

Sensor Retínico Espacio Variante Basado en Tecnología CMOS

Fernando Pardo Carpio

Departamento de Informática y Electrónica
Universitat de València



UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

SENSOR RETÍNICO ESPACIO VARIANTE BASADO EN TECNOLOGÍA CMOS

MEMORIA PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR EN INGENIERÍA INFORMÁTICA
PRESENTADA AL DPTO. DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS
UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

Director:

Dr. Bart Dierickx (IMEC)
Dr. Gregorio Martín Quetglas (Universitat de València)

©Fernando Pardo Carpio
24 de Septiembre de 1997

*Con todo el cariño
A mis padres*

Índice General

Agradecimientos	xi
Evolución y entorno de la investigación presentada	xiii
Resumen	xvii
Abstract	xix
I Fundamentos de la investigación	1
1 Introducción	3
1.1 Objetivos	6
1.2 Contenidos	7
2 Representación log-polar, visión y robótica	11
2.1 Introducción	11
2.2 El ojo humano como sistema de visión foveal	12
2.3 La representación log-polar	17
2.4 Aplicación de la representación log-polar en algunos algoritmos de visión	22
3 Sensores log-polares existentes	29
3.1 Introducción	29
3.2 Tecnología CCD	31
3.3 El sensor retínico CCD	36
3.4 El primer sensor retínico CMOS	50
3.5 Otras aproximaciones a la sensorización log-polar	53
3.6 Conclusiones	54
4 Sensores ópticos CMOS	59
4.1 Introducción	59
4.2 Sensores basados en integración	62
4.3 Sensores basados en conducción	71
4.4 Conclusiones	79
5 Teoría del transistor MOS	83
5.1 Introducción	83
5.2 Inversión débil, primera aproximación	84
5.3 Modelos más precisos	92
II Diseño teórico del sensor retínico	101
6 Diseño eléctrico del sensor	103
6.1 Introducción	103
6.2 Estructura del sensor	104
6.3 La célula básica	107
6.4 Diseño eléctrico del resto del sensor	120
6.5 Resumen de los cálculos realizados	124

7	Simulaciones	129
7.1	Introducción	129
7.2	Descripción Spice del circuito	131
7.3	Respuesta estática del sensor	132
7.4	Respuesta en frecuencia de la retina	138
7.5	Tiempos de respuesta del sensor. Simulación dinámica	142
7.6	Conclusiones	149
 III Realización práctica y experimentación		 155
8	Diseño del chip	157
8.1	Introducción	157
8.2	Trazado de la célula individual	161
8.3	La zona retínica	169
8.4	La zona foveal	174
8.5	La lógica de selección	178
8.6	Detalles del trazado y resto de elementos en el chip	185
8.7	Conclusiones	189
9	El banco de pruebas	193
9.1	Cámara de adquisición de imágenes	193
9.2	El software de adquisición de imágenes y testeo	201
10	Características estáticas y dinámicas del sensor	205
10.1	Introducción	205
10.2	Respuesta del sensor frente a la luz	208
10.3	No uniformidad estructural	216
10.4	No uniformidad aleatoria	231
10.5	Tiempos de respuesta del sensor	238
10.6	Conclusiones	241
11	Algunos experimentos realizados con la cámara	249
11.1	Introducción	249
11.2	Reducción selectiva de la información	250
11.3	Simplificación de las rotaciones y escalados	252
11.4	Cálculo del flujo óptico y del tiempo al impacto	256
11.5	Problemas abiertos	270
 IV Conclusiones		 273
12	Conclusiones y trabajo futuro	275
12.1	Sumario	275
12.2	Contribuciones al estado de la investigación	279
12.3	Trabajo futuro	282
 V Apéndices		 291
A	Parámetros de diseño	293
B	Programas de Matlab	295
B.1	Programas para el cálculo de la respuesta de la célula	295
B.2	Variaciones con la anchura de canal	299
B.3	No uniformidad en la respuesta	301
C	Descripciones Spice para simulación	307
C.1	Descripción del sensor	307

C.2	Librería de subcircuitos	310
C.3	Modelos Spice para Mietec 0.7 μm	311
VI	Bibliografía	317
	Bibliografía	319
	Publicaciones con relación a la tesis	329
	Indice de Materias	331

Indice de Figuras

2.1	<i>La estructura del ojo humano</i>	13
2.2	<i>Estructura nerviosa de la retina en el ojo humano</i>	15
2.3	<i>Distribución de fotorreceptores en la retina humana</i>	16
2.4	<i>Representación gráfica de la transformación log-polar</i>	18
2.5	<i>Comparación entre las representaciones cartesiana y log-polar. Arriba 1550 pixels, medio 2304 pixels y bajo 3000 pixels</i>	19
2.6	<i>Transformación de un giro (plano retínico) en una translación (plano cortical)</i>	21
2.7	<i>Transformación de una operación de escalado (plano retínico) en una translación (plano cortical)</i>	22
2.8	<i>Cálculo del tiempo al impacto</i>	25
3.1	<i>CCD básico con dos fases: (a) Corte transversal. (b) Detalle de una célula</i>	32
3.2	<i>CCD con transporte superficial y tres fases</i>	33
3.3	<i>Transporte de cargas y control en dispositivos CCD</i>	34
3.4	<i>CCD como sensor visual</i>	35
3.5	<i>Estructura de la zona retínica del sensor CCD</i>	36
3.6	<i>Estrategia de lectura en el sensor retínico CCD</i>	40
3.7	<i>Bloques que forman el sensor retínico CCD</i>	41
3.8	<i>Trazado del CCD circular de la retina</i>	42
3.9	<i>Coupler de la retina CCD y funcionamiento</i>	44
3.10	<i>Amplificador de Salida del sensor retínico CCD</i>	45
3.11	<i>Layout final del sensor retínico CCD</i>	47
3.12	<i>Sensor retínico CCD (a) patillaje y (b) fotografía</i>	48
3.13	<i>Diagrama de bloques de la placa de adquisición de imágenes retínicas</i>	51
3.14	<i>Esquema del sistema visual del sensor foveal de la Universidad McGill</i>	52
3.15	<i>Microfotografía del sensor foveal de la Universidad McGill</i>	53
4.1	<i>Acceso aleatorio en un sensor MOS</i>	60
4.2	<i>Circuito básico de la célula BASIS</i>	64
4.3	<i>Diagrama de bloques de la celda básica</i>	67
4.4	<i>Circuito básico con diodo, condensador y conmutadores</i>	68
4.5	<i>Sensor de acceso semialeatorio basado en diodo</i>	70

4.6	<i>Dos células con transistor en la zona de inversión débil: (a) Con seguidor de surtidor. (b) Con amplificador de transconductancia.</i>	72
4.7	<i>Célula con utilización del efecto de canal corto en modo de inversión débil. (a) Esquema eléctrico. (b) Diagrama de capas.</i>	75
4.8	<i>Sensor de conducción basado en transistor bipolar y diodo</i>	77
4.9	<i>Sensor en configuración Darlington</i>	78
5.1	<i>Sección transversal de canal estrecho</i>	97
6.1	<i>Célula básica del sensor retínico</i>	107
6.2	<i>Salida de un transistor en inversión débil</i>	108
6.3	<i>Salida de la célula incluyendo los efectos de geometría pequeña</i>	110
6.4	<i>Variación de la pendiente de salida con la anchura de canal</i>	112
6.5	<i>Variación del offset de salida con la anchura de canal</i>	113
6.6	<i>Variación de la pendiente de salida con la temperatura</i>	114
6.7	<i>Variación del offset de salida con la temperatura</i>	116
6.8	<i>Contribución del error de los parámetros en la salida</i>	117
6.9	<i>Nominal y peores casos posibles de combinación de los errores</i>	118
6.10	<i>No uniformidad en la salida: (a) pendiente de salida, (b) offset</i>	119
6.11	<i>Circuito general del chip para simulación</i>	120
6.12	<i>Célula básica para simulación</i>	122
6.13	<i>Bloques de carga: (a) básica load1 (b) básica load2</i>	122
6.14	<i>Circuito de selección del radio para simulación</i>	123
6.15	<i>Circuito de selección de la circunferencia para simulación</i>	124
7.1	<i>Respuesta en la primera circunferencia</i>	133
7.2	<i>Respuesta de todas las circunferencias juntas</i>	133
7.3	<i>Pendiente frente a circunferencia en simulación</i>	134
7.4	<i>Desplazamiento frente a circunferencia en simulación</i>	135
7.5	<i>Salidas antes y después del seguidor de surtidor</i>	136
7.6	<i>Caída de tensión en la llave de selección</i>	137
7.7	<i>Salida total del sensor en simulación</i>	138
7.8	<i>Respuesta del sensor en función de la frecuencia</i>	139
7.9	<i>Retraso de grupo en simulación de frecuencia</i>	140
7.10	<i>Impedancia de salida y cálculo de la capacidad equivalente</i>	141
7.11	<i>Relación señal/ruido en la salida del sensor</i>	142
7.12	<i>Retraso de las señales de selección de circunferencia</i>	143
7.13	<i>Retraso de las señales de selección de radio</i>	144
7.14	<i>Salida al cambiar circunferencia, iluminación=10pA</i>	145
7.15	<i>Retraso de la respuesta en función de la intensidad luminosa</i>	146
7.16	<i>Retraso en el cambio de radio para diferentes circunferencias</i>	148
7.17	<i>Retraso en el cambio de radio para varias intensidades de luz</i>	149
8.1	<i>Trazado de la célula básica en matriz cuadrada</i>	162
8.2	<i>Trazado de la célula básica mostrando los ejes de la transformación</i>	163

8.3	<i>Célula después de transformar los ejes cartesianos</i>	164
8.4	<i>Layout real de las células: (a) primera y segunda circunferencias (b) séptima y octava</i>	168
8.5	<i>Detalle de la célula central y parte de la fovea</i>	169
8.6	<i>Estructura de la retina</i>	170
8.7	<i>Áreas de la célula y de la parte sensible (fotodiodo)</i>	173
8.8	<i>Relación entre las áreas de la célula y la anchura del canal</i>	174
8.9	<i>Detalle de la fovea mostrando la parte activa de cada célula</i>	176
8.10	<i>Trazado del circuito de selección de radio y circunferencia</i>	178
8.11	<i>Fovea mostrando las líneas de selección circular</i>	183
8.12	<i>Retina mostrando las líneas de selección circular</i>	185
8.13	<i>Ajuste de polígonos: (a) ortogonal (b) rotado (c) solución adoptada</i>	187
8.14	<i>Microfotografía mostrando el layout del sensor retínico</i>	189
9.1	<i>Fotografía del banco de pruebas</i>	194
9.2	<i>Cámara fabricada por IMEC</i>	194
9.3	<i>Fotografía de la cámara retínica mejorada</i>	196
9.4	<i>Bloques en la cámara retínica mejorada</i>	197
9.5	<i>Esquema eléctrico de la cámara mejorada</i>	199
9.6	<i>Entrada al ADC en la cámara. Izquierda: cámara del IMEC. Derecha: cámara mejorada</i>	200
10.1	<i>Imagen cortical. Izquierda: directa del sensor. Derecha: la misma corregida</i>	206
10.2	<i>Imagen retínica. Izquierda: directa del sensor. Derecha: la misma corregida</i>	206
10.3	<i>Salida del sensor con corrección de contraste</i>	207
10.4	<i>Las 8 imágenes obtenidas del fondo con diferentes intensidades de luz</i>	209
10.5	<i>Respuesta tomando las medias de todos los fondos</i>	210
10.6	<i>Pendientes experimentales, teóricas y simuladas</i>	212
10.7	<i>Pendientes experimentales, teóricas y simuladas con la teórica corregida</i>	213
10.8	<i>La pendiente en función del radio</i>	214
10.9	<i>La pendiente en función del radio suavizada</i>	215
10.10	<i>Los cuatro primeros armónicos de la descomposición de la pendiente</i>	216
10.11	<i>No uniformidad circular</i>	217
10.12	<i>Comparación de los desplazamientos simulado, teórico y experimental</i>	219
10.13	<i>Desplazamientos circulares para diferentes iluminaciones</i>	222
10.14	<i>Dispersión en función de la circunferencia</i>	223
10.15	<i>Cálculo de la relación teoría-práctica</i>	225
10.16	<i>No uniformidad radial</i>	227
10.17	<i>Desplazamientos radiales para varias iluminaciones</i>	227
10.18	<i>Offset radial suavizado y su ajuste de Fourier</i>	228
10.19	<i>Los cuatro armónicos significativos de la descomposición de la variación radial del offset</i>	229

10.20	<i>Fondo sin ruido estructural</i>	232
10.21	<i>Dispersiones del fondo aleatorio</i>	233
10.22	<i>Histograma de una imagen gris</i>	235
10.23	<i>Distribución de la respuesta del transistor en inversión débil</i>	236
10.24	<i>Distribución en el seguidor de surtidor. Izq.: $I_{pol}=10 \mu A$. Der.: $I_{pol}=100 \mu A$.</i>	237
10.25	<i>Retraso en la selección de radio. Izq.: $cir=20$. Der.: $cir=75$.</i>	239
10.26	<i>Retraso en la selección de radio (sentido contrario). Izq.: $cir=20$. Der.: $cir=75$.</i>	240
10.27	<i>Retraso en la selección de circunferencia. Izq.: $cir=20$. Der.: $cir=75$.</i>	241
11.1	<i>Comparación de las representaciones retinal y cartesiana en el sensor real (lectura de labios)</i>	251
11.2	<i>Comparación de las representaciones retinal y cartesiana en el sensor real (signos manuales)</i>	251
11.3	<i>Histogramas de tiempos al impacto de una secuencia</i>	268
11.4	<i>Tiempos al impacto de dos secuencias: Izda. anillo. Der. cuadrado</i>	268
11.5	<i>Tiempos al impacto del rollo de hilo: Izda. vertical. Der. frontal</i>	269
12.1	<i>Bloques del sistema IBIDEM</i>	285
12.2	<i>Sistema de torreta del robot móvil</i>	287
12.3	<i>Fotografía del robot móvil</i>	288

Índice de Tablas

3.1	<i>Parámetros de diseño del sensor retínico CCD</i>	38
6.1	<i>Distribución de pixels en la fovea</i>	105
6.2	<i>Errores asociados a diferentes parámetros de diseño</i>	117
8.1	<i>Parámetros de trazado de la retina</i>	170
10.1	<i>Antisimetría de la distribución de salida según el parámetro</i>	237
A.1	<i>Algunas constantes físicas</i>	293
A.2	<i>Nomenclatura utilizada y parámetros tecnológicos para Mietec 0.7 μm</i> .	294

Agradecimientos

Como cualquier tarea de investigación, éste trabajo que se presenta en esta tesis ha sido llevado a cabo, no por una persona sola, sino por la contribución directa o indirecta de muchas personas. Esta influencia de tantas personas sin duda ha enriquecido mucho el resultado de la investigación final. A continuación se encuentran unos agradecimientos donde se recogen las personas que más han influido en la presente tesis, aunque no vienen todos porque no cabrían aquí.

En primer lugar me gustaría agradecer el apoyo de mis directores, el Dr. Bart Dierickx del IMEC, y el Catedrático Prof. Gregorio Martín por sus aportaciones técnicas al primero y por las dotes de organización al segundo.

Me gustaría hacer una referencia especial al grupo de microistemas del IMEC. En primer lugar al Dr. Bart Dierickx ya que sin su ayuda, apoyo y conocimientos, esta tesis habría sido imposible. El contacto con otras personas del IMEC también fue importante, así quiero destacar a Nico Ricquier por sus consejos sobre teoría electrónica, a Danny Scheffer por su ayuda en el diseño, y a Lou Hermans que coordinó desde lo alto el proyecto en el que trabajamos.

Junto con el IMEC, el otro laboratorio donde se realizó parte de la investigación fue el LIRA en la Universidad de Génova. Quiero agradecer con mucho cariño todo el apoyo que recibí del coordinador de este laboratorio, el Profesor Giulio Sandini, que fue quien me introdujo en la línea de investigación que al final ha dado como fruto esta tesis. Me gustaría agradecer la colaboración y amistad de muchas personas del LIRA (imposible nombrarlas a todas), haciendo mención especial a Enrico Martinuzzi con quien colaboré directamente, a Francesco Buemi y Paolo Questa por su amistad y por su ayuda en los temas de hardware y procesamiento de imágenes. Quedan muchos más en el LIRA, no los puedo nombrar a todos pero sin duda todos ocupan un lugar en el corazón, entre todos consiguieron que mi estancia en Italia se convirtiera en una de las épocas más felices.

Tengo que agradecer igualmente la colaboración de muchas personas de la Universidad de Valencia donde finalmente he acabado la investigación, en especial a los profesores y becarios que integran el Departamento de Informática y Electrónica, así como al laboratorio LISITT que no sólo integra tecnologías de la información en tráfico, sino también un numeroso grupo con una gran noción de compañerismo y solidaridad. Más concretamente agradecer el apoyo de mis compañeros del grupo de hardware, donde nos iniciamos con el proyecto FASST, Jose Antonio Boluda, Carlos Pérez, Rafael Martínez y Vicente Cerverón. Me gustaría mencionar al Dr. Germán Fabregat, perteneciente inicialmente también a este grupo de hardware, por su inagotable fe en mi y su apoyo incondicional; es una lástima que no continuara en la Universidad de Valencia, ahora en la Universidad de Castellón tienen mucha suerte al contar con él. Quiero dar las gracias también a Elena Díaz y Juan Domingo por el tiempo compartido tantas tardes junto a las workstations y su ayuda con el Matlab,

procesamiento de imágenes, L^AT_EX, etc.

Muy importante ha sido también la colaboración del becario del programa Erasmus Thomas Kayser, de la Universidad de Mannheim, ya que durante unos meses trabajamos juntos, aquí en Valencia, en la realización de un nuevo prototipo para la cámara retínica con muy buenos resultados. En el mismo sentido destaca la colaboración del estudiante de Ingeniería Informática Francisco Blasco que realizó un trabajo excelente diseñando el frame grabber de alta velocidad para PC.

Sería imperdonable olvidar en los agradecimientos a los administradores del sistema que mantienen la red y las workstations en perfecto estado de funcionamiento. En este sentido quiero dar las gracias a Enrique Bonet y Juanjo Pérez por su paciencia a la hora de resolver los numerosos problemas que iba generando.

Quiero reservar un espacio especial para una de las personas que más han influido en la buena finalización de esta tesis. Es Jose Antonio Boluda. Por su inagotable amistad, puesta a prueba millones de veces, por su ayuda, sus ánimos muy necesarios muchas veces, y por miles de más cosas. Gracias Jose Antonio.

Mis padres y familia han jugado también un importante papel en todo este devenir. Ellos han resultado de mucha más ayuda que cualquier beca, y me han dado amor y afecto que son las herramientas de desarrollo más importantes para llevar a cabo cualquier trabajo.

Y por último, nota obligada, quedan por mencionar las fuentes de financiación necesarias para la realización de este trabajo de investigación que ha sido subvencionado por numerosos proyectos. Mi trabajo fuera de la universidad de Valencia ha sido financiado mediante una beca del programa de Capital Humano y Movilidad de la Comunidad Europea dentro de los proyectos SMART y FOVEA. La fabricación del sensor ha sido financiada por el proyecto IBIDEM (No. 1038) del programa TIDE de la CE. Por otro lado, la Universidad de Valencia, a través del LISITT, ha subvencionado parte de la cámara final, así como los comienzos en investigación del doctorando

Gracias a todos.

Evolución y entorno de la investigación presentada

El tema de la presente memoria hay que enmarcarlo dentro de lo que es la visión activa y más concretamente la utilización de imágenes con estructura espacio variante para resolver problemas de visión. Éste campo está formado por múltiples disciplinas conjugándose principalmente dos de ellas en el trabajo presentado: El diseño de circuitos integrados, en concreto el de microistemas, y el procesamiento de imágenes.

La investigación sobre microelectrónica en la Universidad de Valencia nace a partir del grupo de hardware dedicado al proyecto FASST (Fault-tolerant Architecture with Stable Storage Technology). Este grupo, integrado en el LISITT (Laboratorio Integrado de Sistemas Inteligentes y Tecnologías de la información en Tráfico) del Departamento de Informática y Electrónica, comienza sus investigaciones sobre microelectrónica con pequeños diseños de lógica programable y sigue con la realización de diseño y fabricación de chips *semi-custom*. Dada la etapa de aprendizaje en la cual se encontraba el grupo, parecía interesante establecer algún tipo de conexión con centros especializados en el tema. Así comienza el trabajo de investigación que se presenta.

La oportunidad vino de manos del profesor Giulio Sandini, director del LIRA (Laboratorio Integrato di Robotica Avanzata) dentro de la Universidad de Génova (Italia), coordinador del por entonces llamado proyecto FOVEA, y uno de los precursores principales de la visión foveal. El proyecto FOVEA tenía como objetivo la realización de un sensor log-polar, habiendo dado como resultado el sensor retínico existente basado en tecnología CCD. A finales de 1993 este profesor hizo un llamamiento para cubrir dos becas dentro del programa Europeo de intercambio y movilidad de investigadores (Human Capital & Mobility EC program). La beca consistía en principio en seis meses en la Universidad de Génova extensibles a 9 meses más en IMEC (Interuniversity MicroElectronic Center) en Bélgica.

El objetivo de la investigación, en un principio, era la de mejorar el hardware necesario para la captura de imágenes utilizando el único sensor retínico que existía en aquel momento, que era un sensor retínico CCD diseñado en IMEC al que se le ha dedicado prácticamente el capítulo 3 de la presente memoria. Como parte de este trabajo en Génova se realizaron estudios de algunos algoritmos de procesado de imágenes utilizando imágenes log-polares simuladas, comprobándose su utilidad para el procesamiento de imágenes tal y como se muestra en el capítulo 2, donde se recogen las ventajas de la representación log-polar sin que se haya hecho más que recoger estudios previos que ya existían. En paralelo a estos estudios se hizo una investigación sobre el sensor retínico CCD existente y las formas en que se podría realizar un nuevo diseño, pensando en que al acabar en Italia existía la posibilidad de ir al IMEC donde sería posible una implementación.

Los resultados del trabajo en Italia fueron, por un lado, el diseño de una nueva cámara y una tarjeta de adquisición para PC para el antiguo sensor retínico CCD, y

por el otro, y como consecuencia del estudio de la tecnología CCD para la realización de sensores espacio variantes, la conclusión de que esta tecnología no era la adecuada para este tipo de sensores visivos [PM94b, PDS97], y que, por lo tanto, habría que utilizar otra, como por ejemplo la CMOS. De hecho, en Italia se investigó ya sobre la célula básica de los sensores visivos CMOS del IMEC y se comprobó que presentaban mejores características que la tecnología CCD, si bien por aquel entonces su conocimiento era todavía muy superficial.

Al acabar en Italia se obtuvo también la beca de Bélgica. El objetivo del trabajo en Bélgica era diseñar un sensor con representación log-polar que evitara los problemas de diseño que un sensor de este tipo plantea, tal y como se había constatado en Italia. La justificación de este objetivo era clara, por un lado era la continuación de los objetivos del proyecto FOVEA inicial, y por otro, la concesión de un nuevo proyecto, de nombre IBIDEM, cuyo elemento principal era una cámara foveal. El proyecto IBIDEM consistía en la realización de un sistema para la comunicación visual entre sordomudos. La cámara retínica venía justificada por la reducción selectiva de la información que permite utilizar líneas de teléfono comunes para enviar imágenes en tiempo real. La concesión de este proyecto hacía conferir esperanzas para la implementación y fabricación del sensor.

En los primeros meses, dirigido por el Dr. Bart Dierickx y coordinado a nivel de proyecto por el Dr. Lou Hermans, se estudiaron diversas configuraciones y posibilidades para la realización de un sensor visivo de estas características, recogiendo los resultados de este estudio, previo a la realización del sensor, en el capítulo 4. La conclusión fue que la mejor célula debía ser precisamente la que emplea IMEC en algunos de sus sensores de imágenes [PBP⁺96c]. A partir de este momento se emprendió la tarea del diseño del sensor que empezó con un estudio algo más profundo de la célula básica elegida, tal y como muestra el capítulo 6, para que el diseño fuera lo más acertado posible.

En aquel momento, el consorcio del proyecto IBIDEM, que era al fin y al cabo el que debía soportar económicamente la fabricación del chip, todavía no había decidido utilizar el nuevo diseño. El problema que se planteaba es que al menos la tecnología CCD ya se había probado y además ofrecía siempre mejor calidad de imagen que las cámaras CMOS. Realizar el sensor utilizando la tecnología CMOS era un riesgo. Después de que el consorcio revisó las simulaciones, las características del nuevo diseño, y los problemas reales que un sensor CCD podría plantear, además de que se dieron cuenta de que el diseño con la tecnología CMOS ya estaba hecho y sólo faltaba mandarlo a fabricar, tomaron la decisión de financiar su fabricación.

Este fue un momento importante puesto que, hasta aquel momento, el diseño había sido una apuesta del doctorando, consentida y avalada por el IMEC, que podría haber terminado en un diseño que nunca habría visto la luz sino se hubiera encontrado la forma de financiarlo.

El diseño del chip realizado en IMEC consistía en una descripción utilizando el

lenguaje SKILL de la parte sensora del chip, es decir, el diseño completo de la retina, la fovea, y los circuitos de selección, tal y como se presentan en el capítulo 8. Algunos cambios en el diseño, junto con la adición de los pads, un amplificador operacional simple y un diodo de pruebas, fue realizado a posteriori por IMEC.

El sensor fue finalmente fabricado. Después de unos meses de espera se comprobó que funcionaba tal y como se había previsto. Hacía falta, eso si, el hardware necesario para poder leer imágenes. En IMEC realizaron una cámara fácil de usar y compacta. Sin embargo, pronto se comprobó que dicha cámara introducía algunos problemas, como retrasos, etc. que no eran debidos al sensor sino al hardware. En el Instituto de Robótica de la Universidad de Valencia, se realizó, en conjunción con el becario Thomas Kayser del programa Erasmus, que por entonces visitaba la Universidad de Valencia, una nueva cámara que permitía obtener las características reales del sensor. Además, esta cámara incluye un circuito para la corrección automática del patrón fijo de ruido que es el principal problema de este sensor. La descripción de esta cámara, junto con la del banco de pruebas, se encuentra en el capítulo 9.

Con la nueva cámara, y con la del IMEC, se realizaron numerosas pruebas para ver el comportamiento real del circuito. Este estudio experimental del chip, que se presenta en el capítulo 10, no sólo ha servido para comprobar que el sensor funciona correctamente y puede ser utilizado en aplicaciones generales, sino que ha servido también para encontrar algunas mejoras, mínimas por otra parte, que pueden ser útiles para futuras realizaciones del chip, si bien el diseño actual cumple con los objetivos y expectativas planteadas.

Todo esto es básicamente el trabajo de investigación que se presenta en esta memoria. La lectura ha sufrido cierto retraso ya que se ha preferido esperar para así tener algunos resultados aceptados y publicados en conferencias y una revista, no sólo por el firmante sino por otros grupos que utilizando el sensor han obtenido algunos resultados interesantes en el campo del procesamiento de imágenes [FJPG95b, FJPG95a, FCSQ96, QS96].

Las perspectivas que este sensor abre son amplias tal y como se muestra en el capítulo 12. El proyecto IBIDEM ha llegado casi a su fin lo que significa la existencia de un producto en el mercado, un sistema de vídeo conferencia para sordo-mudos, cuyo elemento principal es el sensor retínico. Por otro lado, hay otros proyectos, de carácter más académico, que se están poniendo en marcha como consecuencia directa de la existencia del sensor. En concreto destaca la utilización del sensor como sistema de visión en un robot móvil realizado en el Instituto de Robótica de Valencia y que permitirá la realización de algoritmos de visión activa que se ejecutan en menos tiempo que los utilizados con cámaras convencionales. Esta misma idea quiere ser explotada por un consorcio formado por grupos de robótica, óptica y microelectrónica del CSIC, y otros grupos dedicados a la visión en robótica como el de Giulio Sandini en Génova donde llevan varios años estudiando la utilización de las imágenes log-polares para visión y navegación robótica.

En ningún caso este sensor pretende sustituir a las cámaras convencionales CCD que ofrecen siempre una mayor calidad de imagen, y seguirán siendo las cámaras más utilizadas en la mayoría de las aplicaciones de visión. Sin embargo, existen determinadas aplicaciones donde la utilización del sensor retínico es más conveniente. Es solamente en estas aplicaciones específicas donde el sensor tiene una especial relevancia.

Resumen

La utilización de imágenes como entrada a un sistema de procesamiento es un tema de investigación que, desde hace tiempo, ha demostrado ser muy útil en múltiples aplicaciones que van desde la monitorización y control, a su utilización en sistemas de visión para robots. En la mayoría de las ocasiones se ha empleado una cámara convencional, de las utilizadas en consumo doméstico, para resolver los diferentes problemas de visión que se han ido planteando.

Con la ampliación del mercado del procesado de imágenes, y con el abaratamiento de determinadas tecnologías diferentes a la CCD, se ha empezado, no hace mucho, a cambiar la tecnología de fabricación de cámaras para el procesado de imágenes. Este cambio de orientación hacia el sensor en sí, y la forma en que las imágenes son capturadas, se plasma en la introducción de nuevas distribuciones topológicas de los pixels en la cámara. Una distribución en matriz cartesiana resulta interesante para la mayoría de aplicaciones, pero alguna otra topología como en el ojo humano por ejemplo, donde la resolución es mayor en el centro de la imagen, puede resultar interesante para determinadas aplicaciones. Las características matemáticas del mapeado log-polar (que es un caso particular de una topología espacio-variante, como en el ojo) y sus propiedades de reducción selectiva de la información, hacen que sea la más adecuada para realizar cámaras de visión foveales (mayor resolución en el centro).

La tecnología CMOS se ha popularizado en los últimos años debido a su bajo coste y facilidad de diseño. El campo de aplicación de esta tecnología es básicamente el de circuitos digitales, pero dado su bajo coste, ha resultado interesante su aplicación en sistemas analógicos y en la realización de sensores. La calidad obtenida con esta tecnología no es tan buena como la que se obtiene de un CCD, pero para un sistema de visión automática el concepto de buena calidad depende de la tarea a realizar, y hoy en día, la mayoría de los problemas de visión se pueden resolver con calidades de imagen inferiores a la del CCD. Aparte, la tecnología CMOS ofrece una serie de ventajas para la realización de sistemas de visión, como son la facilidad de conexión, reducción de circuitería y control, acceso aleatorio, etc.

En esta tesis se juntan ambos conceptos, por un lado la realización de un sensor espacio variante para el tratamiento de imágenes o su simple captura, y por el otro, la utilización de la tecnología CMOS para la fabricación de un sensor de imágenes.

La justificación de la tecnología CMOS es que, en primer lugar, la tecnología CCD ha demostrado ser inadecuada para abordar el problema de escalado y diseño que supone tener pixels de diferentes tamaños en el sensor con disposición polar. En segundo lugar, el sensor retínico puede jugar un gran papel en sistemas de visión empotrados, por lo que resulta interesante que sea fácilmente conectable a un sistema basado en microprocesador, un bus, etc. Además, resulta interesante el abaratamiento de costes que supone la utilización de estos sensores junto con el abaratamiento indirecto obtenido por la reducción del sistema y la sencillez de la lógica de control.

Hay dos formas básicas de capturar la luz con un sensor CMOS. Un primer grupo de sensores lo forman aquellos cuyas células están basadas en la integración de la luz durante un cierto intervalo de tiempo. Este método, si bien ofrece una calidad alta, no es el más adecuado para la sensorización espacio-variante puesto que resulta difícil resolver el problema del escalado de la señal entre pixels de diferentes tamaños. Además, la lógica de control es crítica y no se consigue un verdadero acceso aleatorio. En el otro grupo, la luz es convertida en una magnitud eléctrica accesible continuamente; la calidad no es tan alta por ser más sensibles al ruido, pero su lógica de control es más simple y son verdaderamente accesibles aleatoriamente de forma continua.

El tipo de célula elegida para la realización del sensor se encuentra en este segundo grupo y posee además una relación logarítmica entre la luz incidente y la señal entregada. La respuesta logarítmica resuelve el problema del escalado entre células ya que transforma las diferencias de escala en un término aditivo que puede ser restado fácilmente fuera del sensor por un circuito que también se incluye. Aparte, el escalado de los transistores según la circunferencia permite tener un banco de pruebas para testear y comprobar los efectos de geometría pequeña presente en los transistores MOS. Así, se han realizado estudios sobre los efectos de canal estrecho en el sensor que pueden resultar interesantes dados los pocos sistemas donde se pueden probar los escalados en la anchura del canal.

El sensor ha sido diseñado y fabricado utilizando tecnología CMOS de Mietec 0.7 μm . Las herramientas de diseño actuales no están preparadas para la realización de diseños con curvas, disposiciones polares, etc. El problema se aborda a partir del diseño completamente a medida de cada uno de los elementos. Para ello se utiliza un lenguaje para describir los diferentes polígonos y vértices a partir de la descripción matemática del sensor. Se ha realizado por tanto una descripción que genera, casi de forma automática, el plano focal del sensor de cualquier retina dándole los parámetros del sensor (pixels, circunferencias, etc.).

Se ha realizado una cámara y tarjeta de adquisición de imágenes para realizar diversos experimentos. El sensor funciona. El sensor permite hasta 200 imágenes por segundo. La resolución es de 128x56 en la retina y 20 circunferencias más en la fovea con un número decreciente de pixels por anillo. La calidad de imagen alcanza los 7 bits (128 niveles de gris). La respuesta logarítmica permite hasta 4 décadas de niveles de iluminación. La principal desventaja es el alto nivel de ruido fijo (FPN) que puede ser fácilmente resuelto mediante circuitería externa. Un problema que también existe es la diferencia de ganancia de los pixels inferiores debido a la corriente de pérdidas, pero esta diferencia es pequeña y puede ser minimizada externamente.

Este sensor abre un amplio campo de aplicaciones que van desde la comunicación de imágenes en tiempo real por líneas de baja banda, hasta su utilización en análisis de movimiento a alta velocidad para navegación robótica. En cuanto a la primera aplicación existe actualmente un sistema para comunicación entre sordo-mudos que utiliza el sensor. Sobre la segunda, hay varios centros investigando sobre el tema.

Abstract

The utilisation of images as the input for a processing system is a research field that has demonstrated its benefits in many applications ranging from control and monitoring to robot vision systems. In most cases a classical video camera has been employed to solve many different image processing tasks.

With the increasing market of the image processing, and with the cost reduction of different technologies than the CCD, came a change in the technology employed for sensor fabrication. This change in orientation to the sensor itself and the way images are captured, has led to the introduction of new pixel topologies for image cameras. The cartesian grid distribution is interesting for most application, but some other topology, as in the human eye where resolution is higher in the middle for example, can be interesting for some specific applications. The mathematical properties of the log-polar mapping (that is a particular case of a space-variant topology, like in the eye), and its properties of selective data reduction, make this special mapping the most suitable to implement foveated vision cameras (more resolution in the image centre than in the periphery).

The CMOS technology has become very popular during the last years due to its low cost and easy design. The application arena of this technology is the digital circuit design, but since its cost is reduced, it has become interesting the application in analog systems and the implementation of vision sensors. CMOS image quality is not as good as the CCD, but for an automatic vision system, the concept of good quality depends on the task to be performed, and nowadays, most image processing problems can be solved with less image quality than the offered by CCD cameras. Yet, the CMOS technology offers many advantages for the implementation of image processing systems, as the easy connection logic and simple interface, control circuitry reduction, true random access, etc.

Both ideas are put together in this thesis. In the one hand, the implementation of a space-variant sensor for image processing or just acquisition, and in the other hand, the employment of the CMOS technology for the image sensor design and fabrication.

Several reasons justify the election of the CMOS process to fabricate the sensor. First, it has been demonstrated that the CCD technology is not good to solve the design and scaling problem coming from the presence of different size pixels and their polar distribution. Second, the retinal sensor can play a good role in embedded vision systems; therefore it is interesting to have a simple interface to a microprocessor system, a bus, etc. Also, it is interesting the cost reduction coming from the use of these sensors together with the indirect cost lowering coming from the system size reduction and the simple control logic.

There are several possibilities to capture light using the CMOS technology. A first sensor group is formed by those sensors which cells are based on light integration

during a time interval. This method, although it offers good image quality, is not the most adequate for the space-variant sensing since it is very difficult to solve the scaling problem among different size pixels. Yet, the control logic is critical and there is no true random access. In the other group, sensors transform light in a electrical magnitude measurable in a continuous way; image quality is not so good since they are more sensible to noise, but their driving logic is simpler and they can truly be accessed pixel by pixel in a continuous way.

The elected cell for the sensor implementation is found in this second group, presenting a logarithmic relation between incident light and output signal. The logarithmic response solves the scaling problem among cells since it transforms the scaling differences in additive terms that can be easily subtracted outside the chip by a circuit that is also described. In the other hand, the transistor scaling among circumferences allows a test bench to prove and measure the small geometry effects of MOS transistors. In this way, some studies have been carried out on the narrow channel effects in the sensor that are interesting since there are few systems where the width scaling can be tested.

The sensor has been designed and fabricated using the Mietec 0.7 μm CMOS technology. Current design tools are not prepared to handle designs with curves, polar disposition of elements, etc. This problem has been solved using a full custom design approach based on a language to describe every element of the sensor. Every polygon and vertex is described using this language from the mathematical sensor description. Th resulting description generates, almost automatically, the sensor focal plane of any retinal structure just giving the basic sensor parameters (pixel number, circumferences, pixel pitch, etc).

The fabricated sensor works correctly. A camera and frame grabber have been implemented to make some experiments and measures. The sensor can work up to 200 images per second. The resolution is 128x56 in the retina and 20 more rings in the fovea with decreasing number of pixels per ring. The image quality is about 7 bits (128 grey levels). The logarithmic response allows up to 4 decades of illumination levels. The main disadvantage is the high fixed pattern of noise (FPN) that can be easily solved by external circuitry. Another problem is the difference in the gain between inner and outer cells due to the leakage current in small cells, but this difference is small and can be minimised outside the sensor.

This new sensor opens a wide field of applications ranging from the real time image communication through low bandwidth lines, to the high speed movement analysis for robotic navigation. First application has been already implemented using the retinal sensor for a deaf-mute communication system. Second application is still under study and development by some research institutes.

Parte I

Fundamentos de la investigación

Capítulo 1

Introducción

El tratamiento digital de imágenes es un campo de investigación con una ya larga tradición aunque sus comienzos se remonten a unas pocas décadas nada más. En todo este tiempo la investigación se ha estado centrando, sobre todo, en el tratamiento de las imágenes, el análisis de las imágenes, y su uso en múltiples aplicaciones de control, robótica e industria. A pesar de los avances obtenidos en este campo, parece que se haya dejado de lado un punto muy importante dentro del procesado de imágenes, y es la captura misma de estas imágenes. El investigador, en la mayoría de los casos, parte de una imagen que es una función bidimensional cuya salida es el nivel de gris de un punto situado en unas coordenadas, normalmente cartesianas, y a partir de esta función se realiza toda la investigación.

Algunos investigadores, en cambio, empezaron a prestar más atención, no sólo al procesado de la imagen sino a la propia imagen en sí y cómo esta imagen era capturada a partir de un entorno real. Es decir, el problema de visión se traslada, de plantearse cómo procesar mejor una imagen dada, a plantearse cómo capturar el entorno para que el procesado posterior de las imágenes sea más simple.

Las imágenes normalmente son tratadas como una función bidimensional de valores de gris, o en su caso de color. Es normalmente una función cartesiana $f(x, y)$ que para un punto (x, y) en un plano cartesiano, devuelve el valor de gris en ese punto de la imagen. Restringir las posibles representaciones de una imagen a un plano cartesiano supone acotar mucho las posibilidades del procesamiento de imágenes.

Podrían considerarse otras topologías a partir de las cuales tratar una imagen. Por ejemplo, cada vez más se utilizan cámaras que tienen un espejo cónico sobre ellas, lo que permite tener una visión periférica de todo el entorno de un robot por ejemplo. Para acceder a una de estas imágenes ya no resulta adecuada una función cartesiana ya que la realidad captada por la cámara ha sido transformada. Tendría más sentido tener la imagen como una función polar $f(r, \theta)$ donde con el radio y el ángulo se seleccionara un punto. El radio sería la altura del entorno real, y el ángulo sería la orientación de la cámara, con lo cual sería muy sencillo procesar la imagen ya que ésta

tendría una correspondencia con el entorno real. Si se elige una función cartesiana ya no es tan sencillo comprender qué es lo que se encuentra en dicha imagen.

Esta preocupación por la forma de representar o también captar la información luminosa antes de procesarla llevó a la aparición de diversas topologías que si bien podían resultar poco coherentes para un entendimiento humano, podían simplificar ciertas operaciones matemáticas o algoritmos de procesado de imágenes. Una de estas representaciones es la llamada log-polar. Esta representación es parecida a la comentada anteriormente con la salvedad de que las unidades radiales crecen de forma exponencial, es decir, la correspondencia entre el radio de un punto en el plano de la imagen y el número de pixels correspondientes a este radio es logarítmica.

Probablemente, la característica más interesante de esta forma de representar el entorno visual es la reducción selectiva de la información. La concentración de pixels es grande en el centro y se va reduciendo hacia la periferia. Esta forma de distribuir los pixels recuerda mucho a la distribución de fotorreceptores en el propio ojo humano. No debe ser casualidad que en el ojo humano existan más fotorreceptores en el centro de la imagen que en la periferia. Después de todo, la parte interesante se encuentra siempre en el centro (el conjunto formado por los músculos de la cabeza y ojo forman un sistema muy apropiado para fijar la atención) permitiendo de esta manera una reducción de la información total a visualizar (en la periferia la información no es tan interesante) mientras que todavía se mantiene un amplio campo visual.

Los sistemas de visión biológicos se caracterizan por tener propiedades cualitativas interesantes como la mencionada anteriormente, pero sus propiedades matemáticas no son tan precisas. En esto, un buen diseño puede ganarle la partida a un sistema de visión biológico, aunque lo cierto es que aún se encuentra la investigación en un estado muy inicial como para siquiera parecerse un poco en prestaciones al sistema de visión humano por ejemplo. De todas formas, se pueden introducir en la sensorización algunas características matemáticas como la transformación comentada anteriormente, de manera que se simplifique el procesado de la señal. De momento existe una reducción importante en el procesado y entendimiento de imágenes por el solo hecho de reducir la información a procesar, pero es que además existen las propiedades propias de la transformación matemática. Así por ejemplo, aunque se comenta con más detalle en el capítulo 2, una rotación de un objeto se transforma, al utilizar una función de representación log-polar en vez de cartesiana, en una translación. Lo mismo ocurre con el escalado de un objeto que también se transforma en una translación, mucho más fácil de tratar matemáticamente que una rotación o un escalado.

Si no se le ha dado la importancia que este tema tiene realmente, es porque el investigador a partido siempre de imágenes tomadas de forma cartesiana, y esto ha sido así porque la herramienta de captación utilizada ha sido siempre una cámara cuya parte sensora poseía siempre esta representación cartesiana, que si bien resulta muy adecuada para ser vista por el ojo humano, quizá no lo resulta tanto para la visión de un robot por ejemplo, y el caso más llamativo se presenta precisamente en el ojo

humano donde la representación no es cartesiana en absoluto.

Parece por tanto justificado, investigar e intentar realizar cámaras que no tengan representación cartesiana sino alguna otra distribución que permita simplificar el procesado de la imagen para la realización de cierta tarea. Partiendo de este punto hay que ver si esto es posible con la tecnología actual, y realizar, diseñar y fabricar un sensor con alguna de estas características.

Dejando un poco de lado el problema del procesamiento de imágenes, el siguiente punto consiste en acercarse al problema del diseño de sensores vivos, o más genéricamente, al diseño de **microsistemas**.

Si se observa el problema de los sensores ópticos desde una perspectiva histórica, podemos decir que hay dos procedimientos típicamente usados en sistemas electro-ópticos. Estos dos métodos difieren por el tipo de elemento detector utilizado. El primero está basado en la detección de la intensidad de luz en cada píxel (picture element) por un haz de electrones que recorre toda el área que compone una imagen. Esta técnica fue la primera en utilizarse en cámaras de vídeo, y aunque su tamaño se ha venido reduciendo en los últimos tiempos, sigue siendo su volumen y complejidad lo que las hace poco operativas. El segundo método está basado en la presencia de elementos detectores en cada píxel dispuestos en una matriz de dos dimensiones. Con este segundo método se obtienen cámaras más pequeñas y compactas con una complejidad mucho menor.

Con el avance de la **microelectrónica** y la alta escala de integración (VLSI), las matrices de detectores han ganado en rendimiento, reducción de tamaño y disponibilidad. Los sensores de estado sólido, discutidos en la presente tesis, usan las propiedades electro-ópticas de los semiconductores para detectar radiación electromagnética, en nuestro caso, luz en el espectro visible. Unidades de procesamiento de señal pueden ser incluidas en los detectores en el plano focal del sistema. Las salidas del sistema son típicamente leídas secuencialmente usando técnicas de exploración electrónica. La matriz de dos dimensiones es una expansión del concepto de matriz lineal que es a su vez una expansión del elemento detector simple.

Las técnicas de transferencia de cargas son el método más común usado en sensores ópticos de dos dimensiones. En este método, la carga foto-generada es capturada y transferida de una forma predeterminada. Las dos tecnologías de transferencia de cargas más comunes son dispositivos de carga acoplada (CCD Charge Coupled Device), introducido por Boyle y Smith [BS70], y dispositivos de carga inyectada (CID Charge Injected Device), propuesto por Burke y Michon [BM76].

Aparte de los dispositivos de transferencia de carga, otros conceptos para matrices discretas de detectores ópticos han sido implementados y estudiados. Un concepto común en este tipo de dispositivos es una matriz de uniones de semiconductores p-n que son también llamadas fotodiodos y que son la base para la captación de la luz y su posterior lectura. Aunque el fotodiodo es la célula básica más extendida y simple,

hay otras variaciones, siempre sobre el mismo tema de la unión p-n, que también se utilizan, como por ejemplo, el uso de esa misma unión en la base de un transistor BJT, obteniéndose en este caso una amplificación directa de la señal de entrada.

1.1 Objetivos

Tal y como se ha explicado en la sección anterior, y con más detalle en el capítulo 2, parece que existe un hueco en el campo de los sensores visivos. Este hueco estaría formado por sensores con topologías especiales que realizaran algún tipo de transformación en tiempo real.

Una de estas transformaciones, de gran interés en robótica y otras aplicaciones industriales, es la transformación log-polar. Existen actualmente dos sensores con representación log-polar, uno el CCD que ya existía en el momento del planteamiento de la presente tesis, y otro, basado en tecnología también CMOS que siguió un desarrollo casi paralelo en el tiempo. Ninguno de estos dos sensores ha conseguido salir del laboratorio para poder ser usado en aplicaciones industriales, o con un gran mercado, debido principalmente a que no ofrecen las características que un sensor con representación log-polar debe tener para ser realmente útil.

El objetivo principal de la presente tesis es la realización de un sensor visivo espacio-variante con representación log-polar que consiga resolver los problemas tecnológicos, de diseño y prácticos, que un sensor de este tipo plantea.

Para llevar a buen término este objetivo principal, se tuvo que dividir el trabajo en varios subobjetivos o fases dentro del diseño del sensor:

- Realización de un estudio previo de la transformación log-polar y su utilización en el tratamiento de imágenes. Este estudio es necesario para conocer exactamente las necesidades del problema del tratamiento de imágenes, campo de aplicación del sensor, etc. A partir del conocimiento de estas necesidades, es cuando se puede realizar el diseño de la estructura del sensor.
- Estudio de las diversas formas de capturar la luz, estudio de las tecnologías posibles y su problemática individual, estudio de las diferentes células según la tecnología. Este estudio debe dar como resultado la elección de una tecnología concreta con una célula de captura de luz concreta que mejor se adapte a la estructura planteada en el punto anterior.
- Estudio teórico minucioso de la célula individual elegida para la realización del sensor visivo. Este estudio debe dar como consecuencia la elección de los parámetros de diseño de los transistores en la célula.
- Diseño del sensor con la estructura y tecnología definida en los pasos anteriores.

Esta realización presenta aspectos novedosos como el diseño automatizado de trazados o *layouts* en disposiciones no rectangulares.

- Simulación completa del comportamiento del sensor. Esta simulación puede hacer que se modifiquen algunos de los parámetros previamente diseñados.
- Por último, debe fabricarse el chip y ser testeado para comprobar que cumple con los requisitos planteados. Este testeo también debe servir para encontrar posibles mejoras para futuras realizaciones. Para el testeo será necesario la realización del hardware apropiado para la toma de datos, es decir, habrá que realizar una cámara con este sensor.

En los diferentes capítulos de la tesis se mostrará la consecución de cada uno de los objetivos planteados, y además se presentan al final algunas aplicaciones del sensor. Algunas de estas aplicaciones están a punto de convertirse en productos comerciales, y otras están apareciendo en estos momentos.

1.2 Contenidos

La presente tesis se ha dividido en cuatro partes que recogen el flujo de trabajo realizado en la investigación. La primera parte trata sobre el estado de la investigación así como los fundamentos teóricos necesarios para llevar a cabo la tesis. La segunda parte se refiere al diseño de la parte eléctrica del sensor así recogiendo los estudios teóricos del circuito y las simulaciones para un mejor diseño. La tercera parte es la de realización y experimentación donde se recoge el diseño del layout del chip y los diferentes experimentos realizados para caracterizar el sensor y probar su funcionamiento. Por último, en la parte de conclusiones se recogen las aportaciones de la presente tesis así como el trabajo futuro a realizar en este campo de investigación. Los capítulos de la tesis son los siguientes:

El **Prefacio** es importante puesto que se da un resumen histórico de todo lo que ha sido el desarrollo de la investigación que se presenta en esta tesis, además de especificar qué trabajos han sido desarrollados.

En el **capítulo 1** se da una breve introducción del contenido general de la tesis y también se dan los objetivos que se pretendían alcanzar previos a la realización del sensor retínico.

En el **capítulo 2** se dan unas nociones generales sobre el procesado de imágenes y la importancia que la representación espacio variante, y el sensor retínico, pueden tener para conseguir mejoras en la velocidad de procesamiento de los actuales sistemas de visión. Se hace también una breve exposición de las características principales del ojo humano como sistema de visión que resuelve los grandes problemas que tiene planteados actualmente el procesamiento de imágenes.

En el **capítulo 3** se explica con detalle el primer sensor log-polar diseñado usando tecnología CCD. El estudio de este primer sensor es muy importante ya que introduce los problemas típicos de diseño que un sensor visivo espacio-variante plantea, sea cual sea su estructura. También se explica, aunque con menor detalle, otro sensor log-polar basado con tecnología CMOS, pero que presenta características muy diferentes al diseñado en la presente tesis.

En el **capítulo 4** se estudian los diferentes mecanismos existentes para la captación de la información luminosa utilizando tecnología CMOS. Una vez decidido que el proceso CMOS es más adecuado que el CCD para la realización de un sensor espacio-variante, se estudian las diferentes células fotorreceptoras que esta tecnología ofrece, eligiéndose finalmente una célula que se considera la más adecuada para la realización del sensor.

En el **capítulo 5** se presentan las ecuaciones que describen el funcionamiento del transistor MOS en inversión débil. También se presentan los efectos de geometría pequeña que tanto influyen en el sensor retínico.

En el **capítulo 6** se recoge el diseño del circuito eléctrico del sensor retínico prestando especial atención a la célula básica, sobre la que se realiza un estudio de su comportamiento utilizando las ecuaciones del capítulo anterior.

En el **capítulo 7** se presentan numerosas simulaciones eléctricas para estudiar el comportamiento del sensor. Se presentan muchos resultados del comportamiento teórico del sensor global, no sólo incluyendo la célula fotorreceptora sino también el resto de circuitería.

En el **capítulo 8** se muestra el proceso de diseño del trazado (layout) del sensor. Se presenta una metodología para el diseño del layout de circuitos con estructura espacio variante no ortogonal. Esta metodología hace uso de un lenguaje genérico para la definición del trazado de polígonos o *layout*.

En el **capítulo 9** se realiza una descripción del banco de pruebas realizado para la obtención de los resultados experimentales. Este banco de pruebas incluye el diseño completo y realización de una cámara conectada al bus de un PC estándar.

En el **capítulo 10** se dan los resultados experimentales obtenidos a partir del chip retínico una vez fabricado. Estos resultados incluyen especificaciones eléctricas así como diversas imágenes que muestran las propiedades para visión de este sensor.

En el **capítulo 11** se recogen algunos experimentos realizados con el sensor retínico en aplicaciones prácticas de tratamiento de imágenes. Básicamente se han llevado a la práctica aquellos algoritmos y cualidades cuyas ventajas matemáticas, derivadas de la utilización del sensor, quedaron ya demostradas en el capítulo 2.

En el **capítulo 12** se dan las conclusiones generales del trabajo realizado, los objetivos alcanzados, las aportaciones al estado del arte, etc. También se recogen

las futuras líneas de investigación consecuencia directa de la presente tesis doctoral. Estas líneas incluyen el estudio de otros algoritmos especialmente adecuados para ser utilizados con este sensor, la utilización del sensor en robots móviles, explotación de las propiedades del sensor para la comunicación de imágenes, etc.

Por último, los **apéndices** recogen listados, parámetros y otros elementos que se han puesto en esta parte para que la lectura de la tesis fuera lo menos pesada posible.

Capítulo 2

Representación log-polar, visión y robótica

2.1 Introducción

Un robot, para que sea lo más autónomo posible, necesita ser sensible al medio que lo rodea para poder controlar sus movimientos en cualquier entorno y hacer frente a sucesos inesperados. Un sistema sensor, como la visión, es fundamental en robótica ya que permite cierta autonomía al capacitar al robot con un sistema que le permite percatarse de su entorno.

Muchos investigadores han centrado el problema de los sistemas de visión en un asunto de procesamiento de los datos visuales (de ahora en adelante imágenes). Sin embargo, poca atención se ha prestado en la definición de dispositivos y estrategias para la adquisición de imágenes, que podrían reducir la cantidad de datos a ser procesados y la complejidad del algoritmo para extraer la información útil [TS91b].

Hasta ahora, el mayor esfuerzo intentando reducir la cantidad de información desde el sensor visual se ha concentrado en la propia imagen. Esto es correcto para sistemas remotos donde una imagen es mandada lejos para ser posteriormente analizada y procesada por un sistema mucho más complejo. La estrategia en la reducción de la información debería ser diferente para sistemas donde el objetivo es resolver problemas de *comprensión y comportamiento*. En este caso, el principal objetivo de la reducción de información es evitar sobrecargar el sistema con información poco útil. Cabría definir el concepto de *poco útil*, de manera que se puede decir que *información útil es aquella necesaria para llevar a buen término una tarea*, por tanto, se puede decir que información poco útil, o redundante, es aquella que no es necesaria para la realización de una tarea determinada. Por tanto, los conceptos de información útil y reducción de la información vienen estrechamente ligados a una tarea específica.

Una forma de reducir la cantidad de información a nivel de sensor es producir

directamente en el sensor una transformación de la imagen, de manera que se obtenga sólo la información útil que interesa. Una de estas transformaciones es la log-polar, caracterizada por una mayor concentración de información visiva en el centro de la imagen reduciéndose paulatinamente hacia la periferia.

2.2 El ojo humano como sistema de visión foveal

En la historia de la ciencia se dan muchos casos de sistemas artificiales que intentan imitar cualidades humanas. Podría parecer que la retina o chip foveal que se presenta en esta tesis sería otro sistema que intenta imitar a sistemas biológicos de probada eficacia. Esto no es realmente así. La estructura foveal del ojo no es lo que ha inspirado a los primeros investigadores en estos temas a realizar visión foveal. Por el contrario, han sido los estudios realizados con este tipo de representación lo que ha demostrado la versatilidad y la buena estructura del ojo humano. Resulta muy interesante comprobar cómo la estructura del ojo humano no es caprichosa, sino que está muy adecuada para la misión que debe realizar, y es la de proveer al ser humano de un sistema de visión que le permita entender el entorno.

En cualquier caso, tampoco sería cierto suponer que la investigación de la fisiología del ojo no ha tenido ni tiene ninguna influencia sobre la investigación de sistemas de visión artificial, sobre todo, porque parece que los sistemas de visión cada vez convergen más hacia el ojo biológico, no quizá tanto porque se quiera imitar, sino porque demuestra que es un buen sistema de visión. Ejemplos de esta convergencia los tenemos, sobre todo, en el chip retínico, pero también hay otros, llamados precisamente *retinas*, no por la disposición espacio-variante de sus pixels, sino por cierto preprocesado que se encuentra en el propio sensor [BZD93a]. Esta analogía en los nombres es debida a que en la retina biológica, varias células fotorreceptoras se combinan en un entramado nervioso que, se cree, realiza algún tipo de preprocesado antes de llegar al cerebro.

Dada la importancia del ojo como sistema de visión, resulta interesante hacer una descripción de sus características más importantes incluyendo su anatomía. El globo ocular se encuentra alojado en la órbita ciliar en la cara y está sujeto por seis músculos externos, cuatro llamados rectos y dos oblicuos, que le producen la movilidad de que dispone su órbita, permitiendo girar en torno a un centro que está a unos 15 mm. detrás de la córnea. Este sistema móvil es crucial para la visión foveal ya que se requiere que el objeto interesante se encuentre en el centro de la imagen.

2.2.1 Estructura y características generales del ojo

En la figura 2.1 se encuentra la estructura del ojo humano [Cas85], donde se muestra que el globo ocular se encuentra encerrado en una membrana dura y resistente llamada *esclerótica* que le sirve de protección, y en su parte anterior tiene una prominencia

transparente llamada *córnea*.

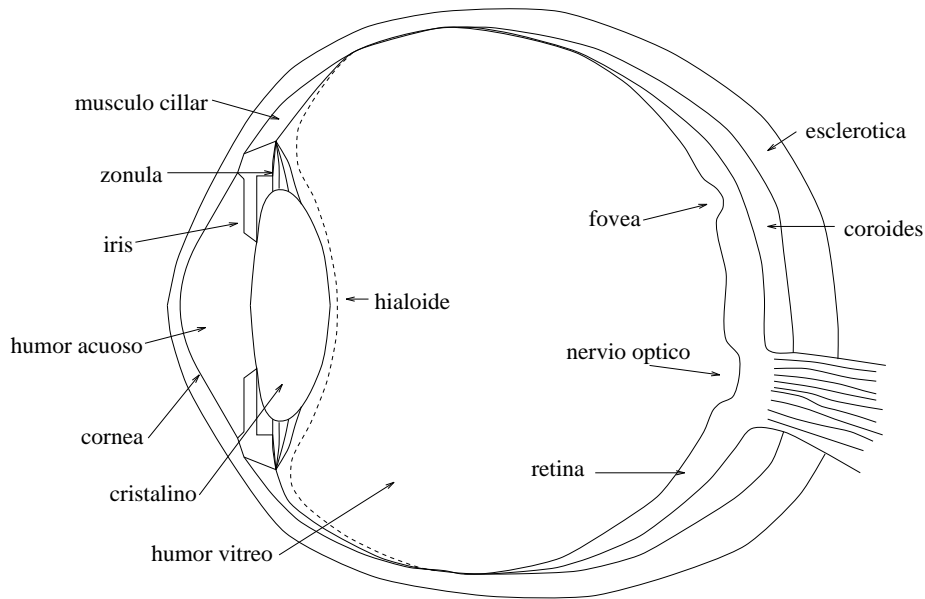


Figura 2.1: *La estructura del ojo humano*

Dentro de esta membrana se encuentra otra, la *coroides*, fuertemente vascularizada. Su gran irrigación sanguínea proporciona a las demás partes del ojo calor y alimento. Esta membrana no es completamente cerrada y en su parte anterior tiene una expansión muscular, *músculo ciliar*, con un orificio, *iris*, que actúa como diafragma de apertura por el cual pasa la luz al interior del ojo. El diámetro del iris es variable y su variación se produce por un acto reflejo (involuntario) que depende del flujo luminoso que penetra en el ojo. Para altas luminosidades se cierra hasta un diámetro de 2 mm. mientras que para visión nocturna se abre hasta 8 mm.

Dentro de la *coroides*, y adosada a esta, se encuentra la *retina*, que cubre aproximadamente los dos tercios del globo ocular. La retina es un entramado nervioso formado por las células terminales de las fibras del nervio óptico, y tiene en su parte posterior una pequeña depresión llamada *fovea* de unos 1.5 mm. de diámetro. Dada la importancia de esta membrana se explicará con detalle su estructura más adelante.

La cavidad interior del ojo está dividida en dos cámaras separadas por un tabique muy tenue o membrana *hialoide*. La cámara anterior está llena de un líquido transparente, el *humor acuoso* que es una dispersión de albúmina en agua salada y fácilmente regenerable si se pierde por algún traumatismo. En esta cámara, detrás del iris, va alojado el *cristalino*, masa transparente en forma de lente biconvexa, sujeto al músculo ciliar por un haz de fibras que lo envuelve a modo de saco y que se denomina *zónula*. La cámara posterior está ocupada por el *humor vitreo*, que es una especie de gel proteínico muy frágil y difícilmente regenerable si se pierde. La presión interior del ojo, de 20 a 30 mmHg sobre la atmosférica, mantiene tenso el globo ocular y la retina adosada a la *coroides*. La pérdida de esta presión por rotura de las cámaras, puede conducir al

desprendimiento de la retina con graves consecuencias.

Todo este sistema constituye un sistema centrado cuyo eje óptico viene determinado por el polo anterior de la córnea y el posterior del globo ocular. Cuando se trata de ver con nitidez algún particular detalle de un objeto, el eje se orienta por medio de los músculos externos de modo que la imagen de detalle a observar se sitúe sobre la fovea. La línea que determinan el centro de la fovea y el punto nodal imagen es el *eje visual*, que forma con el eje óptico un ángulo de unos 5 grados.

Si manteniendo fija la dirección del eje visual determinamos la extensión angular del campo de visión, se puede observar que la parte del campo que se ve nítidamente es muy pequeña, unos 50' de arco, que corresponden al ángulo que desde el punto nodal imagen subtende al diámetro de la depresión central de la fovea. Moviendo el ojo respecto a su centro de rotación, se puede explorar con visión foveal un campo de unos 70 grados, que es el campo de *visión directa*. Dejando el ojo fijo se percibe un campo que se hace más borroso hacia los bordes y cuyo tamaño depende de la configuración de la cara del individuo. En plano horizontal se da como término medio un campo de visión indirecta de 165 grados, de los cuales 105 corresponden al lado temporal y 60 al lado nasal. El plano vertical es menor y más variable de unos individuos a otros pues hacia arriba está limitado por las cejas y su configuración es muy diversa.

El tamaño subjetivo de los objetos depende del tamaño de las imágenes que estos forman en la retina, por tanto, del ángulo que subtenden ante el ojo. El ojo no entiende de tamaños lineales y sólo puede hacer juicio sobre estas dimensiones si tiene términos de comparación de dimensiones conocidas, es decir, procede por educación previa y siempre como instrumento de comparación. Cuando no dispone de estas referencias no sabe enjuiciar.

2.2.2 La retina

En la retina, el haz de fibras del nervio óptico penetra en el interior del ojo a través de la esclerótica y coroides, y se ramifica por el interior de ésta formando la capa fibrosa y transparente de la retina de cuya constitución da una idea esquemática la figura 2.2. Las fibras en su parte final se curvan volviendo sus terminales hacia las células pigmentarias de la coroides, y en este trayecto final se distinguen tres capas de células nerviosas que constituyen el tejido retiniano.

Si vamos desde la coroides hacia el centro del ojo, después de pasar la capa de células pigmentarias, encontramos una primera capa de neuronas, que son las células fotorreceptoras sensibles a la luz. Estas células son de dos tipos: *conos* y *bastones*. Los conos, con la forma que indica su nombre, son cortos y gruesos; los bastones son más largos y cilíndricos.

Estas células fotorreceptoras conectan con otras, las células *bipolares*, y éstas, a su vez, con otra tercera capa, las *ganglionares*, cuyos cilindroejes constituyen las fibras

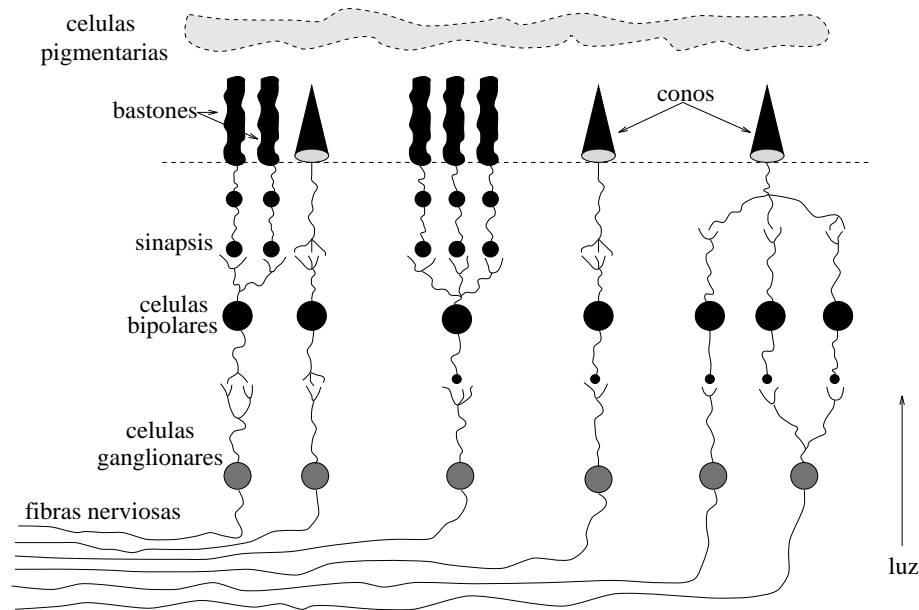


Figura 2.2: Estructura nerviosa de la retina en el ojo humano

del nervio óptico.

Las zonas de contacto de cada capa con la siguiente se llama *sinapsis* y en ellas conecta el final de una célula *arborización* con el principio de la siguiente *dendrita*.

Un tema muy importante en la retina es la distribución de fotorreceptores. Los conos y bastones se distribuyen por toda la retina, pero no con igual densidad. En la figura 2.3 se muestra la distribución de fotorreceptores en la retina. En la zona central de la fovea solamente hay conos, y su densidad, que en el centro es de $150.000/\text{mm}^2$, disminuye hacia el borde de la retina donde apenas se encuentran. La densidad de bastones, por el contrario, crece a partir de la fovea pasando por un máximo de $160.000/\text{mm}^2$ a unos 6 mm. del centro de la fovea para terminar con $50.000/\text{mm}^2$ al borde de la retina. La zona donde desemboca el nervio óptico (*punto ciego*) no tiene células fotorreceptoras.

Teniendo en cuenta que el total de las células fotorreceptoras es de 130 millones y que el número de fibras del nervio óptico es aproximadamente un millón, debe suceder que cada célula ganglionar recibe a través de las bipolares la información de varias fotorreceptoras.

El problema de las interconexiones no está todavía bien estudiado, siendo cuestión muy importante para el esclarecimiento de un gran número de problemas que presenta la visión. En general se observa que los bastones se agrupan en baterías sobre una misma bipolar, mientras que los conos van a una sola bipolar o uno mismo a varias. Particularmente en el centro de la fovea parece que cada cono conecta con una bipolar y una ganglionar.

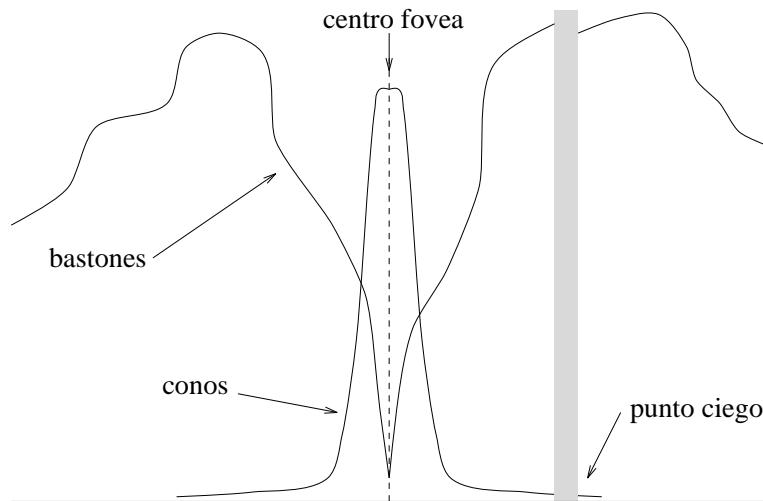


Figura 2.3: *Distribución de fotorreceptores en la retina humana*

Un aspecto interesante, dentro del estudio del comportamiento del ojo para visión, es conocer lo preciso que es. En esto se definen varios experimentos que consisten en detectar a partir de qué separación dos puntos parecen el mismo (*mínimo separable*) o a partir de qué tamaño de punto, éste empieza a ser detectado por el ojo (*mínimo visible*). En el caso de los dos puntos, la separación mínima es de un ángulo de unos $1.3'$, si en vez de puntos se ponen barras verticales alternadas negras y blancas (miras de Foucault), el discernimiento es mayor, llegando a separar líneas cuya anchura subtende un ángulo mínimo que ronda los $38''$. Estas limitaciones del ojo tienen dos causas fundamentales, una de tipo físico por el efecto de la difracción en la pupila y por las aberraciones, y otra de tipo fisiológico originada por la estructura discontinua de la retina.

En realidad, la cuantización de estos efectos sobre lo que el ojo puede llegar a ver y reconocer no está nada clara. Admitiendo que sólo existiese una limitación del poder separador del ojo debida a la difracción de la luz, el ángulo mínimo bajo el cual han de verse desde el punto nodal dos puntos para que produzcan imágenes resueltas es, admitiendo el criterio de Rayleigh:

$$\alpha = \frac{1.22\lambda}{n'D} \quad (2.1)$$

siendo n' el índice del espacio imagen y D el diámetro de la pupila. Para $\lambda=555$ nm y $D=2$ mm, resulta $\alpha = 52''$, lo que no se aviene con los resultados de la experiencia.

Si nos atenemos a la teoría fisiológica y suponemos que para que dos puntos se vean separados sus imágenes han de caer en dos conos separados al menos por otro, tampoco esto soluciona el problema ya que el diámetro angular de los conos de la fovea, vistos desde el punto nodal imagen, oscila entre $19''$ y $57''$, con un promedio de $38''$, lo que no se aviene con la separación de $1.3'$ hallada; concordando, sin embargo, con el hallado para las barras de Foucault.

Como se ve, se está lejos de sentar las bases firmes de una teoría de la agudeza visual. En esto, como en todos los problemas de visión, hay que tener en cuenta que el proceso visual participa de la física, la fisiología y la psicología, y que, sin tener en cuenta estos tres factores, será difícil llegar a conclusiones seguras. Modernas investigaciones ponen de manifiesto que en la agudeza visual también intervienen con gran influencia las *microfluctuaciones* de la acomodación. El cristalino, accionado por la zónula, modifica su estructura y su forma, incluso perdiendo su simetría de revolución de modo que favorezca la actuación visual, en lo que parece ser una realimentación cerebro-cristalino.

2.3 La representación log-polar

La representación log-polar es la transformación de puntos del plano polar o plano de la imagen o plano focal o conocido también como *plano retínico* (r, θ) , al plano cartesiano o plano computacional o también *plano cortical*¹ (ξ, γ) .

Matemáticamente cualquier punto en un sistema de coordenadas polares se puede escribir de la forma:

$$P = r \exp i\theta \quad (2.2)$$

donde r es la distancia radial desde el origen de coordenadas y θ es el ángulo. La transformación al plano cartesiano se puede escribir como:

$$P' = \log P = \log r + i\theta \quad (2.3)$$

de donde las coordenadas corticales serán:

$$\begin{cases} \xi = \log r \\ \gamma = \theta \end{cases} \quad (2.4)$$

En la figura 2.4 se puede apreciar la transformación log-polar de una forma gráfica. De esta figura también se puede ver claramente la estructura básica de pixels que un sensor que realice la transformación log-polar debería tener. Es decir, la estructura de un sensor log-polar debe estar formada por anillos concéntricos, con el mismo número de pixels por anillo cuya distancia al centro aumenta de forma exponencial.

Como veremos a continuación, la representación log-polar posee interesantes propiedades de conservación aparte de las de reducción selectiva de la información visual.

¹Los términos *retinal* y *cortical* derivan de la observación de que la transformación log-polar se asemeja mucho a la transformación que tiene lugar en el córtex visual a partir de la imagen retínica del ojo humano.

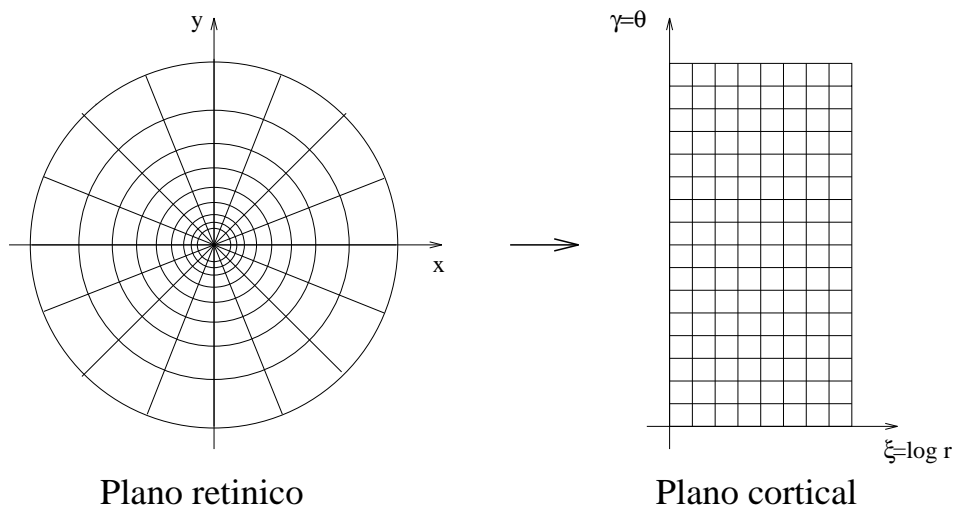


Figura 2.4: *Representación gráfica de la transformación log-polar*

2.3.1 Reducción selectiva de la información

Quizá la característica más interesante de la representación log-polar es la reducción selectiva de la información. La imagen conserva suficiente resolución en el centro de la imagen, o zona de interés, mientras que disminuye su resolución hacia la periferia, reduciendo la cantidad de información a procesar pero manteniendo todavía un amplio campo visual.

Esta reducción de la información redundante permite la realización de complejos cálculos en mucho menos tiempo, lo que permite realizar sistemas de visión en tiempo real, muy interesante para navegación y robótica donde los tiempos de procesamiento pueden resultar importantes.

Hay veces en que una imagen vale más que mil palabras, es por esto que se han representado en la figura 2.5 varias imágenes para comparar la representación cartesiana con la log-polar².

En estos tres pares de imágenes se ha representado la imagen retínica (izquierda) junto con la imagen cartesiana equivalente (derecha) para tres resoluciones diferentes pero comunes entre la imagen cartesiana y la retínica. En las imágenes cartesianas se puede ver la silueta del objeto, pero no se pueden distinguir bien los detalles de los ojos o de la boca (importante para, por ejemplo, la comunicación entre sordomudos [FJPG95b]). En cambio, en las imágenes retínicas se puede distinguir perfectamente la boca e incluso los ojos, a pesar de no encontrarse cerca del centro de la cámara. Estas imágenes retínicas son simulaciones obtenidas a partir de una imagen de alta resolución por mapeado directo.

²Estas imágenes han sido reproducidas de la tesis de licenciatura de Paolo Questa y Enrico Martinuzzi del LIRA-lab, DIST, Universidad de Génova, con la autorización de los autores.



Figura 2.5: Comparación entre las representaciones cartesianas y log-polar. Arriba 1550 pixels, medio 2304 pixels y bajo 3000 pixels

2.3.2 Rotaciones en la representación log-polar

Dada la especial estructura de la representación, algunas operaciones básicas, que en un plano cartesiano presentan complicaciones de cálculo, se convierten en expresiones simples de naturaleza trivial. Veremos a continuación cómo una rotación se convierte en una simple translación mucho más fácil de tratar en coordenadas cartesianas.

Un punto en el plano retínico rotado un ángulo α respecto a un centro situado en (r_o, θ_o) se puede representar como:

$$P = \frac{r \sin(\theta + \alpha) - r_o \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o}{\sin \arctan \frac{r \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o - r_o \sin \theta_o + \alpha}{r \cos(\theta + \alpha) + r_o \cos \theta_o - r_o \cos \theta_o + \alpha}} e^{i \arctan \frac{r \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o - r_o \sin \theta_o + \alpha}{r \cos(\theta + \alpha) + r_o \cos \theta_o - r_o \cos \theta_o + \alpha}} \quad (2.5)$$

Representando este punto en el plano cortical se tiene:

$$P' = \log \frac{r \sin(\theta + \alpha) - r_o \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o}{\sin \arctan \frac{r \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o - r_o \sin \theta_o + \alpha}{r \cos(\theta + \alpha) + r_o \cos \theta_o - r_o \cos \theta_o + \alpha}} + i \arctan \frac{r \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o - r_o \sin \theta_o + \alpha}{r \cos(\theta + \alpha) + r_o \cos \theta_o - r_o \cos \theta_o + \alpha} \quad (2.6)$$

y por último, expresando este punto con las coordenadas del plano cortical se obtiene:

$$\begin{cases} \xi = \log \frac{r \sin(\theta + \alpha) - r_o \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o}{\sin \arctan \frac{r \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o - r_o \sin \theta_o + \alpha}{r \cos(\theta + \alpha) + r_o \cos \theta_o - r_o \cos \theta_o + \alpha}} \\ \gamma = \arctan \frac{r \sin(\theta + \alpha) + r_o \sin \theta_o - r_o \sin \theta_o + \alpha}{r \cos(\theta + \alpha) + r_o \cos \theta_o - r_o \cos \theta_o + \alpha} \end{cases} \quad (2.7)$$

Aunque se avanzó al principio que una rotación quedaba trivialmente transformada en una translación en el espacio cortical, acabamos de comprobar que eso no es del todo cierto, de hecho, la fórmula obtenida es bastante compleja y difícil de tratar. Sin embargo, hay casos particulares donde la rotación sí que se transforma en una translación, y es un caso particular tan abundante que tiene sentido el plantear la transformación de la rotación como una característica positiva de la representación log-polar.

Si consideramos el caso de rotaciones respecto al eje óptico, es decir cuando $r_o = 0$, o incluso $r_o \approx 0$, podemos reescribir la ecuación (2.7) como:

$$\begin{cases} \xi = \log r \\ \gamma = \theta + \alpha \end{cases} \quad (2.8)$$

lo que significa que la rotación se ha transformado, en el plano cortical, en una simple translación respecto al eje γ de valor el ángulo girado, que en este caso es α . La figura 2.6 muestra gráficamente esta transformación de rotaciones en translaciones.

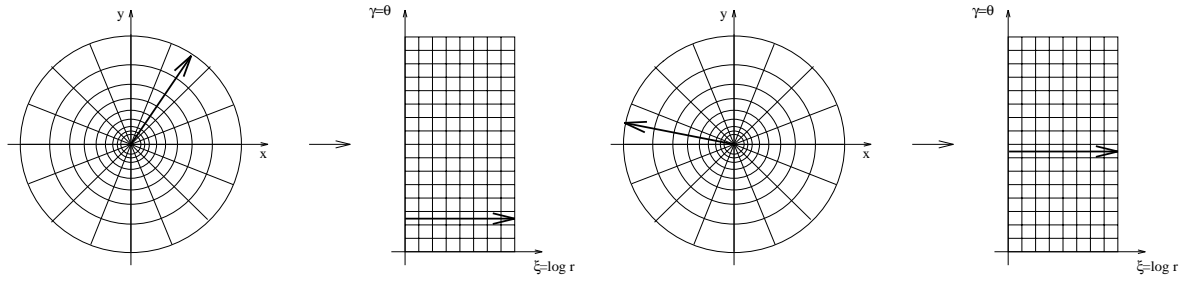


Figura 2.6: Transformación de un giro (plano retínico) en una translación (plano cortical)

2.3.3 Escalados

Un caso particular pero muy interesante de escalado de una imagen se produce por la aproximación o alejamiento de un objeto. Vamos a ver que el movimiento de objetos en aproximación o alejamiento sobre el eje óptico del sistema se transforma en una simple translación en el plano cortical.

Se estudiará a continuación el escalamiento de una figura respecto a un punto situado en (r_o, θ_o) . En coordenadas polares, este escalamiento es muy fácil de calcular ya que supone multiplicar por un factor k (factor de escalado) la distancia de cada punto a aquel respecto al cual se está escalando. Como supondremos el caso en que el punto de referencia es cualquiera y no el centro de coordenadas, un punto escalado se puede representar en coordenadas polares como:

$$P = \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta_o}{\sin \arctan \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta}{k r \cos \theta + (1 - k)r_o \cos \theta}} e^{i \arctan \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta}{k r \cos \theta + (1 - k)r_o \cos \theta}} \quad (2.9)$$

El mismo punto en el plano cortical será:

$$P' = \log \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta_o}{\sin \arctan \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta}{k r \cos \theta + (1 - k)r_o \cos \theta}} + i \arctan \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta}{k r \cos \theta + (1 - k)r_o \cos \theta} \quad (2.10)$$

y por último, las coordenadas en el plano cortical quedarán como:

$$\begin{cases} \xi = \log \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta_o}{\sin \arctan \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta}{k r \cos \theta + (1 - k)r_o \cos \theta}} \\ \gamma = \arctan \frac{k r \sin \theta + (1 - k)r_o \sin \theta}{k r \cos \theta + (1 - k)r_o \cos \theta} \end{cases} \quad (2.11)$$

La expresión obtenida no es una simple translación, pero hay que pensar que se está estudiando el caso más desfavorable que es un escalamiento respecto a un punto cualquiera del espacio. Si en vez de eso se elige como punto de referencia para realizar el escalamiento el eje óptico, se obtiene una expresión mucho más simplificada de la

correspondencia de un escalamiento en el plano cortical. Por tanto, haciendo $r_o = 0$, o incluso $r_o \approx 0$ podemos ver que la compleja ecuación (2.11) se convierte en la siguiente expresión mucho más sencilla:

$$\begin{cases} \xi = \log r + \log k \\ \gamma = \theta \end{cases} \quad (2.12)$$

Lo que significa una translación respecto al eje ξ del plano cortical con un desplazamiento que es $\log k$. En la figura 2.7 se puede apreciar gráficamente como un escalamiento de la imagen se convierte en una translación.

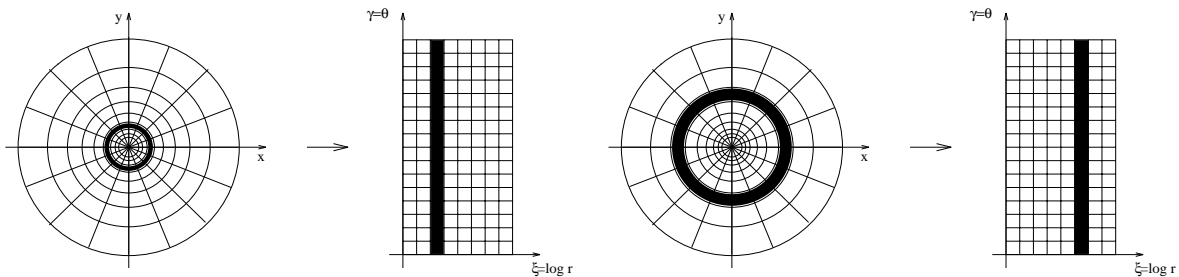


Figura 2.7: Transformación de una operación de escalado (plano retínico) en una translación (plano cortical)

Más adelante se estudiará un poco más en detalle esta propiedad ya que es directamente aplicable al problema del cálculo del tiempo al impacto, y simplifica igualmente el cálculo del flujo óptico en movimiento de objetos a lo largo del eje óptico.

Naturalmente, las dos propiedades vistas anteriormente se pueden combinar, de manera que rotaciones y escalamientos conjuntos, siempre referidos al eje óptico, se transforman en translaciones conjuntas en ambos ejes, o lo que es lo mismo, una espiral centrada en el eje de coordenadas, se transforma en una recta al pasarla al plano cortical.

2.4 Aplicación de la representación log-polar en algunos algoritmos de visión

Como parte de la tendencia hacia la *visión activa*, se ha producido un drástico incremento del interés en el área de los sensores con una resolución no uniforme similar a la del ojo humano. Estos sensores, comúnmente basados en una transformación log-polar, tienen interesantes propiedades en términos de escalado y rotado de imágenes como se ha visto en las secciones anteriores. Mucho del interés en estos sensores ha sido explotar estas propiedades para resolver problemas particulares de visión (por ejemplo, el cálculo del flujo óptico es sencillo cuando el escalado es sencillo). Sin

embargo, se pueden utilizar estos sensores para acelerar significativamente muchos algoritmos básicos de visión de forma directa.

Los sensores de resolución no uniforme aseguran un rápido entendimiento del entorno ya que la potencia del procesado se concentra en el área de mayor interés que suele ser el centro de la imagen. Es bien conocido que la transformación log-polar, usada en sensores espacio variantes, es conforme. Sin embargo, a pesar de que se ha sugerido que la propiedad de *conformalidad* puede ser útil en la solución numérica de algunos problemas físicos, se ha hecho poco en explotar las propiedades conformes en el procesamiento de imágenes [FBT93].

La importancia de una transformación conforme parte del hecho de que las ecuaciones de Poisson (y ecuaciones similares que incluyen gradientes) se modifican, bajo una transformación conforme, con un simple ajuste de escalado. Esto quiere decir que cualquier algoritmo basado en la ecuación de Poisson, como por ejemplo los clásicos del cálculo de la forma a partir de sombras, el cálculo del flujo óptico, la constancia de color, o la reconstrucción de superficies, sufren una aceleración en el proceso de cálculo que puede ser de incluso cincuenta veces más rápido según el caso de que se trate.

Cálculo del flujo óptico y del tiempo al impacto

El cálculo del flujo óptico y del tiempo al impacto en sí no es más sencillo por el hecho de utilizar imágenes log-polares ya que al final se acaba utilizando una matriz cuadrada igual que en una imagen cartesiana normal y corriente. Sin embargo, los cálculos se pueden simplificar sensiblemente explotando las propiedades de la transformación log-polar para ciertas aplicaciones [Dan95b]. Una ventaja derivada del uso de la representación log-polar, para el cálculo del tiempo al impacto, es la ya comentada de la reducción selectiva de la información visual, de manera que los cálculos del flujo óptico, que ya de por sí son bastante costosos, se aceleran sensiblemente.

No obstante, aunque la reducción de la información es interesante para el cálculo del flujo óptico, lo es todavía más la especial distribución topológica de pixels en el sensor. Existen muchos algoritmos de navegación basados en el cálculo del flujo óptico. Estos algoritmos se aplican sobre robots móviles cuyo principal movimiento es el de avance. En estos casos, el flujo que se obtiene es casi siempre radial. Un flujo radial no es muy sencillo de tratar en coordenadas cartesianas, mientras que en coordenadas radiales, este flujo es mucho más simple ya que puede permitir eliminar una de las componentes del flujo óptico, con la reducción de ecuaciones a utilizar en el cálculo del flujo.

Para entender un poco mejor el alcance de la utilización del mapeado log-polar sobre el flujo óptico, resulta interesante exponer cómo se calcula este flujo. Un método para el cálculo del flujo óptico, y existen muchos, es el basado en la ecuación (2.14) conocida como ecuación de Horn, y que relaciona los gradientes espaciales de la imagen con el gradiente temporal, lo que permite calcular las velocidades espaciales de las

intensidades de gris o, lo que es lo mismo, el flujo óptico.

Suponiendo una intensidad en una imagen I , siendo $I(x, y, t)$ la intensidad en el punto (x, y) en un instante t , se puede suponer que ese punto puede trasladarse y cambiar su posición en otro instante $t + \Delta t$, permaneciendo constante su intensidad. De esta manera se puede escribir:

$$I(x, y, t) = I(x + u\Delta t, y + v\Delta t, t + \Delta t) \quad (2.13)$$

donde u y v son las componentes cartesianas de la velocidad del punto y que, por tanto, definen el flujo óptico. Tomando este incremento de tiempos tendiendo a cero, se puede desarrollar por Taylor por lo que se obtiene la conocida ecuación diferencial siguiente también conocida como ecuación de Horn.

$$\frac{\partial I}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial I}{\partial y} \frac{dy}{dt} + \frac{\partial I}{\partial t} = 0 \quad (2.14)$$

Las velocidades u y v son respectivamente $\frac{dx}{dt}$ y $\frac{dy}{dt}$. Si además utilizamos la notación en la que llamamos $I_x = \frac{\partial I}{\partial x}$, $I_y = \frac{\partial I}{\partial y}$ y $I_t = \frac{\partial I}{\partial t}$, entonces la ecuación de Horn se puede poner como:

$$I_x u + I_y v + I_t = 0 \quad (2.15)$$

Esta ecuación da una idea bastante buena sobre el flujo óptico, sin embargo está incompleta ya que se dispone de una única ecuación mientras que las componentes del flujo son dos. Es por tanto necesario encontrar otra ecuación, o conjunto de ellas, que junto con esta permitan encontrar el flujo óptico. Hay muchos métodos para el cálculo del flujo óptico basados en la ecuación de Horn, pero es precisamente este segundo conjunto de ecuaciones lo que distingue unos métodos de otros. Normalmente no es sencillo encontrar este otro conjunto de ecuaciones, y lo que muchas veces se consigue es introducir ruido e imprecisiones.

Para el caso particular de la navegación, y utilizando la representación log polar, una de las componentes de la ecuación de Horn se hace cero, es decir, la componente angular de la velocidad, que en el plano computacional es uno de los ejes cartesianos, se hace prácticamente cero para movimientos de alejamiento o acercamiento [TY94]. Esto significa que basta con la ecuación de Horn para calcular el flujo óptico y aplicarlo a cualquier algoritmo de navegación.

Un ejemplo claro de algoritmo que utiliza el flujo óptico, y donde un sensor retínico puede jugar un papel fundamental, es el cálculo del tiempo al impacto. Es decir, el cálculo del tiempo que un objeto, con un movimiento de acercamiento constante, tardará en llegar al sensor [TS91a].

El cálculo del flujo óptico es muy simple. Supongamos un punto P (ver figura 2.8) en el espacio que se mueve con velocidad $W(t)$ con una dirección paralela al eje óptico del objetivo del sensor, y con sentido hacia el observador (sensor). Si f es la focal del objetivo, R la distancia del punto P al eje óptico (y por tanto constante), $F(t)$ la

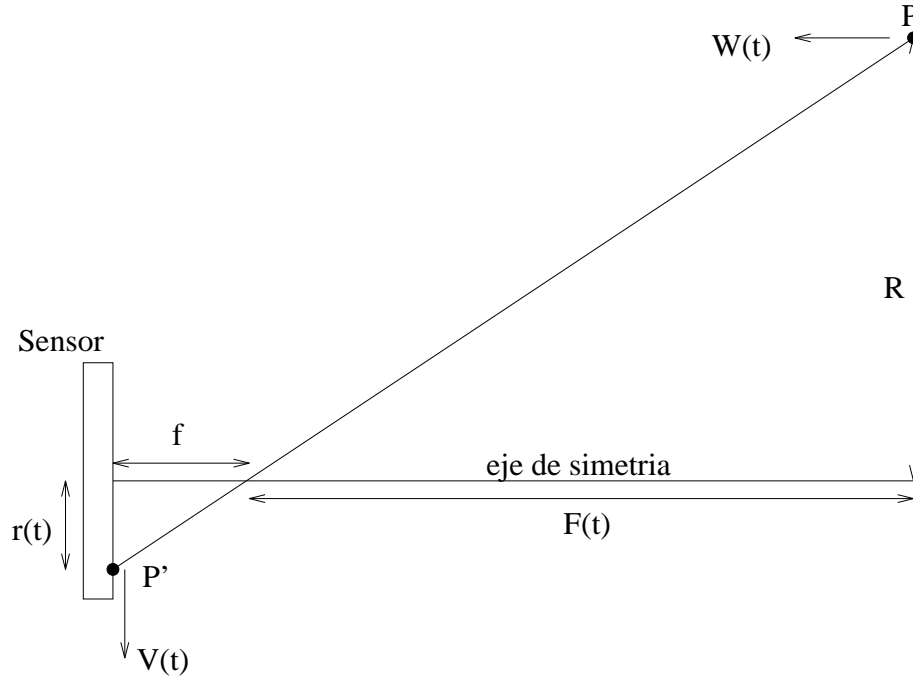


Figura 2.8: Cálculo del tiempo al impacto

distancia desde la proyección del punto P sobre el eje óptico hasta el foco del objetivo, y por último, $r(t)$ la distancia del punto P' (proyección de P sobre el eje de simetría), entonces se cumple la siguiente relación simple:

$$\frac{f}{r(t)} = \frac{F(t)}{R} \quad (2.16)$$

Ecuación en la que se pueden derivar los dos términos respecto al tiempo, para sacar las velocidades en módulo, dando como resultado:

$$V(t) \frac{f}{r^2(t)} = \frac{W(t)}{R} \quad (2.17)$$

donde $V(t) = \frac{dr}{dt}$ es la velocidad en el punto P', o lo que es lo mismo, el flujo óptico sobre ese punto.

Combinando estas dos ecuaciones, (2.16) y (2.17), se puede calcular el cociente entre la distancia del objeto al foco y su velocidad, lo que da como resultado precisamente el tiempo al impacto τ :

$$\tau = \frac{F(t)}{W(t)} = \frac{r(t)}{V(t)} \quad (2.18)$$

Se ve en esta ecuación que el tiempo al impacto es precisamente la distancia de la imagen del punto al centro del sensor, dividida por la componente radial de la velocidad de esta misma imagen. Esto quiere decir que es muy sencillo calcular un mapa de

tiempos al impacto sin más que coger el radio de cada punto y dividirlo por el flujo óptico en ese punto.

Resulta evidente que realizar estos cálculos en coordenadas cartesianas se puede hacer pero no resulta simple, ya que para calcular el flujo óptico radial se necesitan más ecuaciones aparte de la de Horn, con lo que el número de operaciones es grande, y la precisión al introducir estas nuevas ecuaciones (normalmente ecuaciones con las derivadas segundas de la imagen) se pierde porque a cada nueva derivada lo que en realidad se consigue es introducir ruido. Además, sólo calcular el radio ya requiere hacer raíces cuadradas, potencias de dos, etc, lo que añade operaciones al cálculo del tiempo al impacto, aunque lo cierto es que en comparación con las operaciones del cálculo del flujo óptico, esta raíz cuadrada es una parte pequeña.

Con una representación polar, todos los cálculos se simplifican mucho, por un lado sólo es necesario calcular una de las componentes del flujo óptico, la radial, por lo que la ecuación de Horn sirve perfectamente para esto sin necesidad de tener que añadir ruido a la imagen. El problema que anteriormente existía con la raíz cuadrada para calcular el radio ahora desaparece, no porque ahora el radio sea una de las componentes, sino porque realmente el radio desaparece completamente de las ecuaciones ya que al tener un crecimiento exponencial, vuelve a aparecer el radio después de la derivada anulándose. Un buen estudio del cálculo del flujo óptico y del tiempo al impacto se puede encontrar en [MQ93] y en [TS91b] donde G. Sandini y M. Tistarelli muestran estudios comparativos de utilización de la representación log-polar y la cartesiana convencional.

Reconocimiento de objetos y patrones

La clasificación de patrones independientemente de ciertas variaciones como translaciones, rotaciones (sobre el eje óptico), escalados, etc. parece una característica común para la mayoría de sistemas biológicos de visión. Sin embargo, continúa siendo un reto intelectual, y computacional, el intentar realizar las mismas tareas de clasificación de patrones utilizando sistemas de visión artificial. Varias aproximaciones se han intentado para resolver este problema, entre ellas destacan dos métodos: las aproximaciones convencionales y la utilización de redes neuronales. Las aproximaciones convencionales se basan en el cálculo de transformadas de Fourier, la transformada de Hough, y otros métodos en los que se incluye la transformación log-polar. Las redes neuronales han demostrado su eficacia en el reconocimiento de pequeños patrones, pero al aumentar el tamaño de los objetos, debe hacerse más grande también la red neuronal convirtiendo los cálculos en verdaderos problemas de tiempo.

Es posible combinar algunos algoritmos de la aproximación convencional con la utilización de una red neuronal [XIM91] de manera que se obtengan beneficios computacionales. Así, existe un sistema de reconocimiento de patrones, desarrollado por el grupo de Rafael Inigo en la Universidad de Virginia, que utiliza la representación

log-polar como paso previo a una red neuronal HONN (*High Order Neural Network*) que realiza el reconocimiento final del patrón [IXAM92].

En este caso de reconocimiento de patrones se utiliza la imagen log-polar, o mapeado log-espiral, a partir de una imagen convencional que ha sufrido algún filtraje previo para mejorar el procesamiento; en concreto, antes de realizar la transformación log-polar, se realiza la detección de contornos, la segmentación de la imagen y el cálculo del centroide. El cálculo de este centroide es especialmente importante [HI92b] ya que el objeto debe situarse en el centro de la fovea de la representación log-polar para que la invarianza frente a escalados y rotaciones sea válida. Con la representación log-polar se consigue, en este caso, reducir de forma selectiva el número de pixels a procesar y, por tanto, el tamaño de la red neuronal que es el principal problema en este tipo de sistemas.

Resulta evidente que en este caso no se parte de una imagen retínica sino de una imagen normal sobre la cual se realiza la transformación log-polar una vez detectado el centro de interés. Este sistema puede servir como paso previo en el seguimiento de objetos. Así, es posible utilizar este sistema para el reconocimiento de objetos en movimiento [HI92a].

Seguimiento de objetos y visión binocular

El concepto de retina, junto con el de seguimiento de objetos, entronca con otro concepto cada vez más extendido dentro del procesamiento de imágenes. Este concepto es el de *visión activa*. El término *activo* tiene que ver con el papel del movimiento, o hablando de forma genérica, el papel de la interacción dinámica del observador con el medio. Probablemente, el problema que mejor define los objetivos de la visión activa es el problema comportamental de *dónde mirar a continuación*, o dicho de otra manera, dónde fijar la atención durante la exploración del entorno. La existencia de una región visual en la retina con más resolución implica una estricta relación entre donde fijar la atención y la posición del sensor. Un tema relacionado con esto [TS92], es el hecho de que la coordinación visuomotora es esencial para sacar el mayor partido del uso de la representación log-polar, ya que el centro de campo visual tiene mayor resolución que la periferia.

Hay una gran conexión entre la representación log-polar y que la zona de interés se encuentre en el centro de la imagen. Si un objeto está fuera del centro de la retina, entonces la retina hay que moverla hacia el objeto. En el caso del reconocimiento de patrones visto anteriormente, este “tracking” se realizaba vía software, es decir, partiendo de una imagen normal se realizaba la transformación sobre la parte de interés una vez detectada ésta. Ésta es una forma de seguimiento que permite detectar desplazamientos, rotaciones, etc y parte de un sistema que utiliza estas técnicas se puede encontrar en [IHN93].

Con la utilización de un sensor retínico, ya no es posible realizar un seguimiento

software del objeto a tratar, sino que el posicionamiento de la zona de interés en el centro se tiene que realizar por procedimientos mecánicos lo que prácticamente obliga a montar cualquier sensor log-polar en una cabeza móvil.

De alguna manera existe una buena compenetración entre una retina y un soporte móvil. Por un lado el sensor necesita del soporte móvil para centrar la atención en el punto de interés, y por otro lado, la cabeza móvil se aprovecha del sensor retínico para controlar sus movimientos, ya que las operaciones de seguimiento de objetos son más sencillas cuando se dispone de una representación polar. Un buen ejemplo de cabeza móvil, que aprovecha las ventajas de la representación log-polar, se puede encontrar en [FCG95] donde no sólo se revisan las buenas propiedades del sensor retínico para el seguimiento de objetos, sino también para su uso en sistemas binoculares donde se hacen converger las dos cámaras en un mismo punto. En este sentido, la representación log-polar muestra ventajas, frente a las representaciones cartesianas, utilizando técnicas de correlación entre las imágenes de las dos cámaras, lo que permite una convergencia precisa en tiempos reducidos.

En el caso del seguimiento de objetos en movimiento, intuitivamente se ve claro que es más sencillo realizar un barrido circular para encontrar un objeto, que normalmente ya estará cerca del centro, que buscar ese mismo objeto en una matriz de puntos cartesiana. Esto puede permitir reducir el tiempo de búsqueda del objeto y por lo tanto, la reducción de la elaboración de la respuesta en el circuito de control. Si el objeto se encuentra lejos del centro, la estructura logarítmica permite detectarlo de forma basta permitiendo la realización de movimientos sacádicos para encontrar el objeto. Estos movimientos, o estrategias de seguimiento, brusco, suave, etc. para el seguimiento de objetos [MTGS94] va a depender de la tarea específica a realizar y de la posición del objeto en cada momento.

Capítulo 3

Sensores log-polares existentes

3.1 Introducción

La idea de la utilización de la representación espacio-variante en robótica no es nueva, sin embargo, muy poco se ha hecho en la implementación real de sensores capaces de ofrecer una imagen con la representación log-polar. El primer intento fue un sensor basado en tecnología CCD, y el segundo un sensor basado en tecnología CMOS. De este segundo, mucho más reciente, se dispone de muy poca información por lo que ocupa una parte pequeña de este capítulo, además, aunque la periferia del sensor sigue el mapeado log-polar, su baja resolución y su gran fovea lo hacen poco práctico como sensor espacio variante.

El único sensor CCD realizado con representación log-polar en los últimos años ha sido fabricado como consecuencia de la colaboración de varios institutos de investigación de Europa y Estados Unidos¹, y al ser casi el único sensor retínico que existe utilizando tecnología CCD, representa casi todo el estado de la investigación en cuanto a sensores CCD con representación log-polar se refiere [VKC+89].

La utilización de un plano log-polar en imágenes tiene muchas ventajas respecto al uso de otras representaciones. Algunas de estas ventajas son inherentes a la transformación, siendo probablemente la más importante el ahorro de cálculo que supone. Ningún sistema, en el momento de la realización de la retina CCD, era capaz de hacer la transformación log-polar en tiempo real. Al carecer de una cámara o de un sistema que produjera imágenes en tiempo real con representación log-polar, todos los estudios se realizaban sobre imágenes estáticas, o casi estáticas. La investigación se concentró en las ventajas derivadas de la geometría y simulaciones de esta representación. Estos resultados prometían unas ventajas que justificaban el coste del desarrollo de un

¹El diseño de este sensor fue realizado por el Dept. de Ciencias de la Computación-Universidad de Génova, Dept. de Ingeniería Eléctrica-Universidad de Pennsylvania, Escuela Superior S. Anna de Pisa e IMEC en Bélgica. La fabricación se hizo en IMEC.

sistema de visión que realizara la transformación log-polar en tiempo real.

En paralelo con la organización de un consorcio para la fabricación de este sistema, se produce una mejora en las tecnologías para ofrecer la posibilidad de nuevas implementaciones hardware. Aunque procesos tecnológicos como el CCD se hacían cada vez más disponibles, la aparición de nuevos materiales, la constante reducción de la circuitería, y la mejora de las tolerancias de fabricación aumentaron también considerablemente el desarrollo de sensores inteligentes² durante este tiempo. La idea de usar estas tecnologías para la construcción de sensores hechos a medida fue motivada por la gran expansión de circuitos integrados para aplicaciones específicas (ASICs) y la consecuente aceptación de pequeñas producciones para un único diseño. De esta manera, la función de los circuitos integrados empezó a ser más específica y su complejidad también mayor. Como consecuencia de estos avances y tendencias, la realización de una cámara, basada en un sensor que realizara la transformación log-polar, se convirtió en una posibilidad real. La retina CCD (en este capítulo, la *retina* será siempre el sensor log-polar CCD), bautizada así por su semejanza con la retina del ojo humano, pone el procesado de visión dentro del propio silicio.

El sensor capta las imágenes directamente en una trama log-polar realizando de forma directa la transformación en tiempo real (30 imágenes por segundo). El sensor puede ser incluido como parte de un sistema de visión activa. Sin embargo, la retina no es una simple matriz como los sensores de las cámaras convencionales, los pixels no son todos del mismo tamaño lo que significa que una normalización de los datos de entrada (información luminosa) se tiene que realizar como una operación anterior antes de la etapa de amplificación. Esto significa que el sensor realiza ciertos cálculos internamente. Esta circuitería computacional le confiere al chip su forma final.

Con este sensor CCD se hace posible en realidad lo que antes era posible mediante simulaciones. Así se ponen de manifiesto las cualidades del sensor como parte central de sistemas de visión en tiempo real [Sha93]. También experimentos de reconocimiento de formas en dos dimensiones y seguimiento de objetos fueron efectuados con éxito utilizando este sensor [DBC⁺90]. De todas formas, y dada la baja calidad de este primer sensor CCD, estos algoritmos fueron implementados de forma limitada.

El sensor retínico que se expone en las siguientes secciones está basado en tecnología CCD, por lo que se pasará a exponer las características más importantes de este proceso tecnológico así como su aplicación en circuitos sensores para su uso en cámaras.

²En terminología inglesa a estos sensores inteligentes se les conoce como *Smart Sensors* y es posible que se use este término, junto con el español, a lo largo de la tesis.

3.2 Tecnología CCD

Los CCDs (Charge-Coupled Devices) forman la base para la mayoría de los sensores matriciales de visión, y como tales, han penetrado completamente en el mercado de consumo de cámaras ligeras de bajo consumo de televisión y vídeo. La introducción de la tecnología CCD data de 1970 generando un enorme interés y actividad en casi cualquier laboratorio de semiconductores. Tanto es así que tan solo tres años después de su presentación se disponía ya del primer sensor basado en esta tecnología.

El concepto CCD es muy simple, consiste en una serie de condensadores MOS con unos simples diodos a los extremos. Esta estructura puede ser utilizada como registro de desplazamiento, memoria, procesador de señal y, naturalmente, como sensor matricial visual. Se pone de manifiesto además una gran correspondencia entre teoría y práctica, lo que se predecía teóricamente era llevado a la práctica con gran rapidez y éxito. Sin embargo, después de unos años de investigación, se decidió que el proceso de fabricación de estos dispositivos no era tan simple. Algunas de las aplicaciones se desvanecieron al avanzar otras tecnologías (como la CMOS), siendo precisamente estas nuevas tecnologías las que se beneficiaron de los avances obtenidos en la investigación de los dispositivos CCD.

3.2.1 CCD de dos fases

Los CCDs son dispositivos de tipo MOS (Metal Oxide Semiconductor), integrados en el silicio con una estructura tal que les permite intercambiar cargas entre ellos [Sch87]. Básicamente se trata de un registro de desplazamiento cuya información analógica muestreada es almacenada en forma de cargas sobre una serie de condensadores MOS. Unos conmutadores entre los condensadores permiten la transferencia de cargas de una célula a otra. La figura 3.1(a) muestra un corte transversal de un dispositivo CCD utilizando sustrato tipo- p y difusiones tipo- n^+ . Las células del dispositivo CCD son como transistores de efecto campo (MOSFET) con surtidor, drenador y puerta. La figura 3.1(b) muestra en detalle cómo la difusión, eléctricamente flotante, actúa simultáneamente como el surtidor de un transistor y drenador del siguiente. En otras palabras, las difusiones son simplemente regiones a través de las cuales los electrones fluyen de un canal a otro, siendo a veces polarizadas directamente, y otras inversamente.

Existe cierta retroalimentación del drenador al surtidor en el esquema expuesto anteriormente, lo cual produce una modulación de la tensión umbral del MOSFET limitando la eficiencia de transferencia de carga a un valor de 0.999 aproximadamente. Esta eficiencia mide el porcentaje total de carga transferida de una célula a la siguiente. En principio, este valor de 0.999 puede parecer suficientemente cercano a la unidad como para considerarlo satisfactorio. Sin embargo, si consideramos muchas transferencias de la misma carga o dato, es posible que la información, después de atravesar

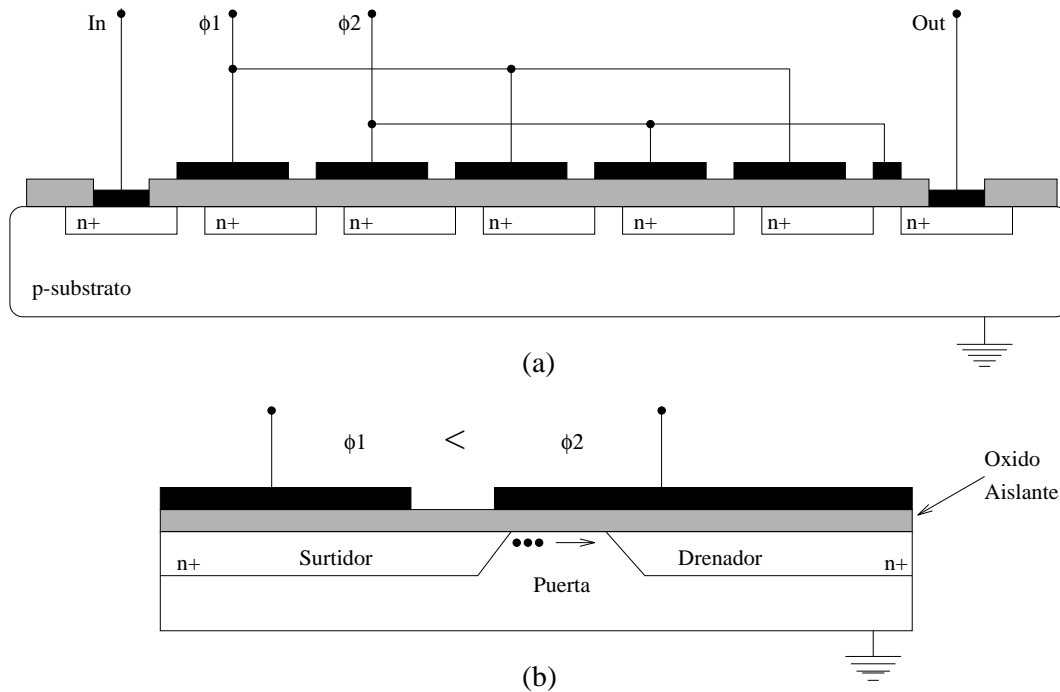


Figura 3.1: CCD básico con dos fases: (a) Corte transversal. (b) Detalle de una célula

muchas células, quede muy distorsionada. En los dispositivos modernos basados en tecnología CCD, se llegan a dar incluso miles de transferencias entre la entrada y la salida.

De la figura 3.1 podemos observar que sólo se necesitan dos juegos de puertas y dos tensiones para realizar la transferencia de cargas. Por ejemplo, observando la figura 3.1(b) se ve que para una tensión V_{G2} en la puerta 2, y V_{G1} en la puerta 1, con $V_{G2} > V_{G1}$, la difusión- n de la izquierda actúa como surtidor, de manera que la carga fluye del surtidor al drenador. Una vez la carga se encuentra en el drenador, las tensiones de puerta se invierten. En este momento los surtidores se convierten en drenadores y viceversa, y la carga fluye al siguiente drenador, continuando de esta manera hasta que la carga alcanza la salida. Claramente, conectando las puertas impares a un tensión (fase 1 ϕ_1), y las pares a otra tensión (fase 2 ϕ_2), y aplicando tensiones variables a cada una de las fases, se asegura una transferencia de carga unidireccional.

3.2.2 CCD de tres fases

Existe otra posibilidad de transferir cargas utilizando esta tecnología CCD. Cuando se quitan las difusiones n^+ , o lo que es lo mismo, los surtidores y drenadores, entonces se necesitan tres puertas para obtener una transferencia unidireccional. La figura 3.2 muestra la estructura de un registro de desplazamiento usando esta forma, con tres

fases, de transferir carga. La carga o *paquete* se mantiene debajo de la puerta con mayor potencial. En otras palabras, los paquetes de cargas quedan almacenados en pozos de potencial creados por las tensiones de puerta. Cambiando periódicamente las tres fases, es posible desplazar los pozos de potencial a través del semiconductor, transportando con ellos las cargas. Al cambiar la frecuencia de estas fases, también llamadas *tensiones de reloj*, se varía el tiempo requerido para el desplazamiento de cargas a través del dispositivo.

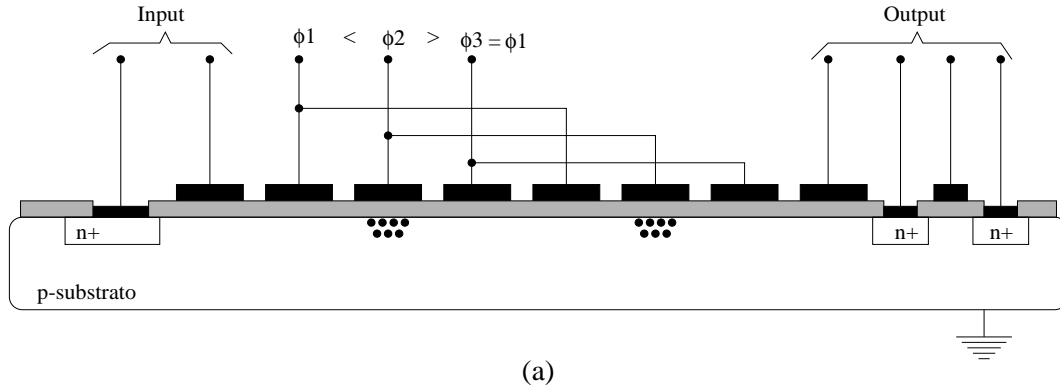


Figura 3.2: *CCD con transporte superficial y tres fases*

Este esquema también se conoce como CCD de *canal de superficie*, ya que la carga reside en la superficie del semiconductor. Existen algunos problemas con esta configuración, el más obvio es la interacción de las cargas con los estados del interface. Estos estados de interface son centros activos de generación y recombinación. Es claro que como los paquetes de cargas son transferidos a través del dispositivo, algo de la carga transportada será capturada por estos estados del interface, causando una pérdida de carga y la consecuente imperfección en la eficiencia de transferencia. Una solución interesante a este problema fue la invención del CCD de canal de cuerpo³. En principio es exactamente igual que el esquema expuesto en la figura 3.2 con la adición de una capa de semiconductor tipo-*n* en la superficie, separando la zona donde las cargas son transportadas (que lo harán a través de esta nueva capa) y el sustrato. De esta forma, las cargas son transportadas a través de un *canal* tipo-*n* en vez del sustrato tipo-*p*. Este canal tipo-*n* ya no interactúa con los estados de interface con lo que no presenta, en principio, los problemas expuestos anteriormente. Sin embargo sí que interactúa con los centros de generación-recombinación presentes en este canal-*n*. El control de la densidad de estos centros de generación-recombinación del canal-*n* es más sencillo, con la tecnología actual, que el de la densidad de los estados de interface, por lo que con la incorporación de este canal-*n* se consiguen dispositivos CCD de mayor calidad, de manera que la mayoría de los CCDs fabricados hoy en día utilizan esta técnica.

Hasta ahora se ha comentado cómo se realiza el almacenamiento de cargas en cada célula CCD, sin embargo, nada se ha dicho todavía sobre el modo en que las cargas

³En inglés *Bulk Channel CCD*

se transfieren de una célula a otra. Lo que se pretende explicar a continuación es la estrategia de control de las líneas de reloj o fases, para transferir las cargas de forma unidireccional. Un esquema de cómo se debe actuar sobre las señales de reloj está expuesto en la figura 3.3. Las tres señales de reloj son idénticas en amplitud y frecuencia, su única diferencia es la fase, provocando de esta manera el transporte de cargas. Consideremos los cuatro tiempos t_1 , t_2 , t_3 y t_4 . En $t = t_1$, la tensión en puerta de la fase 2 es alta, o sea, tiene la alta tensión de V_{G2} conectada a ella, mientras que ϕ_1 y ϕ_2 se encuentran a nivel bajo. La tensión baja V_{G1} debe ser siempre lo suficientemente alta como para mantener la superficie en modo de agotamiento, manteniendo así la mayoría de huecos de la superficie y previniendo la recombinación de portadores minoritarios con los mayoritarios.

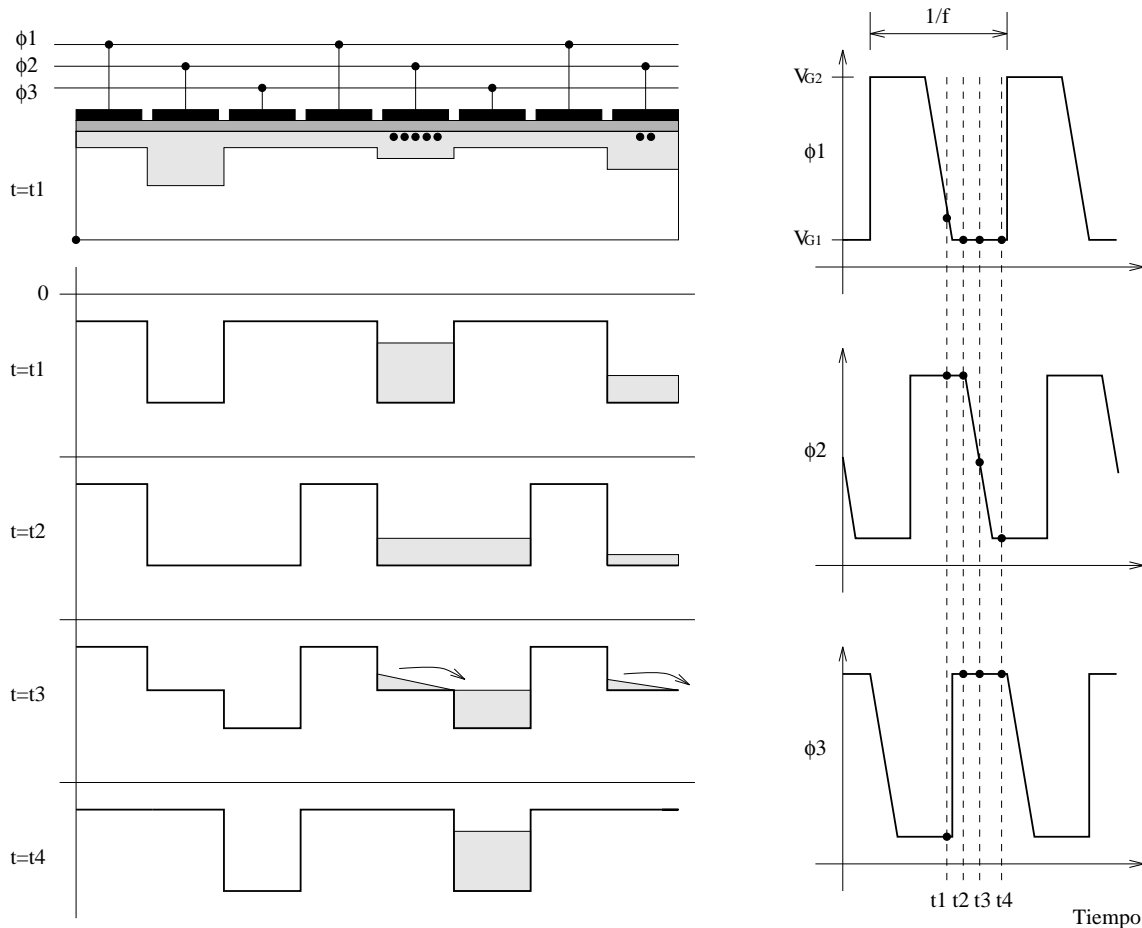


Figura 3.3: Transporte de cargas y control en dispositivos CCD

En $t = t_1$ la figura 3.3 muestra los tres pozos de potencial, dos conteniendo carga y el otro vacío. En $t = t_2$, ϕ_3 pasa a nivel alto y la carga se reparte entre las dos puertas. En $t = t_3$, ϕ_2 se encuentra cambiando de alto a bajo. Este potencial decreciente empuja la carga hacia la derecha dentro del pozo formado por ϕ_3 . Este tipo de forma de onda se denomina *reloj de empuje*, ya que *empuja* la carga de un pozo de potencial al siguiente. La transferencia de carga se completa en $t = t_4$, cuando ϕ_2 alcanza su

estado bajo y la carga se ha movido justo la longitud de una puerta. Estos relojes funcionan de forma continua por lo que la carga es transferida en varios ciclos hasta que llega a la salida.

Esta simple estructura de CCD de tres fases da buenos resultados como introducción al proceso tecnológico CCD. Sin embargo, en la práctica, aparecen dificultades en la su funcionamiento y su fabricación. No obstante se sigue utilizando hoy en día y el sensor retínico objeto de este capítulo ha sido fabricado utilizando esta técnica de tres fases para el transporte de las cargas. Existen hoy en día mejores diseños que el expuesto de las tres fases, pero su exposición aquí va más allá de las pretensiones de este apartado, dedicado únicamente a la introducción de la tecnología CCD. Cabe comentar, de forma resumida, que estos diseños mejorados están basados en CCD multifase, es decir, no están limitados a tres fases sino que poseen mayor número de fases para la operación de transferencia de cargas. Por ejemplo, una configuración típica sería la de un CCD de cuatro fases. En principio puede parecer más complicado, sin embargo, la simetría inherente hace que las señales de reloj sean fáciles de generar. Este CCD de cuatro fases se complementa con la inclusión de dos tipos diferentes de puertas alternadas, una utilizando polisilicio y la otra utilizando metal, formando una estructura asimétrica que es la base para el funcionamiento de este tipo de CCD.

El uso de esta tecnología en la realización de sensores visivos es muy simple. La luz, convertida en carga eléctrica en el interior del semiconductor, es atrapada por el pozo de potencial formado debajo de una puerta del CCD. Esta carga almacenada durante un tiempo y proporcional a la luz incidente, es transportada hacia el exterior gracias al mecanismo de transferencia explicado anteriormente. Este funcionamiento queda expresado gráficamente en la figura 3.4. La tensión positiva en la puerta crea en el sustrato tipo- p una zona de agotamiento, en la cual los electrones producidos en el fotodiodo son atraídos y almacenados en la superficie de silicio debajo de la puerta. Esta puerta será la que contenga la carga a transferir.

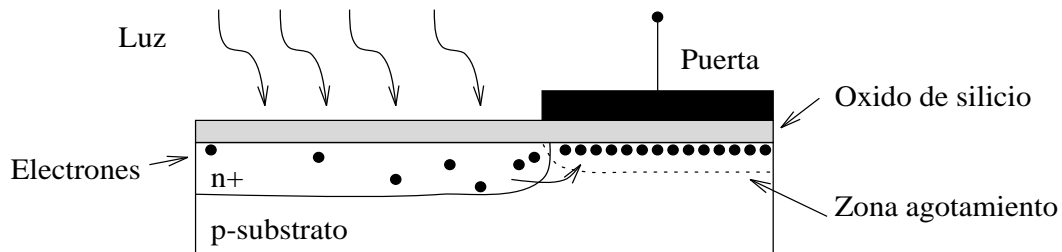


Figura 3.4: *CCD como sensor visual*

Un único amplificador a la salida se encarga de convertir estas cargas en una señal eléctrica que contiene la información visiva de cada píxel. Las ventajas de este mecanismo CCD, frente a otras tecnologías como la CMOS, es que las señales de control y transporte no introducen ninguna variación en el contenido de la información. Por otro lado, la eficiencia es muy buena por lo que la degradación de la información es prácticamente nula. Como última ventaja, se posee un único circuito de salida por

lo que las posibles degradaciones de la información introducidas por este circuito son comunes a todos los pixels, y por lo tanto, existirá una gran uniformidad entre pixels.

3.3 El sensor retínico CCD

El sensor retínico CCD es un sensor con representación log-polar. Está formado por 30 circunferencias concéntricas, cada una compuesta por 64 pixels, lo que da una resolución retínica de $64 \times 30 = 1.920$ pixels. La anchura de los anillos depende de su posición en el plano focal, creciendo exponencialmente a medida que la distancia al centro aumenta. La zona central, o fovea, se encuentra cubierta de pixels formando una estructura matricial en vez de circular. En la zona retínica (zona exterior) existe una zona “ciega”, que ocupa casi tres pixels, que sirve para la lectura hacia el exterior de las cargas. Una representación de la estructura de pixels en la zona retínica se encuentra en la figura 3.5. Este sensor CCD, que se pasa a describir a continuación, fue diseñado por Greg Kreider en la Universidad de Pennsylvania, y fue construido en las instalaciones de IMEC en Bélgica.

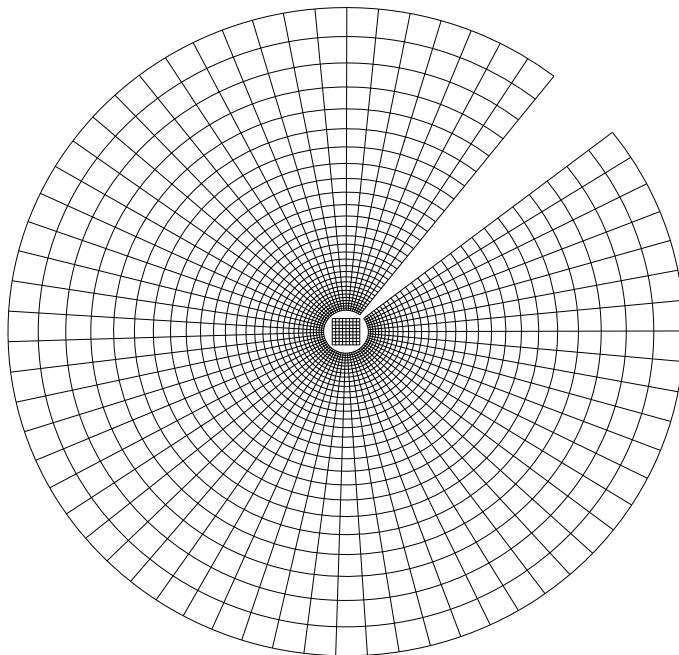


Figura 3.5: *Estructura de la zona retínica del sensor CCD*

3.3.1 Diseño del sensor

Para el diseño de una representación log-polar, sólo unos pocos parámetros son necesarios. Estos son:

N	Número de circunferencias
K	Número de radios
K_c	Número de radios en el sector ciego de la fóvea
W_O	Tamaño mínimo posible de una célula (μm)
W_{max}	Tamaño máximo del sensor (μm)

N y K corresponden a las coordenadas corticales ξ y γ (ver capítulo 2). W_{max} depende del tamaño máximo de máscara permitido por la tecnología, y también del coste del sensor. W_O es un límite impuesto por las reglas de diseño impuestas por la tecnología, si bien, en un diseño como el de una retina circular, el tamaño mínimo ha sido superior al del permitido por el proceso tecnológico para así dejar cierto margen. K_c también es un parámetro que depende de las reglas de diseño mínimas y del trazado del chip. Si v_w es el tamaño mínimo de los circuitos de lectura de cargas localizados en el sector ciego, entonces el número de radios en el sector ciego de la fóvea será trivialmente $K_c = v_w/W_O$.

Estos cinco parámetros describen la geometría del sensor. A continuación se expondrá cómo calcular el resto de parámetros del sensor a partir de estos cinco básicos [Kre94]. El primer parámetro importante es calcular cuánto vale el radio del círculo central que no forma parte de la retina, es decir, el radio de la fóvea r_O . Suponiendo que las células interiores forman un círculo, y que los lados interiores de cada píxel son de tamaño mínimo, entonces la circunferencia mínima es $C = (K + K_c)W_O$ dando como resultado un radio de valor:

$$r_O = \frac{(K + K_c)W_O}{2\pi} \quad (3.1)$$

A continuación se puede calcular el factor de crecimiento S . La anchura radial W_i de un píxel en la circunferencia i es, $W_i = S W_{i-1} = S^i W_O$ y aplicando el principio de inducción podemos concluir que el tamaño radial total del sensor es:

$$W_{max} = r_O + \sum_{i=0}^N W_i = r_O + W_O \left(\frac{S^N + S - 2}{S - 1} \right) \quad (3.2)$$

de esta expresión se puede calcular S aunque no se llega a obtener una expresión analítica sencilla.

Una aproximación alternativa consiste en buscar una expresión analítica para $r = f(S)$, y esto es relativamente simple ya que podemos escribir r como:

$$r = r_O S^{u/W_O} \quad (3.3)$$

donde un crecimiento uniforme de u dará un crecimiento S de una célula a la siguiente. Es decir se da que $r_i = S r_{i+1}$ con lo que para $i=0$, se cumplirá que:

$$r_1 - r_0 = r_O S - r_O \quad (3.4)$$

y como $r_1 - r_0 = W_O$ se puede despejar S de la ecuación (3.4) obteniéndose:

$$S = 1 + \frac{W_O}{r_O} = 1 + \frac{2\pi}{K + K_c} \quad (3.5)$$

Primeras estimaciones de qué valores se les podrían dar a los parámetros básicos arrojaron un valor para el tamaño del sensor de $W_{max} = 5.000 \mu\text{m}$. (un círculo de 1 cm. de diámetro). Las reglas de diseño indicaban unas 30 micras para la célula mínima ($W_O = 30 \mu\text{m}$). Unos 64 radios darían un tamaño de fovea aceptable. Por último, unas 32 circunferencias estarían cerca del límite mínimo de resolución aceptable. También se esperaba que con tres pixels para el sector ciego sería suficiente.

Los valores finales estuvieron cerca de los estimados a priori. Utilizando la ecuación (3.5) para calcular S , sustituyendo en (3.2) y despejando el número de circunferencias se obtiene $N = 30$, dejando $K = 64$. El diseño del *coupler*⁴ y del CCD radial para la extracción de cargas, redujeron el tamaño del sector ciego a $K_c = 2.5$ pixels. La tabla 3.1 muestra los valores finales con los que el sensor CCD fue diseñado.

Parámetros básicos	Parámetros de diseño
$W_{max} = 0.5 \text{ cm}$	$r_O = 317.51 \mu\text{m}$
$W_O = 30 \mu\text{m}$	$S = 1.0945$
$K = 64 \text{ pixels}$	$W_{max} = 4766.8 \mu\text{m}$
$K_c = 2.5 \text{ pixels}$	$A_O = 941.2 \mu\text{m}^2$
$N = 30 \text{ circunf.}$	

Tabla 3.1: *Parámetros de diseño del sensor retínico CCD*

Con estos parámetros se realizó un programa que transformó el diseño en representación cartesiana (matriz de pixels 64x30), a una representación log-polar. El programa calculaba la representación en el plano log-polar de cada vértice de los polígonos del plano cartesiano. Las ecuaciones utilizadas para esta transformación fueron:

$$\begin{aligned} r &= r_O S^{u/W_O} \\ x &= r \sin \theta \\ y &= r \cos \theta \end{aligned} \quad (3.6)$$

Sólo trabajando en los vértices no se obtiene una transformación logarítmica. Los perfiles de los polígonos no se convierten en arcos, sino en rectas de un vértice a otro. Este problema es especialmente grave en puntos que se encuentran muy alejados unos de otros. Una forma de solucionarlo consiste en crear polígonos con múltiples vértices en lugar de simples rectángulos, sin embargo, el software de CAD utilizado para el diseño de este sensor CCD no permitía la realización de estas figuras con múltiples vértices (el software utilizado en IMEC para la realización del diseño fue el

⁴Se usará el término inglés para hacer referencia al circuito escalador de cargas que se verá más adelante

Princess). La solución por la que optaron los diseñadores fue la división de polígonos con múltiples vértices en polígonos mucho más simples que se superponían unos con otros. Esta superposición puede resultar visualmente confusa, pero previene errores en la precisión de la transformación.

Estos parámetros de tamaño guían el proceso de diseño, sin embargo, aun quedan algunos problemas por resolver. Los dos problemas principales que los diseñadores de este sensor retínico tuvieron que resolver, fueron la estrategia de la lectura de cargas hacia el exterior, y la normalización de lecturas al disponer de pixels con tamaños diferentes entre si. Estos problemas son inherentes a un sensor de tipo retínico ya que en los de tipo matriz, la lectura es muy simple, y al ser todos los pixels de igual tamaño, todos tienen la misma respuesta.

El escalado de las cargas, para pixels de diferentes tamaños, fue resuelto con un circuito normalizador a la salida de cada circunferencia. Este circuito debía escalar *hacia abajo*, normalizando con el píxel de menor tamaño del sensor. Esto lo hicieron así por dos razones, la primera es que la división es una operación relativamente simple en el plano del sensor y puede ser realizada completamente en el dominio de cargas. La segunda es que el tamaño de las puertas de los dispositivos CCD es proporcional a la cantidad de cargas que tienen que transportar, por tanto, cuanto menor sean los paquetes a transferir, menor podrán ser los circuitos de transferencia.

Hay dos estrategias para mover fuera las cargas generadas por la iluminación. Por un lado se puede pensar en extraer las cargas de forma radial y luego circular, es decir, la carga pasa de un píxel a su homólogo en una circunferencia superior, así sucesivamente hasta que la carga se extrae al exterior a un último CCD circular a partir del cual se extraerían las cargas en serie. Esto tiene dos problemas, por un lado es complicado transportar cargas de una circunferencia a la siguiente ya que eso significaría, o bien la utilización de una célula CCD muy grande (para las circunferencias externas) para transportar cargas muy pequeñas, con la consiguiente introducción de ruido, etc., o bien, la inclusión en cada píxel de un elemento *Coupler* o normalizador, tarea esta problemática, especialmente para los pixels más internos. El otro problema es el último CCD circular que estaría compuesto por miles de células, adaptadas a la magnitud de la carga, que degradarían la información que transportan por tener tan gran tamaño. La otra solución, que es la que adoptaron (ver figura 3.6), consiste en transportar las cargas de forma circular a través de cada circunferencia, para terminar en un CCD radial previo paso por el dispositivo coupler común a cada circunferencia. Las ventajas es que se tiene un único coupler para cada circunferencia en vez de uno por píxel, aparte de que el CCD radial no es tan largo como si diera una vuelta completa al sensor. El problema es que será necesario eliminar unos radios para dar cabida al CCD radial y al circuito de coupler, por esto existe este sector ciego que ocupa exactamente 2.5 pixels.

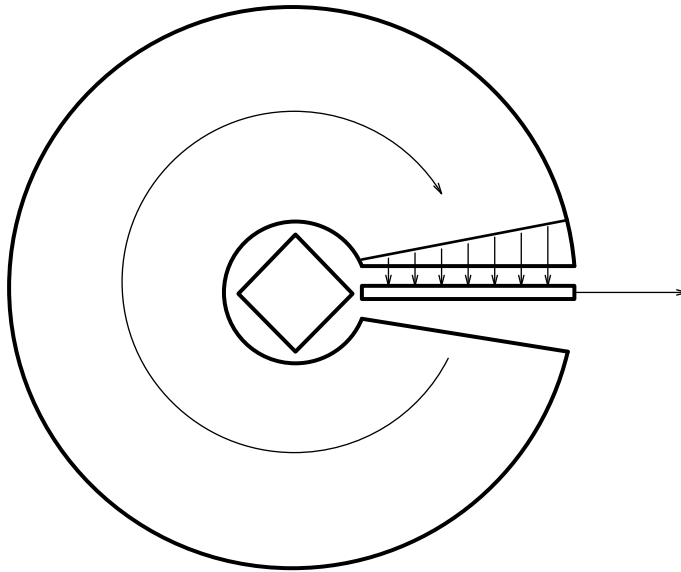


Figura 3.6: *Estrategia de lectura en el sensor retínico CCD*

3.3.2 Estructura del sensor

Estructuralmente el sensor retínico CCD se divide en cuatro partes como se muestra en la figura 3.7.

- La retina, o la parte con representación log-polar, que es un conjunto de CCDs circulares. Esta parte retínica se encuentra a su vez dividida en tres partes, compuesta cada una de ellas por 10 circunferencias.
- Sector ciego, que contiene el CCD radial para la lectura en serie de las cargas, y el coupler o circuito de normalización de cargas.
- El amplificador de salida.
- La fóvea, o círculo interior de la retina, que contiene píxeles formando una matriz rectangular.

El trazado de pistas y polígonos en el diseño difiere del ideal por razones prácticas. Estos cambios no afectan a la posición de los fotodiodos, que se encuentran en una trama log-polar. Las variaciones se producen en cada una de las células básicas y especialmente en el tamaño de los fotodiodos. Empezando por las circunferencias de la 1 a la 4 se puede apreciar que el sector ciego crece muy poco de manera que no hay sitio para albergar el coupler. Esto significa que las circunferencias 1 a 4 no tienen coupler, requiriendo que la separación de píxeles aumente en estas circunferencias para que así el área sensible sea igual para todos los píxeles de las cuatro circunferencias. Otro cambio se refiere a las circunferencias de la 5 a la 8. En este caso, las diferencias de escalado entre unas circunferencias y otras son tan pequeñas que no se pueden

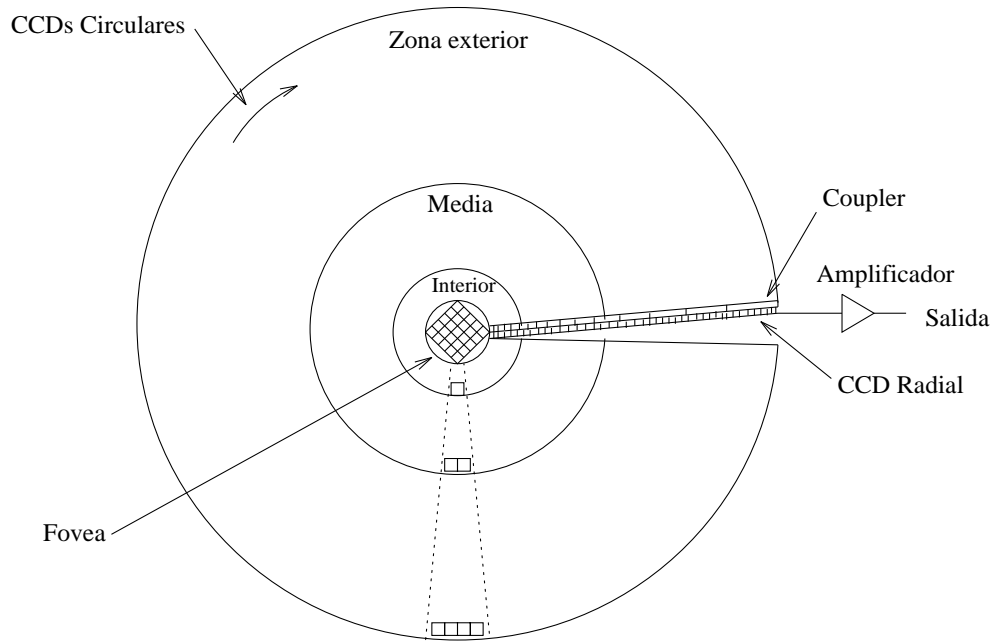


Figura 3.7: *Bloques que forman el sensor retínico CCD*

diseñar couplers individuales ya que el error en las reglas de diseño no lo permiten, por ello, estas circunferencias poseen la misma área sensible y comparten un mismo diseño de coupler.

El cambio más significativo, en cuanto a estructura inicial se refiere, es la división de la parte retínica en tres bloques diferentes. En el bloque interior, formado por las 10 primeras circunferencias, un píxel se corresponde con un fotodiodo. En la zona media, formada por las 10 circunferencias centrales, un píxel se corresponde con dos fotodiodos, de manera que la media de las cargas de los dos fotodiodos da la información de la intensidad luminosa en el píxel. Por último, en la zona exterior, formada por las 10 últimas circunferencias, cada píxel está compuesto por tres fotodiodos. Esta división de pixels en múltiples fotodiodos no es caprichosa. Para el transporte de cargas, cada puerta del CCD es un tercio del área total del píxel, lo que significa que la puerta, que en la parte interior tiene $10 \mu\text{m}$, crece hasta $137 \mu\text{m}$ en la última circunferencia. Al aumentar el tamaño de puerta, el rendimiento de la célula CCD empeora, aparece ineficiencia en la transferencia de cargas, el proceso se ralentiza, y la corriente en oscuridad aumenta. La mayor longitud de puerta aconsejable es un valor empírico de unas $30 \mu\text{m}$. El sensor retínico CCD mantiene unas longitudes de puerta razonables al dividir cada píxel en varias fotocélulas.

Estos cambios, especialmente la división de los pixels en varios fotodiodos, complica el control de la cámara. La acción sobre el coupler, que divide las cargas para normalizarlas, marca el final de una transferencia de un píxel a través de los CCDs circulares. Una transferencia de un píxel no tiene el mismo significado según la zona en que se encuentre la circunferencia. En la zona interna, transferir un píxel es equivalente

a transferir la carga a través de una célula CCD, un ciclo completo de reloj basta. En la zona media, sin embargo, la transferencia de un píxel equivale a transferir las cargas a través de dos células CCD, lo que significan dos ciclos completos de reloj, es decir, el doble que para las circunferencias de la zona interna. Por último, la zona externa necesitará de tres ciclos de reloj para transferir un píxel. Un mismo píxel debe ser transferido en un mismo tiempo sea la circunferencia que sea, ya que la acción sobre el coupler es común para todas las circunferencias. Esto significa que la frecuencia de reloj de la zona intermedia debe ser doble que la frecuencia de reloj de la zona interna, y a su vez la frecuencia de reloj de la zona externa deberá ser triple que aquella de la interna. Esto implica tres conjuntos de relojes diferentes, uno para cada zona de la retina.

CCD circular

La estructura de las células del **CCD circular** se muestra en la figura 3.8. El fotodiodo es un elemento definido por la superposición del canal introducido en el sustrato y una ventana en la capa que aísla de luz, formado por la segunda capa de aluminio. La primera capa de polisilicio (poli1) forma la puerta de transferencia (TG) separando el fotodiodo del dispositivo CCD. Esto deja el resto de capas de polisilicio (poli2 y poli3) para las puertas del CCD. El canal introducido en el sustrato no sólo hace de fotodiodo sino que además sirve de conducción de cargas en el dispositivo CCD (ver sección anterior).

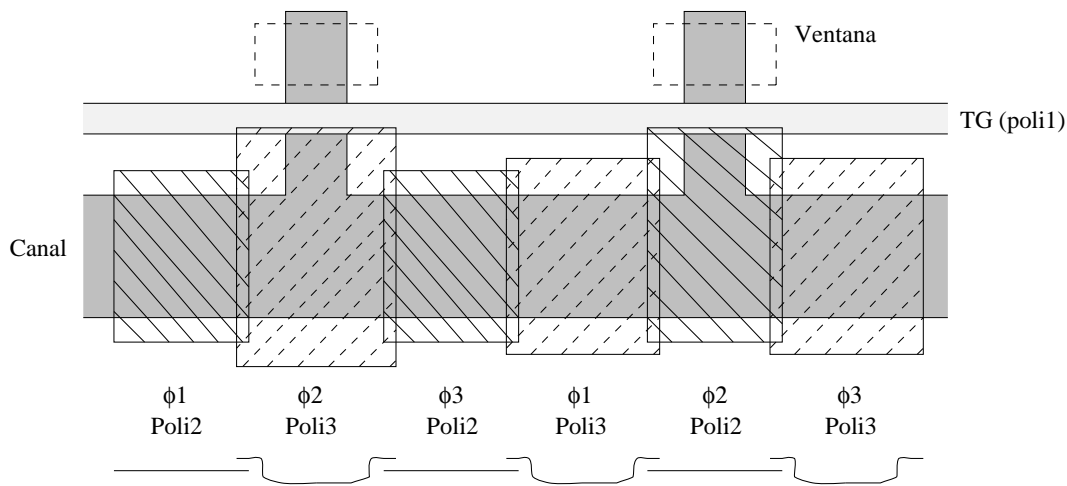


Figura 3.8: Trazado del CCD circular de la retina

El CCD usa el esquema de reloj de tres fases ϕ_1 , ϕ_2 y ϕ_3 para transferir los paquetes a través de las células. Como ya se vio anteriormente, existen otros esquemas, pero los diseñadores no los pudieron implementar porque el CCD con dos fases era imposible con el proceso tecnológico del IMEC, y un CCD con cuatro fases hubiera resultado un 33% más grande.

CCD radial

El otro dispositivo CCD en el sensor es el **CCD radial** que se encarga de extraer las cargas hacia el exterior de la retina. Este CCD radial es el más rápido en el chip, ya que debe desplazarse todo su contenido cada vez que en el circular se desplaza un píxel. Estructuralmente es idéntico al CCD circular, está basado en el canal de sustrato y dos polisilicios alternados haciendo de puertas. Sigue también el esquema de lectura con tres fases. La diferencia radica en que todas las células son del mismo tamaño ($30 \mu\text{m}$) y están dispuestas en línea recta. El CCD radial no está escalado y todas las células son iguales, esto significa que, para las células de la retina, no hay una correspondencia célula a célula con la salida del CCD circular, por lo que muchas células del CCD radial están vacías y no contienen información útil. Esta conservación del tamaño de las células en el CCD radial es importante ya que se supone que las cargas han sido escaladas con el coupler y por tanto son de la misma magnitud. Un CCD con células de diferentes tamaños produciría desuniformidades en la respuesta. De hecho, el CCD radial en la zona retínica cuenta con 145 células, mientras que el número de píxeles es de 30, por lo que existen “huecos” de información no válida en estas 145 células del CCD radial. Esto hace necesario la generación de señales de validación de datos, función esta que debe ser implementada por los circuitos de control fuera del chip.

Coupler

Un elemento importante en el sensor es el circuito que se encarga de la normalización de las cargas o **Coupler**. Este circuito coupler está conectado entre el CCD circular y el radial, normalizando las cargas cuando estas pasan de la parte circular a la radial. El principio de funcionamiento no es nuevo y data de los mismos comienzos de los dispositivos CCD. Se basa en dividir las cargas como *cortándolas con un cuchillo*, el trazado de las capas define por donde se corta el paquete de cargas y, por tanto, la relación de escalado. La forma de funcionamiento se puede ver en la figura 3.9. Dos de las puertas (TGCI y TGCO) separan el circuito “troceador” del CCD circular y del radial. La puerta FREC da acceso a un diodo drenador donde las cargas sobrantes de la división van a desaparecer. El corazón del coupler son las dos puertas restantes, SGC y PGC, que realmente hacen la división de cargas.

La partición del paquete de cargas se realiza según la siguiente secuencia. En primer lugar, todas las puertas están a nivel alto albergando las cargas, menos FREC, que se encuentra a nivel bajo para impedir la escapada de cargas al drenador. En este momento la carga se encuentra repartida entre A_1 y A_2 . A continuación se pasa a nivel bajo la puerta PGC, de manera que ambas áreas A_1 y A_2 quedan aisladas una de otra. A continuación se pasa a nivel alto la puerta FREC, permitiendo la escapada de cargas del área A_1 hacia el drenador. Poco después se pasa a nivel bajo la puerta SGC de manera que toda la carga de A_1 escapará hacia el drenador, y toda la carga

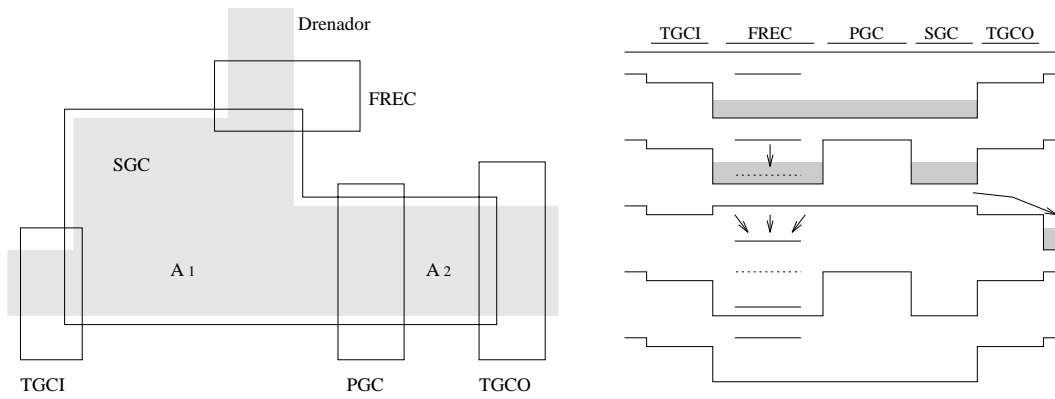


Figura 3.9: *Coupler de la retina CCD y funcionamiento*

contenida en A_2 pasará a través de TGCO hacia el CCD radial, quedando así la carga dividida. La relación entre las áreas A_1 y $(A_1 + A_2)$ da el factor de escalado.

Amplificador de salida

El elemento de salida al exterior de las cargas está compuesto por el **Amplificador de Salida**. La máxima cantidad de carga que puede ser transportada por el CCD radial es del orden de 25 fC [BK88]. Esto significa que la capacidad de salida debe ser del orden de 25 fF para obtener, como máximo, 1 V a la salida. Con estas consideraciones y observando la figura 3.10 la capacidad asociada al transistor M1 debe ser de unos 5 fF o menos. Para ello se usaron dimensiones mínimas para M1 con lo que se necesitaba una segunda etapa amplificadora. Las dimensiones de la segunda etapa vienen determinadas por un ancho de banda y un *slewrate* determinados. Para este caso el *slewrate* era de unos 30V por μs y $f_{3dB} = 7.5$ MHz así no se dan problemas con una frecuencia de reloj de unos 0.5 MHz. Con estos valores, y suponiendo una capacidad de carga de unos 20 pF, las dimensiones de la anchura de canal para el transistor M3 es de 156 μm , tomándose como valor final una anchura de 180 μm . Para el cálculo de las dimensiones de M4 se impone que $(V_{GS} - V_T)^2 \approx 10$, apareciendo como valor máximo de la longitud un valor de 35 μm , con lo cual se eligió finalmente darle una longitud al transistor M4 de 30 μm . El resto de dimensiones se eligen para obtener un trazado simétrico ya que no son necesariamente críticas.

Fóvea

En centro de la retina se encuentra un círculo de 320 μm que no forma parte de la representación log-polar. A esta zona se le conoce como **fóvea** por ser el centro del sensor. En principio no es sencillo ocupar esta zona con pixels, primero porque es una zona pequeña, y segundo porque es un círculo. La solución adoptada fue una matriz cuadrada con 102 pixels rellenando el círculo. La estrategia de relleno de la fóvea no es

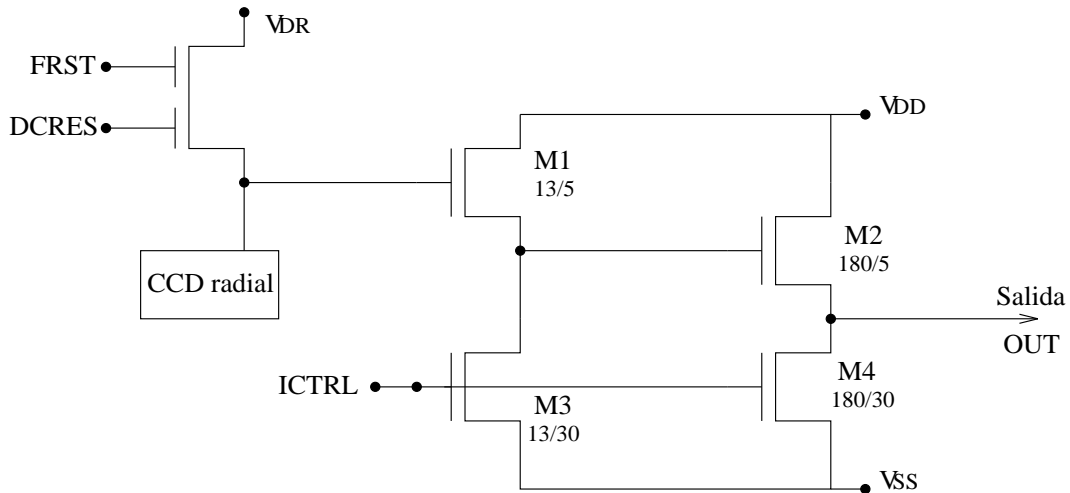


Figura 3.10: *Amplificador de Salida del sensor retínico CCD*

única, se han propuesto espirales, círculos concéntricos de resolución decreciente, etc. Sin embargo, es sin duda una matriz de pixels cuadrada la estructura más simple de implementar. Sin embargo, esta estructura supone un salto entre la fóvea y la retina, ya que al ser dos zonas con topologías diferentes, el uso de algoritmos de visión no es nada fácil, aparte de que quedan zonas en la fóvea por cubrir de pixels.

La lectura de cargas de la zona foveal se realiza a través del CCD radial que pasa a través de la estructura foveal. Esto obliga a transportar cargas de uno y otro lado del CCD radial, lo que impone una curiosa disposición de los pixels. Por un lado, dos CCDs radiales son necesarios para la lectura de uno y otro lados. Los dos CCDs radiales se unen en un único CCD radial que es el que sale al exterior. La información en estos CCDs radiales viene salteada, es decir, una celda contiene carga y la siguiente está vacía y así sucesivamente. Esto está hecho así ya que ambos CCDs se unen en uno solo, por lo tanto deben de ser complementarios, una carga de un CCD se une con una celda vacía del otro CCD y viceversa. El tener dos CCDs radiales con cargas salteadas hace que los pixels en la fóvea se encuentren también de forma salteada.

Los dos CCDs radiales consumen una gran área. Aparte, la principal desventaja de tener este patrón salteado de pixels es que la resolución de la fóvea no es demasiado alta, y la relación de apertura muy baja. Una segunda desventaja es la corrupción de la señal. Las células vacías en realidad contienen algo de carga, por un lado la corriente en oscuridad será siempre captada por estas células, y por otro, las células vacías recogerán las cargas que se van perdiendo durante la transferencia. La ventaja de todo este esquema es que no se necesitan nuevas señales de reloj ya que utilizan la misma estrategia de lectura que el CCD radial, por lo que teniendo las señales de reloj del CCD radial es suficiente para leer también la fóvea.

Versiones

Dos versiones de este sensor CCD fueron realizadas en IMEC utilizando tecnología de $5\ \mu\text{m}$. La primera versión (retinala en 1988) apuntó la necesidad de algunos cambios menores en el trazado de algunas puertas y separaciones entre polígonos, y algunos cambios e incorporaciones en el coupler. Todo esto desembocó en una nueva versión (retinalb 1989) con la adición de un diodo de entrada de test al CCD radial, el traslado de la circuitería de potencia en el amplificador de salida lejos del diodo de salida, adición de una puerta de continua al transistor de réset del amplificador, y mejora de los circuitos existentes. Otro cambio tuvo lugar en el coupler ya que para las circunferencias más externas, se producía una gran corriente de oscuridad. En la segunda versión se añadió un drenador extra a los couplers de las circunferencias 16-30, opuesto al existente, para tener un camino más para la eliminación de estas grandes cargas. Ello provocó el incremento en la longitud de PGC, TGCI y TGCO para controlar mejor el potencial aplicado a las cargas. También se incrementó el ancho de TGCI para mejorar las transferencias entre el CCD circular y el coupler. El layout final de esta última versión del chip se puede ver en la figura 3.11.

3.3.3 Unidad de control

La retina no es un elemento aislado, sino que forma parte de un entorno completo en el que el sensor sólo es una parte (la de transformación de la información luminosa en eléctrica). El resto de partes que formarían el sistema de captación de imágenes necesita de una unidad de control del sensor, de una tarjeta de adquisición de imágenes, y de un ordenador o plataforma para realizar procesamiento sobre las imágenes adquiridas [PM94b].

La retina descrita anteriormente es un circuito complejo. Tan complejo que son necesarias del orden de 30 líneas de control, con niveles de tensión variables y exigencias de frecuencia críticas. La figura 3.12 muestra el patillaje de este chip, así como una fotografía del mismo.

Las primeras señales de control que se pueden analizar son aquellas referidas íntegramente al dispositivo CCD, es decir, al transporte de las cargas. Existen 4 tipos de CCDs dentro del chip que requieren sus propias señales de control. Por un lado están los tres CCDs circulares, diferenciados por la frecuencia de sus relojes, ya que el número de células por píxel varía según la zona. Por otro se encuentra el CCD radial encargado de extraer las cargas del interior de la retina. Como son necesarias tres líneas de reloj por cada CCD a controlar, eso hace un total de 12 líneas para el control del transporte de cargas. Estas líneas son FO1, FO2 y FO3 para el CCD circular externo, FM1, FM2 y FM3 para el CCD circular medio, FI1, FI2 y FI3 para el CCD circular interno, y FR1, FR2 y FR3 para el CCD radial.

El circuito coupler, tal como se mostró en la sección anterior, hace uso de 5 líneas

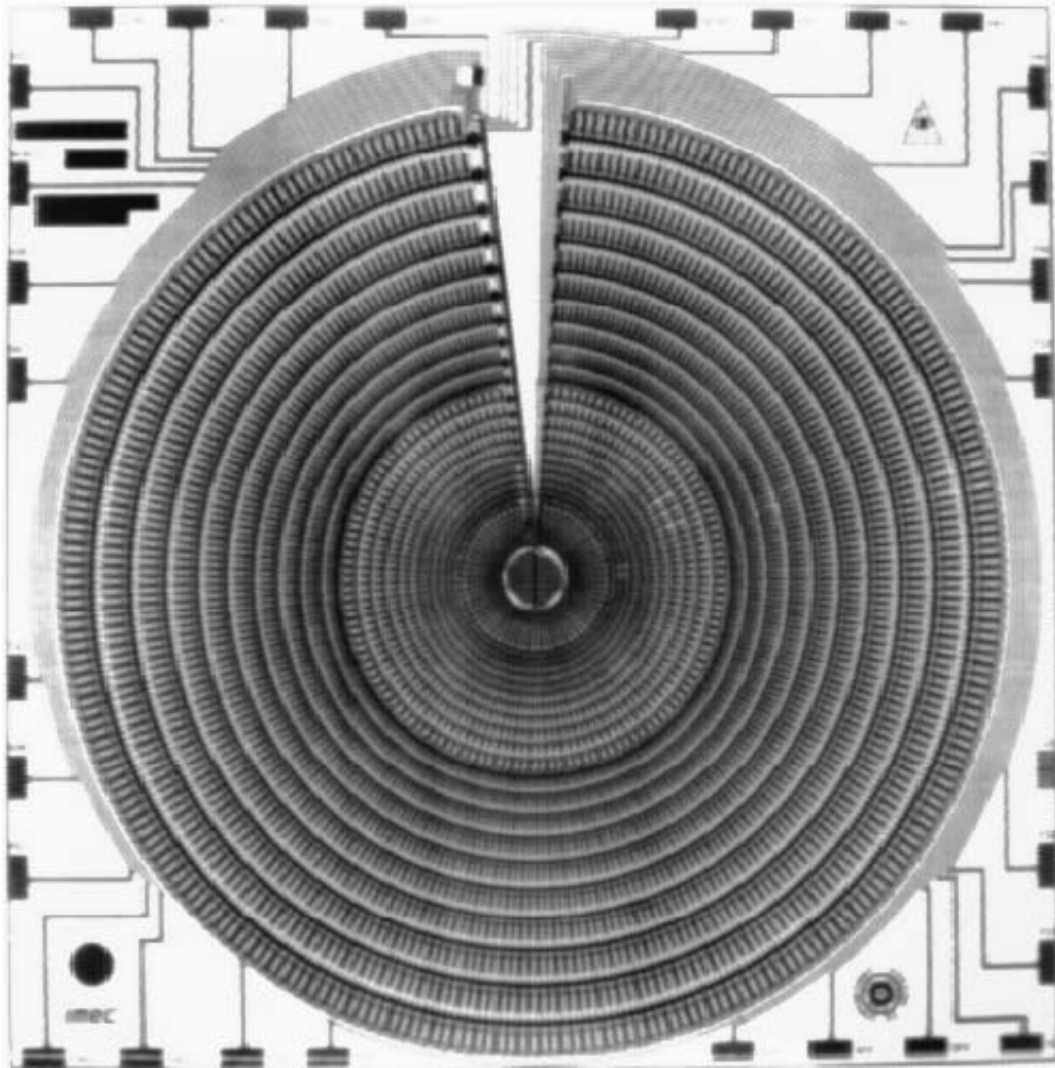


Figura 3.11: *Layout final del sensor retínico CCD*

que son TGCI, TGCO, FREC, PGC y SGC. La funcionalidad de estas líneas ya fue explicada en la sección anterior. Junto al coupler existe el drenador para liberar el exceso de cargas y que sale al exterior a través de la línea VDRC haciendo un total de 6 líneas.

El amplificador, por su parte, posee también varias líneas. Las primeras serían aquellas correspondientes al circuito de réset, estas líneas serían el FRST, que va a la puerta del transistor de réset, el DCRES, componente de continua que va a la misma puerta y sirve para minimizar los efectos de acoplamiento de FRST, y la línea VDR para el drenado de las cargas cuando se realiza un réset. En el amplificador estarían las líneas DCOUT, que es la salida del CCD radial y por tanto la entrada del amplificador, ICTRL, que es la línea por donde se pone la fuente de corriente, y por último la línea OUT que es la salida del amplificador y por tanto por donde se lee

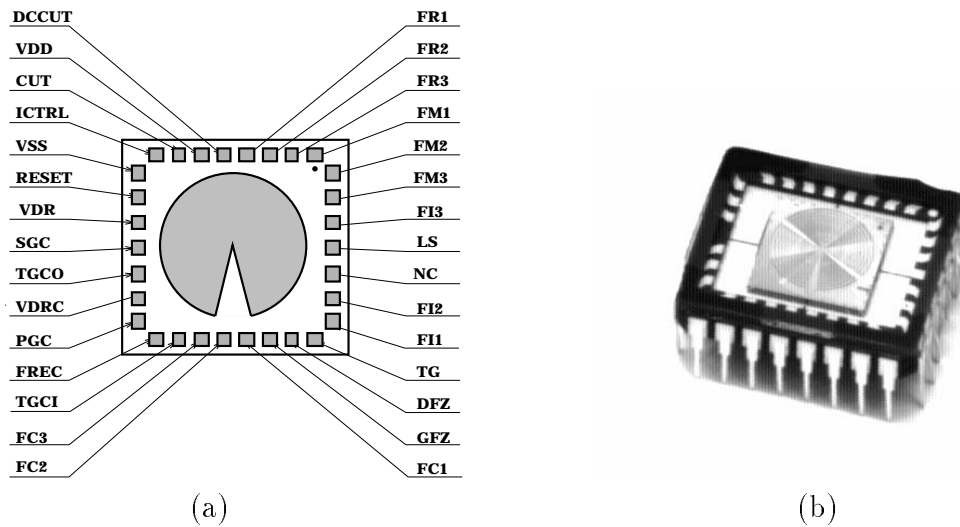


Figura 3.12: *Sensor retinico CCD (a) patillaje y (b) fotografía*

la información visual. Todas estas líneas correspondientes al amplificador suponen un total de 6 pines más en el chip.

Existen dos líneas más de test, GFZ y DFZ. Otra línea para polarizar el escudo de metal2, LS (Light Shield), y dos líneas más para alimentación del amplificador, VDD y VSS. Por otro lado existe la línea para habilitar la transferencia de cargas de los fotodiodos a los CCDs, o sea, TG. Estas 6 líneas, sumadas a las 24 anteriores hacen un total de 30 señales en el chip. De estas 30 señales, 29 son de entrada o control, y una sola es de salida. De estas 29 señales de entrada, 12 son componentes de continua y 17 son señales impulsivas o de reloj. Esto significa que, para obtener imágenes, se necesita un hardware adicional que genere, por un lado, 12 tensiones diferentes entre si y de valores que se hayan experimentalmente, y 17 tensiones de reloj, con diferentes frecuencias, fases, y formas de onda, aparte de diferentes tensiones y amplitudes. Todo esto hace que el control del chip sea complejo, y el diseño de una unidad de control, difícil.

Existen tres versiones de unidades de control del chip. La primera fue realizada en la Scuola Superiore S. Anna de Pisa (Italia). La segunda fue realizada en la Universidad de Pennsylvania [Bar92] y [Fer91]. Una tercera unidad de control fue diseñada en la Università di Genova con la colaboración del tesinando [MP94]. En otras Universidades, como en Parma [GNF92], se realizaron algunos diseños de chips de control, pero no se llegó a una implementación de los mismos.

Las diferencias entre las tres unidades de control son el tamaño y el chip generador de los impulsos o señales de reloj. En la unidad de control de Pisa [MQ93], estas señales eran generadas por circuitos LSI, de manera que eran necesarias varias PROM y registros para generar estas señales. Para la unidad realizada en Pennsylvania, las señales eran generadas por un chip semi-custom realizado utilizando tecnología

CMOS (MOSIS). Esto condujo a la reducción del tamaño de la unidad de control. En la unidad realizada en Génova, se sustituyó el chip custom por una simple EPLD de Altera, aumentando la flexibilidad y funcionalidad de la unidad, así como reduciendo su coste. El tamaño también resultaba menor al dividirse en dos bloques separados las tensiones continuas de las de reloj, consiguiéndose así una cámara compacta.

En todas las unidades de control existen varios potenciómetros para regular todas las tensiones continuas por separado así como las amplitudes y offsets de las señales de reloj. De esta manera se consigue realizar un ajuste óptimo y obtener imágenes claras. Aunque el tener tanto control sobre las tensiones es bueno para obtener imágenes de calidad, este control obliga a un aumento considerable de la circuitería dentro de la unidad de control. Actualmente se está investigando qué tensiones son las adecuadas para las diferentes señales y así poder fijarlas, de manera que se pueda reducir al máximo el tamaño de la unidad de control. Este estudio y la fabricación de una nueva unidad de control se está realizando en IMEC, Bélgica.

Se podría dar en detalle el funcionamiento de alguna de estas unidades de control, especialmente de aquella en la que el autor de la presente tesis participó con la realización del chip de control y generador de impulsos, sin embargo, se ha preferido referirse a las distintas citas para encontrar información detallada de su funcionamiento y diseño, ya que un estudio en profundidad no habría sido posible en unas pocas páginas, y unos datos aproximados probablemente hubieran sido de escaso valor.

3.3.4 Adquisición de imágenes

A partir de la estructura del sensor, es fácil determinar que la salida de la información no sigue un patrón sencillo y mucho menos estándar. Para empezar, las dimensiones y resolución del sensor no son estándar, por un lado está la retina, con una resolución de 64x30 pixels, y por otro la fovea, que no forma exactamente una trama o matriz cuadrada. A esto se une el hecho de que no todas las células del CCD radial contienen información útil por lo que se hace necesario de disponer de una señal que indique cuándo un dato es válido. Esta señal, por supuesto, no sigue una ley, sino que depende del trazado del CCD radial, por tanto, la generación de esta señal requiere saber todos los casos particulares. De todo esto se deduce que al menos se necesitan dos señales adicionales, que no genera el chip, para poder interpretar la salida. Estas señales serían un sincronismo de imagen indicando el comienzo de una imagen, y un sincronismo de píxel, que indica cuándo la información presente en la pata OUT del chip es válida. Estas señales dependen directamente de las señales de control, por lo que normalmente son implementadas en la propia unidad de control del chip.

Con sólo tres señales, dos de sincronismo de imagen y píxel, y la de salida del chip, es posible capturar imágenes y almacenarlas en memoria para su posterior procesamiento, etc. En principio, existen placas de adquisición de imágenes (desde ahora framegrabbers) que pueden leer esta información y almacenarla para su uso

posterior en un ordenador común, por ejemplo en IMEC utilizan una placa estándar que funciona muy bien con solo añadirle una señal de sincronismo de línea, muy sencilla de generar. Aunque sea posible la utilización de framegrabbers estándar, siempre es mejor tener un framegrabber específico para ganar en rendimiento, prestaciones, etc. Además, dada la reducción de información que se obtiene con este sensor, es posible sacarle mucho partido a un diseño personalizado de la placa de adquisición de imágenes.

Existen dos realizaciones de framegrabbers específicos para el sensor retínico CCD. La primera versión fue realizada en La Scuola Superiore S. Anna de Pisa, consistía en una placa, directamente conectada al bus del PC, que adquiría imágenes y las almacenaba en memoria, siendo la lectura de la imagen por el PC, y la adquisición de la imagen del framegrabber, operaciones transparentes y solapadas. En general, no ofrecía muchas posibilidades de programación de puertos, y la amplificación no era muy buena sin un circuito de Sample&Hold.

La segunda versión fue diseñada en la Universidad de Génova con la colaboración del tesinando [PM94a]. En esta nueva versión se introdujeron nuevos elementos y una mayor flexibilidad así como una notable reducción de tamaño gracias al uso de lógica programable. Los nuevos elementos fueron un circuito de Sample&Hold, un circuito para la normalización automática de la imagen, programabilidad de los distintos elementos de la placa vía software, etc.

Sin duda el elemento más interesante del framegrabber (ver figura 3.13) es el circuito de normalización. Los niveles de gris que entrega el chip, presentan una gran desuniformidad dependiendo de la posición del píxel en el plano retínico, tal y como se demuestra en [MQ93]. Esto implica la necesidad de una normalización de cada punto de la imagen, no solo con la adición de un offset a cada punto, sino también con la linealización de la respuesta de cada píxel. Normalmente esta operación se realiza por software una vez adquirida la imagen, por lo que resulta en una operación lenta a sumar a las diferentes operaciones que se realicen con posterioridad. La solución hardware consistió en la adición de una tabla de transformación de la respuesta del chip en el mismo framegrabber, de manera que se realizara la operación de escalado y normalización en tiempo real, justo al mismo tiempo que el píxel llega a la placa y sin absolutamente ningún retraso.

3.4 El primer sensor retínico CMOS

La tecnología CMOS para el desarrollo de sensores visivos, tiene una serie de ventajas frente a la tecnología CCD que incluyen la baja tensión y bajo consumo, integración de la parte sensora y computacional en el mismo chip, bajo coste de fabricación, etc. Todas estas características, junto con la tendencia a la reducción de tamaño en esta tecnología, hace que la utilización del proceso CMOS para la fabricación de sensores visuales sea muy atractiva para los investigadores en implementaciones de algoritmos

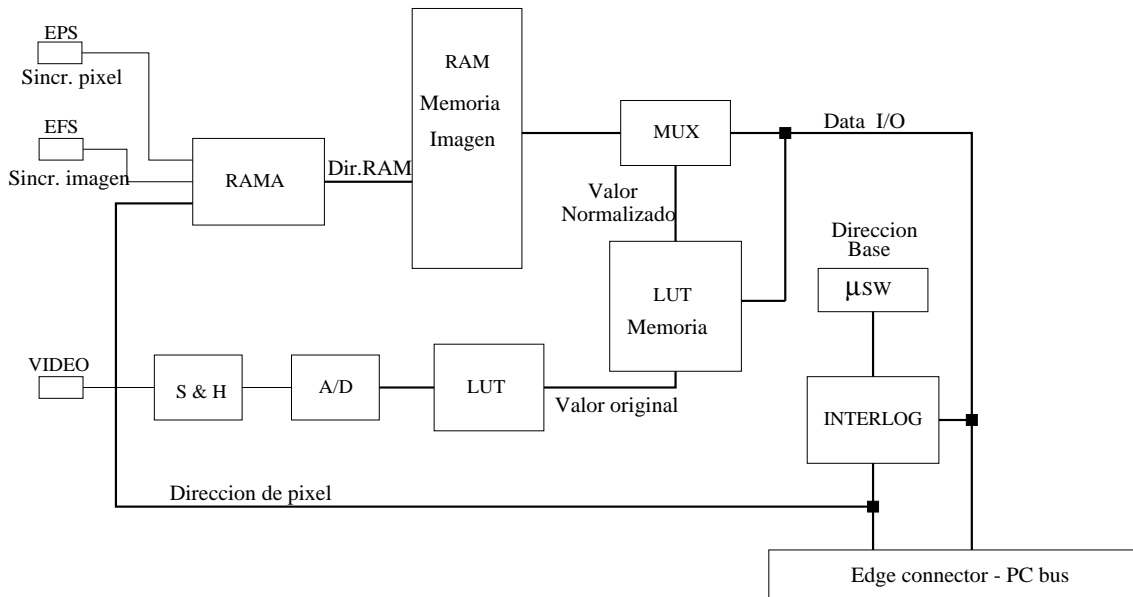


Figura 3.13: Diagrama de bloques de la placa de adquisición de imágenes retínicas

de procesamiento de imágenes.

Basado en esta tecnología CMOS de $1.2 \mu\text{m}$ existe un sensor foveal realizado en la universidad McGill de Montreal en Canadá [WRL95]. Este sensor ha sido diseñado por Robert Wodnicki que ha cedido las figuras que aparecen en esta sección y que describen su sensor. Este sensor, junto con el CCD ampliamente comentado con anterioridad, constituyen las únicas realizaciones conocidas de sensores con estructura log-polar hasta ahora.

El tipo de célula utilizada es la típica para la mayoría de sensores visivos basados en tecnología CMOS, es decir, se trata de una célula de integración pasiva tal y como se explica en el capítulo 4. Esta célula se caracteriza por tener una respuesta lineal frente a la iluminación.

El sensor está dividido por dos partes, como casi cualquier sensor foveal; una zona es la retina que se encuentra en la periferia, y otra zona es la fovea justo en el centro del sensor. En el caso de este sensor CMOS, la diferencia entre retina y fovea es muy grande, todavía más que en el caso de la retina CCD. La figura 3.14 muestra el diagrama de bloques de la estructura del sensor. En ella se pueden ver las dos matrices que forman el sensor. La matriz periférica, o retina, tiene una resolución de 64 radios y 16 anillos, mientras que la matriz foveal, cuadrada uniforme, está formada por 40 columnas y 52 filas. En el sensor del prototipo, la circuitería de barrido de los pixels se encuentra en el propio chip. El procesamiento de la señal, que debe incluir un escalado de la señal proveniente de los pixels en la retina, y la conversión A/D se encuentran fuera del chip para permitir una optimización de estas funciones.

El diseño de la fovea está orientado a la obtención de la máxima densidad de

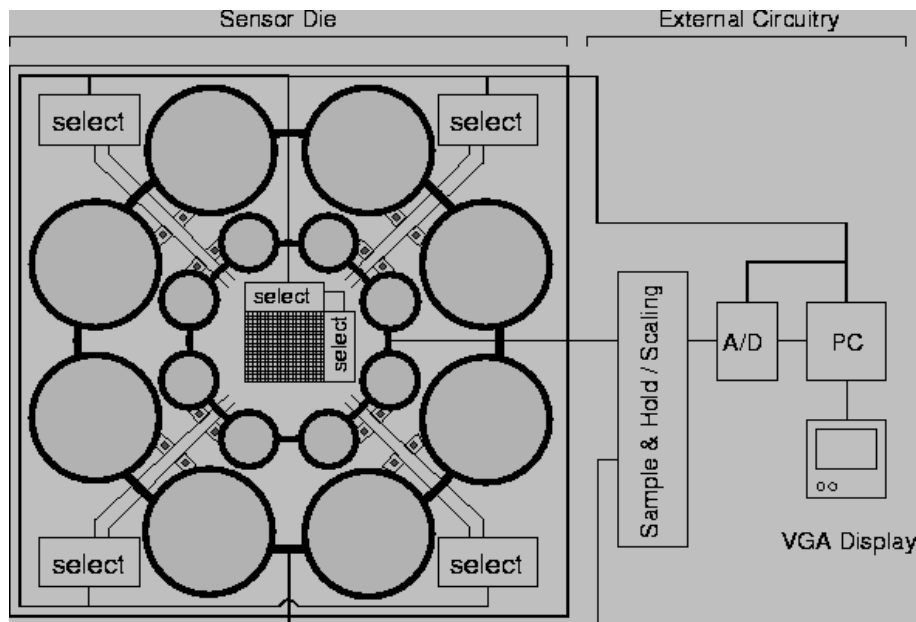


Figura 3.14: Esquema del sistema visual del sensor foveal de la Universidad McGill

fotorreceptores. Tal y como se muestra en la figura 3.14, la matriz foveal está compuesta por una matriz uniforme de células de integración junto con la lógica digital de selección. Los píxeles tienen $9.6 \mu\text{m}$ de lado con un factor de ocupación del 22%. La selección de fila y columna se realiza mediante el uso de registros de desplazamiento digitales adyacentes a la matriz de píxeles. La imagen es leída de forma serie mediante un barrido progresivo de la matriz.

Dada la naturaleza compleja de la matriz periférica o retina, les fue necesario a los diseñadores la realización de un software en lenguaje C para el trazado automático del layout. Para facilitar esta automatización, y para aliviar la distorsión geométrica causada por encajar los dispositivos activos en ángulos no Manhattan, adoptaron una arquitectura altamente modular. Cada píxel en esta retina está formado por un fotodiodo de forma circular ocupando la mayor parte del píxel. Este fotodiodo es el surtidor del MOSFET de selección que también forma parte de la célula. Los “hilos” de selección están formados por radios de metal-I entre los píxeles de retina. Los “hilos” que llevan la información analógica son los anillos que bordean cada célula y están conectados al drenador del transistor de selección mediante una vía al metal I. Como se ve, la estructura de este sensor es muy simple ya que las células están formadas por un único transistor y sólo son necesarias dos señales, una para leer la información y otra de selección. Luego se verá que en la célula diseñada para la realización del sensor retínico de la presente tesis, la célula tiene tres transistores, y que además de las señales de selección y lectura, se necesita otra de Vdd para alimentar la célula.

El prototipo de este sensor CMOS fue fabricado con tecnología CMOS estándar de $1.2 \mu\text{m}$ con doble metal y doble polisilicio. El chip tiene 4.8 mm de lado y ha sido

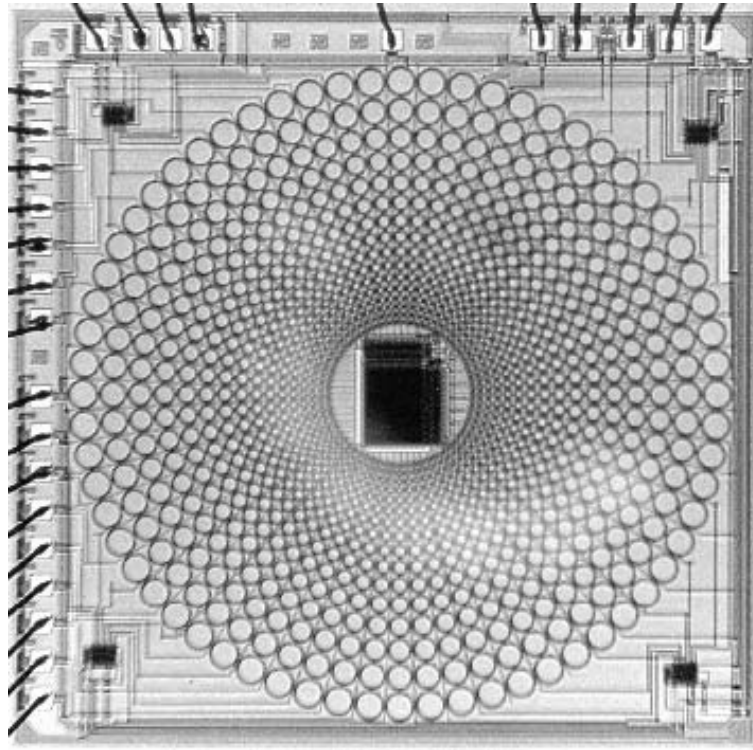


Figura 3.15: *Microfotografía del sensor foveal de la Universidad McGill*

encapsulado en un LCC de 44 pines. En la figura 3.15 se muestra la microfotografía del layout del sensor.

El sensor se conecta a un PC a través del puerto paralelo de la impresora y un convertor A/D. El sistema puede adquirir unas 28 imágenes por segundo sin la necesidad de una tarjeta de adquisición de imágenes. Esta velocidad viene limitada por el hardware de conexión al PC ya que el chip podría soportar velocidades de hasta 2.000 imágenes por segundo con el hardware adecuado. El consumo es de 10mW a partir de una alimentación única de 3.3 Voltios, lo que supone dos órdenes de magnitud menos que una cámara convencional.

3.5 Otras aproximaciones a la sensorización log-polar

Una aproximación natural, distinta a la realización directa de un sensor, es usar una placa de adquisición de imágenes y remapear la imagen de la forma cartesiana matricial a la representación log-polar utilizando un hardware de procesamiento. Este hardware se implementaría trasladando los algoritmos de simulación de la representación log-polar, a una plataforma de procesamiento digital.

Un ejemplo es el “remapeador” de vídeo de la NASA/Texas Instruments. Otro ejemplo es una placa desarrollada por la Universidad de New Hampshire en colaboración con Transitions Research Corporation para el computador de imágenes en tiempo real Datacube’s MaxVideo. Transitions Research Corporation también elabora un mapeador para el PC de IBM. Las Look-Up Tables (LUT) son siempre la base de estos sistemas. Un procesador utiliza un patrón previamente almacenado para redirigir los pixels y, en las tarjetas más sofisticadas, incluso calcula la media de la correspondencia interpolando varios pixels. La ventaja de estos sistemas es que resulta muy sencillo cambiar la representación sin más que cambiar la LUT.

Estas tarjetas son más programables que un sensor a medida ya que es posible modificar la representación por software, sin embargo, esta representación es una aproximación limitada por la trama de la imagen original. Estas tarjetas son también específicas a una plataforma concreta. Una ventaja adicional de estas tarjetas procesadoras es la uniformidad de la respuesta obtenida, ello es básicamente debido a que el sensor, del que parte el procesamiento de la imagen, tiene una respuesta uniforme. Los sensores retínicos que se conocen hasta ahora poseen siempre una no uniformidad de la respuesta casi inevitable debido a su especial estructura.

3.6 Conclusiones

En este capítulo se ha descrito la estructura y funcionamiento de un sensor retínico basado en tecnología CCD, junto con otro sensor, también retínico pero basado en el proceso tecnológico CMOS. Estos sensores retínicos son los únicos sensores fabricados, junto con el que es objeto de esta tesis, en los últimos años para la representación espacio variante log-polar.

Los sensores retínicos que se conocen hasta ahora poseen siempre una no uniformidad de la respuesta casi inevitable debido a su especial estructura. Los principales problemas de no uniformidad en la respuesta de los sensores CCD han sido bien estudiados en [MQ93]. En este trabajo se recogen tanto la linealidad de la respuesta como incluso la variación temporal de los diferentes parámetros que definen la respuesta del sensor. La conclusión principal de estos resultados es que sin una normalización de los valores leídos, es imposible siquiera distinguir una imagen. Las principales diferencias se obtienen entre pixels de circunferencias diferentes, mientras que una uniformidad no tan alterada se obtiene entre pixels de una misma circunferencia. Este hecho marca al circuito coupler como el principal responsable de la no uniformidad del sensor.

Aparte de la no uniformidad existen otros problemas. Por ejemplo, la circunferencia más interna tiene algún defecto ya que la respuesta de sus pixels viene prácticamente binarizada. De la misma manera, la respuesta de la última circunferencia ni siquiera es binaria sino que directamente es nula, por lo que resulta de poca utilidad. En cuanto

a la fovea, los resultados son parecidos a los de la circunferencia más interna, por lo que sólo se obtiene una imagen muy irregular y binaria, lo cual lo hace una zona del sensor prácticamente inútil.

La unidad de control es fundamental para el buen funcionamiento del sensor. Junto con la no uniformidad se encuentra también ruido en la señal, y variaciones de la respuesta con el tiempo. Estos problemas, más que achacables al propio sensor, parecen ser debidos a la unidad de control, tensiones de control, picos en las señales de reloj, etc. Esto obliga a un cuidado diseño de la unidad de control, cosa que en principio no es sencillo.

Estos problemas que se acaban de destacar brevemente surgen a posteriori de la realización del sensor y aunque cualitativamente son predecibles, no es trivial realizar a priori un cálculo de la magnitud del error. En cambio, existen otros problemas con la retina CCD que son de tipo estructural y cuyas consecuencias negativas son inmediatas. El más llamativo de estos problemas, inevitable de todas formas, es la presencia de un sector ciego, un pedazo en forma de cuña en el chip que ocupa 2.5 pixels. Esto significa que existe una zona donde la imagen no existe, lo que aparte de resultar en una pérdida de información del entorno, supone también una pérdida de continuidad de la imagen a lo largo de las circunferencias. Este problema es inevitable ya que la forma de extraer las cargas se realiza a través de un dispositivo CCD, este dispositivo, junto con el circuito normalizador o coupler, ocupan cierto espacio por lo que no se puede eliminar este sector ciego.

Otro problema, asociado con el layout o trazado del sensor CCD, es el diseño de la fovea. Cuando las dimensiones de los dispositivos a implementar son del orden de la mínima distancia permitida por el proceso tecnológico, es muy difícil realizar topologías circulares y encima extraer la información. Es por ello que casi la única posibilidad de realización de una fovea en el sensor es la estructura matricial cuadrada típica de los sensores CCD. Una estructura matricial cuadrada no encaja de ninguna manera con la estructura log-polar de la retina por dos razones. La primera es que la fovea es un círculo mientras que una matriz es cuadrada, por lo tanto no se llega a rellenar completamente el círculo creándose partes ciegas sin elementos sensibles. La segunda es que no existe continuidad entre la topología cartesiana de una matriz y la representación log-polar de la retina. Esto presenta un especial inconveniente para la utilización de algoritmos de visión sobre la retina ya que la mayoría de estos algoritmos están basados en el cálculo de parámetros tomando como referencia los pixels y los vecinos de los pixels. El concepto de vecindad no existe en áreas cercanas a la fovea. En cualquier caso, como la calidad de los pixels en la fovea es prácticamente nula, estos problemas de vecindad, etc. no son tan graves.

Como última desventaja de la utilización de este sensor retínico CCD, hay que destacar lo complejo de la unidad de control. En las secciones anteriores se pusieron de manifiesto las numerosas tensiones y señales de reloj necesarias para hacer funcionar el sensor. Esto implica una pesada, engorrosa y de gran tamaño unidad de control que

hace difícil el uso de este sensor en aplicaciones para las cuales tendría una especial utilidad, como su montaje en cabezas binoculares dotadas de movimiento [CPGS93] donde el peso total del elemento en movimiento debe ser lo menor posible. Por otro lado, esta unidad de control juega un importante papel en la calidad final de la imagen, por lo que un diseño incorrecto de alguna de sus partes lleva consigo un deterioro de la calidad del sensor. Además, esta complejidad hace que el conjunto sensor-unidad de control sea muy inestable frente a vibraciones, temperatura, etc.

El sensor retínico CCD no es la solución al problema de la fabricación de un sensor con representación log-polar. Tampoco la tecnología CCD parece la más adecuada para este tipo de sensores ya que obliga a disponer de áreas destinadas a la visión para la lectura de cargas al exterior. En general, sin importar qué tecnología se utilice, hay un problema claro, y es que el tamaño de los pixels no es constante, y esto, sea la tecnología que sea, es muy fácil que sea una fuente de no uniformidades en la respuesta del sensor.

El sensor retínico CMOS basado en integración, y presentado en este capítulo, tampoco es la solución al problema de la sensorización log-polar. Por un lado tiene los problemas propios del escalado de la señal que cualquier sensor espacio variante tiene. Por otro lado se sigue teniendo el problema de continuidad entre la fovea y la retina. Con una retina separada de la fovea, con una estructura diferente, y con sectores ciegos (acrecentados por la inclusión de la lógica de selección en la fovea) entre retina y fovea, no es posible todavía utilizar el sensor como sistema de visión autónomo eficaz. Además, la resolución retínica es todavía menor que en la CCD, por lo que la única ventaja de este sensor CMOS frente a la CCD es la facilidad de control, eliminación de la cuña ciega, etc. ventajas que también son explotadas, junto con otras, en el sensor retínico objeto de la presente tesis.

Con el trabajo desarrollado en esta tesis, se pretendía realizar un sensor sin los problemas que presentan los sensores retínicos CCD y CMOS de integración. Utilizar la tecnología CCD no era solución ya que es difícil de resolver problemas como el sector ciego, la fovea, el escalado de cargas, etc. Se pensó por tanto en otra tecnología, mucho más fácil de utilizar, como es la CMOS. Con la tecnología CMOS es muy fácil de evitar el sector ciego, la unidad de control es prácticamente inexistente, y las únicas tensiones necesarias presentan niveles TTL de tensión, lo que ha quedado demostrado con el sensor CMOS presentado en segundo lugar, que si bien no es la solución definitiva al no solucionar el problema de la fovea, sí que evita el resto de inconvenientes presentes en el sensor CCD.

La lectura de la información en los sensores CMOS se realiza como en una RAM de manera que el propio chip funciona casi como una auténtica tarjeta de adquisición de imágenes. Presenta un precio de realización y producción mucho más bajo. El tamaño del sistema completo es mucho más reducido que con el CCD. Por otro lado la fovea tiene menos restricciones de diseño que con la tecnología CCD por lo que es relativamente sencillo realizar una topología circular que dé continuidad a la retina.

Sin embargo, en el sensor CMOS basado en integración, no se intentó una fusión entre la fovea y la retina. La razón puede estribar en la complejidad que el diseño de una fovea tiene, y por otro lado, da la sensación de que los objetivos en ese sensor no son el de realizar una retina con una fovea, sino el de realizar una fovea que además, tuviera una retina alrededor. Esto explicaría la elección de una matriz cuadrada para la fovea, que además es de gran tamaño, mientras que la resolución retínica es muy pequeña.

Aparte de todo esto, la tecnología CMOS permite células tanto con respuesta logarítmica como lineal, siendo esta respuesta logarítmica de especial interés dada su semejanza con el sistema visivo humano. La elección de esta célula de respuesta logarítmica, junto con una solución al problema de la retina, además de una mucho mayor resolución y un sistema para realizar un pre-escalado de la respuesta, es lo que diferencia básicamente la retina CMOS de integración realizada por la Universidad McGill y la retina objeto de la presente tesis.

Aunque la tecnología CMOS demuestra ser mejor que la CCD para la realización de sensores espacio-variantes, no todo son ventajas. La tecnología CMOS da peor calidad que la CCD, al menos para sensores convencionales, y el ruido es también mayor. Por otro lado, el escalado de la información tampoco es inmediato. Estos dos últimos problemas serían graves si no se supiera de antemano que la calidad del sensor retínico CCD no es muy buena, y por tanto, la del CMOS será difícilmente peor. Así que, a priori, se puede aventurar que el sensor CMOS será mejor que el CCD, si bien, ninguno de los dos puede ofrecer unas características similares a las de los sensores “cartesianos”.

Capítulo 4

Sensores ópticos CMOS

4.1 Introducción

Los sensores ópticos basados en tecnología CCD han ganado la aceptación popular, y sobre todo, el mercado de las cámaras de propósito general. La causa de que los dispositivos CCD sean mayoritariamente utilizados es su alta calidad de imagen que lo hacen especialmente adecuado para su uso en cámaras convencionales en sustitución de los engorrosos y caros tubos de imagen. Este uso masivo de este tipo de tecnología llevó consigo su abaratamiento y por tanto su rápida expansión. Es por esto que su uso se extendió no solo al campo del vídeo doméstico sino también al de visión aplicada en robótica.

La tecnología CMOS ha venido usándose principalmente en el diseño de circuitos integrados y más concretamente en el diseño de circuitos digitales. La gran expansión de los circuitos digitales ha producido la popularización de este tipo de tecnología entre muchos centros de investigación y compañías, popularización que ha llevado al consiguiente abaratamiento de costes, superando en economía a cualquier otro tipo de tecnología para el diseño de circuitos integrados. Esto ha provocado que la actividad en el terreno de los sensores basados en tecnología CMOS se haya incrementado enormemente. En comparación con los CCDs, los sensores CMOS son mucho más baratos. La tecnología CMOS está también mucho más al alcance de todo el mundo, siendo muy fácil de utilizar. Por otro lado, es también fácil integrar en un mismo chip tanto el sensor como procesamiento, convertidores A/D, etc. esto lo hace especialmente interesante para sistemas específicos fabricados a medida, y en especial para cualquier sensor montado sobre un robot. Esta facilidad en la integración de procesamiento en el chip, junto con la estructura de cada píxel, hace que sea muy sencillo implementar un acceso aleatorio a cada célula, al contrario que los CCD en los que la lectura es siempre secuencial. Este acceso aleatorio (figura 4.1) se consigue gracias a que las cargas son convertidas en tensión o corriente en la propia célula receptora, de manera que simplemente se necesita una línea para leer la información particular de cada píxel.

Un sistema como este es muy parecido al de una memoria de acceso aleatorio, por lo que puede ser fácilmente incluida en un sistema de procesamiento de imágenes sin complejos interfaces con la cámara. Los sensores CCD transportan las cargas de forma secuencial, píxel a píxel, para ser convertidas exteriormente en tensión o corriente por un único amplificador. Esta forma de leer las cargas hace que sea imposible un acceso aleatorio como en los sensores MOS.

Otra ventaja de los sensores basados en tecnología CMOS, es la sencilla electrónica para hacerlos funcionar. Los dispositivos CCD se caracterizan por unas tensiones de control poco comunes, varias señales de reloj, etc. en cambio en los dispositivos CMOS, las tensiones de control son compatibles TTL, y no existen casi señales de reloj ya que no hay transporte de cargas ni registros de desplazamiento, etc.

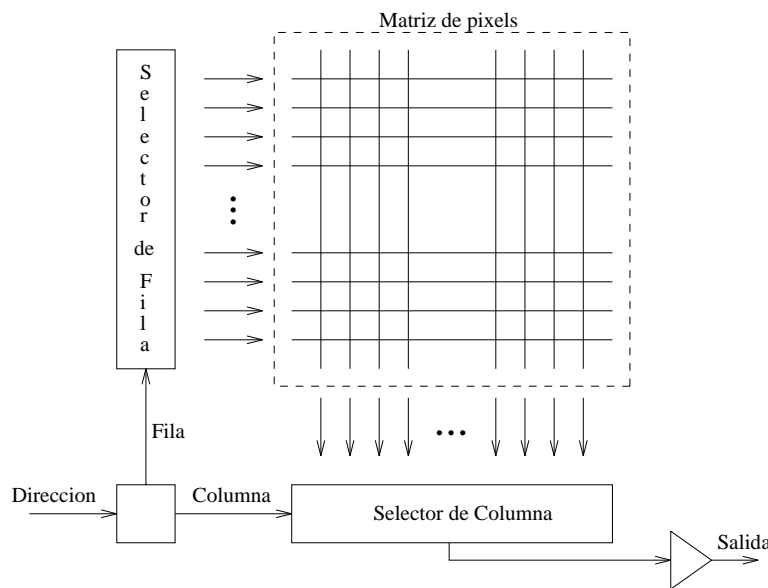


Figura 4.1: Acceso aleatorio en un sensor MOS

Y sin embargo, la tecnología más utilizada en las cámaras sigue siendo la CCD. La razón por la que los sensores CMOS no pueden competir con los CCD, en el campo de las cámaras de consumo, es debido a su peor calidad de imagen. Esto significa que todo el mercado potencial del vídeo doméstico o profesional queda cerrado para este tipo de tecnología, debiéndose recordar que este mercado es el más grande en lo referente a imagen.

En aplicaciones donde el resultado final no vaya a parar a un elemento tan sensible y experto como el ojo humano, la tecnología CMOS tiene su cabida. Afortunadamente la mayoría de las aplicaciones en robótica y visión artificial tienen como usuario final a un procesador, que en el peor de los casos ni siquiera tendrá noción de *calidad de imagen*, concepto este que el robot entenderá como una cuestión de posibilidad o imposibilidad de realizar una tarea con los datos entregados por el sensor. Normalmente ni las aplicaciones ni los procesadores son todavía demasiado exigentes en cuanto a *calidad*

de imagen, muchos algoritmos de visión funcionan casi igual de bien para datos con una precisión de 8 bits que de 7 bits, aunque esto no debe ser cierto en un futuro no muy lejano, o para algunas aplicaciones concretas que requieran una alta precisión.

Hay varios tipos de sensores ópticos CMOS por lo que a veces puede resultar incoherente realizar generalizaciones. Sin embargo, se puede realizar una división en dos grandes grupos atendiendo al método de tratar la señal eléctrica justo en el momento en que se produce la transformación de la luz en señal:

- **Sensores basados en integración de corriente.** La corriente generada por la luz incidente es integrada durante un intervalo de tiempo para calcular la luminosidad. Estos sensores serían muy parecidos a los sensores CCD y su principio de funcionamiento es casi el mismo: La luz incidente sobre la fotocélula se convierte en cargas eléctricas que son atrapadas en un pozo de potencia durante un tiempo después del cual, las cargas almacenadas en el pozo de potencial, son extraídas generándose una tensión o corriente, según el caso, directamente proporcional al número de cargas generadas y por tanto directamente proporcional a la luz incidente en la fotocélula. Un buen diseño de este tipo de sensor CMOS puede dar casi tanta calidad como un CCD.
- **Sensores basados en conducción de corriente.** La corriente generada por la luz es utilizada para calcular la luminosidad. En estos sensores la luz es convertida directamente en señal usando alguna propiedad física del transistor MOS o cualquier otro dispositivo disponible en la tecnología. Normalmente el principio suele ser una transformación de la luz en cargas eléctricas, y estas, sometidas a un campo eléctrico en una corriente medible externamente. El problema, respecto al anterior grupo de sensores, radica en que la cantidad de corriente eléctrica generada es tan pequeña que puede ser fácilmente perturbada. La calidad de este tipo de sensores no es tan buena.

En cualquiera de los casos expuestos, la transformación de la luz en cargas se realiza a través de una unión $p-n$ polarizada inversamente. Para todos los sensores se cumplirá entonces la siguiente ecuación:

$$I_L = qLWG(L_e + L_h + \omega) \quad (4.1)$$

donde G es la velocidad de generación de pares electrón-hueco, L_e y L_h la longitud de difusión de electrones y huecos respectivamente, y ω es la anchura de la capa de empobrecimiento. El factor LW es el área de la unión y q es la carga del electrón y es, por tanto, una constante.

La ecuación (4.1) no muestra una dependencia directa con la luz, por lo que en muchas ocasiones se suele utilizar una expresión diferente algo más expresiva:

$$I_L = q\lambda\eta P_o A/hc \quad (4.2)$$

donde

q	Carga del electrón
λ	Longitud de onda de la luz incidente
P_o	Intensidad de la luz incidente por unidad de área
η	Eficiencia cuántica
h	Constante de Planck
c	Velocidad de la luz
A	Área del fotodetector

De la expresión anterior se puede concluir que la corriente eléctrica generada es proporcional linealmente a la intensidad de la luz incidente y al área de la unión. Intuitivamente es evidente que un fotón provocará la generación de un par electrón hueco, esta correspondencia entre intensidad eléctrica y electrónica viene modificada por un factor η que dará cuenta de la eficiencia en la creación de electrones, es decir, da la proporción de fotones transformados en electrones. Intuitivamente es también evidente que a mayor área mayor corriente, con una proporcionalidad directa, doble área, doble número de fotones incidentes y por tanto doble corriente.

A continuación se explicarán los principales tipos de sensores CMOS disponibles hoy en día. La investigación sobre este tipo de sensores es todavía reciente por lo que hay pocas realizaciones comerciales, sin embargo, su implantación está tomando cada vez más fuerza.

4.2 Sensores basados en integración

En este tipo de sensores, la célula encargada de captar la luz no es muy diferente de la célula empleada en los dispositivos CCD, siendo la diferencia fundamental el modo en que la información eléctrica es extraída hacia el exterior. Mientras que en los dispositivos CCD (ver capítulo 3) el transporte de cargas se realiza mediante las propias células CCD, en tecnología CMOS, estas cargas son convertidas directamente en tensión o corriente en la misma célula donde se generan. Esta diferencia hace posible que la información eléctrica pueda ser leída de forma aleatoria como en una RAM, en vez de la forma secuencial CCD. Este es, sin duda, uno de los principales atractivos de la tecnología CMOS para sensores ópticos, con aplicaciones inmediatas en robótica, ya que es posible integrarlos con mucha facilidad en sistemas de procesamiento gracias a que presentan un interface similar al de una memoria RAM.

Como se indica en [Hyn88], la principal fuente de problemas de los sensores MOS es la forma de realizar la lectura de cargas. La señal eléctrica es directamente transferida desde la fotocélula seleccionada a una línea que tiene una gran capacidad parásita, al ser compartida esta por todas las células de una misma columna. Este ruido aleatorio producido en los sensores MOS causado por la capacidad parásita de la línea de señal ha sido bien estudiado y evaluado en [OKN91] llegándose a valores que rondan las diez

veces el valor de ruido aleatorio obtenido en sensores CCD.

Junto al ruido aleatorio, otra característica de los sensores ópticos es el patrón fijo de ruido (FPN Fixed Pattern Noise). También en este caso el FPN de los sensores MOS es más desfavorable que en los CCD. Las causas son múltiples y dependen de cada configuración particular, aunque la causa más común en la mayoría de ellos son las diferencias que existen entre transistores en el propio chip, que provocan un diferente comportamiento y por tanto la aparición de irregularidades en la respuesta de cada píxel. Estas diferencias se reflejan especialmente en el valor de la tensión umbral [MTS⁺91] y en los factores de *offset* o componentes de continua de los buffers.

La investigación de sensores basados en integración CMOS está sin duda más avanzada que la de los de conducción que veremos en la siguiente sección. Hay varias implementaciones, la mayoría diferentes entre sí, aunque todas presentando la misma base común. Se analizarán aquellas implementaciones que se han considerado como de mayor interés por su generalidad y sencillez de funcionamiento, y se destacarán los aspectos más importantes de cada una de ellas.

A fin de tratar de ordenar los diferentes grupos de sensores basados en integración, se puede hacer una primera división en dos grupos, uno con los sensores basados en fotodiodo, cuya corriente carga un condensador en la célula, y otro con aquellos basados en un transistor, cuya corriente generada en la base es amplificada y utilizada para cargar el condensador de la célula. En el caso del transistor la señal luminica es amplificada, mientras que en el caso del fotodiodo, la señal luminosa es transferida directamente sin ninguna amplificación previa.

4.2.1 Células basadas en transistores

Célula BASIS

Un tipo importante de sensores ópticos basados en transistor bipolar es el BASIS (BAse-Stored Image Sensor) [THS⁺90, NOMT91, NOM⁺92] que consiste en el uso de un fototransistor bipolar en un circuito de carga capacitiva junto a un seguidor de emisor (figura 4.2).

Desde el punto de vista del modo de la operación de almacenamiento de cargas, los sensores BASIS se puede clasificar en dos tipos, uno es el modo de almacenamiento de polarización directa, y el otro de polarización inversa. En el de polarización directa se requiere un transistor adicional para aislar la salida de cada célula entre el emisor del fototransistor y la línea común de salida porque la tensión de salida del fototransistor aparece en el terminal de emisor durante la operación de carga. Por otra parte, en modo de polarización inversa, cada emisor es conectado directamente a un línea de salida común, ya que la célula tiene una función de conmutador por medio de la capacidad de control formada en la región de base del transistor. El tamaño de la célula de

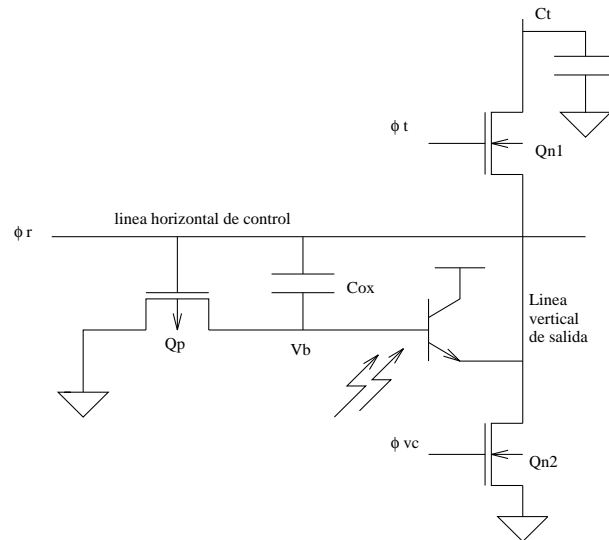


Figura 4.2: *Circuito básico de la célula BASIS*

polarización inversa es más pequeño que el de la célula de polarización directa, por lo tanto, la célula de polarización inversa es mejor para sensores ópticos de alta densidad.

La figura 4.2 muestra la configuración básica del circuito, donde se indica la conexión entre la célula y las dos líneas comunes, que son una línea de control horizontal y una línea vertical de salida. La capacidad de carga C_t está conectada a la línea vertical de salida a través del MOS de transferencia Q_{n1} . Sólo un réset de emisor Q_{n2} está conectado a la salida vertical. La secuencia de operación de esta célula comienza con un réset, seguido por la operación de almacenamiento y finalizando con la lectura de la carga almacenada. Esta secuencia es controlada mediante las líneas ϕ_r , ϕ_t y ϕ_{vc} .

En el desarrollo de este tipo de sensores surgen tres dificultades básicas. La primera es el diseño del réset pMOS en cada píxel para mantener la relación de apertura lo más alta posible. La segunda es el fenómeno de *blooming*, que parece como el efecto de mancha o *smear* en los dispositivos CCD. Este efecto de *blooming* ocurre cuando los píxels reciben luz intensa suficiente como para polarizar directamente el transistor bipolar durante la operación de carga, fluyendo la corriente de emisor a las líneas de salida verticales. La tercera dificultad es la generación del patrón de ruido fijo (FPN Fixed Pattern Noise). El FPN es producido por la no uniformidad del factor de amplificación que aumenta con el empequeñecimiento de la célula.

A pesar de estas dificultades, un sensor basado en BASIS fue realizado con éxito [THS⁺90]. Las claves del desarrollo fueron la introducción de una operación de réset híbrido, el diseño de un transistor pMOS para fijación del réset, y el diseño de sistemas *anti-blooming* y de cancelación del patrón fijo de ruido. En la célula BASIS, el transistor pMOS también sirve como región de aislamiento manteniendo una relación de apertura del 60%. La línea de salida vertical está diseñada para ser puesta a un valor negativo de tensión durante la operación de almacenamiento para mejorar la capacidad

de *anti-blooming* por la adición de un transistor nMOS resultando en un incremento del rango de sobrecarga de *blooming* de hasta 680 veces la señal estándar. El FPN del píxel se cancela con la introducción de un circuito de salida de cancelación de ruido, donde la señal de salida y el FPN son almacenados en sendas capacidades sustrayendo el FPN de la señal en un amplificador diferencial externo. De esta manera el rango de sensibilidad del sensor llega a alcanzar los 76 dB. El rendimiento y características de este sensor son muy parecidos al del CCD, con las ventajas de una gran amplificación de la señal y la capacidad de direccionamiento aleatorio, común en la mayoría de sensores MOS. Este direccionamiento aleatorio reduce la frecuencia del ciclo de lectura, sin embargo permite la posibilidad de realizar lecturas parciales y además de forma aleatoria.

Célula basada en SIT

Aparte de BASIS existen otras formas de usar un transistor bipolar como el elemento captador de luz. Una de esas formas es mediante el uso de un transistor de inducción estática SIT (Static Induction Transistor). Este tipo de elementos fue introducido por primera vez en 1979 por Nishizawa [NTO79] esperando mejoras como alta sensibilidad, bajo nivel de ruido, amplio rango dinámico y alta velocidad. A partir de ahí se propusieron diferentes mejoras [MTS⁺91] como la lectura de la tensión de surtidor a través de un transistor MOS seguidor de surtidor conectado a cada línea de surtidor, con esto se conseguía producir mayores tensiones de salida, una buena linealidad, y reducción de las manchas de ruido verticales. Aunque este dispositivo se presenta con un nombre diferente, SIT, en realidad el funcionamiento es muy parecido al BASIS, solamente la forma de implementar el transistor y muy pequeñas diferencias en la lectura lo diferencian de BASIS, por lo tanto, una vez explicado BASIS no es necesario explicar el SIT ya que prácticamente funcionan igual.

Células basadas en transistores MOSFET y JFET

Se ha visto en BASIS y SIT la forma de realizar un sensor utilizando un transistor bipolar. Es posible también utilizar un transistor MOS en lugar del bipolar. En [MYMH91] se presenta un nuevo fototransistor MOS con el nombre de *double-gate floating surface photo-transistor* (fototransistor de doble puerta y superficie flotante). En la célula básica de este dispositivo, el área de puerta se ha dividido en dos partes, por un lado la sección de acumulación y por otro la sección de detección, para obtener a un tiempo una capacidad de entrada pequeña y una alta ganancia óptica.

El transistor de esta célula está formado por dos puertas. La puerta de acumulación y la de detección. La puerta de acumulación está formada por una gran área para obtener una buena relación de apertura, mientras que la puerta de detección es pequeña para ofrecer una pequeña capacidad de entrada. Ni el transistor funciona en el modo convencional en que lo hacen los MOS, ni la tecnología que se precisa para realizar

este tipo de dispositivos es CMOS estándar. El proceso seguido para la construcción de este tipo de dispositivos es el mismo que para los CCD.

Otra configuración utilizando transistores MOS ha sido propuesta en [NMHY86] por Nakamura. Esta célula consiste en transistor MOS con puerta anular. En este transistor MOS, las cargas generadas fotoeléctricamente, son almacenadas en la superficie de la capa de empobrecimiento debajo de la puerta, resultando en un cambio de la tensión de puerta. La corriente drenador-surtidor es modulada por esta tensión obteniéndose una señal amplificada que es dependiente de la intensidad de la luz.

Otro sensor con amplificación de la señal luminosa [Hyn88] fue propuesto para una nueva arquitectura de sensores de imágenes. En cada píxel de esta célula, las cargas generadas por la luz son almacenadas en las puertas flotantes de los JFET capacitivamente acoplados a líneas comunes de dirección horizontal. El hecho de incluir un transistor de efecto de campo dentro de este diseño, aparte de otras consideraciones, hacen que se necesite un proceso tecnológico específico para este tipo de diseños.

En General, los diferentes tipos de sensores basados en transistores que se acaban de mostrar, son difícilmente implementables en tecnologías estándar para circuitos CMOS. Esto hace que el precio sea caro además de que no se disponga de la facilidad que ofrece la tecnología CMOS para el diseño de un mismo circuito. Es por ello que el número de sensores basados en transistor es más escaso que aquellos basados en diodo, sin que ello signifique una peor calidad. A continuación se describirán algunas configuraciones utilizando diodos en lugar de transistores.

4.2.2 Células basadas en uniones simples PN, fotodiodos

Los sensores basados en transistores, aunque demuestran un buen funcionamiento, son un grupo pequeño en el desarrollo de sensores ópticos. Son los sensores basados en simples diodos los que se están popularizando más. La razón es que mientras el diodo forma parte de cualquier proceso tecnológico, el transistor es un dispositivo más crítico de implementar. Aunque es posible implementar transistores utilizando un proceso CMOS, no es del todo sencillo ajustar todos los parámetros, por lo que es relativamente fácil obtener diferencias entre transistores en una misma matriz de células, lo que conlleva a desuniformidades en la respuesta del sensor. El diodo, en cambio, es una estructura mucho más simple que puede ser implementada en casi cualquier tecnología y proceso con una gran fiabilidad. Por otro lado, el tamaño de un diodo es siempre más pequeño que el de un transistor, por lo que se consigue una mayor densidad de pixels para una misma área de silicio.

Aunque con pequeñas diferencias, que se verán más adelante, la célula básica de cualquier píxel basado en integración, y por tanto aquellos basados en diodos, se puede subdividir en bloques tal como se muestra en la figura 4.3. La señal de entrada a cada píxel es la intensidad de luz incidente sobre su localización. Esta luz es

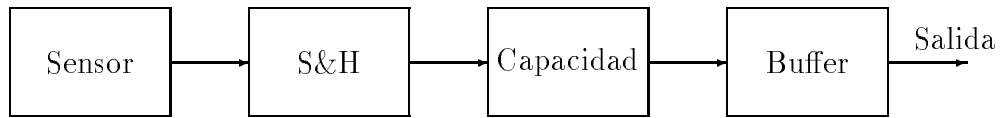


Figura 4.3: *Diagrama de bloques de la celda básica*

transducida a una tensión analógica por el propio diodo (el sensor) y sus circuitos asociados. La captación de la luz se realiza a través de un fotodiodo polarizado inversamente, que es inicializado periódicamente a una cierta tensión fija. El diodo recoge los electrones generados por efecto foto-eléctrico, y se descarga en proporción al tiempo de integración y a la foto-corriente del diodo. La tensión de salida del diodo sensor, siempre proporcional a la luz incidente, es capturada por el circuito de muestreo y mantenimiento (desde ahora llamado S&H o circuito de Sample&Hold), y almacenada en un condensador C. Un buffer posterior hará de pequeño interface entre el condensador que mantiene la información durante el periodo de integración, y la línea compartida de lectura.

Con este sencillo esquema es posible acceder en cualquier momento, y de forma aleatoria a cualquier píxel de la matriz, ya que el condensador siempre guarda la información de la luz incidente y siempre puede ser leída sin necesidad de sincronismos, etc.

Este esquema es uno de los más completos [YPGD91], hasta el punto de que casi cualquier sensor es prácticamente un caso particular de este diagrama de bloques básicos. Las diferencias en la implementación de los diferentes bloques hará que un sensor y otro sean diferentes. Sin embargo, aunque este esquema es bastante general, siempre hay alguna excepción que se verá más adelante.

La parte sensitiva de la célula es siempre un diodo. La parte de almacenamiento, el condensador, es siempre un condensador, implementado de una manera o de otra, según la tecnología de que se disponga, pero al final siempre es un condensador simple. Los bloques que quedan más abiertos a la creatividad del diseñador son los bloques de Sample&Hold y el buffer de salida. En principio se pueden sustituir por simples conmutadores (generalmente nMOS para ahorrar espacio), pero la estructura se puede complicar todo lo que se quiera con la pretensión de evitar ruido, perturbaciones, etc. el problema será el considerable aumento del área ocupada y la poca relación de apertura. La estructura más simple es utilizar conmutadores para los diferentes bloques (figura 4.4), de hecho, esta estructura es muy utilizada ya que permite ahorrar espacio, obteniéndose relaciones de apertura muy favorables.

El funcionamiento de esta configuración es muy simple. El conmutador formado por el transistor T1 (figura 4.4), carga el diodo a una tensión de referencia que en este caso es V_{cc} . Hay otras formas de inicializar el diodo a una tensión de polarización dada a través de los transistores T2 y T3 [KA90], de manera que no se hace necesario el disponer de un transistor extra para esta operación. Una vez cargado el diodo

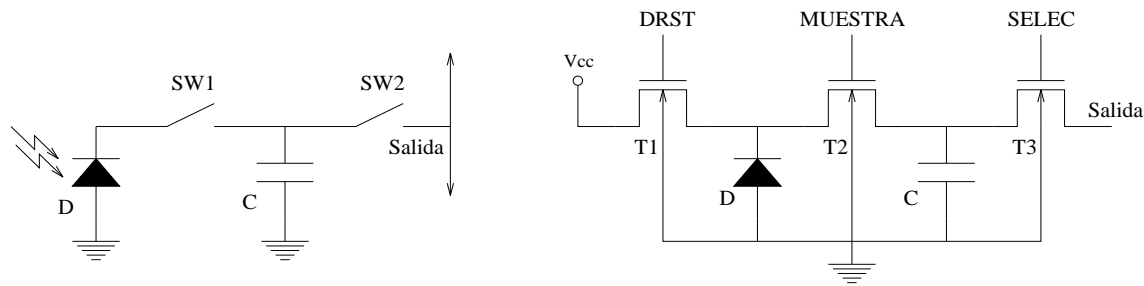


Figura 4.4: *Circuito básico con diodo, condensador y conmutadores*

a esta tensión (fase de réset), se vuelve a abrir el transistor T1 manteniendo T2 también abierto, de esta manera el diodo se encuentra aislado y su descarga se produce únicamente por la acción de la luz incidente. Una vez pasado el tiempo de integración, se conmuta el transistor T2 cargando el condensador C a un valor que será proporcional a la luz incidente. La tensión de este condensador puede ser leída a través del transistor T3 que hace de selector de la célula. El problema de esta configuración es doble, por un lado el diodo debe cargar el condensador, y dado que el diodo no entrega demasiada corriente, la carga se reparte proporcionalmente entre diodo y condensador, provocando desuniformidades en la salida de la célula. Por otro lado, el conmutador T3 abre el condensador hacia un bus con una capacidad parásita grande ya que todas las salidas de una misma columna comparten la misma línea de salida. Esto provoca el mismo efecto de reparto de cargas entre el condensador de la célula y el condensador parásito del bus, con la diferencia de que la capacidad parásita asociada al bus es probablemente varias veces más grande que la capacidad de la célula. Por otro lado, la lectura es siempre destructiva ya que descarga el condensador de la célula perdiéndose la información. La solución de estos problemas pasa por la incorporación de buffers tanto entre el diodo y el condensador como entre el condensador y la salida, pero claro está, esto supone una ocupación de área importante por lo que se establece un compromiso entre tamaño y calidad de imagen. Se puede demostrar [YPGD91] que la utilización del primer buffer entre el diodo y el condensador no es tan crítica y que por tanto se puede dejar un simple conmutador, sin embargo, el segundo buffer entre el condensador y la salida sí es necesario, tanto para permitir lecturas sucesivas en el mismo tiempo de integración como para minimizar los efectos negativos de la capacidad parásita del bus.

Normalmente la tensión de referencia está por debajo de la tensión de ruptura del diodo de manera que la eficiencia cuántica es algo menor que uno, o sea, un fotón libera a un electrón de forma aproximada. Aumentando adecuadamente la tensión de referencia del diodo, es posible que se produzca avalancha a causa de la luz incidente, de manera que unos pocos fotones pueden generar una corriente alta [KA90]. A este tipo de diodos, y por tanto a este tipo de sensores, se les llama APD (Si-Avalanche Photo-Diode) y están especialmente indicados para capturar pequeñas señales luminosas.

Sensores de acceso semialeatorio

Estos sensores basados en diodo, comentados anteriormente, son realmente de acceso aleatorio. A continuación se verán otros sensores basados en diodo también con acceso aleatorio pero con la restricción de que el tiempo de integración es el tiempo que transcurre entre una lectura y la siguiente. Esto supone el tener que acceder a un determinado píxel una y otra vez para obtener un tiempo de integración constante. Por tanto hay otro tipo de sensores MOS de acceso aleatorio con restricciones, a partir de este momento los llamaremos sensores de acceso semialeatorio. Los dispositivos basados en diodo que se explicarán a continuación, de acceso semialeatorio, presentan una estructura mucho más simple, ocupando menos área y presentando una mayor relación de apertura, sin embargo, al carecer de circuito de *Sample&Hold* no es posible realizar lecturas realmente aleatorias al estar sujetos a un continuo *refresco* de cada píxel que se desee leer.

El principio de funcionamiento es muy simple, sencillamente consiste en eliminar el circuito de S&H del esquema anterior, esto significa eliminar el transistor que hace de conmutador entre el diodo y el condensador. El diodo sigue existiendo, y la capacidad también, pero están permanentemente unidos. El réset del diodo, o mejor dicho, la polarización inicial del diodo a una tensión fija, no se realiza mediante un transistor específico para esta operación sino que se utiliza el propio transistor de selección que hace a la vez labores de muestreo y lectura de la señal.

El circuito de la célula básica se encuentra en la figura 4.5, donde la caja formada por la línea de puntos representa la célula dentro de la matriz de píxels, y el resto del circuito representa la salida común de toda una columna de la matriz. Esto quiere decir que la célula básica estaría formada por el diodo D que recibe la luz, una capacidad acoplada C, y un conmutador formado por el transistor nMOS T1 [RDWL90a]. El resto se encontraría situado fuera de la matriz por lo que no perjudica la relación de apertura [RDWL90b].

El funcionamiento de la célula [JISF93] comienza con un ciclo de lectura e integración que se inicia con el cierre del transistor T1, de esta manera el diodo con su capacidad queda cargado a la tensión del bus común de la columna que en este caso será V_{ref} . Una vez cargado el diodo se abre el transistor T1, quedando diodo y condensador aislados del resto del circuito, se entraría así en la fase de integración, ya que el diodo se irá descargando progresivamente proporcionalmente a la luz recibida. Mientras se produce esta integración, se cierra el transistor T2 que hace de réset del conjunto integrador formado por el condensador C_{integ} y el amplificador operacional. Una vez inicializado el integrador se puede proceder a la lectura de la información contenida en el diodo. Para ello se cierra el transistor T1 de manera que el diodo se carga a través de C_{integ} produciendo, a la salida del operacional, una tensión proporcional a la corriente necesaria para cargar el diodo y, por tanto, proporcional a la luz que descargó al diodo durante el periodo de integración. En este momento es posible almacenar esta información en $C_{almacen}$ a través del transistor T3 con lo cual

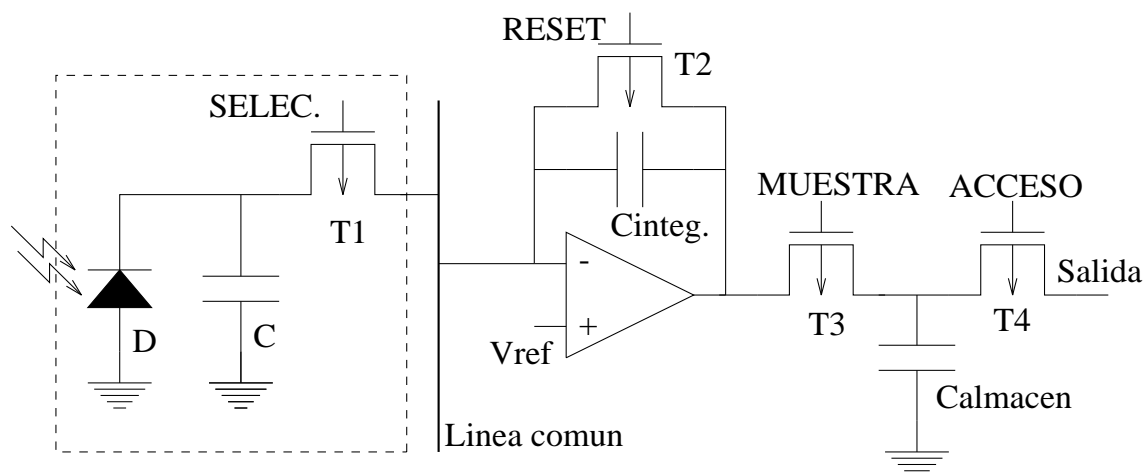


Figura 4.5: *Sensor de acceso semialeatorio basado en diodo*

se puede iniciar un nuevo ciclo de integración. Una vez almacenada la información en Calmacen es posible leerla cerrando el transistor T4.

A partir del funcionamiento del circuito es fácil derivar que el acceso a cada célula particular no es estrictamente aleatorio ya que un acceso en cualquier momento ha requerido otro acceso con anterioridad y a un tiempo siempre constante. En cualquier caso, y como consecuencia de tener un circuito de S&H por cada columna de la matriz, el acceso a diferentes columnas sí que es aleatorio siempre que se mantenga el *refresco* adecuado en cada uno de sus pixels.

El circuito de lectura explicado anteriormente es probablemente el más sencillo posible ya que se trata de un simple S&H implementado con dos transistores y un condensador. Diferentes formas de realizar este circuito lleva a diferentes configuraciones y resultados. Hay circuitos de lectura que eliminan el patrón de ruido fijo inherente a cualquier sensor MOS [OKN91] realizando la lectura en dos fases, una primera donde solamente se lee la no uniformidad o componente de continua, y una segunda donde se lee la información luminosa junto con esta componente de continua, una simple sustracción de ambas lecturas da la señal luminosa libre de ruidos. Otras posibilidades incluyen la utilización de un multiplexor analógico para seleccionar la columna a leer poniendo a la salida un único amplificador, pero esto no produce muy buena calidad [Fle93] por lo que parece más adecuado utilizar un amplificador por cada columna ya que su diseño es más simple y, por tanto, las probabilidades de obtener una buena calidad muy grandes.

Los tipos de sensores vistos anteriormente cubren la mayoría de los sensores ópticos basados en tecnología MOS, sin embargo hay otras arquitecturas y diseños que dan igualmente buenos resultados si bien su complejidad es más alta. Así tenemos algunos sensores que son híbridos entre sensores CCD y CMOS aunque parten de la utilización de un proceso CMOS como base para la construcción del chip [MKF94, KAM⁺93].

Son muchas las aplicaciones de estos dispositivos, aunque la más interesante es probablemente la integración de procesamiento dentro del propio chip [ABD⁺91]. Muchas de las aplicaciones consisten en simples binarizaciones con extracción de alguna característica de la imagen [MTH91, FCSO93], aunque otras utilizan la facilidad y disponibilidad del diseño CMOS para realizar matrices lineales y otras topologías no estándares [JS93].

El objetivo de la presente tesis es la construcción de un sensor retínico basado en tecnología CMOS. Por *retínico* se pretende decir que será un sensor con características similares a la retina en el ojo humano. Lo que se construirá será una *retina* artificial con funciones de ojo humano. Conviene hacer esta aclaración ya que el concepto de retina existe también en procesamiento de imágenes pero con un significado diferente, de alguna manera, este otro término se aplica a pixels o incluso sensores capaces de realizar algún procesamiento previo de la señal que llega al píxel. El uso del término retina se justifica ya que en la retina existe un procesamiento previo en cada fotorreceptor. Un ejemplo de retina artificial lo podemos encontrar en [PITS93], si bien en este caso el chip que se implementa coge la imagen del exterior de forma digital, por lo que en realidad se trata de un simple procesador. Un ejemplo de retina, funcionalmente hablando, que sí incluye los elementos fotorreceptores en el propio chip lo podemos encontrar en [BZD93b] donde además de realizarse un procesamiento en cada uno de los pixels, la función que se le aplica puede ser programada exteriormente. En ese caso se utilizó una célula basada en integración, si bien suele ser común también el uso del tipo de sensor de conducción que veremos a continuación.

4.3 Sensores basados en conducción

El tipo de sensor más difundido es sin duda el de integración, ya que ofrece una aceptable calidad frente a otros. Esta mayor calidad se debe a que la luz no es lo suficientemente intensa como para ser monitorizada, y es por tanto mejor medir la luz durante un determinado tiempo, por eso el éxito de los sensores de integración. Sin embargo, estos sensores son bastante complejos y necesitan de una circuitería externa más elaborada, aparte de una mayor precisión en el diseño.

Aunque la luz incidente es escasa y produce efectos fotoeléctricos de magnitud pequeña, es todavía posible transformar la luz incidente sobre una fotocélula, en una pequeñísima magnitud eléctrica medible y amplificable por circuitos electrónicos. El problema será que una amplificación de una señal tan pequeña irá siempre modificada por una señal de ruido, que en principio no debe ser despreciable.

En general, la circuitería necesaria para el control de estos dispositivos es más sencilla que en los de integración. La razón es muy simple, como no existe un tiempo de integración, no hay que inicializar la célula, luego esperar y acumular la luz incidente y luego leer como ocurre en las células con integración. La lectura se realiza de forma muy

simple ya que sólo tenemos que seleccionar una de las células y leer, sin reinicializar, esperar, etc.

Por otro lado ofrecen, en general, una respuesta logarítmica frente a la luz en vez de la respuesta lineal de los sensores con integración. Esta característica es tan interesante que prácticamente todos los sensores basados en la transformación directa de la luz, tienen respuesta logarítmica. La razón es que, con la escasa corriente generada, la mayoría de dispositivos semiconductores tienen un comportamiento logarítmico. Así, los transistores MOS trabajarán en la zona conocida como de inversión débil (comúnmente llamada de corte del transistor ya que normalmente se supone que en este estado el transistor no conduce), una zona muy parecida en comportamiento al transistor bipolar en corte ya que de hecho, la zona de inversión débil, se explica por la formación de un transistor bipolar entre las difusiones del transistor MOS.

Respuesta logarítmica, transistor en inversión débil

Una de las formas típicas de obtener la transformación de la luz en una tensión eléctrica, es la utilización de un transistor MOS en serie con un diodo polarizado inversamente (figura 4.6) que además será el que recoja la información luminosa y la transforme en corriente. Naturalmente, en el proceso de diseño de estos circuitos, el diodo es el formado por el surtidor del transistor con el sustrato, que en el caso de procesos n-Well, está siempre conectado a tierra.

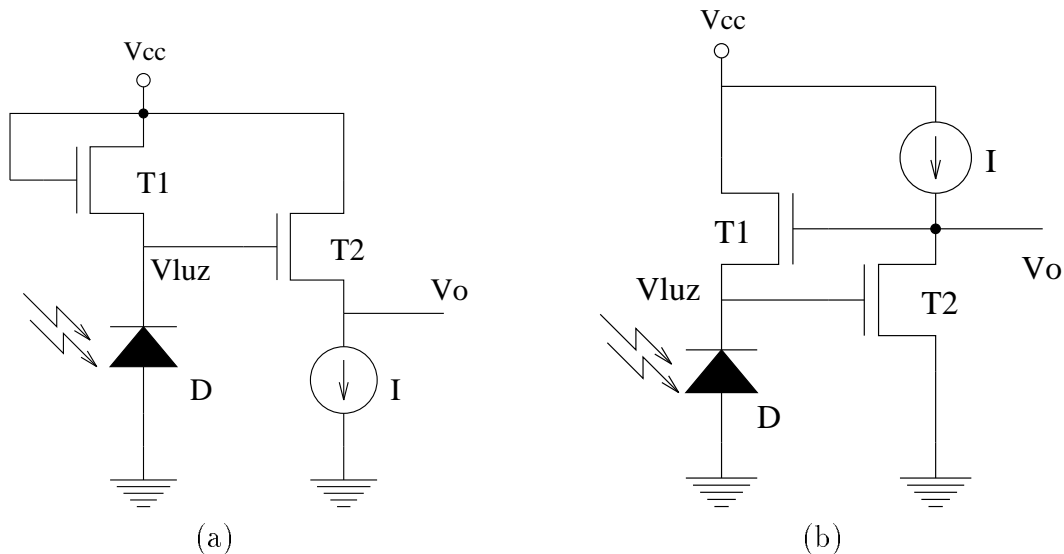


Figura 4.6: Dos células con transistor en la zona de inversión débil: (a) Con seguidor de surtidor. (b) Con amplificador de transconductancia.

La ecuación (4.3) es la expresión simplificada¹ del comportamiento de un transistor MOS en la región de inversión débil, también conocida como región de corte del transistor, donde I_{DO} , n y V_t son constantes dependientes de la tecnología, y q , k y T son la carga del electrón, la constante de Boltzman y la temperatura respectivamente. De esa expresión podemos comprobar que la corriente de drenador es una función exponencial de la tensión de puerta V_{GS} .

$$I_{DS} = I_{DO} e^{\frac{1}{n} \frac{q}{kT} (V_{GS} - V_t)} \quad (4.3)$$

Despejando la tensión de puerta V_{GS} de la expresión anterior obtenemos la ecuación (4.4) donde se observa perfectamente que la tensión entre la puerta y el surtidor V_{GS} es una función logarítmica de la corriente que atraviesa el transistor. Al no existir otros caminos, la corriente que circula por el transistor es la misma que la que circula por el diodo, por lo que la tensión entre puerta y surtidor del transistor será una función logarítmica de la luz incidente sobre la célula, ya que la corriente que circula por el diodo es proporcional a la intensidad luminosa. Además, este valor de la corriente es siempre lo suficientemente pequeño como para polarizar al transistor en su zona de corte o inversión débil.

$$V_{GS} = n \frac{kT}{q} \log \frac{I_{DS}}{I_{DO}} + V_t \quad (4.4)$$

El circuito de la figura 4.6(a) funciona de la siguiente manera [RD92, RD93]. En primer lugar, la tensión V_{luz} es simplemente la tensión de alimentación menos la tensión entre puerta y surtidor, por tanto, la tensión en el cátodo del diodo será una función logarítmica de la intensidad de la luz como se ve en la ecuación (4.4). El segundo transistor T2 hace simplemente de seguidor ya que la fuente de corriente I, fija una tensión entre puerta y surtidor del transistor T2, con lo que la tensión en el surtidor de T2 será exactamente la tensión en puerta, o sea, V_{luz} modificada por un offset que será fijo y dependiente de la fuente de corriente I. Este transistor T2 hace de amplificador de corriente ya que la corriente que puede entregar T1 es insignificante, además, con la inclusión de este segundo transistor, se consigue aislar al conjunto diodo-transistor T1 de perturbaciones exteriores al circuito, hay que recordar que las corrientes típicas en el circuito rondan los nA y pA.

El funcionamiento del circuito de la figura 4.6(b) es algo diferente, aunque la salida es similar a la del circuito descrito anteriormente. Este circuito opera como un amplificador logarítmico de transimpedancia [CGK90, GCK91]. La corriente que atraviesa el transistor T1 es igual que la que atraviesa el diodo. El modo de operación en inversión débil de este transistor está asegurado por la pequeña corriente que provoca el diodo polarizado inversamente. El segundo transistor T2 actúa como una etapa de amplificación en surtidor común. La fuente de corriente I fija un valor de la tensión V_{GS} de T2, fijando igualmente una tensión de surtidor en el primer transistor

¹Un estudio detallado del comportamiento del transistor MOS en la región de inversión débil ha sido desarrollado en el capítulo 8

ya que $V_{S1} = V_{GS2}$. Se había visto que la tensión V_{GS} del primer transistor, operando en inversión débil, era una función logarítmica de la intensidad de luz. En este caso tenemos que V_S es fija, por lo tanto será en la tensión de puerta donde se recoja la dependencia con la luz. Esto se ve en la figura ya que la puerta de T1 está conectada al drenador de T2, conformándose de esta manera, la salida de la célula.

Naturalmente es posible realizar una matriz con estas células de manera que se podría tener un sensor completo y captar así imágenes. Para incluir estas células en una matriz, bastaría añadir entre la fuente de corriente (que sería común a toda una columna) y cada célula de la columna, un transistor que sería un interruptor que haría las funciones de selector de fila. La selección de columna sería externa a la matriz para ahorrar espacio.

Dado que los circuitos vistos con anterioridad funcionan de forma continua, es posible acceder a la información luminosa en cualquier instante de forma completamente asíncrona, muy diferente a los sensores basados en integración donde generalmente el acceso debe sincronizarse con las señales de inicialización de cada célula. En cualquier caso hay un problema en este acceso asíncrono, la conmutación del transistor de selección de celda va a introducir una carga parásita dentro del diodo receptor, alterando considerablemente la tensión en el diodo. Esta carga, sin embargo, es eliminada a través del diodo llegándose al punto de equilibrio donde los efectos de la conmutación quedan eliminados. El tiempo de descarga del diodo será relativamente largo ya que la corriente que lo atraviesa es muy pequeña dependiendo además de la luz incidente, por lo que el tiempo de estabilización será tanto más corto como mayor sea la luz incidente.

Respuesta basada en los efectos de canal corto

Los circuitos que se acaban de mostrar utilizan el modo de operación en inversión débil del transistor MOS. Sin embargo, existen otros efectos eléctricos en los transistores MOS que permiten obtener también una respuesta logarítmica frente a la luz [CL83]. Uno de estos métodos consiste en la utilización del efecto de canal corto de los transistores MOS cuando trabajan en modo de inversión débil [CL84].

En la figura 4.7 se puede apreciar el circuito básico utilizando este efecto de canal corto. Cabe destacar que esta figura y la 4.6(a) son prácticamente iguales con la diferencia de que en esta, la puerta está conectada al surtidor en vez de al drenador y por tanto la tensión puerta-surtidor es constante con lo que la corriente a través del transistor no será función de V_{GS} como suele ser habitual, sino de la tensión drenador-surtidor V_{DS} .

Normalmente el efecto de canal corto en la región de inversión débil es considerado un inconveniente más que una ventaja. Sin embargo, se puede emplear este efecto [SC79] para inyectar el exceso de foto-cargas recogidas de la difusión n^+ del diodo D1, que es la zona fotorreceptora, al drenador común formado por el diodo D2 de la

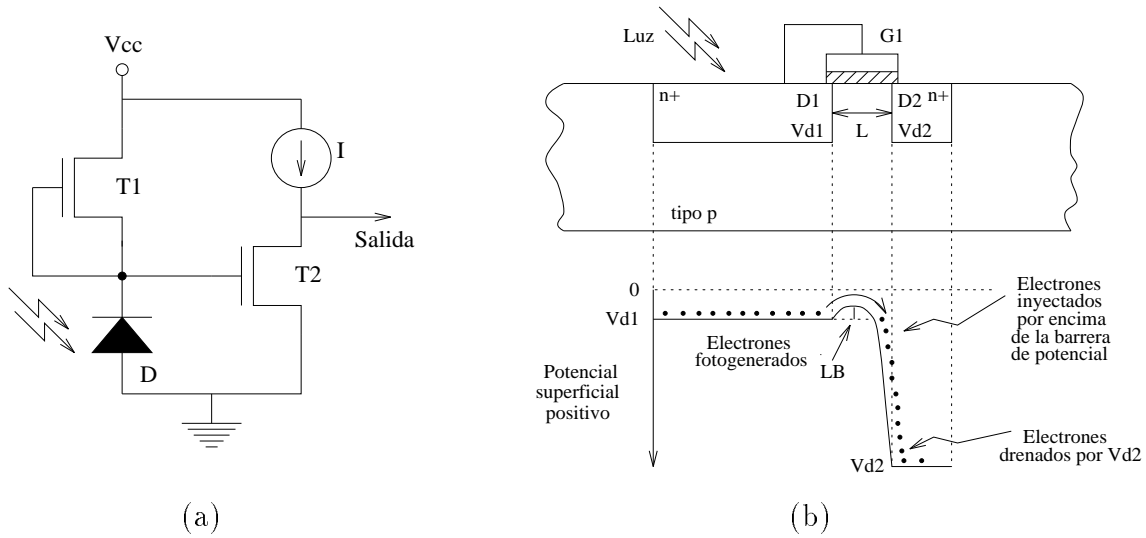


Figura 4.7: Célula con utilización del efecto de canal corto en modo de inversión débil. (a) Esquema eléctrico. (b) Diagrama de capas.

figura 4.7(b). Esta inyección del exceso de las fotocargas por encima de la barrera de potencial de D1 es un proceso *controlado* que obedece una ley natural logarítmica.

D1 es una región tipo-n que actúa como un diodo polarizado inversamente. A medida que se generan fotoeléctricamente los portadores, esta región los va recogiendo en su pozo de potencial. Conforme los portadores son recogidos, el voltaje en la n^+ de D1 (V_{D1}) decrece logarítmicamente ya que alguna carga de la almacenada en el pozo de potencial es inyectada por encima de la barrera, como se muestra en la figura 4.7(b), siendo drenada hacia fuera por el diodo D2 polarizado inversamente. Para estar seguros de que el dispositivo opera en el modo descrito anteriormente, la puerta, compuesta por polisilicio, se conecta eléctricamente a la región del diodo D1. La longitud efectiva del canal (L), que existe entre D1 y D2 se debe hacer *pequeña*, dependiendo el concepto *corto o largo* de la tecnología utilizada, pero sobre todo de la concentración de impurezas en el sustrato.

Se puede demostrar [CL84] que la expresión de la tensión en el sustrato del transistor, o lo que es lo mismo, la salida, tiene la forma

$$V_S = V_O \log \frac{I_{luz}}{I_{D0}} + k \quad (4.5)$$

siendo I_{luz} la corriente generada por la luz incidente y k una constante dependiente de la tecnología al igual que V_O . Por lo tanto la célula presenta un comportamiento logarítmico tal y como se esperaba.

Una célula de este tipo presenta propiedades interesantes. Por un lado se ha visto que posee una respuesta logarítmica, pero además posee una alta ganancia que es incluso programable con solo cambiar los parámetros físicos del transistor. Sin

embargo, esta célula presenta un grave problema de emparejamiento. En primer lugar, utiliza un efecto de segundo orden del transistor MOS y además trabaja en una zona tan crítica como la de inversión débil. Esto provoca que pequeñas variaciones en las dimensiones físicas del transistor provoquen grandes variaciones en la respuesta del sensor, tanto en la componente de continua como en la ganancia que una célula pueda presentar. Esto significa que la célula explicada anteriormente es muy buena para la realización de sensores discretos de luz, pero su uso en matrices de células es desaconsejable ya que la diferencia de respuesta entre una célula y otra para un mismo estímulo será grande debido a que las tolerancias de fabricación de circuitos integrados no permiten la realización de circuitos con la precisión exigida para un buen emparejamiento en esta clase de células.

Conducción con transistor bipolar

Otra forma de obtener una respuesta logarítmica es mediante la inclusión de un transistor bipolar. Se había comentado con anterioridad que la corriente en un transistor MOS en su región de inversión débil seguía un comportamiento logarítmico ya que, en esta región en la que pasa poca corriente, la conducción se explica por la formación de un transistor bipolar entre las difusiones del transistor MOS. Es por ello que una respuesta logarítmica se puede obtener de igual manera sustituyendo el transistor MOS por uno bipolar [AO87]. En este caso (ver la figura 4.8) se cumple la conocida ecuación siguiente:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (4.6)$$

donde I_C es la corriente de colector, I_S es la corriente de pérdidas, y V_T es un valor que se supone idéntico para todos los transistores. Es evidente, despejando de (4.6), que la tensión Base-Emisor seguirá un comportamiento logarítmico con la corriente ya que:

$$V_{BE} = V_T \log \frac{I_C}{I_S} \quad (4.7)$$

Una célula de estas características ha sido utilizada en la realización de un codificador de posición, donde al parecer, las restricciones de la tecnología limitan especialmente las características eléctricas de los fotodiodos que requieren un buen control sobre la corriente de fugas. Esta corriente de fugas supone una componente de continua diferente para cada célula pudiendo resultar crítico. Por ejemplo, para un sensor que utilizaba esta célula, un codificador de posición basado en la comparación de luminosidad en pixels adyacentes, una misma respuesta para una misma iluminación es fundamental.

Aunque el ámbito del presente estudio son los sensores basados en tecnología CMOS, cabe destacar que existen otras realizaciones con otras tecnologías donde la respuesta obtenida es también logarítmica. Así podemos encontrar sensores que estando basados en tecnología CCD dan una respuesta logarítmica [KA93]. En estos sensores, el rango dinámico es siempre mayor que en aquellos con respuesta lineal. Al

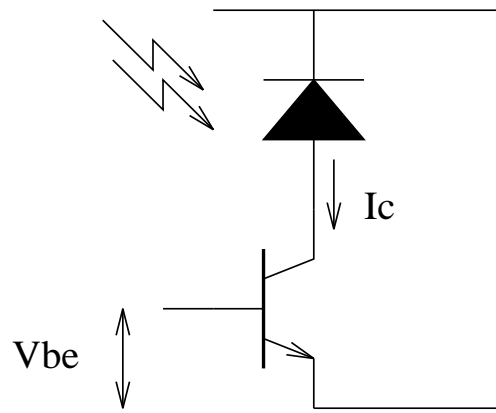


Figura 4.8: *Sensor de conducción basado en transistor bipolar y diodo*

ser CCD son de integración, pero esta respuesta logarítmica siempre permite tiempos de integración mucho mayores que en aquellos con respuesta lineal.

Célula con transistor bipolar como amplificador

Los diferentes tipos de sensores que se acaban de exponer, basados en la explotación de las cualidades físicas de los semiconductores para la transformación de luz en corriente, poseen siempre una respuesta logarítmica frente a la luz. Ello era debido a que siempre se pone la fuente de corriente (generalmente un diodo polarizado inversamente) en serie con un transistor MOS o bipolar, cuya tensión de salida depende logarítmicamente de la corriente. Este esquema de funcionamiento es muy común ya que, dada la poca corriente que genera el diodo, es muy difícil de transformar esta pequeña corriente en una señal utilizable. Sin embargo, existe otra posibilidad que consiste en amplificar esta corriente de manera que tenga un valor apreciable y sea posible utilizar circuitos convencionales para la medida de corrientes. En este caso, podremos elegir una relación lineal con la intensidad de luz en vez de logarítmica como se ha visto hasta ahora.

Un circuito de estas características se puede ver en la figura 4.9. Como siempre, se basa en la estructura más simple que puede haber en tecnología CMOS pozo- n para captar la luz, esto es, el diodo polarizado inversamente formado por la difusión n^+ con el sustrato, o bien, entre el pozo o *well* y el sustrato. Aunque el diodo construido a partir de sustrato es siempre de mayor tamaño, la eficiencia en la captación de luz es también mayor [AO87]. En el caso del circuito que se está comentando, el diodo está implementado utilizando el pozo de difusión n^- . En cualquier caso, la corriente por el diodo es siempre una función incremental del área de la unión. Por ejemplo, bajo condiciones de iluminación de un laboratorio, un área de $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ en una tecnología de $1.6 \mu\text{m}$ de polisilicio simple, da unos 20 nA de corriente. Este nivel de corriente, normalmente muy bajo, se puede aumentar considerablemente con la adición de un transistor bipolar CMOS lateral [ERVDC⁺94], de manera que el diodo que venía generando la corriente será la base de este transistor. La corriente generada por un

dispositivo de este tipo con transistor será $\beta + 1$ veces más grande que la generada por un diodo con la misma área de pozo, es decir, la misma área de unión. O sea,

$$I_T \approx (\beta + 1)I_W \propto A_W \quad (4.8)$$

donde I_T es la corriente por el fototransistor, I_W es la corriente correspondiente del pozo del diodo, y β es la ganancia de corriente del transistor. Los valores de β para el ejemplo que se está describiendo es aproximadamente 37.7 siendo independiente de la geometría del transistor.

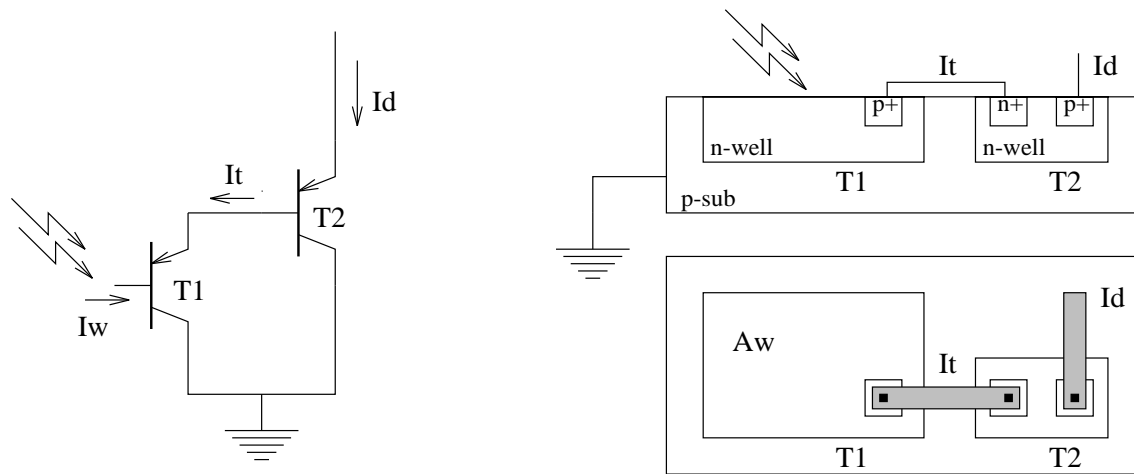


Figura 4.9: Sensor en configuración Darlington

El nivel de corriente alcanzado utilizando este transistor, puede no ser suficiente para hacer frente a determinadas tareas y garantizar, al mismo tiempo, el emparejamiento entre transistores requerido por los circuitos de procesado, por lo tanto, se requiere una amplificación adicional de la señal para un funcionamiento correcto de la célula. Algunas estrategias simples incluyen el uso de grandes áreas sensitivas o bien amplificadores de corriente en cascada, pero esto siempre desemboca en un consumo de área. En su lugar, se puede hacer uso de un segundo transistor, en configuración Darlington, obteniéndose una amplificación por un factor $\beta + 1$ sin aumentar considerablemente el área total de la célula. De esta manera, la corriente total generada por la luz será:

$$I_D \approx (\beta + 1)I_T \approx (\beta + 1)^2 I_W \quad (4.9)$$

donde I_D es la corriente de colector del segundo transistor. Medidas de esta corriente, para áreas en torno a los $60 \times 60 \mu\text{m}^2$ e iluminación ambiente, dan unos resultados de unos $18 \mu\text{A}$.

Con este tipo de circuitos se obtiene un corriente en oscuridad de unos 215 pA lo que significa que el rango entre oscuridad y buena iluminación es de unos 100 dB . Un rango similar se obtiene también con un simple transistor mientras que con fotodiodos este rango es algo menor, siendo alrededor de 80 dB . Esta relación oscuridad-iluminación

ofrece un rango suficientemente grande para la adquisición de imágenes. La ampliación de la estructura Darlington ofrece suficiente nivel de corriente incluso para dispositivos con área mínima.

4.4 Conclusiones

En este capítulo se han presentado una serie de posibles implementaciones de sensores ópticos, para su utilización en cámaras, basados siempre en tecnología CMOS. Con este estudio, sin pretender nunca entrar en demasiado detalle, se ha intentado dar una imagen general del estado de la investigación en el tema de sensores ópticos basados en tecnología CMOS.

Aunque con una misma base común, que es la transformación de la luz en pares electrón-hueco en la unión de un diodo, se han mostrado diferentes posibilidades de tratamiento de estos electrones generados. En una primera aproximación se dividieron los sensores en dos tipos, unos en los que la carga generada era almacenada durante un tiempo y luego leída, y luego otros donde las cargas se transforman directamente en corriente que es detectada por alguno de los mecanismos expuestos en la sección anterior.

El objetivo de la tesis es la realización de un sensor retínico espacio-variante que cumpla con la mayoría de las especificaciones comentadas en el capítulo 2. Uno de los principales problemas que aparecen al intentar la implementación de un sensor de este tipo, es el diferente tamaño que presentan los pixels, varios órdenes de magnitud más grandes en la periferia que en el interior o fovea del sensor. En cualquier caso, este diferente tamaño provoca una diferente generación de cargas como se indica en la expresión (4.2), ya que la corriente generada en la unión $p-n$ es directamente proporcional al área sensitiva del píxel. Por lo tanto, de entre las diferentes opciones estudiadas con anterioridad, habrá que elegir aquella que, por sus características, se simplifique la tarea de normalizar todas las corrientes.

Desde el punto de vista de la normalización de las diferentes corrientes, el grupo de sensores basados en integración es el menos adecuado para la realización de un sensor espacio-variante. Hay dos posibilidades para la normalización de cargas en estos sensores, por un lado se puede dividir la corriente generada mediante la inclusión de algún elemento como un transistor, etc, en ese caso la corriente dependería de la geometría de ese elemento por lo que la precisión no sería muy grande, esto puede ser especialmente grave ya que las diferencias entre corrientes de diferentes pixels pueden llegar a ser de varios órdenes de magnitud. Por otro lado, este elemento ocuparía un área adicional aumentando las dimensiones del chip y por tanto su coste. Otra posibilidad es la de utilizar diferentes tiempos de integración dependiendo de la célula particular. En concreto, esto significaría la necesidad de proveer de tantas señales de sincronización como circunferencias dispusiera el sensor. Si ya es complicado, para una

matriz de estos sensores, el producir una única señal de integración, por problemas de ruido, acoplamiento, etc. todavía lo será muchísimo más la inclusión de unas 30-40 señales de reloj. Es cierto que con un diseño ingenioso, estas señales pueden generarse internamente, sin embargo, el tener varias señales con diferentes frecuencias de reloj provoca problemas de acoplamientos, ruido, etc. Por otro lado, las diferencias entre los tiempos de integración serían tan grandes que probablemente sería muy complicado el poder realizar una lectura en un tiempo razonable. Otra posibilidad, como la reducción del área sensitiva, no es nada recomendable ya que quedarían muchas zonas que no serán cubiertas por partes sensibles. Por supuesto, la utilización de metal para cubrir áreas sensibles tampoco es una buena opción ya que se limita la corriente, pero no el ruido en oscuridad que es el mismo, por lo tanto, la relación señal-ruido será muy mala para las células exteriores.

Una última posibilidad, quizá la más razonable, consistiría en la división de un píxel en múltiples fotodiodos todos iguales. El resultado de cada píxel sería la media de todas las fotocélulas que conforman el píxel. Esta solución es perfectamente abordable y su único problema radica en el diseño, que no sería nada trivial. Por otro lado, la relación de apertura no sería tan buena, aunque esto no es un problema demasiado grande. El hecho de dividir cada píxel en unidades más pequeñas conlleva la cuantización del número de fotocélulas por píxel. Esto no es problema para las células más externas formadas por muchas fotocélulas, pero puede serlo para las internas formadas por una o dos células. La solución más óptima es probablemente una combinación de los diferentes métodos de escalado comentados en los párrafos anteriores.

El diseño de un sensor espacio-variante, partiendo de células basadas en conducción, es sin duda mucho más sencillo. Generalmente, en este tipo de dispositivos, la corriente generada viene multiplicada por un factor que depende de la geometría del dispositivo que realiza la transformación corriente-tensión. Por ejemplo, en la mayoría de los casos estudiados en la sección anterior, la corriente siempre dependía del factor W/L , por tanto, un escalamiento de la corriente se consigue de forma inmediata modificando los valores de W o L . Para los pixels más internos se partiría de dimensiones mínimas para W y L , aumentándose la anchura del canal W proporcionalmente al área del sensor. Este escalamiento es bastante directo y las simulaciones muestran una normalización perfecta, sin embargo existe un problema, el área de la célula crece cuadráticamente mientras que la anchura del canal crece linealmente. Esto provocará de nuevo diferencias entre las respuestas de los pixels de la periferia respecto de aquellos del interior. Sin embargo, esto no es tanto problema, ya que la respuesta de este tipo de dispositivos es logarítmica, por tanto, la diferencias entre las corrientes de uno y otro pixels, vendrán minimizadas al aplicárseles la función logaritmo. Se puede demostrar, más adelante en los capítulos 8 y 7 se verá, que este error que se produce por la normalización incompleta de la corriente es del mismo orden o incluso menor, que otros efectos producidos en el transistor, habiendo incluso una forma de solucionarlo mediante el escalamiento adecuado de un segundo transistor.

De lo comentado anteriormente se llega a la conclusión de que la mejor célula para

el sensor que se pretende implementar, debe ser una célula basada en conducción más que en integración. Otras ventajas son la sencillez que supone desde el punto de vista de diseño, y en una segunda fase desde el punto de vista del control del chip ya que no se necesitan señales de reloj, etc. Por otro lado permite un acceso completamente aleatorio como si fuera una RAM, mientras que en los sensores de integración este acceso no es tan directo. Por último, hay que recordar que de alguna manera se pretende que este sensor posea cualidades *humanas* o al menos *zoológicas*, por lo que una respuesta logarítmica [Man91] sería aconsejable, si bien no se ha considerado en ningún momento como un objetivo.

Una vez decidido que las células de conducción son las más apropiadas para este tipo de sensor, es necesario decidirse por una célula particular de las estudiadas anteriormente dentro de este grupo. Como se ha comentado, sería interesante disponer de una respuesta logarítmica, por lo que una célula que consista en un diodo en serie con un transistor MOS o bipolar sería lo más adecuado. La utilización de transistores bipolares en tecnología CMOS es siempre crítica por lo que resulta más adecuado, en términos de ocupación y fiabilidad, el uso de un transistor MOS para obtener la respuesta logarítmica. Con estas características existen dos posibles implementaciones, muy parecidas entre si pero con diferencias. La decisión sobre qué célula tomar se justifica con detalle en capítulos posteriores. En este momento sólo se comentará qué célula parece la mejor, y cuál fue al final la elegida y por qué.

En la figura 4.6 se aprecian las dos posibilidades que se han escogido como las mejores para la realización del sensor retínico. En la primera, figura 4.6(a), simplemente se hace uso de un segundo transistor para acoplar la salida y poder entregar corriente. Se puede comprobar que funciona bien y que la respuesta es perfectamente logarítmica. Se pueden destacar, sin embargo, algunos detalles. Por ejemplo, la tensión de surtidor no es fija sino que varía con la intensidad de luz, esto significa que la tensión entre sustrato (siempre conectado a tierra) y surtidor no es constante sino que varía. Esta tensión tiene una fuerte influencia sobre la tensión umbral del transistor y por tanto, sobre el comportamiento general del transistor. En principio, no es del todo deseable que esta tensión de surtidor no sea constante. Por otro lado, esta tensión de surtidor tendrá una componente de continua que será del orden de $V_{cc} - V_T$ ya que la puerta del transistor está conectada directamente a V_{cc} , y dado que el transistor está en su región de corte o inversión débil, la caída de tensión entre puerta y surtidor será como mucho del orden de V_T , o tensión umbral. Este valor tan alto en el surtidor no es nada aconsejable ya que esto presenta un fuerte efecto de sustrato ya que la tensión surtidor-sustrato es alta. Este efecto tiene influencia sobre la tensión umbral sobre todo, pero también influye sobre la longitud y anchura efectivos del canal, por lo que las previsiones geométricas realizadas en un principio pueden no ser válidas.

La segunda posibilidad, figura 4.6(b), presenta un mejor aspecto desde el punto de vista eléctrico. Por un lado, la tensión en el surtidor del transistor que tiene el diodo es una constante fijada por la corriente que pasa por el segundo transistor. Esto significa que la tensión sustrato-surtidor es constante y por tanto el efecto de

sustrato es, por lo menos, constante, y no varía con la iluminación. Por otro lado, esta tensión en surtidor no es muy grande ya que para corrientes no demasiado grandes de polarización del segundo transistor (un valor típico son $10 \mu\text{A}$) la tensión entre puerta y surtidor es algo mayor que la tensión umbral que para estas tecnologías ronda los 0.7V , obteniéndose de esta manera, una tensión en surtidor del primer transistor, de alrededor de un voltio. Por tanto, no sólo la tensión surtidor-sustrato es constante, sino que además es pequeña, con lo que el efecto de sustrato es también pequeño.

La conclusión es que la célula basada en transistor y diodo en configuración de amplificador de transconductancia es mejor que aquella basada en el simple seguidor de surtidor. Sin embargo se eligió la del simple seguidor de surtidor. Las razones no son eléctricas ni teóricas, simplemente resulta que con este tipo de células hay sensores ya fabricados que funcionan y ofrecen imágenes más o menos aceptables [SGL93], además se tuvo más contacto con este tipo de células y con sus principales “inventores” (Nico Rickier y Bart Dierickx) [RD93]. De la célula que funciona mejor no se ha encontrado ninguna implementación de alguna matriz que ofrezca imágenes de calidad aceptable. Que se sepa, sólo existe un chip que utiliza esta célula y ha sido utilizado para la realización de un discriminador por lo que ni siquiera se disponía de una salida de nivel de grises, sino de una imagen binarizada de baja resolución. Tampoco se ha tenido el contacto con las personas que lo diseñaron por lo que no se ha podido indagar más en sus características. Por tanto, y dado que el objetivo no era encontrar la mejor célula sino una que funcione, se prefirió no tomar el riesgo de realizar el diseño con una célula que teóricamente es mejor, pero que experimentalmente no ha sido del todo documentada.

Capítulo 5

Teoría del transistor MOS

5.1 Introducción

Como parte del estado de la investigación en lo que a sensores visivos se refiere, y más concretamente a sensores espacio-variantes, se han realizado las descripciones de los sensores visivos más característicos al respecto así como aquellas formas de captar la luz que pudieran resultar más interesantes para la realización del sensor espacio-variante que se presenta en esta tesis.

En la parte de implementación del sensor retínico, que sigue a esta parte del estudio del estado del arte, hay un estudio teórico previo que permite un mejor entendimiento de la célula básica empleada lo que permite una mayor fiabilidad de los parámetros de diseño de los transistores que intervienen en el diseño.

Por lo tanto, es necesario incluir en esta parte del estudio del estado de la investigación, un breve capítulo dedicado a la teoría del transistor MOS haciendo especial hincapié en aquellos aspectos del transistor que van a ser más interesantes a la hora del diseño, como son la región de inversión débil, los efectos de canal corto y estrecho, etc.

El funcionamiento básico la célula que se va a emplear en el diseño del sensor retínico fue explicado, junto con otros, en el capítulo 4 dedicado a los diferentes tipos de sensores CMOS para la captación de imágenes. En aquella explicación se incluía una fórmula para la respuesta del sensor. Dicha fórmula, si bien es cercana al comportamiento real del sensor, no sirve para explicar muchos de los fenómenos y desviaciones que se observan. Es interesante, para el desarrollo del sensor, estudiar con una mayor precisión el comportamiento físico de la célula. De esta manera será posible realizar un diseño mucho más adecuado ya que se conocerán las características eléctricas de la célula básica.

En lo que al comportamiento eléctrico del sensor se refiere, no se han añadido

ecuaciones nuevas al estado de la investigación sobre el comportamiento del transistor en inversión débil. Lo único que se ha hecho ha sido realizar una compilación de los estudios que ya existían sobre el transistor en inversión débil y se han aplicado en el caso concreto de la célula logarítmica empleada en el diseño del sensor.

Dada la poca uniformidad en la bibliografía referente a nombres de diversas constantes y parámetros tecnológicos, conviene, para poder seguir el estudio teórico de los transistores, disponer de una tabla con los nombres de los parámetros y lo que son para que no haya confusiones. Con este propósito se ha realizado la tabla A.2 y se ha colocado en el apéndice A, junto con otras tablas donde vienen otro tipo de parámetros tecnológicos y constantes físicas. La nomenclatura de esta tabla se usará a lo largo de toda la tesis.

5.2 Inversión débil, primera aproximación

La parte fundamental de la célula sensitiva consiste en un transistor nMOS junto con el fotodiodo que lo polariza en inversión débil debido a que la corriente generada por la luz no es de valor alto. Para que el transistor se encuentre en inversión débil, debe cumplirse que $V_{gs} < V_{th}$, siendo V_{gs} la tensión entre puerta y surtidor, y V_{th} la tensión umbral o de *threshold* a partir de la cual el transistor empieza a conducir. Por tanto, podemos decir que la pequeña corriente del diodo, polariza al transistor en su región de inversión débil, fijando una tensión V_{gs} que será menor que V_{th} . Aunque se dice comúnmente que el transistor está en corte, esto no es del todo cierto ya que una pequeña cantidad de corriente sigue fluyendo del surtidor al drenador, si bien esta corriente es tan pequeña (del orden de nano amperios) que no se la suele considerar ya que normalmente el interés de los transistores MOS está en su conmutación o en la zona de saturación. Para la mayoría de circuitos electrónicos, el interés de esta zona reside en el cálculo de la corriente de corte a grosso modo para así poder calcular el consumo de un circuito eléctrico MOS es stand-by. Para poca cantidad de transistores este parámetro no tiene importancia, pero en modernos circuitos integrados, donde se incluyen miles de transistores en un único chip, el cálculo de la corriente de corte es importante.

En el caso de la célula retínica, no sólo es importante saber la magnitud de esta corriente en la zona de inversión débil del transistor, sino también cómo depende de las diversas tensiones aplicadas al transistor. En nuestro caso particular, y dado que la salida del sensor viene conectada al surtidor del transistor, interesa sobre todo la dependencia de la corriente con la tensión entre puerta y surtidor, o mejor aun, como el parámetro de entrada es la corriente generada por la intensidad luminosa, lo que interesa es la relación contraria, es decir, la variación de la tensión entre puerta y surtidor V_{gs} con la corriente de drenador I_d . Es por este motivo que las gráficas que aparecen a lo largo de esta tesis muestran la tensión en función de la corriente al revés que suele hacer la bibliografía, donde suelen mostrar la corriente en función de

la tensión.

El primer paso para calcular la respuesta de la célula del sensor, debe ser el cálculo de una expresión para la corriente de drenador del transistor en inversión débil. No se pretende aquí dar una explicación completa de la derivación completa de las fórmulas que describen el comportamiento del transistor, y tampoco del significado físico de las mismas, sin embargo, sí que es necesario describir lo más precisamente posible las distintas contribuciones de los diferentes parámetros del transistor para poder sacar conclusiones más adelante.

Al revés de lo que ocurre en la zona de inversión fuerte (o zonas de conducción y saturación) donde la corriente era debida sobre todo a corrientes de desplazamiento (*drift current*), en la zona de inversión débil, las corrientes son debidas, sobre todo, a corrientes de difusión [Sze81]. Por tanto, un primer análisis comenzaría con la expresión de las corrientes de difusión en un medio semiconductor:

$$J_n = -qD_n \frac{dn}{dy} \quad (5.1)$$

donde D_n es la constante de difusión de electrones, q es la carga del electrón, y n es la concentración de electrones a lo largo del canal (eje y). Podemos aplicar la relación de Einstein para D_n , o sea, $D_n = \mu_s \frac{kT}{q}$, y podemos suponer que la movilidad de los electrones μ_s es constante en todo el canal. Con esto se obtiene:

$$J_n = -\mu_s W \frac{kT}{q} \frac{dQ_i}{dy} \quad (5.2)$$

donde Q_i es la carga de inversión, k es la constante de Boltzman y T es la temperatura. Naturalmente W es la anchura del canal.

Esta ecuación hay que integrarla [Tsi87] para el área correspondiente a la sección del canal, por lo que integrando a lo largo del canal, es decir de $y = 0$ hasta $y = L$, donde L es la longitud del canal, se obtiene la corriente de drenador:

$$I_d = -\frac{W}{L} \mu_s \frac{kT}{q} \int_{Q_{is}}^{Q_{id}} dQ_i = \frac{W}{L} \mu_s \frac{kT}{q} (Q_{id} - Q_{is}) \quad (5.3)$$

donde Q_{is} y Q_{id} son las densidades de carga de inversión en el surtidor y en el drenador respectivamente.

Las expresiones para Q_{is} y Q_{id} son complejas y su derivación [Saha, Sahb] está más allá del alcance de la presente tesis, por lo que simplemente se expondrán para ser sustituidas en (5.3). Así:

$$Q_{is} = \frac{\gamma C_{ox}}{2\sqrt{\phi_s}} \frac{kT}{q} e^{\frac{q}{kT}(\phi_s - 2\phi_f - V_{sb})} \quad (5.4)$$

y

$$Q_{id} = \frac{\gamma C_{ox}}{2\sqrt{\phi_s}} \frac{kT}{q} e^{\frac{q}{kT}(\phi_s - 2\phi_f - V_{sb} - V_{ds})} \quad (5.5)$$

donde aparecen nuevos parámetros. El parámetro ϕ_f es el potencial de Fermi que depende básicamente de la concentración de dopante en el sustrato siendo $\phi_f = 2\frac{kT}{q} \ln(N_{sub}/n_i)$ donde N_{sub} es la concentración de dopante en el sustrato y n_i es la concentración de portadores intrínsecos que depende de la temperatura¹. V_{sb} y V_{ds} son las tensiones entre surtidor y sustrato (*bulk*) y entre drenador y surtidor. C_{ox} es la capacidad del óxido y se puede calcular como $C_{ox} = \varepsilon_{ox}/t_{ox}$ donde ε_{ox} es la permitividad del óxido de silicio y t_{ox} es el grosor del óxido en la puerta. El parámetro γ es el efecto de cuerpo y puede ser calculado mediante la expresión $\gamma = \sqrt{2q\varepsilon_{si}N_{sub}}/C_{ox}$. El último parámetro desconocido de las expresiones anteriores es ϕ_s que es el potencial superficial que requiere un análisis más detallado.

En la zona de inversión débil, el potencial superficial ϕ_s es más o menos constante desde el surtidor al drenador ya que la densidad de carga de inversión Q_i es varios órdenes de magnitud más pequeña que la densidad de carga del sustrato Q_b [Aro93]. Esto significa que se puede reemplazar la función $\phi_s(y)$, que depende en general de su posición en el canal, por una constante independiente de y que seguiremos llamando ϕ_s . Con esto se puede poner que la densidad de carga en el sustrato es:

$$Q_b = -C_{ox}\gamma\sqrt{\phi_s(y)} = -C_{ox}\gamma\sqrt{\phi_s} \quad (5.6)$$

Además, como $Q_i \ll Q_b$, entonces $Q_s \approx Q_b$, pudiendo escribir

$$V_{gb} = V_{fb} + \phi_s - \frac{Q_b}{C_{ox}} \quad (5.7)$$

donde V_{fb} es el potencial de banda plana y su cálculo depende del material con el que esté hecha la puerta y el sustrato. Spice realiza el cálculo de este potencial tomando una función de trabajo que depende de la energía del gap electrónico y del tipo de material de la puerta. Esta energía de gap electrónico se puede calcular en eV (electrónVolts) como:

$$Eg = 1.16 - 7.02 \cdot 10^{-4} \frac{T^2}{T + 1108} \quad (5.8)$$

y la función de trabajo Φ_{ms} , suponiendo polisilicio para la puerta y que Eg viene en eV, es:

$$\Phi_{ms} = \frac{Eg}{2} - \phi \quad (5.9)$$

¹La ecuación empleada por Spice para el cálculo de n_i es:

$$n_i = 1.45 \cdot 10^{16} \left(\frac{T}{300} \right)^{\frac{3}{2}} e^{\left[\frac{q(1.16 - 7.02 \cdot 10^{-4} \frac{T^2}{T + 1108})}{2k} \left(\frac{1}{300} - \frac{1}{T} \right) \right]}$$

donde T es la temperatura expresada en Kelvins, para expresarla en grados centígrados, simplemente se sustituye $T = T_c + 273.15$ donde T_c es la temperatura en grados centígrados. El resultado de la ecuación es en m^{-3} .

Otra fórmula algo más reducida es $n_i = \sqrt{15 \cdot 10^{44} T^3 e^{-14000/T}}$ expresando T en Kelvins el resultado es m^{-3} .

Por último, la tensión de banda plana queda:

$$V_{fb} = \Phi_{ms} - \frac{q N_{ss}}{C_{ox}} \quad (5.10)$$

donde N_{ss} es la densidad de estados superficiales. En realidad esta no es la única forma de calcular V_{fb} . Esta tensión de banda plana desaparecerá posteriormente al introducir otro parámetro, que es la tensión umbral del transistor para tensión nula entre sustrato y surtidor V_{TO} , ya que $V_{TO} = V_{fb} + \gamma\sqrt{2\phi_f + 2\phi_f}$. Normalmente es fácil saber V_{TO} ya que el fabricante suele darlo como dato experimental que siempre será más fiable que V_{fb} que sólo se puede calcular teóricamente. A lo largo de la tesis se ha venido usando V_{TO} en vez de V_{fb} .

Volviendo al cálculo del potencial superficial, se puede despejar ϕ_s de (5.6) y (5.7) obteniéndose:

$$\phi_s = V_{gb} - V_{fb} + \frac{\gamma^2}{2} \left[1 - \sqrt{1 + \frac{4}{\gamma^2}(V_{gb} - V_{fb})} \right]$$

o bien,

$$\phi_s = \left[-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_{gb} - V_{fb}} \right]^2 \quad (5.11)$$

Esta última fórmula muestra que ϕ_s tiene una dependencia casi lineal con V_{gs} . Conviene puntualizar que el potencial superficial ϕ_s en la región de inversión débil es constante de surtidor a drenador sólo para dispositivos de canal largo. Si el canal empieza a acortarse, entonces ϕ_s ya no es constante a lo largo de todo el canal. Un estudio detallado de la influencia de la longitud del canal se encuentra en la sección dedicada *efectos de canal corto* que se verá más adelante.

Finalmente, y usando los valores de Q_{is} y Q_{id} de las ecuaciones (5.4) y (5.5), se obtiene la ecuación para la corriente de drenador:

$$I_d = \frac{\mu_s W C_{ox} \gamma}{2L \sqrt{\phi_s}} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 e^{\frac{q}{kT}(\phi_s - 2\phi_f - V_{sb})} (1 - e^{-\frac{q}{kT}V_{ds}}) \quad (5.12)$$

Sustituyendo el potencial de Fermi por su valor, comentado con anterioridad, y haciendo uso de la ecuación para β que es $\beta = \mu_s C_{ox} W/L$, se obtiene la expresión definitiva para I_d :

$$I_d = \frac{\beta \gamma}{2 \sqrt{\phi_s}} \left(\frac{kT}{q} \frac{n_i}{N_{sub}} \right)^2 e^{\frac{q}{kT}(\phi_s - V_{sb})} (1 - e^{-\frac{q}{kT}V_{ds}}) \quad (5.13)$$

Para poder usar esta fórmula, primero se calcula ϕ_s para cada V_{gs} utilizando la expresión (5.11), luego se sustituye en (5.13) y así se calcula la corriente de drenador para cada tensión puerta-surtidor. Aunque no es directo a partir de las expresiones calculadas hasta ahora, sí que se pueden extraer unas primeras conclusiones:

- La corriente de drenador crece exponencialmente con el potencial superficial ϕ_s y por tanto con V_{gs} (ver ec. 5.11)
- La corriente depende de un término exponencial decreciente que para V_{ds} mayor que $4\frac{kT}{q}$ ($\sim 100\text{mV}$) es despreciable, por lo que la corriente de drenador se hace independiente de la tensión V_{ds} , pasando sólo a depender de V_{gs} . En cualquier caso esto es sólo válido para transistores con canal largo, para transistores de canal corto, la corriente depende mucho de la tensión V_{ds} .
- La corriente es fuertemente dependiente de la temperatura, por un lado porque depende del cuadrado de la concentración de portadores intrínsecos n_i , y por otro, aunque de menor importancia, por el término $\frac{kT}{q}$ que aparece en diferentes partes de la ecuación. Esta dependencia va a ser muy negativa para el sensor retínico.

La mayoría de las expresiones disponibles para la corriente de drenador en inversión débil son variaciones de la ecuación (5.13). Sin embargo, para la simulación de circuitos [Aro93], se suele utilizar una expresión algo más simplificada. Como Q_b es una función de ϕ_s , es posible expandir Q_b en series de Taylor alrededor de ϕ_{so} que estaría entre ϕ_s y $2\phi_s$. Recogiendo únicamente los dos primeros términos de la serie se obtiene:

$$Q_b(\phi_s) \cong Q_b(\phi_{so}) + (\phi_s - \phi_{so}) \frac{\partial Q_b}{\partial \phi_s} \quad (5.14)$$

De la ecuación (5.6) se tiene:

$$-\frac{\partial Q_b}{\partial \phi_s} \equiv C_d = \frac{\gamma C_{ox}}{2\sqrt{\phi_s}} \quad (5.15)$$

donde C_d recibe el nombre de *capacidad de la región de empobrecimiento*. Combinando las ecuaciones (5.14) y (5.15) con (5.7) se obtiene:

$$V_{gb} = V_{fb} + \phi_s - \left[\frac{Q_b(\phi_{so})}{C_{ox}} - (\phi_s - \phi_{so}) \frac{C_d}{C_{ox}} \right] \quad (5.16)$$

Para calcular I_d es mejor tomar ϕ_{so} entre medias de la región de inversión débil (por ejemplo $\phi_{so} = 1.5\phi_{so} + V_{sb}$) ya que ϕ_f cae entre $2\phi_f + V_{sb}$ y $\phi_f + V_{sb}$. Sin embargo, asumiendo que $\phi_{so} = 2\phi_f + V_{sb}$, llegamos a la expresión utilizada normalmente para I_d en modelos para el transistor. Así, asumiendo $\phi_{so} = 2\phi_f + V_{sb}$, la ecuación (5.16) se convierte en:

$$\phi_s - 2\phi_f - V_{sb} = \frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta} \quad (5.17)$$

donde V_{th} es la tensión umbral o de *threshold* que ha sido calculada [Tay78] a partir de la expresión $V_{th} = V_{fb} + 2\phi_f + \gamma\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}$. En (5.17) ha sido introducido el parámetro η cuya expresión se muestra a continuación:

$$\eta = 1 + \frac{C_d}{C_{ox}} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}} \quad (5.18)$$

El significado físico de η viene a ser el acoplamiento capacitivo entre la puerta y la superficie del silicio. Valores típicos de η están entre 1 y 3. Si hay una alta concentración de trampas en el interface (*interface traps*), la capacidad asociada a estas trampas C_{it} se encuentra en paralelo con la capacidad de difusión C_d con lo que la ecuación anterior queda:

$$\eta = 1 + \frac{C_{it}}{C_{ox}} + \frac{C_d}{C_{ox}} = \eta_0 + \frac{C_d}{C_{ox}} \quad (5.19)$$

Esta ecuación se emplea en los modelos 2 y 3 de Spice, llamándole a C_{it} *capacidad de estado superficial*. El parámetro η_0 es ajustable para adecuar η a los valores experimentales medidos del transistor.

Finalmente, y combinando las ecuaciones (5.12), (5.13), (5.15) y (5.17) se obtiene:

$$I_d = \beta \frac{C_d}{C_{ox}} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 e^{\frac{q}{kT} \frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta}} \left(1 - e^{-\frac{q}{kT} V_{ds}} \right) \quad (5.20)$$

o bien,

$$I_d = I_{do} e^{\frac{q}{kT} \frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta}} \left(1 - e^{-\frac{q}{kT} V_{ds}} \right) \quad (5.21)$$

donde $I_{do} = \beta \frac{C_d}{C_{ox}} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 = \beta(\eta - 1) \left(\frac{kT}{q} \right)^2$ es un término que podemos considerar casi constante.

Esta expresión (5.21) es la más utilizada para el cálculo de la corriente de drenador en la zona de inversión débil del transistor. Además es más simple de interpretar que la ecuación (5.13) que aunque más exacta es mucho más compleja y difícil de tratar. En la ecuación que se acaba de mostrar, la dependencia exponencial de la corriente respecto a la tensión V_{gs} es inmediata ya que se encuentra implícita en la propia expresión. Además, se pueden sacar conclusiones sobre la pendiente de esta dependencia que viene fijada básicamente por el parámetro η , que como se sabe, es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la tensión entre surtidor y sustrato V_{sb} , por lo que se puede concluir que la pendiente de la relación entre el logaritmo de la corriente corriente y tensión es tanto más acusada cuanto menor es la tensión entre el surtidor y sustrato.

Para el sensor retínico, no es la dependencia de la corriente respecto de la tensión de puerta lo importante, sino todo lo contrario, es decir, la dependencia de la tensión entre puerta y surtidor V_{gs} , con la corriente de drenador I_d . Despejar V_{gs} de la ecuación (5.13) no es posible ya que no se encuentra implícita, sin embargo se puede utilizar la ecuación (5.21) que aunque menos precisa permite despejar V_{gs} directamente. De esta manera, podemos obtener una expresión para la tensión de puerta en función de

la corriente de drenador, quedando:

$$V_{gs} = \frac{kT}{q}\eta \ln \left(\frac{I_d}{I_{do}} \frac{1}{1 - e^{-\frac{q}{kT}V_{ds}}} \right) + V_{th} \quad (5.22)$$

Esta expresión la podemos separar en dos términos, uno dependiente de la corriente de drenador, y otro independiente y que podemos considerar como constante. De esta forma podemos reescribir esta ecuación de la siguiente forma:

$$V_{gs} = \frac{kT}{q}\eta \ln I_d + V_{of} \quad (5.23)$$

donde

$$V_{of} = V_{th} - \frac{kT}{q}\eta \ln I_{do} - \frac{kT}{q}\eta \ln \left(1 - e^{-\frac{q}{kT}V_{ds}} \right) \quad (5.24)$$

donde se han extraído fuera todos los términos independientes de I_d y se han agrupado en la tensión de offset V_{of} . En principio no es muy correcto hacer esta separación ya que ni un término ni el otro tienen exactamente dimensiones de tensión debido al logaritmo, pero tiene su justificación ya que el término V_{of} va a marcar las diferencias entre unas células de la retina y otras. En efecto, la pendiente de la curva ($V_{gs}, \ln I_D$) es una constante que apenas varía entre diferentes células. En cambio, el término V_{of} varía fuertemente de una célula a otra, debido a diferencias en los parámetros tecnológicos y geométricos.

5.2.1 Pendiente de la dependencia con la corriente

Es interesante calcular la pendiente o *slope* de la relación entre la tensión entre puerta y surtidor y el logaritmo de la corriente de drenador ya que esta pendiente es la que da el factor de amplificación de la célula frente al logaritmo de la intensidad luminosa. Un cálculo teórico de esta pendiente es bastante complejo ya que la dependencia con V_s se encuentra implícita en la ecuación (5.22), sin embargo, se puede realizar una primera aproximación suponiendo que η es aproximadamente constante para el rango I_d propuesto, y que V_{ds} es mucho mayor que el factor $\frac{kT}{q}$ y por tanto se puede despreciar. De esta manera, la ecuación (5.22) se reduce a:

$$V_{gs} = \frac{kT}{q}\eta \ln \frac{I_d}{I_{do}} + V_{th} \quad (5.25)$$

Con lo que la pendiente se puede calcular de forma inmediata [Sze81], sin más que derivar, dando como resultado:

$$S_e = \frac{kT}{q}\eta \quad (5.26)$$

Esta pendiente supone un eje de abscisas tomado con logaritmos neperianos. Si en cambio se prefiere utilizar un eje de abscisas logarítmico en base diez, lo cual resulta de muchísima más utilidad, la pendiente de la curva, o factor de amplificación si se prefiere, quedaría:

$$S_{10} = \frac{kT}{q} \eta \ln 10 \quad (5.27)$$

cuyo resultado vendría dado en Voltios por década.

5.2.2 La frontera de inversión débil

Junto con la pendiente, existe otro parámetro que es especialmente interesante en la región de inversión débil, y es el cálculo del rango de corrientes para las cuales el transistor se encuentra en inversión débil. En el caso del sensor retínico, o cualquier otro basado en este tipo de células, el cálculo de este rango es especialmente importante ya que impone un límite a la cantidad de luz que puede incidir sobre una célula. No obstante, este parámetro no es tan crítico como lo podría ser en un CCD, ya que al ser la respuesta logarítmica, este rango puede ser de varias décadas.

La condición para que un transistor se encuentre en inversión débil es que la tensión entre puerta y surtidor sea menor que la tensión umbral. El límite, aunque poco definido, estaría aproximadamente en $V_{gs} \approx V_{th}$. Sustituyendo en la ecuación (5.21) y suponiendo que $V_{th} \gg \frac{kT}{q}$ entonces la corriente *umbral* es precisamente I_{do} , es decir:

$$I_{th} = \beta \frac{C_d}{C_{ox}} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 = \beta (\eta - 1) \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \quad (5.28)$$

Naturalmente la transición entre el corte del transistor (inversión débil) y su saturación (inversión fuerte) no es brusca, por lo que se suele tomar que el valor real de esta corriente umbral es en realidad unas 10 veces menor que el valor calculado con la expresión anterior. Con esto, podemos asegurar que para cualquier $I_d < I_{th}/10$ el transistor se encuentra en su zona de inversión débil y por tanto son válidas las ecuaciones expuestas hasta el momento.

Junto con el límite de corriente máxima, calculado anteriormente, interesa también conocer el límite inferior. Este límite inferior de la corriente de drenador, viene fijado por la corriente de pérdidas, muy difícil de determinar con precisión en estos dispositivos, pero que suele rondar las decenas o cientos de fA. Por lo tanto, un margen seguro de linealidad en la respuesta de este tipo de células se encuentra entre 1pA y 100nA, lo que supone 5 décadas de iluminación con una respuesta uniforme.

5.3 Modelos más precisos

Las ecuaciones vistas hasta ahora, aunque correctas, no explican completamente el funcionamiento del transistor, y es que el transistor MOS es un elemento extremadamente complejo pese a su sencillez estructural. Por ejemplo se había supuesto constante la movilidad de portadores μ_s en el canal, sin embargo, esta movilidad se reduce cuando el movimiento de los portadores se acerca a su límite de velocidad. La forma de modelar esto consiste en sumar las contribuciones de la reducción de la movilidad tanto normal como lateral. Un estudio detallado de cómo se obtiene la movilidad real es complejo y además incluye muchos factores calculados empíricamente, por lo que al final, lo que se suele utilizar con más frecuencia, es una fórmula cuyos parámetros se han obtenido ajustando medidas empíricas de transistores reales. Así se puede introducir una movilidad efectiva μ_{eff} que sustituiría a la movilidad real μ_s y que tendría como expresión:

$$\mu_{eff} = U0 \left[\frac{U_{crit} \cdot \varepsilon_{si}}{C_{ox}(V_{gs} - V_{th} - U_{tra} \cdot V_{ds})} \right]^{U_{exp}} \quad (5.29)$$

donde $U0$ es la movilidad nominal y U_{crit} , U_{tra} y U_{exp} son parámetros obtenidos de forma experimental y que suelen venir en los modelos de simulación de los transistores de una determinada tecnología. Esta fórmula es la que utiliza Spice en el modelo de nivel 2. Para el nivel 3 de simulación, que es un modelo más empírico que el 2, es algo diferente y depende de otros parámetros también empíricos en su mayoría. Las ecuaciones vistas hasta ahora serían más correctas cambiando la μ_s por esta nueva μ_{eff} mucho más precisa. Sin embargo, esto no funciona en inversión débil ya que las suposiciones usadas para obtener la fórmula anterior se refieren únicamente al transistor trabajando en su zona de inversión fuerte. En efecto, un simple vistazo a la fórmula anterior muestra que el término $V_{gs} - V_{th}$ es negativo en inversión débil, por lo que, en general, la movilidad efectiva sale imaginaria. Muy poco se ha hecho en estudiar la movilidad efectiva en la región de inversión débil, es por esto que se ha preferido utilizar la movilidad nominal $U0$ como movilidad efectiva. Es decir, se seguirá usando la movilidad nominal μ_s en los diferentes cálculos.

Un efecto que hay que considerar también es la transición de la región de inversión débil a la de inversión fuerte [MW]. Esta transición es suave por lo que el transistor no empieza a conducir exactamente a la tensión umbral sino un poco después. Por interpolación con la zona de inversión fuerte y la débil, se puede llegar a una expresión para una nueva tensión umbral que es utilizada en la expresión de la corriente de drenador y que vale:

$$V_{on} = V_{th} + \eta \frac{kT}{q} \quad (5.30)$$

De manera que V_{th} se sustituiría en la ecuación (5.21) por V_{on} aunque en el resto de ecuaciones la tensión umbral V_{th} no cambiaría. Es decir, el único cambio sería en I_d que quedaría:

$$I_d = I_{do} e^{\frac{q}{\eta kT}(V_{gs} - V_{on})} \left(1 - e^{-\frac{q}{kT} V_{ds}} \right) \quad (5.31)$$

Otro cambio importante se da en el parámetro η que da la pendiente de la recta en la zona de inversión débil. Como ya se adelantó cuando se introdujo este parámetro en (5.19), este acoplamiento capacitivo dependía de la concentración de trampas en la superficie del interface, a la cual se le asociaba una capacidad C_{it} . Esta capacidad se puede calcular como el producto de la carga del electrón y la densidad de estas trampas también llamada densidad de estados superficiales (*Surface State Density*) [SC79] con lo que se puede introducir un nuevo parámetro que sea precisamente esta densidad. De esta manera, un valor más correcto para η sería:

$$\eta = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}} + \frac{qN_{fs}}{C_{ox}} \quad (5.32)$$

donde N_{fs} es la densidad de estados superficiales y se calcula de forma empírica. Esta expresión para η no está todavía completa puesto que también va a depender de la anchura del canal W aunque dicha dependencia sólo es importante para W muy pequeñas como se verá posteriormente.

Estas pequeñas modificaciones intentan calcular de forma precisa el comportamiento del transistor, sin embargo, existen otras contribuciones que no se han comentado todavía y son las debidas a la geometría [HCD82]. Es decir, que todo el análisis teórico realizado hasta el momento es correcto para tamaños de puerta grandes, esto es, para L y W de grandes dimensiones, entendiéndose como grandes dimensiones valores por encima de unas decenas de micras. Cuando el canal es corto ($L \approx 1 - 10\mu m$) o estrecho ($W \approx 1 - 10\mu m$), entonces las ecuaciones vistas anteriormente no son exactas, si bien pueden seguir siendo usadas para explicar el comportamiento, de forma cualitativa, del transistor.

En el diseño del sensor retínico se unen ambos efectos, por un lado el de canal corto, ya que L es de una micra para todas las células, y por otro el de canal estrecho ya que aunque la anchura mínima ronda las tres micras, no es constante sino que cambia para cada circunferencia (ver capítulo 8). Este efecto de canal estrecho va a ser especialmente importante ya que va a contribuir a diferencias en la respuesta entre diferentes circunferencias, sumándose sus efectos, o a veces contrarrestando, a los propios del escalado en la respuesta de cada célula, debido a que el área aumenta para cada circunferencia. Por tanto, conviene realizar un estudio teórico de cómo es este efecto de canal estrecho y cómo puede influir en la respuesta final.

Entre los efectos de canal corto y estrecho el más estudiado ha sido siempre el de canal corto ya que en la mayoría de circuitos se intenta siempre hacer la L lo más pequeña posible, haciendo al mismo tiempo W muy grande. Es por esto que pocos autores se han preocupado por el problema de los efectos de canal estrecho, aunque existe bastante bibliografía al respecto. Se empezará el estudio del efecto de canal corto, y se deja para el final el estudio de canal estrecho si bien, para el caso particular de la retina, es más importante. Una vez analizados por separado ambos efectos, se procede a sumar sus contribuciones. Esto no es del todo correcto ya que existe un acoplamiento entre ambos efectos, por tanto los efectos sumados van a ser mayores

que los efectos reales. De todas formas, y dado que así es como funcionan la mayoría de modelos para descripción de transistores, es lo que finalmente se va a realizar.

5.3.1 Efectos de canal corto

Hay varios efectos que se observan en transistores reales que la ecuación (5.21) no es capaz de simular. Por ejemplo se observa que la tensión umbral V_{th} depende de la geometría, y aun es más, esta dependencia hace que dependa a su vez de la tensión de drenador. Otra dependencia importante que se observa es la pendiente de la recta en la región de inversión débil. Tal y como se había calculado en (5.27) esta pendiente sólo depende de la temperatura y de η que depende a su vez de la tensión en surtidor aunque en muy pequeña medida. Pues bien, se puede observar que esta pendiente es fuertemente dependiente con la longitud del canal, de manera que S se hace cada vez menor, llegando al punto de no poder siquiera pasar al transistor a su zona de corte total ya que siempre se encuentra conduciendo. Además, este efecto se hace dependiente con la tensión de drenador.

Para poder explicar estas dependencias con la geometría se hace necesario desarrollar nuevos modelos que tengan en cuenta las tres dimensiones del espacio a la hora de calcular desplazamientos de carga en el canal. Es por esto que existen modelos matemáticos que tienen en cuenta dos dimensiones o incluso las tres [Wan86]. Lo que se suele hacer, aunque sea un método menos preciso, es coger las ecuaciones desarrolladas para una dimensión, que son las obtenidas hasta ahora, y modificarlas adecuadamente para acoger las variaciones introducidas por los efectos de geometría pequeña. Estas modificaciones se hacen a partir de razonamientos físicos tomados de modelos en dos dimensiones, o a veces incluso del simple ajuste empírico de las curvas tensión-corriente del transistor. Es por esto que algunos de los parámetros que aparecerán en la ecuaciones son puramente experimentales.

Muchas de las contribuciones debidas a un canal corto se pueden modelar sustituyendo la longitud L , de las ecuaciones vistas hasta ahora, por otra longitud *eficaz* que estará más cercana a la que realmente *ve* el transistor. Una primera aproximación inmediata se puede obtener de la observación directa del canal. Normalmente la L que se dibuja en el diseño de un transistor no es la L que luego resulta, esto es debido básicamente a la difusión de los implantes de drenador y surtidor por debajo del polisilicio. Esta difusión suele ser una constante distinta según la tecnología, el fabricante, etc. Por tanto, si llamamos L_m a la L que se dibuja, y L_{diff} al acortamiento del canal debido a la difusión lateral de los implantes, se puede definir una nueva longitud de canal más real que será:

$$L = L_m - 2L_{diff} \quad (5.33)$$

Algunos modelos para transistores incluyen otra reducción sin un significado físico claro por lo que se ha preferido no incluirlo en el análisis, si bien experimentalmente

da buenos resultados. Si se incluye este nuevo parámetro, la longitud real sería $L = L_m - 2L_{diff} - 2DEL$ donde DEL sería este parámetro nuevo de reducción de la longitud del canal. Esta nueva longitud todavía no es la longitud efectiva que se está buscando puesto que todavía quedan por considerar otros efectos que modulan la longitud real. Así por ejemplo, existe una modulación del ancho del canal debida la tensión entre drenador y surtidor. Esta modulación se realiza a través de un nuevo parámetro llamado factor de modulación del canal λ . Con la introducción de este nuevo parámetro se puede por fin escribir una expresión para la longitud efectiva del canal que es la que se usará para el resto de expresiones:

$$L_{eff} = L(1 - \lambda V_{ds}) \quad (5.34)$$

Aunque con la introducción de esta longitud efectiva el modelo se ajusta mucho mejor a la realidad, todavía existen algunos efectos que el modelo no explica. El efecto más importante con la reducción de la longitud del canal es posiblemente su influencia sobre la tensión umbral V_{th} [FS93]. Como hasta ahora, no se va a intentar buscar una nueva ley física que describa la tensión umbral, pero sí que se intentará modificar la expresión actual para adecuarla a los efectos de canal corto. El efecto que influye en la modificación de la tensión umbral es el llamado *efecto de reducción de la barrera inducida de drenador* ya que para V_{ds} grandes, la anchura del canal de empobrecimiento es una función de y (distancia al drenador o surtidor) en vez de una constante como se había supuesto. De esta manera, esta anchura de la capa de empobrecimiento sería:

$$X_{dm}(y) = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}}{qN_{sub}}[2\phi_f + V_{sb} + V(y)]} \quad (5.35)$$

Esta fórmula muestra que X_{dm} varía a lo largo de la longitud del canal, siendo máxima en el drenador donde $V(y) = V_{ds}$, y mínima en el surtidor donde $V(y) = 0$. La reducción de la tensión umbral con el incremento de V_{ds} puede ser modelado utilizando la aproximación de Yau donde $X_{dm} = X_{sd}$ en el surtidor, y $X_{dm} = X_{dd}$ en el drenador. De esta manera podemos definir un nuevo factor que incluya esta reducción:

$$F_l = 1 - \frac{X_j}{2L} \left(\sqrt{1 + \frac{2X_{sd}}{X_j}} + \sqrt{1 + \frac{2X_{dd}}{X_j}} - 2 \right) \quad (5.36)$$

donde las anchuras de empobrecimiento X_{sd} y X_{dd} valen:

$$X_{sd} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}}{qN_{sub}}(2\phi_f + V_{sb})} \quad (5.37)$$

$$X_{dd} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}}{qN_{sub}}(2\phi_f + V_{sb} + V_{ds})} \quad (5.38)$$

y el factor X_j es la profundidad de la unión metalúrgica que suele venir en los modelos de los transistores para un determinado proceso tecnológico. Esta nueva función es, en general, un modificador que se aplica al valor de γ calculado hasta ahora. Es un

modificador “general” puesto que en realidad no siempre se usa esta nueva $\gamma_{eff} = \gamma F_l$, sino que, en algunos términos, se sigue usando la γ inicial. De esta manera, la tensión umbral, importantísima en la evaluación del offset, queda:

$$V_{th} = V_{TO} - \gamma\sqrt{2\phi_f} + \gamma_{eff}\sqrt{2\phi_f + V_{sb}} \quad (5.39)$$

donde V_{TO} es la tensión umbral medida para $V_{sb} = 0$ y vale:

$$V_{TO} = V_{fb} + 2\phi_f + \gamma\sqrt{2\phi_f} \quad (5.40)$$

se ha introducido esta V_{TO} ya que muchas veces es un parámetro fácil de conseguir para los transistores. Esta ecuación (5.39) no está todavía completa puesto que faltan por considerar los efectos de canal estrecho, que se verán más adelante.

Se han mostrado los efectos de utilizar un canal estrecho y se han presentado las modificaciones a las ecuaciones presentadas en el capítulo anterior para que tengan en cuenta los efectos de canal corto. Para ello se ha calculado una nueva longitud L_{eff} que se sustituye por la L de las ecuaciones, una nueva γ_{eff} que también se sustituye por la γ salvo en el caso de la tensión umbral donde se sigue utilizando, en un único término, la γ antigua.

5.3.2 Efectos de canal estrecho

La mayoría de circuitos, analógicos y digitales, se caracterizan porque se intenta casi siempre hacer la longitud del canal pequeña haciendo la anchura W lo más grande posible. Esto se suele hacer así para aumentar la corriente que pasa por el transistor y así aumentar la ganancia y corriente en circuitos analógicos, o la velocidad de respuesta en los digitales. Con esto, la preocupación por los efectos de una anchura pequeña en el canal, ha sido mucho menor que la preocupación por el mismo efecto pero en la longitud del canal. Es por esto que la bibliografía disponible sobre estudios de canal estrecho es más escasa y reciente. De todas formas, el efecto de la anchura es importante [JS83] por lo que merece la pena dedicarle especial atención, sobre todo por sus efectos notables en la retina.

La manera en que se forma el canal en los procesos de fabricación de circuitos integrados modernos (aislamiento LOCOS), hace que exista una transición suave desde el óxido fino (TOX) al grueso (FOX) tal y como se muestra en la figura 5.1. Esto tiene como consecuencia la formación de una región de empobrecimiento controlada por la puerta en los extremos del dispositivo, en la zona que va de la parte gruesa del óxido grueso a la parte fina del óxido fino. Esta transición entre el óxido grueso y fino se conoce con el nombre de *pico de pájaro* y es común a muchos procesos de fabricación, si bien actualmente se están desarrollando otros procesos donde este pico de pájaro no existe o está minimizado.

Al igual que ocurriría con la longitud del canal, conviene primero definir una anchura efectiva que incluya algunos efectos inmediatos de la geometría en dos dimensiones

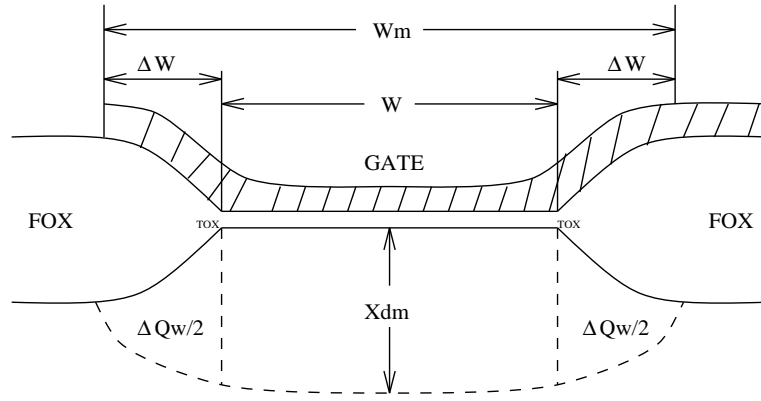


Figura 5.1: Sección transversal de canal estrecho

[DZ91]. En la figura 5.1 se observa inmediatamente que la anchura real del dispositivo no es la dibujada W_m , sino otra más pequeña reducida a ambos lados por el incremento (ΔW en la figura) producido por el pico de pájaro y por la difusión lateral hacia dentro del canal. Por tanto ya se puede escribir una expresión para la anchura eficaz que será:

$$W_{eff} = W_m - 2W_{diff} \quad (5.41)$$

donde esta W_{diff} es el acortamiento del canal y W_m es la anchura que se dibuja en el diseño de los transistores.

Como se ha comentado anteriormente, el pico de pájaro introduce una región de empobrecimiento extra en el canal. La consecuencia es un aumento de la carga en la zona de empobrecimiento ΔQ_w . Si la anchura W es grande comparada con la anchura de la zona de empobrecimiento X_{dm} no hay problema ya que la carga extra es despreciable frente a toda la carga debajo de la puerta. Si por el contrario, W se hace comparable con X_{dm} , entonces la carga ΔQ_w ya no es despreciable frente a la carga bajo la puerta Q_b . Como esta carga extra ΔQ_w debe ser soportada por la tensión de puerta, esto provoca un aumento en la tensión umbral V_{th} por una cantidad que será $\Delta V_{th} = \Delta Q_w / C_{ox}$.

Existen varios modelos para el cálculo de ΔQ_w según la aproximación hecha para la descripción de la transición entre FOX y TOX. Una aproximación que da buen resultado es la realizada por Akers et al. y el resultado final es que se puede poner que:

$$\Delta Q_w = \frac{\pi \epsilon_{si} G_w (2\phi_{fld} + V_{sb})}{4W} \quad (5.42)$$

donde G_w es un factor de ajuste según la forma de la zona de transición y ϕ_{fld} es el potencial superficial que se puede poner como $\phi_{fld} = 2\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{fld}}{n_i}\right)$, donde N_{fld} es una concentración de dopante mucho mayor que la concentración en la superficie y se supone que no hay efectos de canal corto. Lo mejor es que dado lo difícil de calcular ϕ_{fld} teóricamente, lo mejor es tratar de ajustarlo a curvas experimentales. En el modelado de circuitos, lo que se suele hacer, es coger $N_{fld} = N_{sub}$ de manera que

entonces $\phi_{fld} = \phi_f$ y por tanto se puede escribir:

$$\Delta Q_w = \frac{\pi \varepsilon_{si} G_w (2\phi_f + V_{sb})}{4 W} \quad (5.43)$$

Con todas estas consideraciones, la tensión umbral que es el parámetro más afectado por la geometría pequeña quedaría:

$$V_{th} = V_{TO} - \gamma \sqrt{2\phi_f} + \gamma_{eff} \sqrt{2\phi_f + V_{sb}} + \frac{\pi \varepsilon_{si} G_w}{4 C_{ox} W_{eff}} (2\phi_f + V_{sb}) \quad (5.44)$$

Este valor de V_{th} es bastante preciso, pero puede fallar para W y L verdaderamente pequeñas. En esos casos se deben recurrir a otros modelos, en general de tres dimensiones [HSDA88, BG93], donde los efectos de canal corto y estrecho se combinan en vez de sumarse como en la expresión anterior.

No sólo la tensión umbral se ve modificada por los efectos de canal estrecho, también el coeficiente de acoplamiento η se ve modificado por el mismo factor, de manera que se puede escribir una expresión definitiva para η que será:

$$\eta = 1 + \frac{\gamma_{eff}}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}} + \frac{q N_{fs}}{C_{ox}} + \frac{\pi \varepsilon_{si} G_w}{4 C_{ox} W_{eff}} \quad (5.45)$$

5.3.3 Resumen de fórmulas

Teniendo en cuenta los resultados anteriores se ha obtenido un conjunto de ecuaciones que describen con bastante precisión el comportamiento del transistor en su zona de inversión débil. Para facilitar el seguimiento y reproducción de las fórmulas para ser computadas por un ordenador, se presentan a continuación todas ellas:

$$\begin{aligned} L &= L_m - 2L_{diff} - 2DEL \\ L_{eff} &= L(1 - \lambda V_{ds}) \\ W_{eff} &= W_m - 2W_{diff} \\ n_i &= 1.45 \cdot 10^{16} \left(\frac{T}{300} \right)^{\frac{3}{2}} e^{\left[\frac{q(1.16 - 7.02 \cdot 10^{-4} \frac{T^2}{T+1108})}{2k} \left(\frac{1}{300} - \frac{1}{T} \right) \right]} \\ \phi_f &= 2 \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_{sub}}{n_i} \right) \\ C_{ox} &= \varepsilon_{ox} / t_{ox} \\ \mu_s &= U0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mu_{eff}^2 &= U0 \left[\frac{U_{crit} \cdot \varepsilon_{si}}{C_{ox}(V_{gs} - V_{th} - U_{tra} \cdot V_{ds})} \right]^{U_{exp}} \\
\beta &= \mu_s C_{ox} W_{eff} / L_{eff} \\
\gamma &= \sqrt{2q \varepsilon_{si} N_{sub} / C_{ox}} \\
X_{sd} &= \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}}{q N_{sub}} (2\phi_f + V_{sb})} \\
X_{dd} &= \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}}{q N_{sub}} (2\phi_f + V_{sb} + V_{ds})} \\
\gamma_{eff} &= \gamma \left[1 - \frac{X_j}{2L_{eff}} \left(\sqrt{1 + \frac{2X_{sd}}{X_j}} + \sqrt{1 + \frac{2X_{dd}}{X_j}} - 2 \right) \right] \\
\eta &= 1 + \frac{\gamma_{eff}}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}} + \frac{q N_{fs}}{C_{ox}} + \frac{\pi \varepsilon_{si} G_w}{4 C_{ox} W_{eff}} \\
Eg &= 1.16 - 7.02 \cdot 10^{-4} \frac{T^2}{T + 1108} \\
\Phi_{ms} &= \frac{Eg}{2} - \phi \\
V_{fb} &= \Phi_{ms} - \frac{q N_{ss}}{C_{ox}} \\
V_{TO} &= V_{fb} + 2\phi_f + \gamma \sqrt{2\phi_f} \\
V_{th} &= V_{TO} - \gamma \sqrt{2\phi_f} + \gamma_{eff} \sqrt{2\phi_f + V_{sb}} + \frac{\pi \varepsilon_{si} G_w}{4 C_{ox} W_{eff}} (2\phi_f + V_{sb}) \\
V_{on} &= V_{th} + \eta \frac{kT}{q} \\
I_{do} &= \beta (\eta - 1) \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \\
I_d &= I_{do} e^{\frac{q}{\eta kT} (V_{gs} - V_{on})} \left(1 - e^{-\frac{q}{kT} V_{ds}} \right) \\
V_{gs} &= \frac{kT}{q} \eta \ln \left(\frac{I_d}{I_{do}} \frac{1}{1 - e^{-\frac{q}{kT} V_{ds}}} \right) + V_{on} \\
S_{10} &= \frac{kT}{q} \eta \ln 10 \\
I_{th} &= \beta \frac{C_d}{C_{ox}} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 = \beta (\eta - 1) \left(\frac{kT}{q} \right)^2
\end{aligned}$$

Parte II

Diseño teórico del sensor retínico

Capítulo 6

Diseño eléctrico del sensor

6.1 Introducción

Después de analizar la estructura y funcionamiento de la retina CCD (ver capítulo 3) se puede llegar a la conclusión de que es mejor realizar una nueva retina utilizando una tecnología diferente, antes que intentar mejorar la tecnología CCD, especialmente después de comprobar que algunos problemas, como el del sector ciego en la zona retínica, son prácticamente irresolubles utilizando la tecnología CCD.

Después de analizar las diferentes tecnologías para fabricación de sensores de visión, estudiando especialmente la tecnología CMOS (ver capítulo 4) se puede llegar a la conclusión de que la tecnología CMOS ofrece las mejores relaciones de calidad, precio y versatilidad.

Dentro de la tecnología CMOS existen múltiples variantes y diferentes formas de captar la luz y convertirla en información eléctrica procesable. Después de hacer un estudio de la mayoría de posibilidades se llega a la conclusión de que la célula que mejor responde a los objetivos de la presente tesis es una célula con respuesta logarítmica, no sólo por su mayor semejanza con el ojo humano, sino por otras características como tamaño de la célula mínima, facilidad de escalado, etc. (ver las conclusiones en el capítulo 4).

En el presente capítulo se explicará la estructura del sensor diseñado utilizando las consideraciones anteriores y se realizará un estudio teórico de cómo se comporta la célula básica como sensor luminoso, qué efectos se dan en esta célula, cómo se solucionan, etc. El resultado del diseño dio como resultado un chip con la estructura que se presenta a continuación.

6.2 Estructura del sensor

El sensor retínico CMOS es un sensor con representación log-polar. La parte sensible del sensor está dividida en dos zonas diferenciadas: una es la zona exterior y la otra la central o interior como veremos seguidamente.

La parte periférica o **retina** está formada por 56 circunferencias concéntricas, cada una compuesta por 128 células o pixels, lo que da una resolución retínica de $128 \times 56 = 7.168$ pixels. Esta zona retínica es la que más espacio ocupa siendo la zona más importante del sensor. La anchura de cada anillo depende de su posición en el plano focal, creciendo exponencialmente a medida que la distancia al centro aumenta. El usar la función exponencial para el cálculo del radio de cada circunferencia es especialmente interesante ya que el *aspect ratio*, es decir, la relación entre altura y anchura de cada píxel se conserva.

Esta estructura de la retina no difiere demasiado de la estructura de otras cámaras retínicas. La única diferencia es una mayor resolución y una mayor ocupación de área sensible, lo que supone una mejora respecto anteriores sensores. La resolución de la cámara CCD era de 64×30 mientras que la resolución de la cámara CMOS realizada en Canadá era de sólo 64×16 . Ambos sensores dejaban, además, mucho espacio entre sus pixels, por lo que mucha información luminosa se perdía. En el caso de la cámara CCD debido a que se necesita espacio para el CCD lineal que transporta las cargas, ya que en realidad cada píxel estaba formado por más de una célula. En el caso de la otra cámara CMOS, los pixels eran círculos, por lo que las esquinas eran siempre zonas ciegas.

La zona central, o **fóvea** tiene una estructura única que diferencia este sensor del resto de sensores foveales. La fóvea es siempre un problema de diseño al que siempre se le ha prestado poca atención, centrándose siempre todo el esfuerzo en la zona retínica. Y sin embargo, es la zona foveal la más importante ya que es donde se centra la atención y donde está la parte más interesante de la imagen, el centro. Intentos de utilizar la cámara retínica CCD para procesamiento de imágenes han fracasado en la zona foveal. Esto es debido a que la fóvea en la CCD era cuadrada y, por tanto no, existía ninguna continuidad entre la zona retínica y la foveal, por lo que era imposible averiguar los “vecinos” de un determinado píxel en la frontera entre la fóvea y la retina. Si se considera que casi cualquier algoritmo de tratamiento de imágenes está basado en el conocimiento de los vecinos de cada píxel, se puede concluir que una estructura para la fóvea de matriz cuadrada, sin conexión con la retina, es totalmente inadmisibles desde el punto de vista del procesamiento de imágenes.

Con todas estas consideraciones, aprendidas de retinas anteriores, se llegó a la conclusión de que la fóvea debía cumplir las siguientes especificaciones:

- Ofrecer una continuidad entre retina y fóvea para poder aplicar el concepto de “vecino” a cualquier píxel del sensor sin importar donde se encuentre.

- No dejar espacios ciegos entre retina y fovea.
- Ofrecer una buena resolución en la fovea, ya que es la zona donde se encuentran las partes más interesantes de la escena.
- No violar las reglas de diseño.

Teniendo en cuenta estas especificaciones se diseñó una fovea con características diferentes a las anteriores. Para cumplir estas consideraciones, la fovea diseñada se encuentra cubierta de pixels dispuestos también en forma circular como en la retina, pero con dos diferencias fundamentales, que son que la anchura de cada anillo es fija y de valor el mínimo permitido por las reglas de diseño, y que el número de pixels por circunferencia no es fijo sino que va disminuyendo conforme nos acercamos al centro. Así se obtienen un total de 20 circunferencias para la fovea con un número creciente de pixels por circunferencia siguiendo la distribución mostrada en la tabla 6.1.

Circunferencias	Número de circunferencias	Número de pixels
0	1	1
1	1	4
2	1	8
3-4	2	16
5-9	5	32
10-19	10	64

Tabla 6.1: *Distribución de pixels en la fovea*

El número de pixels total que se da en la fovea es por tanto de 845, que unidos a los 7168 de la retina hacen un total de 8013 pixels, por lo que se puede decir que bastan 8 Kbytes para almacenar una imagen completa de este sensor. Sin embargo, para facilitar el procesamiento de imágenes, conviene realizar un mapeado diferente, suponiendo que en la fovea todas las circunferencias tienen 128 pixels al igual que en la retina. De esta manera se puede “simular” que se dispone de un plano cortical de resolución 76x128 lo que facilita la aplicación de algoritmos de visión. Esta nueva resolución simulada está compuesta por 9728 pixels por lo que haría falta una memoria de 16 Kbytes, es decir, el doble. Realizando una transformación adecuada, por software o hardware, se puede acceder a la imagen con direccionamiento de 16 Kbytes, pero usando una memoria real de 8 Kbytes.

6.2.1 Cálculo para la generación de la retina

Como se mostró en el capítulo 3, sólo unos pocos parámetros son necesarios para definir la estructura de la retina, y como en este caso no existe sector ciego, el número de parámetros es todavía menor. En el caso de la retina CMOS sólo son necesarios el número de circunferencias, el número de pixels por circunferencia, el tamaño mínimo

de la célula y el tamaño máximo del sensor. En el caso particular del sensor retínico, los parámetros utilizados fueron básicamente estos aunque con algunas diferencias.

Los parámetros de partida para el cálculo de de la retina del sensor fueron la altura y la anchura mínimas de la célula más pequeña permitida por las reglas de diseño por un lado, y por el otro, el número de pixels por circunferencia. El número de circunferencias vendría limitado por el diámetro máximo del chip que debía rondar los 8 mm. Utilizando el lenguaje de programación SKILL de Cadence se pudo parametrizar el diseño de la retina. Así se definieron las constantes *MINSIZEX* y *MINSIZEY* para el tamaño mínimo de la célula básica, *LIMR* sería el número de pixels por circunferencia, y *LIMC* el número de circunferencias, aunque este parámetro viene calculado a posteriori. Con esto, el radio de cada circunferencia se calcula mediante la simple expresión exponencial siguiente:

$$radio(cir) = A e^{B * cir} \quad (6.1)$$

donde *radio* es el radio de la circunferencia numerada por la variable *cir* que toma los valores 0,1,2,... hasta *LIMC* - 1. Las constantes *A* y *B* se calculan a partir de las dimensiones mínimas de la célula. Es fácil de ver que la constante *A* es precisamente el radio mínimo, ya que para *cir* = 0 (primera circunferencia) el *radio* es igual a *A*. La expresión para *A* es inmediata y depende de *MINSIZEX* (el perímetro de la circunferencia mínima es precisamente $2\pi MINSIZEX$). La constante *B*, en cambio, depende de ambos, del valor de *A* y del de *MINSIZEY*. Con esto, las expresiones para el cálculo de las constantes son:

$$\begin{aligned} A &= \frac{MINSIZEX * LIMR}{2\pi} \\ B &= \log \left(1 + \frac{MINSIZEY}{A} \right) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Estas expresiones (6.1) y (6.2) definen completamente las dimensiones y la transformación que tiene lugar en la retina.

Para la fovea se siguió un procedimiento algo más empírico ya que el límite venía más impuesto por las reglas de diseño que por una estructura matemática particularmente bella. Con esto, el radio de las circunferencias crece linealmente (con incrementos fijos de valor *MINSIZEY*) y el número de pixels por circunferencia viene limitado simplemente por cuántos caben en cada circunferencia, pero cumpliendo siempre la condición de que el número de pixels en cada circunferencia debía ser una potencia de dos. Esto se ha hecho así por dos razones, la principal es que de esta manera es muy fácil calcular los vecinos entre distintas circunferencias, y la otra, es que el diseño resulta más sencillo. La única desventaja es una pequeña pérdida de resolución. Para el cálculo de los radios en la fovea la expresión es muy simple:

$$radio(cir) = A - 18 * MINSIZEY + cir * MINSIZEY \quad (6.3)$$

donde *cir* es la variable que indica la circunferencia empezando en 0 y acabando en 18, haciendo un total de 19 circunferencias. Faltaría el píxel central de la fovea, que ha sido diseñado independientemente.

6.3 La célula básica

En la figura 6.1 se muestra la célula al completo (caja marcada con la línea de puntos) y la fuente de corriente que se encuentra situada, junto con el resto de la circuitería, en el exterior de la zona sensitiva del sensor.

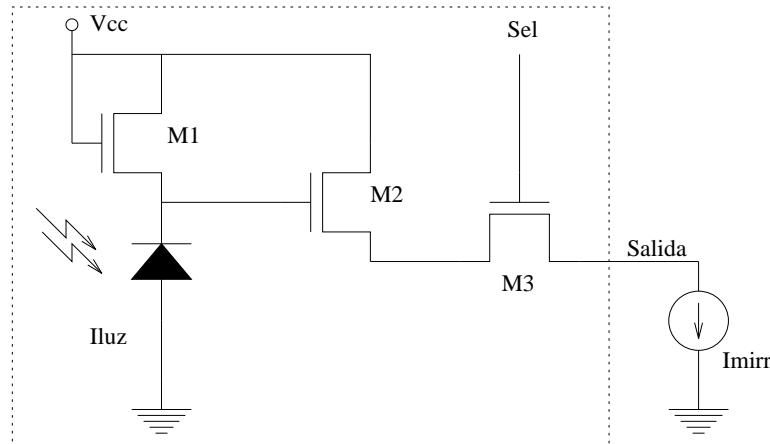


Figura 6.1: Célula básica del sensor retínico

Al esquema eléctrico de esta célula no se le ha realizado ningún cambio con respecto a otros sensores de imágenes que la emplean. Sólomente las dimensiones de los transistores son diferentes que las convencionales, siendo la anchura del canal del transistor en inversión débil el elemento de diseño que más cambia puesto que es diferente para cada anillo del sensor. También el cambio del layout de la célula será muy diferente debido sobre todo a la estructura espacio-variante del sensor.

A continuación se va a realizar una aplicación directa de las ecuaciones del capítulo 5 para así poder extraer algunas conclusiones sobre la respuesta de la célula.

6.3.1 Primera aproximación a la respuesta de la célula

Para analizar el comportamiento del transistor en su región de inversión débil, se ha realizado un pequeño programa utilizando Matlab. En este programa (programa B.1.1) se utiliza la función *weak* que se muestra en el programa B.1.2 de los apéndices. La función *weak* funciona para los parámetros que describen el funcionamiento de un transistor nMOS tal y como se ha mostrado anteriormente. Los parámetros necesarios para la utilización de la función *weak* se muestran en la tabla A.2 donde se describe lo que son y además se muestran los valores que se han utilizado para la simulación, valores que han sido extraídos directamente del modelo del transistor nMOS, nivel 2, de Mietec $0.7 \mu\text{m}$. que es el que ha sido utilizado para fabricar el sensor.

La función *weak* está basada en las relaciones matemáticas explicadas con anterior-

idad. En concreto, es una función que resuelve la ecuación (5.22) para unas tensiones de polarización de $V_d = V_g = 5V$, $V_b = 0V$, y una corriente de polarización I_d variable entre 1pA y $1\ \mu\text{A}$. Estas condiciones de polarización son exactas a las que ocurren en la realidad ya que la tensión de alimentación es de $5V$, y las corrientes rondan los pico y nanoamperios. En la fórmula (5.22) la tensión de surtidor, que es exactamente la tensión de salida, está implícita en la propia ecuación, por lo que es necesario proveer un mecanismo para poder calcular V_s con toda exactitud. En principio, la tensión de surtidor interviene en tres partes de la ecuación. En primer lugar en la ecuación de la tensión umbral donde se puede observar que V_{th} depende de V_{sb} , es decir, de la tensión entre surtidor y sustrato, o lo que es lo mismo, de la tensión de sustrato V_s , ya que la tensión de sustrato es constante e igual a cero. La otra dependencia se encuentra en el coeficiente de acoplamiento capacitivo η (ec. 5.18) que también depende de V_{sb} . Por último, la otra dependencia implícita de V_s se encuentra en la propia ecuación (5.22) en el factor V_{ds} , es decir, depende de la tensión entre drenador y surtidor. Para poder calcular esto se procedió al método de las aproximaciones sucesivas tal y como se muestra en la función *weak* en el programa B.1.2 de los apéndices. Este método iterativo converge en unas seis o siete iteraciones por lo que se programaron 20 iteraciones para asegurar unos valores de hasta 7 cifras decimales.

Con los valores obtenidos de aplicar la función *weak* a un rango de corrientes desde $1\ \text{pA}$ hasta $1\ \mu\text{A}$ se realizó una gráfica (figura 6.2) donde se puede observar la gran linealidad en la respuesta, a pesar de las modificaciones que sufren η , V_{th} y V_{ds} con el valor de V_s .

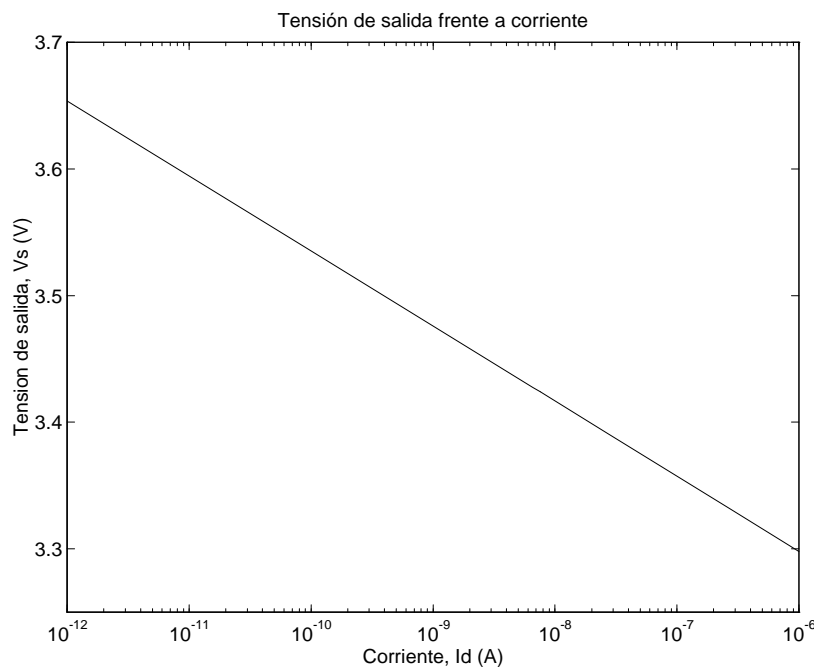


Figura 6.2: Salida de un transistor en inversión débil

Se puede realizar un cálculo teórico de la pendiente a partir de la ecuación (5.27) que da la pendiente, en primera aproximación, de la relación entre tensión de salida y el logaritmo de la intensidad de corriente por el transistor. En esta expresión, el valor de η es normalmente mayor que la unidad, por tanto, una cota mínima para esta pendiente, en valor absoluto, sería $\frac{kT}{q} \ln 10 = 59.526$ mV/dec suponiendo una temperatura de unos 300 K. En efecto, tomando los valores de Spice expuestos en la tabla A.2, considerando $T = 300\text{K}$, y suponiendo que V_s ronda los 2.5V se obtiene que este factor de amplificación es de unos 69.5 mV/dec que es mayor que la cota mínima. Un valor más preciso se obtiene realizando un ajuste por mínimos cuadrados de la recta de la figura 6.2 donde se han tenido en cuenta las variaciones de η , V_{th} y V_{ds} con el valor de V_s . El resultado de este ajuste es de 59.28 mV/dec que es muy diferente del calculado con la fórmula (5.27) y que es incluso un poco menor que el mínimo calculado suponiendo $\eta = 1$. Esta diferencia se debe sobre todo a que la tensión V_{sb} aparece tanto en las ecuaciones de η como en las de V_{th} y por supuesto en la de V_{gs} teniendo como consecuencia inmediata el cambio de la pendiente de la recta. Las cantidades calculadas para la pendiente se han dado en valor absoluto para mayor claridad, pero hay que recordar que la tensión de salida disminuye conforme la corriente aumenta, por tanto la pendiente debe ser negativa.

De la misma manera se puede utilizar la expresión (5.28) para calcular la corriente a partir de la cual el transistor deja de estar en la región de inversión débil. En el caso particular del programa escrito en Matlab, utilizando los parámetros de Spice para la tecnología de Mietec $0.7 \mu\text{m}$, y suponiendo $W = L$, el valor obtenido para esta corriente umbral es $I_{th} = 1.23 \mu\text{A}$. Para cualquier otra relación entre W y L esta corriente es diferente, siendo proporcional a W/L por lo que para anchuras de canal grandes, respecto a la longitud, la corriente umbral aumenta. En el caso del sensor retínico esta anchura es siempre más grande que la longitud por lo que se mantiene un amplio margen de corrientes.

Junto con el límite de corriente máxima, calculado anteriormente, interesa también conocer el límite inferior. Este límite inferior de la corriente de drenador, viene fijado por la corriente de pérdidas, muy difícil de determinar con precisión en estos dispositivos, pero que suele rondar las decenas o cientos de fA. Por lo tanto, un margen seguro de linealidad en la respuesta de este tipo de células se encuentra entre 1pA y 100nA, lo que supone 5 décadas de iluminación con una respuesta uniforme.

6.3.2 Respuesta completa de la célula

Al igual que se hizo con el conjunto de fórmulas de la sección anterior conviene realizar aquí también un pequeño programa para computar el comportamiento del transistor en su región de inversión débil teniendo en cuenta todos los efectos de canal corto y estrecho comentados con anterioridad.

El programa utilizado para representar la tensión de salida en función de la corriente

se muestra en el programa B.1.3 de los apéndices, y hace uso de la función *weak2* que es la que calcula la tensión de salida en función de los parámetros tecnológicos, y como no, de la corriente. Esta función *weak2* se muestra en el programa B.1.4 de los apéndices.

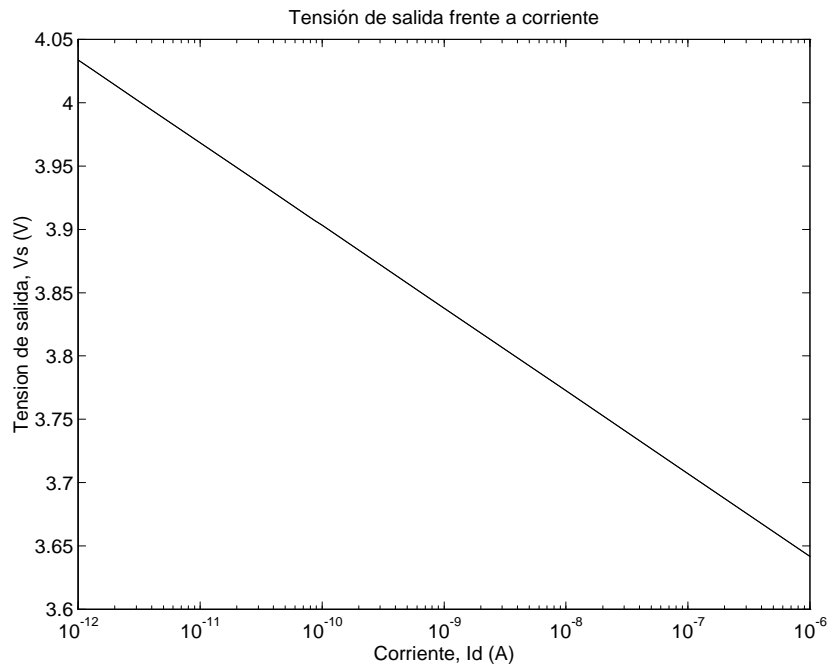


Figura 6.3: Salida de la célula incluyendo los efectos de geometría pequeña

Mientras que el valor de L y W no tienen mucha influencia en las ecuaciones en primera aproximación, sí que la tienen, y mucha, en las ecuaciones donde se tienen en cuenta todos los efectos de canal corto y estrecho. Se han elegido, como valores de prueba, una longitud $L=1.5 \mu\text{m}$, que es la que se utiliza en todos los transistores del diseño, y una anchura $W=3 \mu\text{m}$ que es la mínima que se puede encontrar en el diseño.

La primera diferencia que se observa a simple vista, comparando las figuras 6.2 y 6.3, es que el offset de la segunda es sensiblemente superior. Esto indica que la tensión umbral es bastante más pequeña considerando todos los efectos ya que V_{th} es el parámetro que más influencia tiene sobre el offset de la recta. La tensión umbral en primera aproximación era $V_{th} \approx 1.6$ mientras que considerando todos los efectos se obtiene $V_{th} \approx 1.3$, es decir, 300 mV menos. El efecto de canal corto en la tensión umbral se deja sentir gracias al factor de cuerpo efectivo que se reduce casi a la mitad aumentando por consiguiente la tensión umbral. El efecto contrario, tendiendo a aumentar V_{th} , se produce con el término que tiene en cuenta el canal estrecho, pero este término es menor que el anterior por lo que la tensión umbral queda sensiblemente reducida.

Otra diferencia, no tan fácil de observar a simple vista, se refiere a la pendiente de la recta. En efecto, en el caso de la aproximación de primer orden, se había obtenido

una pendiente de unos 59.28 mV/dec mientras que en el caso donde se han tenido en cuenta todos los efectos la pendiente es de 65.32 mV/dec que es un valor sensiblemente superior. Esto es debido a una η mayor ($\eta = 1.238$ frente a $\eta = 1.186$) debido sobre todo a que se han tenido en cuenta los estados superficiales (N_{fs}), lo que añade una décima más. El incremento de η no es tan grande como una décima, pero es que hay que restarle el efecto de canal corto que influye en sentido contrario. Este aumento de η por sí solo, no puede explicar completamente el aumento de la pendiente por lo que este aumento hay que achacarlo a la presencia implícita de V_s en todas las ecuaciones, por lo que es difícil a priori, dar un valor teórico de esta pendiente.

En todo el diseño de la retina la longitud ha sido constante y siempre la misma. Por tanto, los efectos de canal corto son comunes a todas las células por lo que no tiene mucho interés ver cómo cambian el offset o la pendiente de la recta de salida.

Algo que sí tiene mucho interés en cambio, es ver la variación de la tensión de salida con la anchura de canal W . En efecto, como la W es diferente para cada circunferencia, la salida también lo será. La influencia inmediata, fuera de consideraciones de canal corto o estrecho, se encuentra en que la corriente es siempre proporcional a β y por tanto al factor $\frac{W}{L}$. Como la longitud L es constante, la corriente va a ser, en primera aproximación, proporcional a la anchura de canal W , que se traducirá en un offset en la recta de salida. Por tanto, no se deben esperar cambios en cuanto a la pendiente de la recta por el hecho de aumentar la anchura de canal, ya que lo único que se observará es un cambio del offset, y nada más. En una segunda aproximación habría que tener en cuenta los efectos de canal estrecho. En general estos efectos introducirán otro offset, superpuesto al anterior, que convergerá al offset producido por el hecho de escalar la corriente para anchuras grandes. Algo que también se debe observar es un cambio en la pendiente, ya que el término η , directamente implicado en la pendiente de la respuesta, depende de la anchura del canal. Otros factores, como la tensión umbral, si bien su relación no es directa, deben influir también en un cambio de la pendiente.

Para poner de manifiesto estos efectos tanto en la pendiente como en el offset, se han realizado unos programas en Matlab para calcular la pendiente en función de la anchura de canal (programa B.2.1), y el offset también en función de la anchura del canal (programa B.2.2).

Para el cálculo de la variación de la pendiente, simplemente se han realizado un conjunto de curvas, cada una con una anchura de canal diferente, y se ha calculado la pendiente de cada una de ellas. El rango de variación de la anchura W ha sido en todos los programas igual y ha sido de una micra hasta 100 micras cubriéndose un margen de anchuras idóneo, especialmente pensando que las anchuras en el sensor retínico van desde 3 micras hasta unas 180 micras.

Con este programa de cálculo de la variación de la pendiente se ha realizado la gráfica que se muestra en la figura 6.4. En la gráfica se aprecia que efectivamente existe una dependencia de la pendiente con la anchura del canal, sin embargo, esta dependencia es más bien pequeña puesto que los valores de la pendiente varían entre

65.0 mV/dec y 65.4 mV/dec lo que supone una diferencia de tan sólo 0.4 mV/dec, o lo que es lo mismo, un 0.6% de error que para el caso de la ganancia es muy poco y por tanto despreciable.

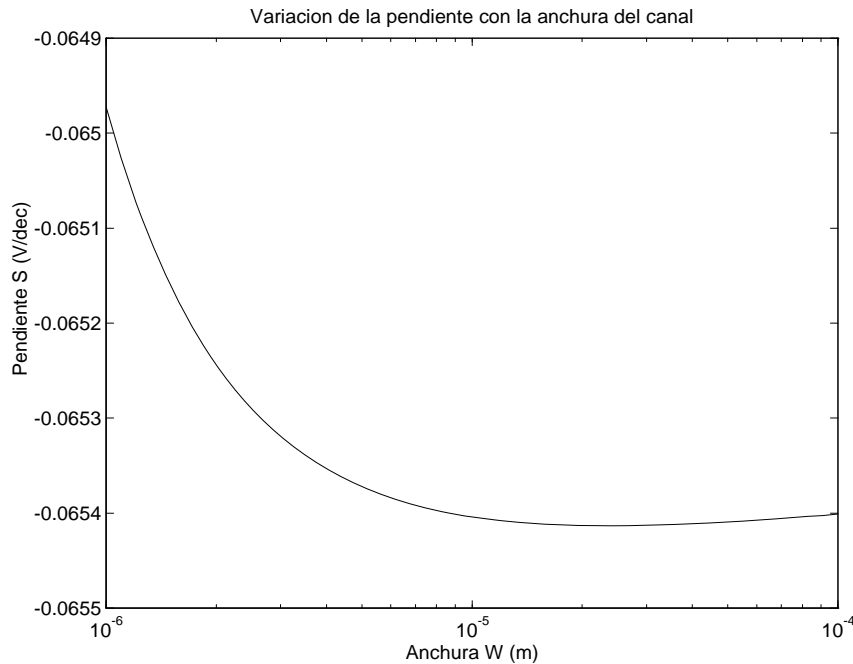


Figura 6.4: Variación de la pendiente de salida con la anchura de canal

También se ha estudiado la variación del offset con la anchura del canal. En principio hay que abordar este problema con ciertas precauciones ya que al variar la anchura del canal se varía también la corriente de forma proporcional, por lo que hay que tener en cuenta esto a la hora de calcular la variación del offset con la anchura del canal. En la figura 6.5 se muestran tres variaciones diferentes atendiendo a la interpretación que se ha hecho de la corriente. La curva superior, marcada como *variación completa*, muestra la variación del offset calculada a partir de una corriente fija. Esta curva contiene dos contribuciones, por un lado la propia de hacer W más grande con lo que la corriente crece proporcionalmente a W y por tanto el offset también, la otra contribución, que es la que interesa destacar aquí, es la debida a efectos de canal estrecho. Para precisamente quedarse con la contribución debida a efectos de canal estrecho, se ha realizado una segunda curva, marcada como *variación compensada* y que queda entre las otras dos curvas. Esta curva se ha obtenido calculando el offset, no para una corriente de drenador fija, sino para una corriente que crecía proporcionalmente a W . Se aprecia bien, que para anchuras por encima de las 150 micras, la curva empieza a tender asintóticamente hacia un valor constante que debe ser precisamente el valor obtenido con las ecuaciones en primera aproximación que no consideraban efectos de canal corto y estrecho. La última curva realizada corresponde al offset teórico que debería uno encontrarse en la retina real. Esta curva está marcada como *variación en la retina*. Para obtenerla se ha calculado el offset para

corrientes crecientes de forma cuadrática. En efecto, tomando la retina, la corriente de cada célula es directamente proporcional al área, y como el área crece cuadráticamente respecto a la anchura, entonces la corriente también crece de forma cuadrática.

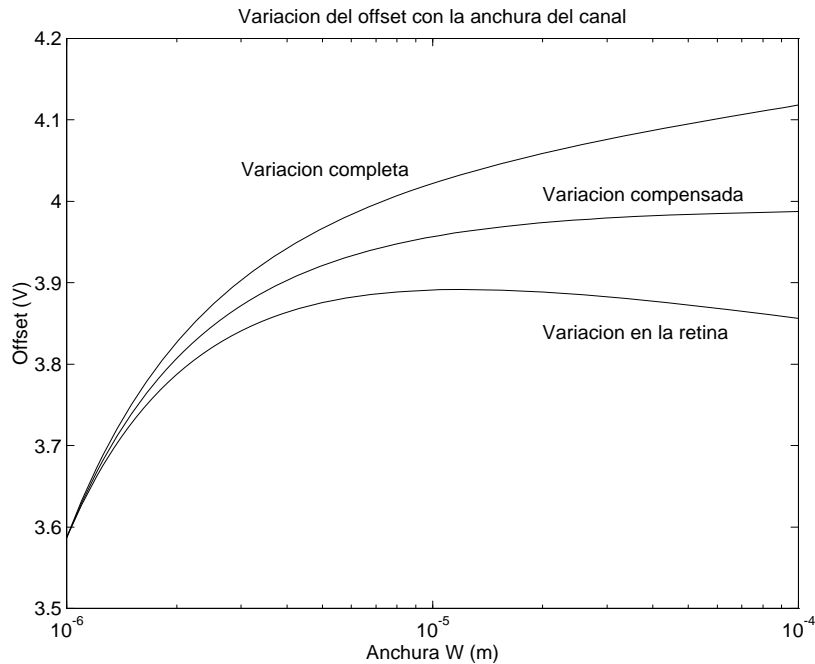


Figura 6.5: Variación del offset de salida con la anchura de canal

Volviendo a la curva que muestra la variación compensada se pone de manifiesto la gran influencia que ejerce un canal estrecho sobre el offset. En el caso de una y dos micras el efecto es realmente grande. Es por esto que se decidió tomar un valor de W algo más grande para así evitar estas no uniformidades. Para canales por encima de las tres micras, la variación es de unos 100 mV que es bastante si se considera que la ganancia de cada célula es de unos 60 mV/dec. No obstante, el modelo que se ha venido utilizando, no es válido en absoluto para anchuras de canal muy pequeñas por lo que es de esperar que la no uniformidad debida a efectos de canal estrecho no sea tan grande.

La última curva, la que muestra la variación en la retina, es especialmente interesante ya que muestra cómo va a ser el comportamiento real de la retina. Un problema de todos los sensores espacio variantes es siempre el del escalado de la señal. En efecto, a células más grandes corresponden mayores corrientes y mayores salidas también. En el caso de la retina existe una compensación parcial gracias a la anchura de canal que al crecer linealmente compensa, de forma lineal, el incremento de corriente. El problema es que este incremento de la corriente no es lineal sino cuadrático, por lo que todavía queda una componente lineal de la corriente que se debe eliminar. En la última curva se muestra este defecto de compensación ya que el offset empieza a disminuir linealmente en vez de tender a un valor constante. Vemos que este hecho negativo

se compensa de alguna manera con el otro grave hecho negativo que es el efecto de canal estrecho. Hasta anchuras de unas 80 micras es el efecto de canal estrecho el que prevalece, compensándose ambos entre las 80 y 120 micras, y siendo predominante el efecto debido al crecimiento cuadrático del área sensible por encima de las 120 micras. Con esta compensación, la no uniformidad que se obtiene ronda los 50 mV que ya es un valor más bajo que si sólo se tienen en cuenta los efectos de canal estrecho.

El parámetro que no se mantiene constante en el sensor es la anchura de canal, por eso se han estudiado los efectos de tener tamaños de canal diferentes. Otro parámetro que no es constante es la temperatura. Se va a suponer que la temperatura va a ser constante en todo el chip (para el caso en que no sea así, sus efectos se han estudiado en la próxima sección), de manera que la temperatura va a ser diferente refiriéndose a la temperatura ambiente. Por lo tanto, lo que se presenta a continuación es la variación de la respuesta dependiendo de la temperatura ambiente a la que el chip se encuentre.

Ya se adelantó, en alguna sección anterior, la gran dependencia que la respuesta debe tener respecto a la temperatura. En efecto, como la fracción $\frac{kT}{q}$ aparece como factor multiplicativo en casi todos los términos de las ecuaciones que describen el sensor, la respuesta debe depender en gran medida de la temperatura.

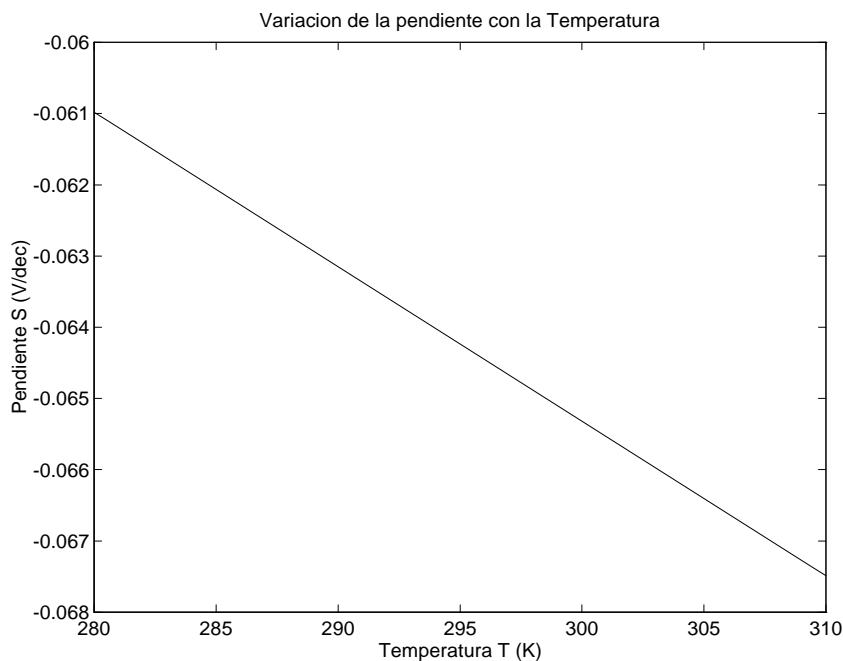


Figura 6.6: *Variación de la pendiente de salida con la temperatura*

La primera dependencia se puede estudiar viendo cómo cambia la pendiente de la recta de salida con respecto a la temperatura. Esta dependencia se muestra en la figura 6.6 donde se ha tomado un rango de temperaturas que cubre las condiciones más usuales de utilización del sensor. El programa en Matlab utilizado para estos cálculos, y el de la dependencia del offset con la temperatura, se muestra en el programa

B.2.3 de los apéndices. La gráfica muestra una dependencia totalmente lineal con la temperatura, lo cual no es de extrañar puesto que la pendiente teórica calculada en (5.27) aunque no del todo inexacta, mostraba una relación directa entre la temperatura y la pendiente.

Un cálculo de la relación entre pendiente y temperatura se puede calcular mediante un ajuste por mínimos cuadrados. Haciendo el ajuste se obtiene que la pendiente tiene una variación de -0.2168 mV/dec/K si se compara con el valor nominal de la pendiente, que es de unos -60 mV/dec aproximadamente, se obtiene una variación porcentual de un 0.5% por cada grado Kelvin de cambio. Esto supone que es posible encontrarse variaciones de un 5% en la pendiente para variaciones de temperatura de unos 10 grados K, lo que resulta bastante si consideramos que variaciones de diez grados en la temperatura ambiente son bastante frecuentes, entre estaciones del año sobre todo, pudiendo ser incluso más si el sensor se encuentra situado a la intemperie. Este 5% de variación es un orden de magnitud mayor que el obtenido por la variación de la anchura del canal, por lo que se puede concluir que la variación de la pendiente depende casi exclusivamente de la temperatura, siendo el resto de parámetros de poca influencia.

Al igual que con la pendiente, se ha realizado el estudio de la variación del offset con la temperatura. Dicha variación se encuentra en la figura 6.7 donde se aprecia visiblemente una dependencia completamente lineal. Una vez realizado el ajuste por mínimos cuadrados se obtiene una variación de 1.77 mV/K lo que supone una variación de un 0.05% aproximadamente por cada grado kelvin. Esta es una cantidad bastante pequeña, no sólo porque queda siempre por debajo de un uno por cierto para grandes diferencias de temperatura, sino también, porque es despreciable respecto a otras contribuciones que introducen errores en el offset muchísimo mayores que esto.

6.3.3 No uniformidad en la respuesta de la célula

Uno de los puntos más importantes en la utilización de la tecnología CMOS para este tipo de sensores, es la no uniformidad de la respuesta. Esta no uniformidad ha sido experimentalmente constatada en versiones anteriores de sensores CMOS que utilizaban el tipo de célula de conducción, donde las desigualdades entre transistores provocan disparidades en la respuesta de diferentes células. Esta no uniformidad es bastante menos llamativa en el otro tipo de sensores CMOS basados en integración, donde la disparidad entre transistores tiene un efecto pequeño en la salida.

Es por tanto interesante realizar una evaluación de la propagación de errores en los parámetros tecnológicos para así poder estimar qué parámetros son los que más influyen en la no uniformidad de la respuesta. Este conocimiento puede servir para realizar un diseño donde el emparejamiento de transistores, es decir, que las características de los transistores, sean lo mas parecidos posibles. En principio poco se puede hacer con parámetros tecnológicos como el grosor del óxido o la concentración del sustrato, pero si se descubre una influencia excesiva en parámetros puramente

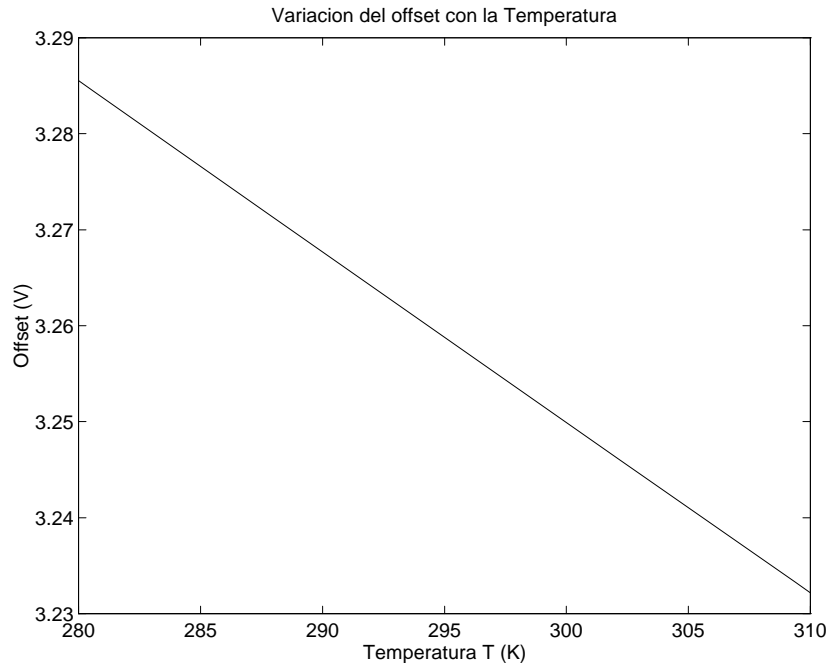


Figura 6.7: *Variación del offset de salida con la temperatura*

geométricos, estos sí que se pueden tener en cuenta en el momento del diseño.

El primer paso en la propagación de errores consistiría en estudiar por separado la contribución del error de cada parámetro en la salida final del sistema, de manera que se puede tener una primera aproximación del papel que juega cada parámetro en la no uniformidad de la respuesta. Teniendo esto en cuenta se ha realizado un programa con Matlab (programa B.3.1) que evalúa la contribución de cada parámetro en la salida final. El resultado se muestra en la gráfica 6.8 donde se ha representado la curva de salida para cada parámetro y sus errores correspondientes.

En esta gráfica se han dibujado dos curvas para cada parámetro. Cada curva viene con el nombre del parámetro que se está evaluando y un número (1 o 2) que indica el valor del error que se ha tomado, bien haciendo el parámetro más grande (número 1) o más pequeño (número 2). Esta misma nomenclatura se sigue igual a lo largo del resto de gráficas en esta sección. Los errores asociados a cada parámetro se muestran en la tabla 6.2 y corresponden a un proceso tecnológico diferente al utilizado para realizar el sensor. Resulta evidente que lo mejor hubiera sido utilizar los errores correspondientes a la tecnología utilizada para realizar el sensor, pero dado las dificultades de la empresa fabricante, no se han podido conseguir estos errores.

A fin de limitar el número de caracteres de los nombres se han dejado en solamente dos, de manera que NS corresponde en realidad a NSUB, TO corresponde a TOX,

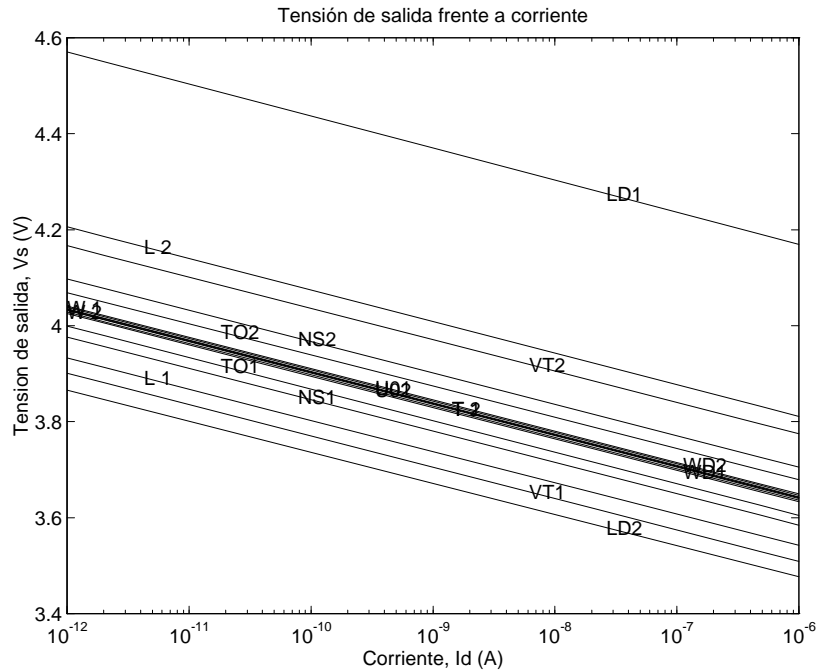


Figura 6.8: Contribución del error de los parámetros en la salida

W	L	TO	NS	U0	T	VT	LD	WD
$\pm 0.1 \mu\text{m}$	$\pm 0.1 \mu\text{m}$	$\pm 8\%$	$\pm 20\%$	$\pm 6\%$	$\pm 1 \text{ K}$	$\pm 20\%$	$\pm 100\%$	$\pm 66\%$

Tabla 6.2: Errores asociados a diferentes parámetros de diseño

y VT corresponde a VTO. Todos los errores, menos los de la L, W y T, han sido extraídos del fabricante ES2 para el proceso CMOS de $1.2 \mu\text{m}$. Para W y L se ha supuesto un error fijo de máscara de $0.1 \mu\text{m}$ ya que este era el mínimo grid aceptado para el diseño utilizando tecnología de Mietec $0.7 \mu\text{m}$. Posiblemente los errores de L y W son algo superiores, pero de alguna manera son compensados por los enormes errores de LD y WD. Para la temperatura se ha supuesto un error de un grado sin entrar en mayores razonamientos ya que en un principio, todo el chip se encuentra a la misma temperatura, aunque bien es cierto que son frecuentes los aumentos de temperatura locales debidos a consumos diferentes en distintas regiones del chip, pero en cualquier caso, estas diferencias son difíciles de evaluar a priori.

Se pueden sacar varias conclusiones del análisis de la gráfica 6.8. En primer lugar no se aprecia a simple vista que haya ningún cambio significativo en la pendiente de las curvas, antes al contrario, todas presentan prácticamente la misma inclinación. Más adelante se mostrará las variaciones de la pendiente con los errores y se verá que sí que cambia algo aunque muy poco. La verdadera influencia de desplazar un parámetro de su valor nominal se encuentra en el offset, que como hemos venido viendo, es un factor

muy sensible a cualquier cambio en los parámetros.

El parámetro que más influencia tiene sobre el offset de la curva es el debido a L y a LD , es decir, los parámetros que definen la longitud del canal. A estos parámetros le sigue de cerca el de la tensión umbral V_{TO} , lo cual es lógico ya que un término del offset es directamente la tensión umbral. Ya con menos influencia estarían el grosor del óxido TOX y la concentración de portadores en el sustrato $NSUB$. Errores en parámetros como la movilidad (U_0), anchura del canal (W y WD), y temperatura (T), influirían en menor medida comparados con los anteriores. Para ver hasta qué punto se puede desviar la respuesta de su valor nominal por variar los diferentes parámetros, se ha realizado la gráfica 6.9 donde se muestra el valor nominal junto con los peores casos posibles, donde se han juntado por un lado todos los errores que hacían el offset máximo, y por el otro, todos los que lo hacían mínimo. En el caso del offset máximo no se ha podido hacer en realidad ya que al suponer un error en LD del 100% y un error de $0.1 \mu\text{m}$ en L , al final se obtiene una longitud efectiva que es casi cero o incluso negativa, por lo que las ecuaciones no son válidas. Se ha dado un error del 50% para LD obteniéndose la gráfica anteriormente citada.

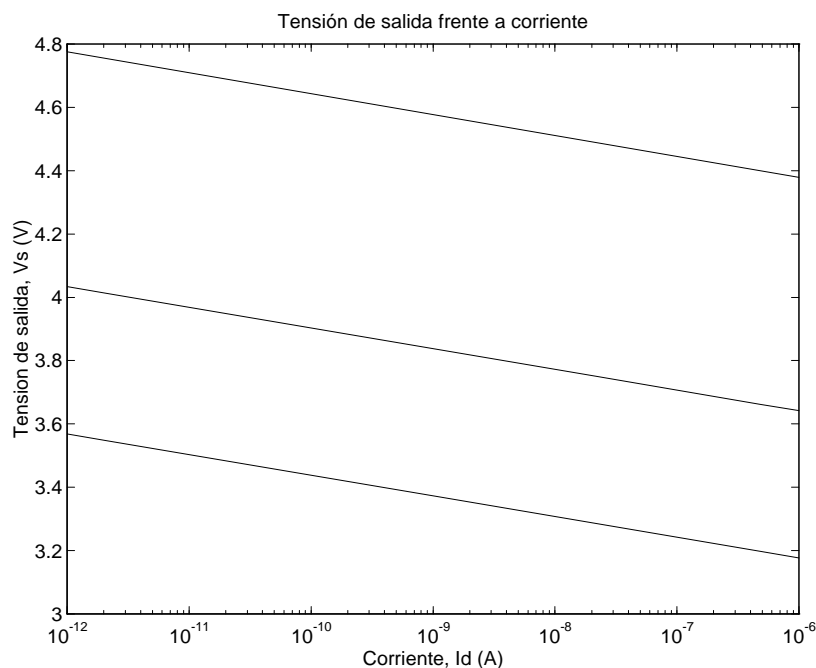


Figura 6.9: *Nominal y peores casos posibles de combinación de los errores*

Se puede comprobar, de forma inmediata a partir de las ecuaciones de primer orden, que el error introducido por variaciones en la longitud de canal debe ser el mismo que el error introducido por variaciones en la anchura. Sin embargo, se observa en la gráfica 6.8 que la influencia de la longitud en la respuesta es muchísimo mayor que la de la anchura. La conclusión inmediata que se saca de esto es que lo que produce un error tan grande en la salida son los efectos de canal corto. Por tanto se puede decir

que con una longitud de canal más grande, los errores serían debidos únicamente a parámetros tecnológicos como el grosor del óxido o la concentración de portadores en el sustrato, en vez de geométricos tal y como se ha obtenido. De todas formas, estos efectos de canal corto en el error desaparecen casi por completo por encima de las 2 micras, y se hacen comparables con otros parámetros tecnológicos para longitudes alrededor de $1.5 \mu\text{m}$. En cualquier caso, hay que tomar estos resultados de forma muy cuidadosa ya que los modelos descritos, incluso con efectos de canal corto y estrecho, sirven para longitudes que pueden rondar una o dos micras, pero es bastante peligroso ir por debajo de estas longitudes.

En la figura 6.10 aparecen las gráficas correspondientes a la variación con el error de la pendiente de la curva de salida (a), y la variación del offset con el error (b). A simple vista se podría decir que la pendiente cambia mucho para variaciones en los parámetros, sin embargo, se observa que tal variación es de tan solo uno o dos milivoltios para valores extremos de los parámetros. Esta cantidad es entre un uno y un dos por ciento de la pendiente nominal, por tanto es una variación máxima no muy grande si la comparamos con la del offset.

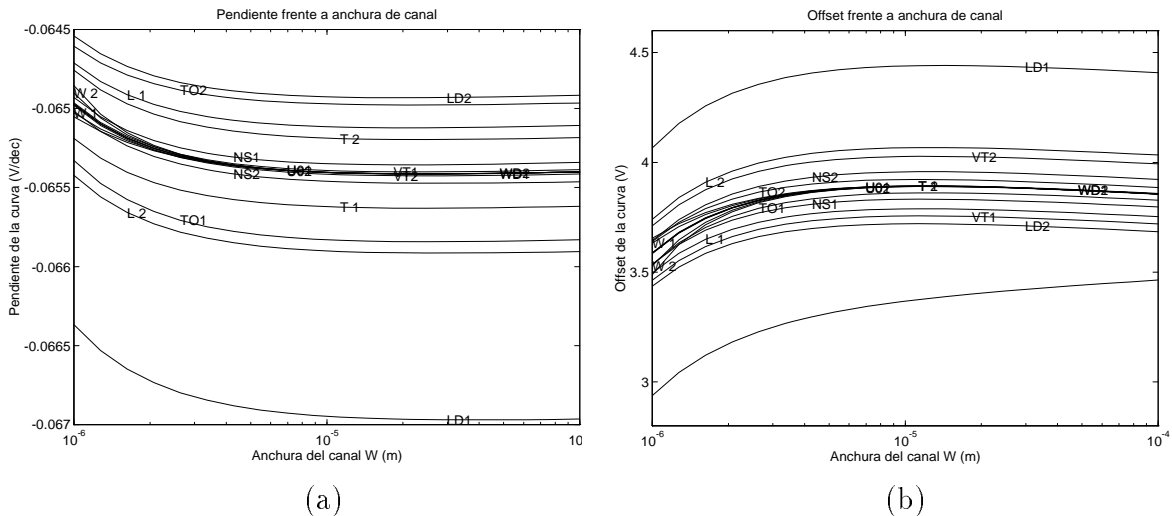


Figura 6.10: *No uniformidad en la salida: (a) pendiente de salida, (b) offset*

La gráfica 6.10(b) responde a las variaciones del offset con el error, y en esta sí que se puede observar una gran desviación respecto del valor nominal. De las tres posibilidades de representación del offset se ha elegido aquella que calculaba el offset real a lo largo de la retina, es decir, se han considerado los efectos de hacer crecer la corriente cuadráticamente respecto a la anchura. Se había calculado un error aproximado de unos 50mV para el offset en su dependencia con W (hay que recordar que variaba la corriente y también los factores de anchura pequeña), en cambio, se obtienen variaciones (quitando la de LD que es probablemente poco fiable) de hasta casi 200mV , que supone mucho más que las variaciones debidas a la falta de escalado, por ser el área de la célula cuadrática respecto a la anchura, y por los efectos de geometría pequeña. Por tanto se puede concluir que cualquier intento de ajustar los

parámetros de la célula para evitar las no uniformidades creadas por el escalado de la célula, es teóricamente inútil al ser el error introducido por los parámetros tecnológicos, mucho mayor que el error debido a un insuficiente escalado de la señal.

6.4 Diseño eléctrico del resto del sensor

El circuito completo que compone el sensor retínico se presenta en la figura 6.11 que más que un esquema eléctrico es un diagrama de bloques del circuito genérico donde aparecen los diferentes elementos que lo componen. Este esquema está compuesto por algunas cajas cuyo contenido se dará más adelante presentándose de esta manera el diseño en forma jerárquica.

El circuito que se presenta es un esquema que además de mostrar cómo se ha diseñado el circuito, servirá como referencia para la simulación, puesto que los circuitos que se presentan a continuación son un fiel reflejo del Netlist utilizado en la simulación tal como se verá en el capítulo 7.

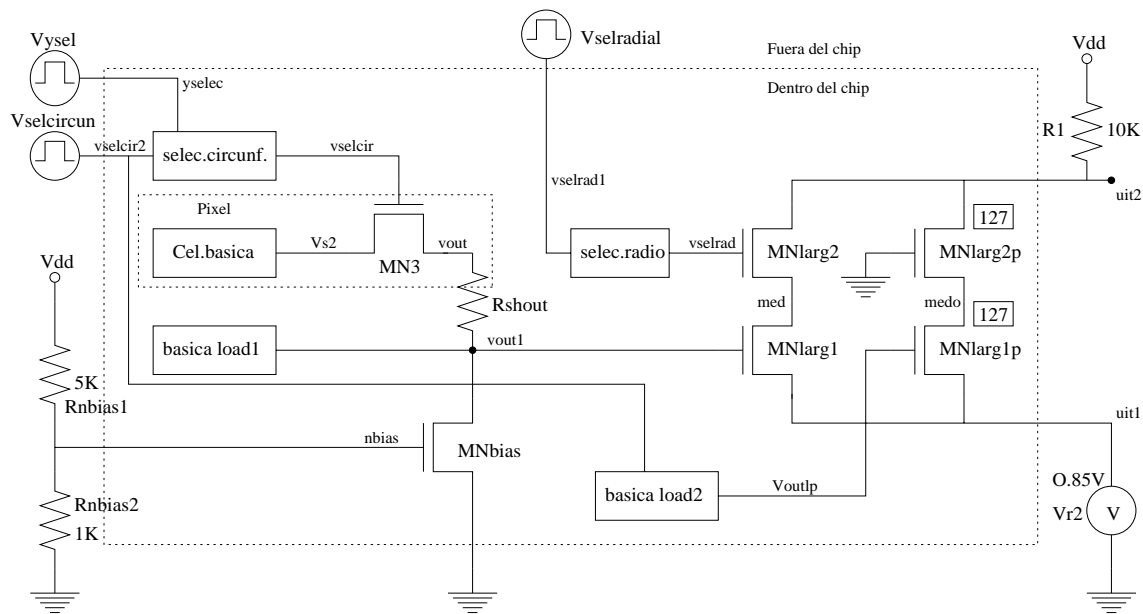


Figura 6.11: *Circuito general del chip para simulación*

En esta figura 6.11 se pueden apreciar dos cajas con líneas punteadas. La más grande corresponde a los límites del chip diseñado, mientras que la otra, más pequeña e incluida en la anterior, representa un píxel del sensor. Aquí se ha simplificado todo mucho ya que en realidad las líneas de selección son una dirección de 7 bits tanto para la circunferencia como para el radio a seleccionar, mientras que para facilitar las cosas aquí se ha tomado una línea de selección tanto para la circunferencia como para el radio. Vselradial es la fuente que selecciona el radio, y Vselcircun junto con Vysel

seleccionan la circunferencia. Para ser más realistas se debería tener solamente una señal de selección que es capturada para la selección de circunferencia por la señal *Vysel*, que sirve para capturar el valor de *Vselcircun*. *Vselrad* no tiene ningún latch, por lo que su valor alto o bajo se transmite directamente a la selección de radio.

Las dos resistencias *Rnbias1* y *Rnbias2* fijan una tensión de polarización en el transistor *MNbias* formando así una fuente de corriente que polariza al transistor seguidor de surtidor en el interior de la célula. Otro elemento externo al chip es la resistencia *R1* que fija una tensión en la salida *uit2* proporcional a la corriente por *MNlarg1* que es la fuente de corriente que depende de la intensidad luminosa. Por último, la fuente de tensión *Vr2* fija una tensión de referencia en *uit1*.

En el interior del chip y ocupando su periferia se encuentran los elementos de selección que en la figura son las cajas marcadas como *selec.circunf* y *selec.radio* y que se explicarán más adelante. Los transistores *MNlarg2* y *MNlarg1* son la selección de radio y la fuente de corriente dependiente de la luz respectivamente, ambos se encuentran en la periferia de la retina junto con *MNlarg2p* y *MNlar1p* que son los mismos transistores, repetidos 127 veces (indicado con el número encerrado en el recuadro) para que sirvan de carga parásita en la simulación. Dentro de lo que es la parte sensitiva del chip se encuentra un píxel formado por el bloque llamado *Cel.basica*, que se explicará más adelante, y el transistor *MN3* que hace de selector de circunferencia. La resistencia *Rshout* modela el metal que une el píxel (suponiendo el peor caso que es un píxel en el centro de la retina) con los elementos de salida que se encuentran en la periferia. Junto a estos bloques se han incluido otros dos para modelar los efectos de carga que el resto de pixels no seleccionados tienen sobre la circuitería activa. El bloque *basica load1* es una célula básica que modela la carga del resto de pixels en el mismo radio, y el bloque *basica load2* modela los pixels en el resto de circunferencias que afectan por un lado al resto de circuitos de selección de radio y por otro hace de carga a la selección de circunferencia.

En la figura 6.12 se muestra el bloque que se había marcado como *Cel.basica*. Este bloque forma un píxel que es el que da la respuesta frente a la luz del sensor. Es el que genera la señal a partir de una iluminación determinada. Esta señal es procesada por el resto de bloques que forman el sensor.

Ya se ha explicado con anterioridad cómo funciona la célula básica, pero nada se ha dicho de la forma en la cual se ha modelado. El funcionamiento a grandes rasgos es el de siempre, la luz incidente sobre el diodo genera una corriente que polariza al transistor *MN1* en su región de inversión débil. Esto fija una tensión en *vs1* que es seguida por el transistor *MN2* dando una salida en *vs2* que es logarítmica respecto de la intensidad de la luz incidente. Los transistores y diodos se simulan de forma normal. La intensidad de luz incidente se puede modelar como una fuente de corriente, proporcional a la luz incidente, que es manejada por una tensión (*Vluz* en este caso) que se puede programar para que tome los valores que se prefieran. El valor de la corriente es proporcional al área del diodo por lo que en la simulación se ha tomado

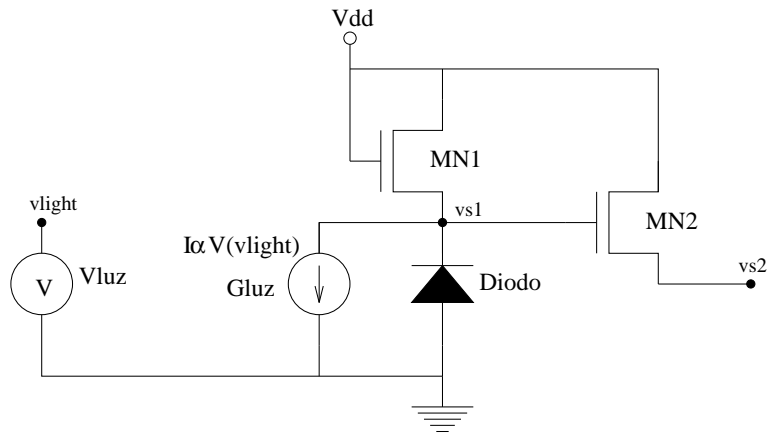


Figura 6.12: Célula básica para simulación

un área normalizada de manera que la célula de la primera circunferencia de la zona retínica tiene un área de 1 y así sucesivamente. Para esta primera circunferencia, la corriente es de igual magnitud que la tensión que sirve para modelar la luz incidente.

Los dos bloques que hacen de carga para el resto de circuitos en la simulación se muestran en la figura 6.13. Los números recuadrados indican las veces que se repite ese elemento en el circuito. Se han supuesto 56 células más para el caso de *basica load1* que son las células que hay en cada radio (sin contar la fovea). Se han puesto 127 células, sin contar la seleccionada, que son el resto de células que hay por circunferencia.

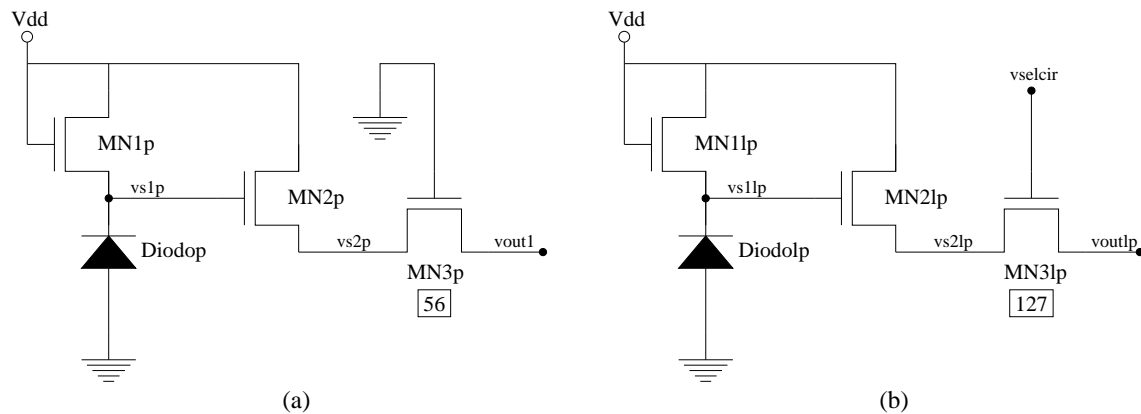


Figura 6.13: Bloques de carga: (a) *basica load1* (b) *basica load2*

El resto de bloques que queda por especificar corresponden a la selección del radio y circunferencia. La selección del radio es muy simple por lo que se explicará en primer lugar. La selección del radio no es más que un transistor PMOS en saturación junto con los transistores NMOS de selección que conducen cuando la dirección es la adecuada. Este simple circuito se muestra en la figura 6.14.

Las resistencias R1 y R2 del circuito están fuera del chip y se han elegido esos valores ya que polarizan al transistor PMOS de manera que la corriente que conduce

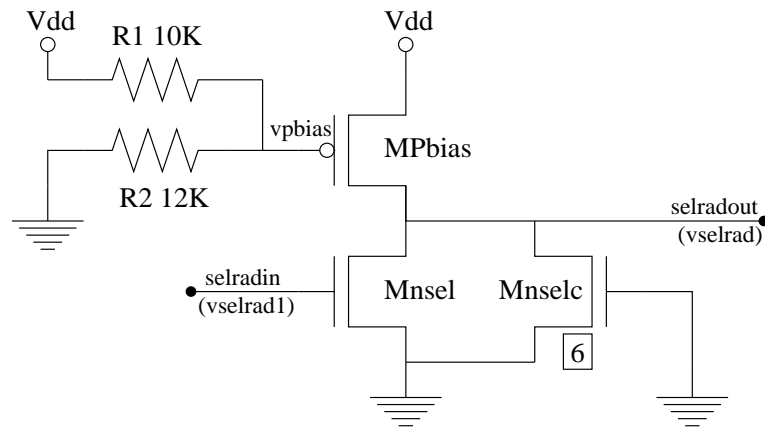


Figura 6.14: *Circuito de selección del radio para simulación*

no es tan grande como para que la caída en los transistores NMOS sea apreciable. De esta manera se obtiene que cuando ningún transistor NMOS conduce, sí que lo hace el PMOS y la salida está a nivel alto. Si el transistor NMOS de selección está a uno entonces la salida pasa a nivel bajo (siempre que la corriente por el PMOS sea lo suficientemente pequeña) deseleccionando el radio correspondiente. Por último, hay que destacar que tanto éste como el próximo bloque que se explica a continuación, han sido incluidos en un fichero aparte describiéndolos como subcircuitos, de esta manera se han indicado los nombres de nodo en el circuito general con paréntesis, y los nodos en el subcircuito sin paréntesis.

El último bloque, que queda por especificar, es el de la selección de circunferencia. Es el más complejo por el número de transistores que tiene, pero no por su funcionalidad, que es bien simple. Todos los transistores extra sirven para capturar o *latchear* el valor de la dirección. Esto se ha hecho así ya que en el circuito real las direcciones de circunferencia y radio vienen multiplexadas, por lo que la señal *yselec* sirve para capturar la selección de circunferencia. El circuito se muestra en la figura 6.15.

Las resistencias R1 y R2 son las mismas que las del bloque de selección de radio. De hecho, este nodo *vpbias* es un único pin del chip. La dirección entra por *selcirin* al transistor *Mnsel*. El nodo *out1* estará a nivel bajo cuando *selcirin* esté a nivel alto. A continuación pasa a un inversor simétrico formado por *Mpinv1* y *Mninv1* que únicamente complementa la señal. A continuación viene una llave de paso formada por el transistor *Mnmux*. Si *yselec* está en alto entonces la llave conduce y el valor de la selección pasa al inversor siguiente que da la señal de selección. Si está a nivel bajo entonces la dirección queda aislada del bloque de selección permaneciendo en el mismo estado gracias al latch formado por los dos inversores finales, formados por los transistores *Mpinv* y *Mninv* para el primer inversor, y *Mpinv2* y *Mninv2* para el segundo inversor. El latch se completa con el lazo de realimentación realizado a través del transistor *Mnback* que mantiene la salida en la entrada quedando en un estado estable.

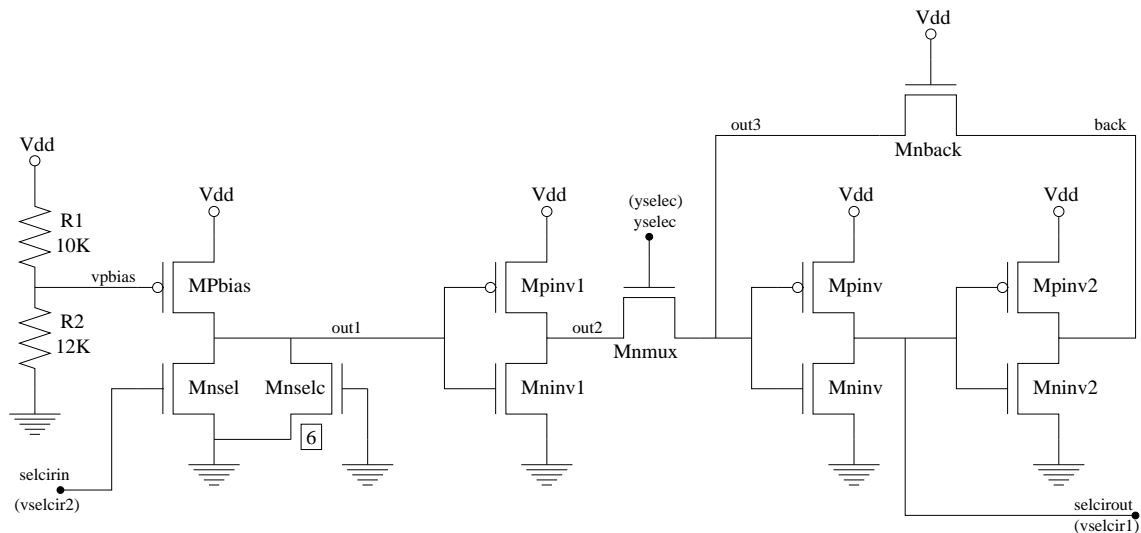


Figura 6.15: *Circuito de selección de la circunferencia para simulación*

El diseño de los inversores es simple, se hace el transistor PMOS algo más grande que el NMOS para que la conmutación sea simétrica. Sólo en el inversor formado por Mpinv y Mninv el NMOS es más grande para tener en cuenta la caída de tensión de entrada producida por el transistor Mnmux. El transistor Mnback, por su lado, tiene un canal muy largo y estrecho, al contrario que los transistores normales, para no interferir con el resto de la lógica cuando yselec está en alto.

6.5 Resumen de los cálculos realizados

A lo largo de todo este capítulo se han sacado algunas conclusiones, la mayoría de las cuales pueden resultar interesantes a la hora de diseñar un sensor de visión basado en tecnología CMOS. Lo que se hará a continuación es coger todas esas conclusiones y ponerlas juntas.

Los primeros resultados se refieren a las conclusiones realizadas a partir del modelo en primera aproximación. Estas conclusiones son importantes ya que permiten saber cómo funcionaría una célula en el caso en el cual su geometría fuera grande. Además, muchas de estas conclusiones son mucho más intuitivas, pero todavía válidas, que las desarrolladas a partir del modelo más preciso donde se han tenido en cuenta los efectos de tener una geometría pequeña. A continuación se da un resumen de estas conclusiones a partir del modelo en primera aproximación:

- La tensión de salida de la célula es proporcional al logaritmo de la corriente de drenador y por tanto proporcional al logaritmo de la intensidad luminosa.
- Para geometrías grandes y con la tensión entre drenador y surtidor por encima

de unos 100 mV, la tensión de salida depende básicamente de la corriente de drenador y muy poco de la tensión en el sustrato.

- Existe una fuerte dependencia de la respuesta de la célula con la temperatura.

Estas conclusiones son generales y sirven para incluso modelos con geometrías más pequeñas. Profundizando aún más en la respuesta de la célula se pueden poner los distintos factores que influyen, por una lado, en la pendiente o ganancia de la curva de salida, y por el otro, en su desplazamiento u offset. En estos factores se ha incluido también un análisis de la influencia del error en los diferentes parámetros tecnológicos para células diferentes pero en el mismo chip:

- La dependencia entre la tensión de surtidor y el logaritmo de la corriente de drenador es una recta con un coeficiente de correlación alto.
- La pendiente viene fijada, en primera aproximación, por el parámetro η , pero un análisis numérico más preciso muestra que otros parámetros, que dependen de las tensiones de drenador y surtidor, pueden modificar este valor fijado por η .
- La pendiente es tanto más acusada (mayor ganancia) cuanto menor es la tensión entre sustrato y drenador V_{sb} .
- La dependencia de la pendiente con la anchura de canal, que es el único parámetro geométrico que varía en la retina, es muy pequeña pudiendo producir un error de un 0.6% para variaciones de la anchura que van de una a cien micras.
- La pendiente o ganancia es un factor muy constante, el único parámetro que tiene un mayor efecto es la temperatura, pudiendo hacer variar la ganancia en un 5% para diferencias de temperatura de 10 grados.
- La máxima variación de la pendiente frente a no uniformidades en los parámetros tecnológicos y de diseño es debida a parámetros de geometría pequeña, especialmente a variaciones en la longitud del canal, y puede rondar, como mucho, un 2% del nominal.
- Para geometrías moderadamente grandes, la no uniformidad en los parámetros TOX (grosor del óxido de silicio) y NSUB (dopaje del sustrato) es la que más influye en la no uniformidad en la salida final de la célula.

Como se ha comprobado, la ganancia de la célula es un parámetro que incluso en condiciones extremas conserva su valor. Será por tanto un parámetro que no preocupe demasiado al diseñador, debido en primer lugar a que viene fijado por las características del proceso tecnológico, y en segundo, porque aunque dichas características fueran diferentes de un proceso a otro, la ganancia o pendiente, variarían muy poco.

Lo mismo que se ha realizado para la pendiente se realizó para el offset o desplazamiento de la recta de salida. Las conclusiones respecto al offset se resumen en los siguientes puntos:

- La tensión umbral es el término más importante en el offset, por lo que cualquier variación de la tensión umbral supone una variación directa del offset.
- El offset depende en gran medida de la anchura de canal. Esta dependencia es especialmente acusada para valores pequeños de la anchura (canal estrecho).
- La variación debida al ensanchamiento del canal según la circunferencia de la retina es de unos 100 mV, valor bastante grande comparado con la ganancia de la célula que es de unos 60 mV/dec.
- Existe un efecto que contrarresta al de canal estrecho y es el aumento del área receptiva de la célula. Las variaciones gracias a este efecto son del orden de los 100 a 200 mV.
- El offset aumenta con W para anchuras por debajo de las 80 micras gracias al efecto de canal estrecho. Entre 80 y 120 micras los efectos de canal estrecho y aumento del área receptiva se contrarrestan. Por encima de las 120 micras aproximadamente, el offset empieza a disminuir por el efecto predominante del aumento del área receptiva de la célula.
- Teniendo en cuenta que los efectos de canal estrecho y aumento del área receptiva se contrarrestan, la variación del offset a lo largo de toda la retina es de unos 50 a 100 mV.
- La influencia de la temperatura sobre el offset es despreciable.
- El error en la longitud del canal es lo que mayores variaciones produce en el offset. Le siguen la tensión umbral V_{TO} y los parámetros tecnológicos TOX y $NSUB$.
- La influencia de los errores en un canal corto en el offset, desaparecen casi por completo para longitudes por encima de las dos micras.
- Las variaciones en el offset debidas a errores en los parámetros de diseño son de unos 200 mV lo que supone un valor mayor que las variaciones obtenidas por el cambio de la anchura a lo largo de retina.
- Del punto anterior se puede concluir que no merece la pena preocuparse en exceso por escalar la señal para evitar el aumento de la corriente en las circunferencias exteriores, puesto que la no uniformidad introducida por los errores tecnológicos va a ser del mismo orden de magnitud.

En cualquier caso conviene no tomarse estos resultados teóricos muy al pie de la letra, especialmente para valores de la longitud y anchura muy pequeños puesto que los modelos explicados en este capítulo no aseguran un modelado perfecto para geometrías realmente pequeñas. Algunas suposiciones, como por ejemplo sumar por separado las contribuciones de canal corto por un lado, y las de canal estrecho por otro, no son del todo ciertas, y en general, se puede decir que tienden a sobrevalorar los efectos que un canal corto o estrecho tienen sobre el comportamiento de la célula.

Junto con las conclusiones que se acaban de ver, también se pueden resaltar algunos resultados numéricos que aunque calculados especialmente para la retina, son extrapolables a otros sensores de visión, basados en la célula de conducción:

- El valor de la pendiente en la retina es de 65.32 mV/dec , que no es muy diferente de cualquier otro sensor que se fabrique utilizando una célula como la retínica, incluso con otra tecnología diferente.
- El rango de corrientes donde la respuesta es lineal se sitúa aproximadamente entre 1 pA y $0.1 \text{ }\mu\text{A}$, lo que supone un rango de intensidad luminosa de 5 décadas, lo que es bastante más que las cámaras CCD que alcanzan 2 décadas como mucho.

Capítulo 7

Simulaciones

7.1 Introducción

El papel que juega la simulación dentro del ciclo de diseño de circuitos electrónicos es cada día más importante. Esta necesidad de simulación ha tenido como consecuencia la aparición de herramientas de simulación cada vez más potentes. Con la aparición de estas herramientas se disminuye el número de veces que se tiene que repetir un diseño antes de que funcione correctamente.

En el caso de los circuitos integrados la simulación es fundamental ya que el coste de realización de un chip es tan elevado, económica y temporalmente, que no es posible justificar la realización de varias pruebas hasta obtener la que funciona. Lo deseable es que el chip funcione a la primera dentro de los márgenes establecidos y con mínimos errores. Como ejemplo, el chip que se presenta tenía un coste de cerca de los dos millones de pesetas y eso utilizando una fabricación en MPC (Multi Project Chip) que es normalmente más económico. Pero a ese coste económico hay que sumarle el temporal que es de casi un año. Con estos márgenes se hace evidente que pocos errores pueden ser permitidos. A pesar de las dificultades que tenía el trazado de polígonos, y el de no disponer de herramientas de detección de errores de diseño (DRC) por no ser un diseño rectangular, el chip funcionó a la primera.

El chip es básicamente analógico, sólo la parte de selección es digital, pero es tan escasa y simple que casi se puede simular también con herramientas de simulación analógicas. Al contrario de la simulación digital, donde existen numerosos simuladores diferentes, en la simulación analógica hay un simulador que destaca sobre el resto, y es el Spice. Hay muchas realizaciones comerciales de este, casi estándar, simulador, unas son para Workstations y otras para ordenadores personales, pero en casi todos estos simuladores la precisión viene a ser la misma y las facilidades de programación y simulación también. Sólo el software de apoyo, para representación de los resultados de simulación básicamente, cambia de una herramienta a otra.

Para simular el chip se usaron al principio dos simuladores diferentes, el Hspice de Meta-Software [Met91] y el Pspice de Microsim [Tui92]. Ambos simuladores mostraban características similares, así que al final se optó por realizar todas las simulaciones utilizando Pspice, a pesar de que los modelos de transistor de los que se disponían eran para Hspice. Esta decisión fue tomada por la imposibilidad de asegurar una disponibilidad a lo largo del tiempo del simulador Hspice. Lo que se hizo con los modelos de simulación fue adaptarlos a los de Pspice, trabajo que no resultó muy costoso ya que los parámetros son prácticamente los mismos.

Se han hecho muchos avances en simulación analógica en los últimos tiempos, sin embargo, la precisión de estos simuladores todavía no asegura un cien por cien de ajuste de los datos simulados a los reales [TS94]. En el caso de la región débil, la simulación es bastante correcta, pero no se pueden tomar sus valores de forma absoluta, por ejemplo se verá que la transición de la región débil a la fuerte, es decir, lo que se conoce como región de inversión moderada, no sigue una curva como la que se obtendría utilizando transistores MOS reales. Se verá también que hay diferencias significativas entre el modelo de transistor que se elija, así comparando las curvas I-V para los niveles 2 y 3 de simulación, se observa que la pendiente es muy parecida en los dos, sin embargo, el offset es muy diferente.

Para evitar estos problemas algunos grupos de investigación proponen nuevos modelos para simulación [GS94] que son cada vez más precisos. Sin embargo, estos nuevos modelos tienen un problema, y es que el fabricante de transistores o de circuitos integrados debe suplir los parámetros necesarios para cada modelo particular y, normalmente, esto no suele ser así. Para el caso particular de la empresa utilizada para la realización del presente sensor, Mietec, sólo los parámetros de los modelos 1, 2 y 3 fueron suministrados. El nivel 1 de simulación no sirve para inversión débil. El nivel 2 y 3 sirven para simular en la región débil con las pequeñas diferencias expuestas anteriormente. El otro problema de estos modelos es el tamaño de los transistores que se pueden manejar, que normalmente no puede ser menor que unas micras. Junto a esto, los parámetros que da el fabricante de chips tampoco tienen que ser muy fiables, y mucho menos si los transistores son de geometría pequeña. En general aseguran un 15% de precisión que si bien permite simular cualitativamente el diseño, los resultados pueden estar algo lejos de los valores reales.

A pesar de estos problemas es realmente útil simular. Corresponde también a la persona que simula tener los suficientes conocimientos de electrónica para poder intuir cuando el simulador está ofreciendo datos fiables y cuando no.

Las simulaciones que se presentan a continuación intentan recoger las principales propiedades eléctricas del circuito que forma el sensor. El trazado del sensor y su diseño han sido fuertemente influenciados por las simulaciones que se recogen seguidamente que corresponden al sensor último fabricado. No se recoge aquí, y ha sido sin duda la parte más costosa, los cientos de simulaciones realizadas con anterioridad para encontrar los parámetros idóneos de fabricación del chip.

7.2 Descripción Spice del circuito

Para simular con Spice (cualquiera que sea) la entrada es siempre una especie de netlist [MH88] donde se describe el circuito. Hay herramientas alrededor del simulador que facilitan la entrada del diseño mediante una captura de esquemas gráfica que luego es traducida a este lenguaje. En el caso del chip diseñado aquí, en vez de realizar un esquema y luego simularlo, se ha preferido hacer la descripción del circuito directamente utilizando el lenguaje de Spice para la descripción de circuitos. Las razones han sido básicamente la libertad que esto deja al diseñador para que pueda parametrizar y realizar las simulaciones que se prefieran sin tener las restricciones *gráficas* [Mul91] que una captura de esquemas presenta, y también, lo rápido que resulta realizar cambios en un fichero texto frente a los ficheros gráficos.

En la sección 6.4 del capítulo 6, se presentó de forma esquemática la descripción del circuito eléctrico que forma el chip. Estas figuras han sido generadas para clarificar el diseño del chip, y además se han realizado para mostrar cómo son los circuitos que han sido simulados, puesto que lo que realmente se ha utilizado para simulación es el listado que se puede encontrar en el apéndice C.1, que recoge el netlist correspondiente a los diferentes esquemas que se han mostrado hasta ahora.

Este fichero del apéndice es el que se ha utilizado para realizar la mayoría de las simulaciones que se verán a continuación. Comentar cada línea del programa podría hacer que la presente tesis se extendiera más allá de lo necesario, sin embargo sí que puede resultar interesante explicar alguno de los puntos.

En primer lugar hay un bloque de parámetros que sirven para ajustar los dispositivos a los parámetros de diseño. El parámetro n es la circunferencia, empezando en cero, que correspondería a la circunferencia más interna. El parámetro *rows* (56) indica el número de circunferencias en la retina, y *pixels* el número de pixels por circunferencia (128). Los parámetros *size_x* y *size_y* son el tamaño del mínimo píxel de la retina. Con estos parámetros se calculan a y b que definen la estructura de la retina tal y como se explicó en el capítulo 6. Con esto se obtiene el parámetro *factor* que es un factor de crecimiento. La anchura del transistor MN1 es diferente para cada circunferencia y se calcula tal y como muestra el parámetro *width*. Luego viene el área sensitiva de cada píxel que se ha calculado directamente del trazado de pistas resultando imposible el cálculo teórico por lo que simplemente se ha recurrido a un ajuste empírico para poder simular. Por último, el *areanorm* es un área normalizada que para el píxel más pequeño vale la unidad.

Lo que sigue después de los parámetros es un simple netlist de los distintos transistores, donde las áreas, perímetros, etc, se han calculado a partir de los datos conocidos del trazado del chip. Después de este netlist vienen las tensiones para hacerlo funcionar, así como unas resistencias de polarización. En el apartado de análisis vienen los comandos para simular todo el circuito anterior dependiendo del tipo de análisis que se prefiera, etc. A simple vista, se ven en el circuito numerosas líneas comentadas que

corresponden a diferentes análisis realizados. Se ha preferido hacerlo así para no tener que hacer un fichero diferente en cada análisis. Por último, hay unas cuantas opciones del simulador para intentar que la simulación sea lo más precisa posible teniendo en cuenta lo pequeñas que son las corrientes que circulan por el circuito.

A este netlist hay que añadirle la librería donde se pusieron aparte los circuitos de selección radial y circular. Estos circuitos se describen en el apéndice C.2.

Es importante destacar que en todas las simulaciones se ha utilizado el nivel 3 de simulación de Spice. En principio no debe haber muchas diferencias entre un modelo y otro, ambos deben dar respuestas parecidas, sin embargo, sí que se puede observar una mayor velocidad en el cálculo, y más convergencia cuando se utiliza el modelo empírico, o sea, el nivel 3, por esto es por lo que se lo ha usado aquí. En el apéndice C.3 se muestran los modelos utilizados en la simulación que son los que suministra Mietec para el proceso tecnológico de 0.7 micras.

Una vez vista la descripción del circuito y el entorno de trabajo, se van a mostrar los resultados obtenidos de las diferentes simulaciones realizadas. Serán interesantes los próximos capítulos cuando se comparen estos resultados de la simulación con los obtenidos directamente del chip.

7.3 Respuesta estática del sensor

En esta sección se recoge la respuesta estática de la célula básica que capta la luz. Esto significa que se van a realizar diversas simulaciones para ver algunos parámetros como la tensión y corriente en la célula frente a diferentes intensidades de iluminación, diversos cambios en los parámetros tecnológicos, etc. Son simulaciones de tipo “DC” donde la variable suele ser, en la mayoría de los casos, la luz incidente en la célula.

Respuesta del transistor en inversión débil

La primera simulación evidente que debe plantearse es la respuesta del sensor frente a diferentes iluminaciones. Se va a poder comprobar que la respuesta es muy parecida a la obtenida en el capítulo 6, es decir, se obtiene una dependencia logarítmica frente a la luz tal y como se muestra en la figura 7.1 donde se ha representado la tensión de surtidor del primer transistor vs1 frente a diferentes intensidades de luz tomadas en escala logarítmica para que el resultado sea una recta. La figura 7.2 muestra la salida cada dos circunferencias (o sea, la 0, 2, 4...) y se puede observar cómo varía el desplazamiento vertical u offset según la circunferencia, mientras que la pendiente se mantiene bastante constante.

La curva es bastante recta en un rango que va de unos 10 pA hasta los 100 nA, lo que da un margen de 4 décadas de iluminación. Es cierto que este margen es diferente para

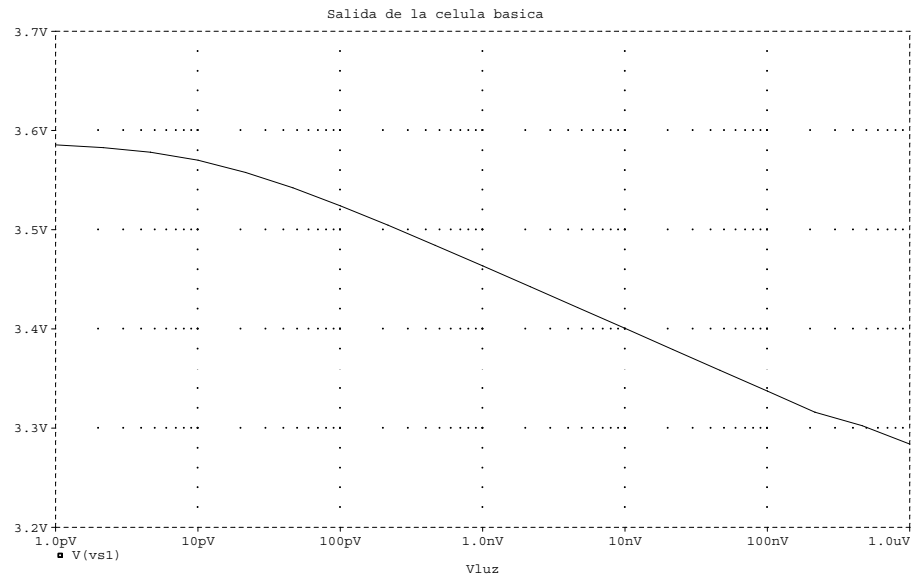


Figura 7.1: Respuesta en la primera circunferencia

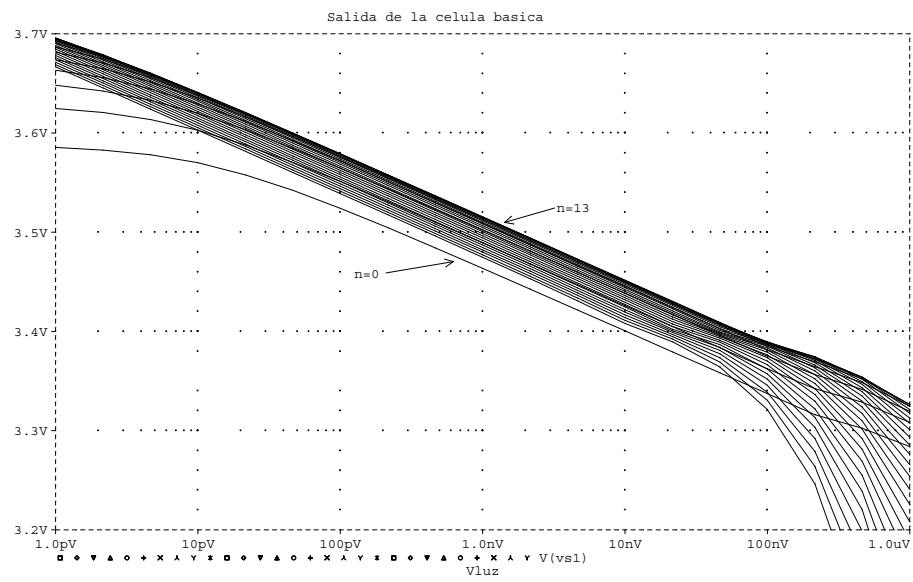


Figura 7.2: Respuesta de todas las circunferencias juntas

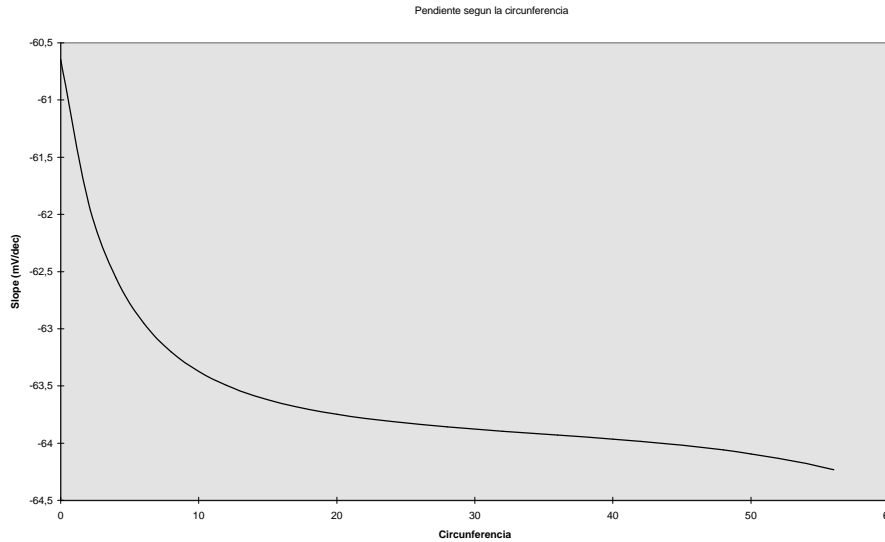


Figura 7.3: *Pendiente frente a circunferencia en simulación*

las circunferencias interiores que para las exteriores, pero no hay demasiada variación por lo que se puede tomar este margen como genérico en todo el sensor. El límite inferior de este margen viene fijado por la corriente de fugas en el diodo, mientras que el límite superior viene dado por el paso de la región de inversión débil a la región de inversión moderada, es decir, la corriente para la cual el transistor empieza a conducir.

La pendiente es bastante independiente tal y como se había demostrado teóricamente en el capítulo 6, de todas formas, se ha calculado la pendiente para cada circunferencia obteniéndose la gráfica de la figura 7.3. También el desplazamiento u offset ha sido calculado obteniéndose una variación muy semejante a la obtenida teóricamente. El resultado se muestra en la gráfica de la figura 7.4.

Aunque cualitativamente los resultados teóricos coinciden con los simulados, lo cierto es que hay algunas diferencias cuantitativas. Empezando por la pendiente, la simulación da un valor cercano a los 63 mV/dec mientras que el calculado teóricamente rondaba los 65.3 mV/dec. En cualquier caso esto no es demasiado significativo ya que la diferencia más grande se da en la variación de la pendiente a lo largo de las diferentes circunferencias.

Mientras que teóricamente se había predicho una variación a lo largo de la retina de unos 5 $\mu\text{V}/\text{dec}$ para la pendiente, en la simulación esta variación es de unos 3 mV/dec, o sea, casi 10 veces más. Esta variación de la pendiente o ganancia de cada célula supone alrededor de un 5% que aun siendo un valor no demasiado elevado ya no es el 0.5% que se había calculado con anterioridad.

El otro resultado llamativo es el del offset. Para empezar no coinciden en valor absoluto el offset teórico con el simulado, pero esto no es del todo grave ya que ni

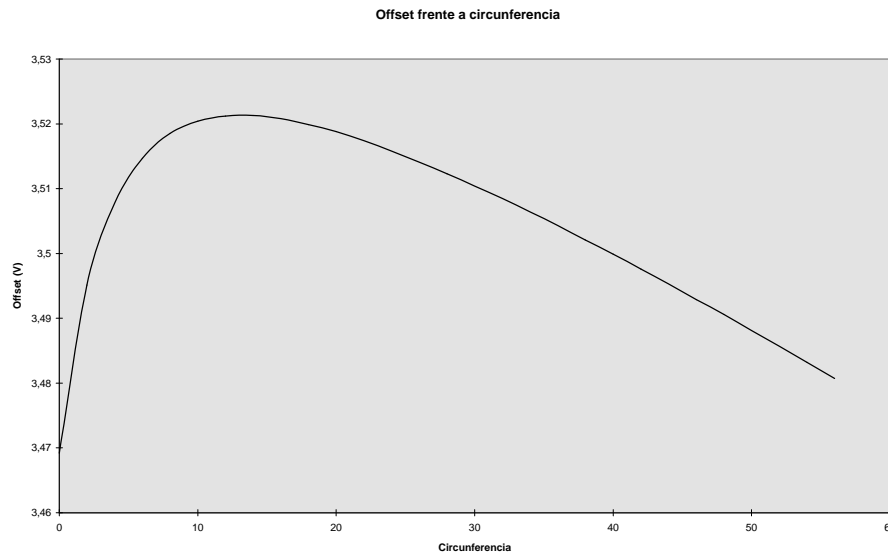


Figura 7.4: *Desplazamiento frente a circunferencia en simulación*

siquiera coinciden de un modelo a otro. La variación máxima del offset es de unos 50 mV en simulación que coincide casi exactamente con lo calculado teóricamente. Esta variación es bastante grande comparada con la ganancia de la célula (corresponde a casi una década de iluminación) pero en cualquier caso se verá que la no uniformidad debida a los parámetros tecnológicos en la fabricación es del mismo orden o incluso mayor.

Hasta aquí se han mostrado los resultados referentes a la salida del transistor MN1 que es el que recibe la luz y la transforma en magnitudes eléctricas. Hay algunas diferencias respecto de lo calculado teóricamente, especialmente en lo referente a la pendiente, pero es que hay que tener en cuenta que mientras en el estudio teórico sólo se había considerado al transistor de forma aislada, en la simulación se tienen en cuenta efectos como la corriente por el diodo y otros efectos parásitos.

respuesta en el resto de etapas de salida

A continuación se añade un transistor más para la simulación que es el que hace de seguidor de surtidor. En principio sólo se espera un cambio en el offset introducido por la caída de tensión entre puerta y surtidor del seguidor, sin embargo, también se produce un cambio en el offset tal y como veremos. La gráfica de la figura 7.5 muestra las dos salidas conjuntas, es decir, las del nodo vs1 y las del nodo vs2. Es difícil sacar conclusiones a partir de esta gráfica sobre la pendiente, pero sí que es fácil de ver el diferente offset entre señales.

Es desplazamiento introducido por este transistor MN2 es de unos 1.45 Voltios tal y como se muestra en la figura. Naturalmente este desplazamiento depende de la

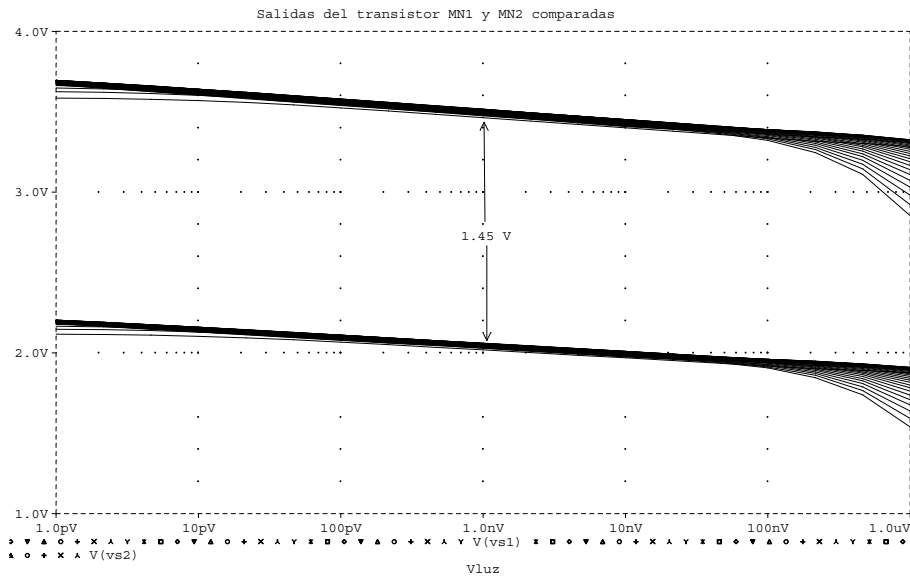


Figura 7.5: Salidas antes y después del seguidor de surtidor

corriente de polarización que en este caso es de unos $1.6 \mu\text{A}$ y que viene fijada por las resistencias R_{nbias1} ($5\text{K}\Omega$) y R_{nbias2} ($1\text{K}\Omega$). La pendiente de la curva es un poquito menor, ya que pasa de los casi 64 mV/dec de la salida del primer transistor, a unos 51.5 mV/dec que es la salida del segundo transistor. Por tanto, este segundo transistor es un amplificador con ganancia menor que la unidad, aunque es casi uno. Esta ganancia inferior a la unidad también se pone de manifiesto en las diferencias entre offsets de una circunferencia a otra. Mientras que en el primer transistor la diferencia máxima era de unos 52.1 mV , en el segundo transistor son de 41.0 mV . Todo esto indica que la ganancia de este segundo transistor es aproximadamente de 0.8 que no es mucho si consideramos que teóricamente debería estar cercano a la unidad.

También en el transistor de selección MN3 se produce una caída de tensión, tal y como se muestra en la figura 7.6, si bien es bastante pequeña y en cualquier caso dependiente de la corriente que atraviesa este transistor y que es la corriente de polarización de valor $1.6 \mu\text{A}$.

Aunque la caída de tensión en este transistor es pequeña, no es de valor despreciable. Básicamente esta diferencia de tensión es debida a lo pequeño que es este transistor. Se ha hecho tan pequeño porque, de otra manera, la célula habría sido mucho mayor y consecuentemente el chip también, disminuyendo la resolución total del sensor. La caída en la resistencia R_{shout} es prácticamente despreciable, por un lado porque la corriente es muy pequeña, y por otro, porque esta resistencia tampoco tiene un valor muy elevado.

El siguiente paso consiste en ver cómo es la salida hacia fuera del chip. Para esto sólo hay que mirar la salida uit2 . Los transistores MNlarg2 y MNlarg1 son una fuente de corriente controlada por tensión, entonces es bueno fijar uit1 a un valor de referencia

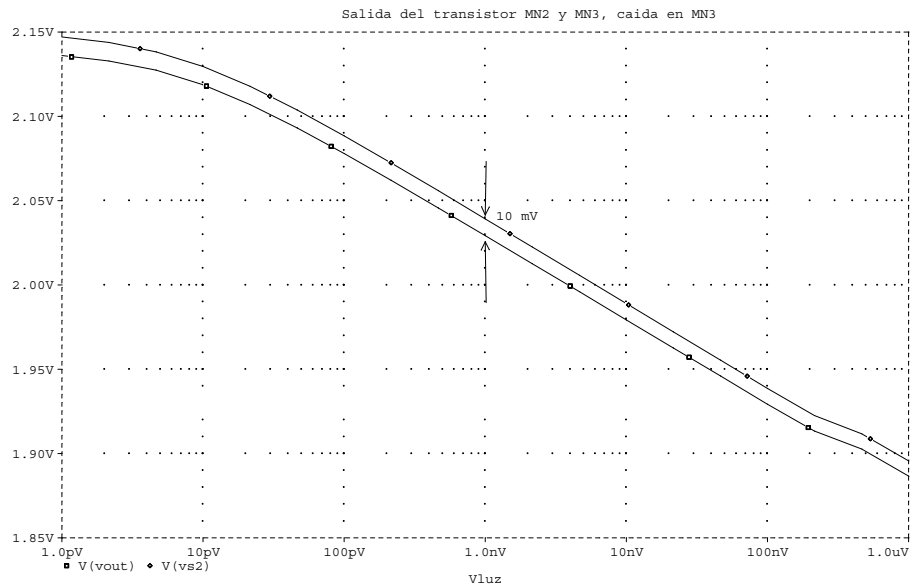


Figura 7.6: Caída de tensión en la llave de selección

y así tener v_{out} como salida. La resistencia R_1 da el factor de amplificación ya que la tensión en esta resistencia es el valor de la resistencia multiplicada por la corriente de la fuente. Se han elegido unos valores de R_1 y de V_{r2} (tensión de referencia) de manera que el rango de tensiones sea máximo sin que haya cortes por encima o debajo de los umbrales de intensidad luminosa. Con estas consideraciones se ha obtenido la gráfica de la figura 7.7 donde se muestran las curvas para varias circunferencias.

Fijando estos valores de la tensión de referencia se tiene que la corriente por los transistores MN_{larg2} y MN_{larg1} va de 0 amperios para iluminación máxima, hasta algo más de $300 \mu A$ para la iluminación mínima. Con estas corrientes y la resistencia de $10 K\Omega$ se obtiene la variación de tensión de salida que se muestra en la gráfica para un rango de iluminación de 6 décadas. Es posible quedarse únicamente con el rango central, que es la zona de respuesta más lineal, y entonces se puede decir que el sensor funciona bien entre $10 pA$ y $100 nA$, lo que da un rango de 4 décadas de variación de la luz.

La pendiente obtenida en la salida es de $0.54 V/dec$, lo que supone una amplificación de casi 10. La pendiente aumenta, pero la no uniformidad en el offset también aumenta y con el mismo factor de amplificación, obteniéndose una no uniformidad de $0.46 V$. Naturalmente se puede simular con magnitudes diferentes de la tensión de referencia y de la resistencia R_1 obteniéndose factores de amplificación diferentes y diferentes rangos de funcionamiento del sensor.

Es difícil de ver en esta figura, pero se puede observar que la respuesta no es exactamente rectilínea. Para valores por encima del nanoAmperio, la respuesta empieza a curvarse hacia abajo. Esto no es del todo debido a que el estado de polarización del

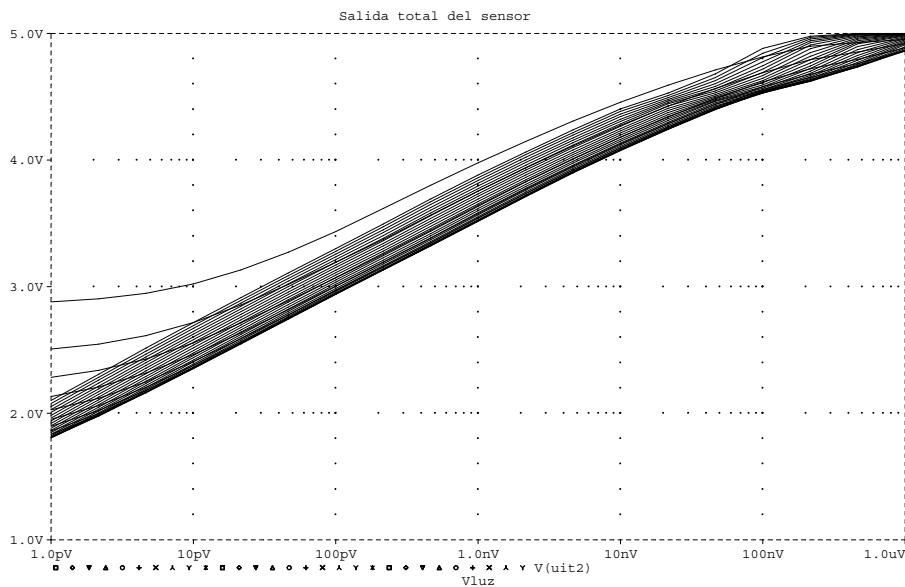


Figura 7.7: Salida total del sensor en simulación

transistor se aproxima a su zona de conducción, sino que es debido a la respuesta del amplificador de salida que no es lineal. En el capítulo 10 se verá con un poco más de detalle la causa de esto, basta por el momento decir que el transistor de salida se encuentra en su zona de saturación y que, por tanto, la corriente es proporcional al cuadrado de la tensión entre puerta y surtidor, por lo que la respuesta no es exactamente lineal.

7.4 Respuesta en frecuencia de la retina

Aunque la retina es un dispositivo cuyas entradas de control son digitales, no hay que olvidar que existe una componente importante analógica. Hacer un estudio de la respuesta en frecuencia del sensor no tiene la trascendencia que hacer el mismo estudio en un amplificador, filtro, o cualquier otro dispositivo puramente analógico. En cualquier caso, los parámetros obtenidos a partir de una simulación en frecuencia son también importantes ya que permiten conocer características como la impedancia de salida, la relación señal ruido (S/N), el ruido total, etc.

Respuesta en frecuencia

La primera simulación realizada es una simulación AC de Spice, donde se analiza la respuesta del sensor en función de la frecuencia de una señal de entrada colocada justo en la fuente de luz. El resultado de esta simulación se muestra en la figura 7.8 donde se ha calculado una frecuencia de corte, suponiendo que fuera un amplificador, alrededor

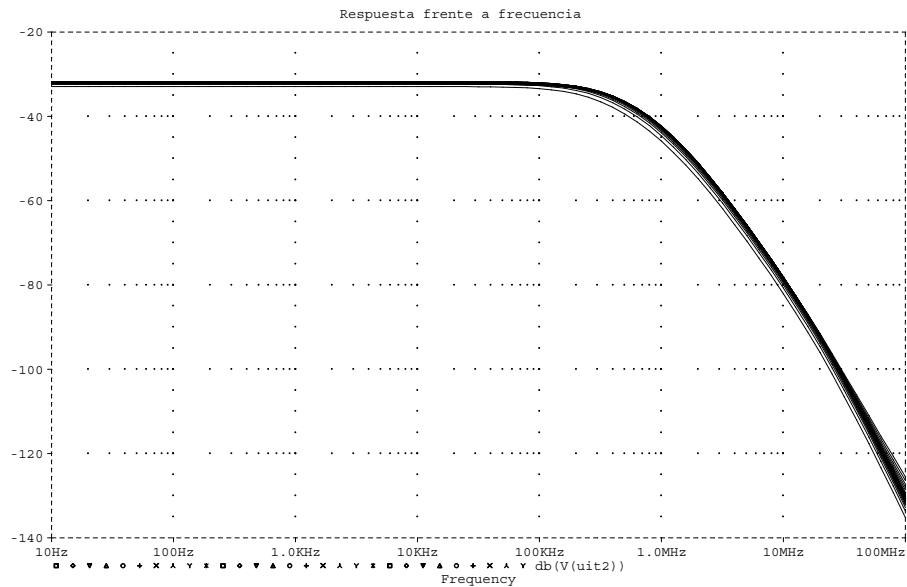


Figura 7.8: *Respuesta del sensor en función de la frecuencia*

de los 285 KHz. Para realizar esta simulación se ha puesto la instrucción `.AC` de Spice, y se ha puesto el resultado en decibelios.

Siguiendo con el análisis de alterna es muy interesante calcular el retraso de grupo ya que da idea del retraso que sufre una señal entre la entrada del sistema (el fotodiodo) y la salida total. Este cálculo lo realiza automáticamente el programa de representación de resultados (`probe`) lo que facilita bastante los cálculos. De otra manera habría que calcular el retraso de grupo a partir de su definición, es decir, la parcial de la fase de la señal de salida con la frecuencia con el signo cambiado. La figura 7.9 muestra los retrasos para cada una de las circunferencias.

Se puede observar en esta figura que el retraso depende de la circunferencia, siendo más rápidas las exteriores, que como se sabe, son más grandes. El retraso obtenido está entre los 500 y 700 ns. A partir de la frecuencia de corte, este retraso ya no tiene mucho sentido ya que la señal está distorsionada.

Impedancia de salida

Otro parámetro importante que se puede extraer de estas simulaciones es la impedancia de salida. Para realizar esta simulación se ha quitado la fuente de tensión alterna en la entrada y se ha introducido una fuente de corriente (`Ipol`) entre `uit2` y `uit1` para así calcular la impedancia de salida. Esta impedancia no es más que el cociente entre la tensión entre `uit2` y `uit1` y la corriente que pasa entre ellos que es la generada por la fuente de corriente. Naturalmente esta impedancia es compleja por lo que tendrá una parte real y otra imaginaria.

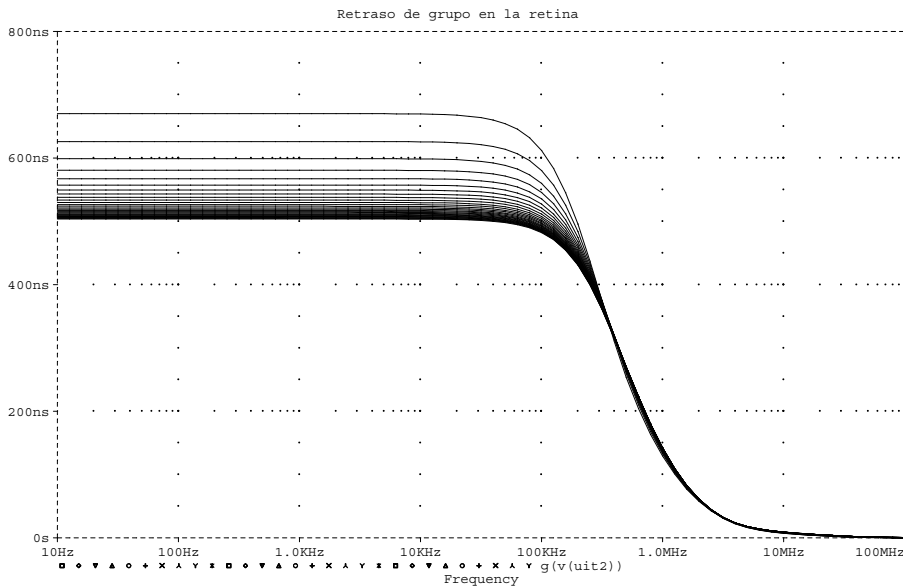


Figura 7.9: Retraso de grupo en simulación de frecuencia

Se supondrá que la impedancia de salida es el circuito paralelo de una resistencia con un condensador. Esta suposición es bastante cercana a la realidad ya que no hay inducciones, o al menos son despreciables, y no tendría mucho sentido plantearse un circuito con un condensador y una resistencia en serie puesto que a bajas frecuencias la impedancia es mayor que a altas que casi se hace cero, tal y como se aprecia en la figura 7.10 en la curva que empieza en $10\text{ K}\Omega$ y acaba en cero. El significado de la otra curva, a la cual le corresponde el eje 2, se explicará más tarde. A frecuencias bajas se puede apreciar que el condensador no influye en la impedancia y que la única componente de la impedancia es real e igual a la resistencia externa R_1 . Esta resistencia también se puede calcular realizando una simulación de cálculo de la función de transferencia (.TF) cuyo resultado da una impedancia de salida de casi $10\text{ K}\Omega$ ($9.9992\text{ K}\Omega$ para ser exactos).

El cálculo del condensador que genera esa impedancia es algo más complejo y se puede ver el resultado obtenido directamente en la misma figura 7.10 donde la curva correspondiente al eje 1 (la curva que parece un sombrero) indica un valor para esta capacidad de 12 pF , variando un poco para cada circunferencia, pero no porque la capacidad real varíe, sino porque en realidad la resistencia varía para cada circunferencia y en cálculo se la ha supuesto constante. La forma en que se ha calculado esta capacidad es a partir de la expresión de la parte real del paralelo de una resistencia con un condensador. Si se despeja la C de dicha expresión entonces queda:

$$C = \frac{1}{2\pi f R} \sqrt{\frac{R - Z_{real}}{Z_{real}}}$$

donde C es la capacidad equivalente de salida, R es la resistencia equivalente de salida, f es la frecuencia y Z_{real} es la parte real de la impedancia de salida que depende a

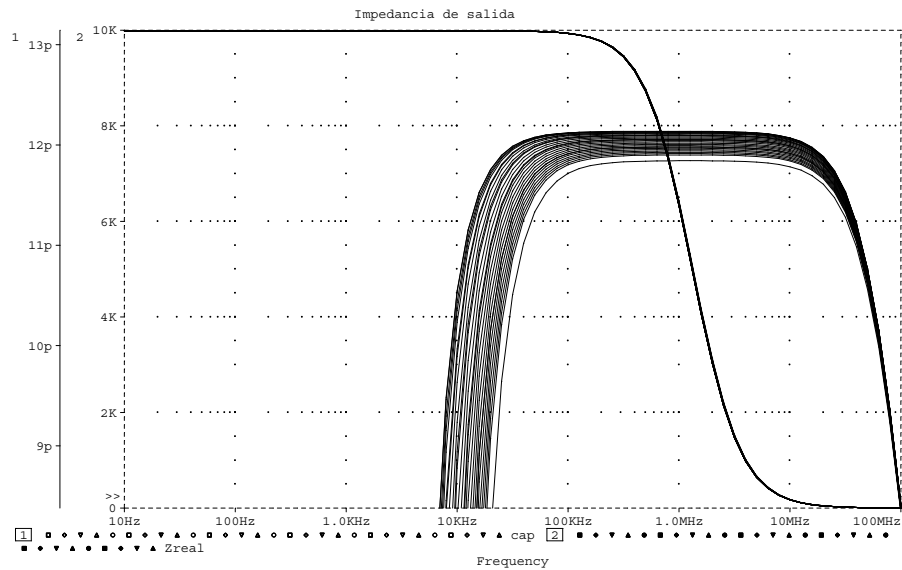


Figura 7.10: Impedancia de salida y cálculo de la capacidad equivalente

su vez de la frecuencia. Lo que se ha representado en la figura 7.10 es precisamente esta fórmula en función de la frecuencia. En principio debería dar una recta con el valor de la capacidad constante para todas las frecuencias. Si se ha obtenido un valor que no es constante no es porque esta capacidad de salida no lo sea, si no porque la expresión anterior no sirve para frecuencias inferiores a 100 KHz debido a la inexactitud introducida por el cociente $(R - Z_{real})/Z_{real}$ ya que para frecuencias bajas Z_{real} y R son prácticamente iguales. Para frecuencias mayores de 20 MHz los efectos de las inducciones parásitas empiezan a no ser despreciables y por eso se aprecia una disminución de la capacidad. Por todo esto, el único tramo fiable para el cálculo de esta capacidad es el que está entre 100 KHz y 20 MHz. En esta región el valor de dicha capacidad de salida es de unos 12 pF.

Análisis de ruido

Siguiendo con las simulaciones en función de la frecuencia es posible hacer un análisis de ruido introducido por los diferentes elementos electrónicos en el sistema. Para calcular la relación señal/ruido, que es el parámetro interesante en este tipo de dispositivos, hay que calcular primero el ruido total del circuito RMS en la salida, para ello se hace la raíz cuadrada de la media del cuadrado del ruido de salida, es decir, se hace $ruidotot = \text{sqrt}(s(v(onoise) * v(onoise)))$ si se utiliza la nomenclatura de probe para la entrada de fórmulas. Con esto se puede por fin calcular la relación señal/ruido como $SN = \text{signal}/ruidotot$.

En la figura 7.11 se ha representado la relación señal/ruido en función de la frecuencia. Se ha representado en decibelios ya que esta es la forma normal de

representar la relación S/R. Se observa que esta relación disminuye para frecuencias altas aunque se mantiene bastante constante para la mayoría de frecuencias. El hecho más significativo es que la relación S/R es muy diferente entre circunferencias. Así la circunferencia más ruidosa es la primera de la retina con unos 30 dB, mientras que la que mejor se comporta es la externa con unos 40 dB, lo cual no es de extrañar ya que las corrientes que se manejan en las circunferencias exteriores son mayores. Estos valores se han calculado suponiendo una señal de salida de unos 2.5 Voltios que es bastante habitual.

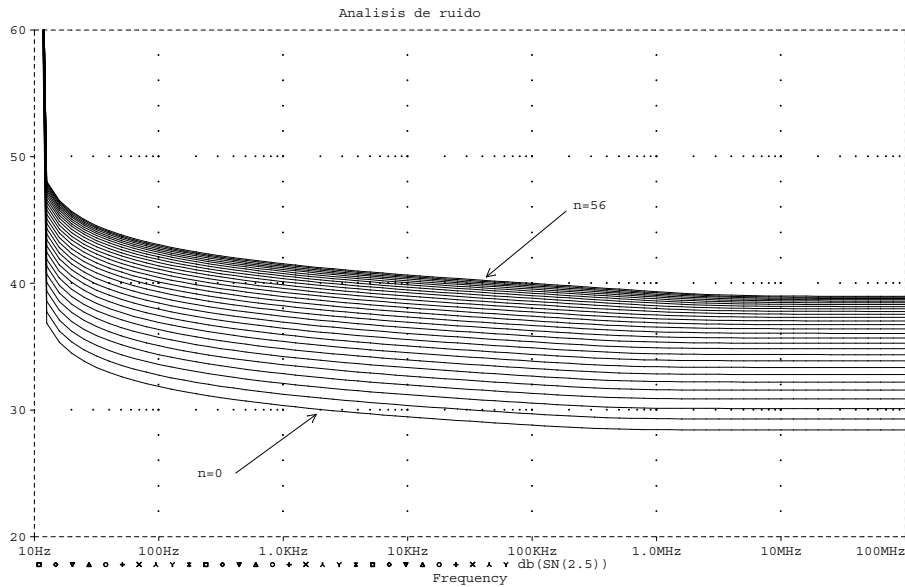


Figura 7.11: Relación señal/ruido en la salida del sensor

En términos absolutos, estos 30-40 dB indican que el sensor es bastante ruidoso, al menos en comparación con los CCD donde el nivel de ruido puede llegar a 90 dB, o incluso con células de integración CMOS donde el ruido puede estar en 60 dB.

7.5 Tiempos de respuesta del sensor. Simulación dinámica

Probablemente el parámetro más interesante que se puede extraer de un sensor vivo es la velocidad a la que puede funcionar. El conocimiento del retraso de las señales, el tiempo que tarda el sensor en dar una respuesta, etc. sirve para calcular finalmente el número de imágenes que pueden ser capturadas en un segundo. En este sensor, el número de imágenes por unidad de tiempo tiene un sentido algo diferente que en las CCD puesto que en los sensores CMOS no es necesario capturar la imagen entera, sino sólo aquella parte que se desea procesar, por lo que la velocidad de captura es más rápida.

En el sensor hay dos retrasos que influyen en el retraso total del sensor. Por un lado está el retraso en las líneas de selección, es decir, el tiempo que transcurre entre la selección de una célula y su comienzo de respuesta. Este tiempo es pequeño en términos relativos ya que es el simple retraso digital de una señal cuadrada a través de una o dos puertas. El otro retraso es el más significativo, y es el tiempo que pasa entre la selección de la célula y su respuesta válida a la salida. Este tiempo es mucho mayor que el anterior, básicamente debido a que no son niveles lógicos lo que se manejan sino analógicos por lo que es necesario esperar un tiempo hasta que la señal de salida se estabiliza. Se mostrará que este tiempo, además, depende de si lo que se selecciona es la circunferencia o el radio.

Para calcular todos estos tiempos se ha utilizado el análisis de transitorios de Spice. Se ha intentado que una misma simulación pudiera mostrar la mayoría de efectos posibles, de manera que simulando una vez, pero representando múltiples vistas de diferentes magnitudes, se pudiera abarcar todos los aspectos y retrasos que se pretenden mostrar.

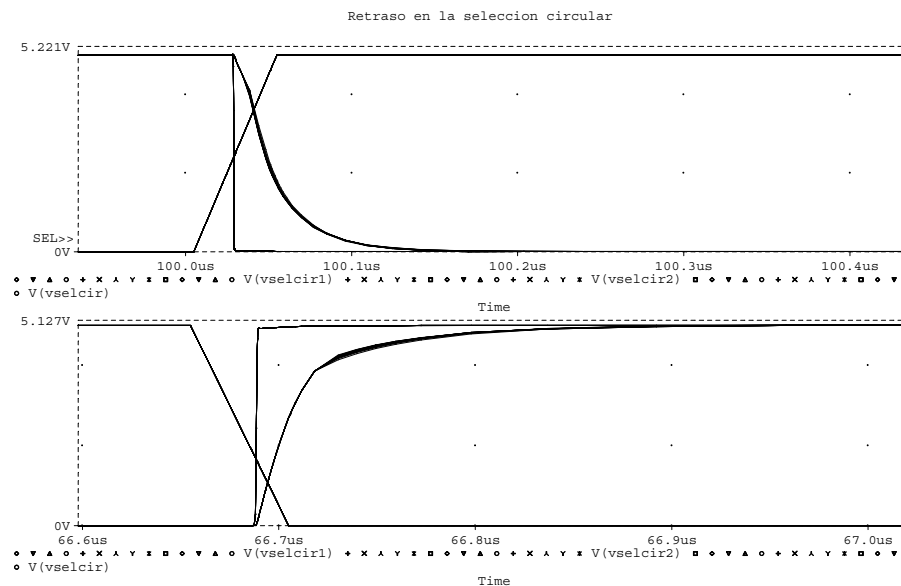


Figura 7.12: Retraso de las señales de selección de circunferencia

Retraso en la selección de circunferencia

La primera simulación se muestra en la figura 7.12 donde se han representado la tensión en los nodos vselcir, vselcir1 y vselcir2. El nodo vselcir2 corresponde a la línea de selección de circunferencia que se corresponde con el bus de direcciones del chip y que es por tanto la señal de entrada, que no es más que una señal cuadrada cuyo tiempo de subida y bajada se ha fijado en 50 ns. En la gráfica superior de la figura 7.12 se muestra el flanco de subida, lo que equivale a la desección de la célula, mientras que

en la parte inferior se muestra el flanco de bajada que equivale a seleccionar la célula. Se puede observar que los tiempos de respuesta son más o menos equivalentes en ambos casos. El nodo `vselcir1` tiene una pendiente incluso más abrupta que la entrada debido a que es la salida de un inversor, por lo que la transición entre bajo y alto, y viceversa, son muy rápidas. Los nodos `vselcir` y `vselcir1` están conectados mediante la resistencia parásita de selección `Rshcir` que a pesar de tener un valor bastante grande (unos $200\text{ K}\Omega$ en el peor caso) no introduce más que un retraso de 100 ns aproximadamente. Esta resistencia parásita no introduce ninguna caída de tensión en el nodo `vselcir` ya que la corriente es prácticamente nula.

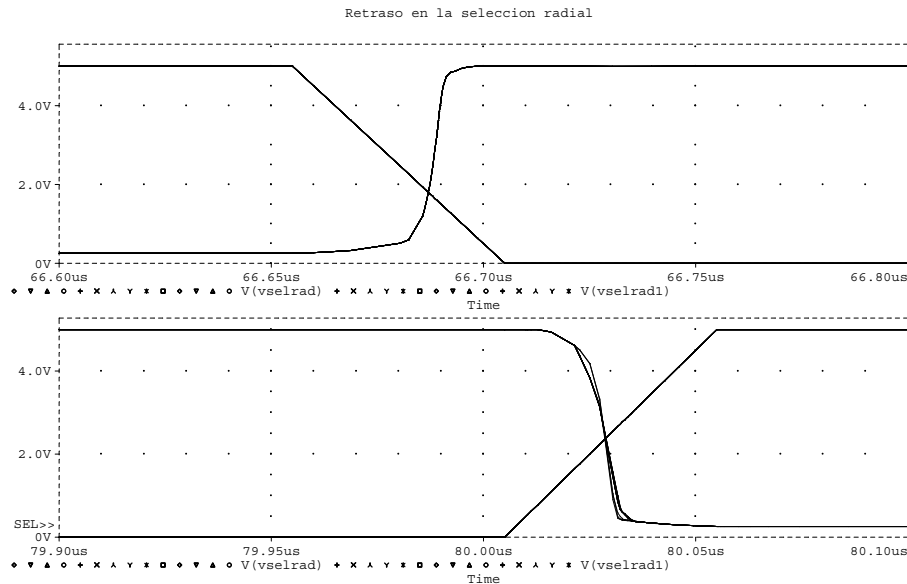


Figura 7.13: Retraso de las señales de selección de radio

Retraso en la selección del radio

La selección del radio es un circuito mucho más simple y su retraso se muestra en la figura 7.13 donde se aparecen dos gráficas, la superior que corresponde a la selección de la célula, y la inferior que corresponde a la desección. El circuito de selección del radio es muy simple y ha sido implementado mediante un transistor PMOS conduciendo una corriente fija de polarización, y los transistores NMOS que hacen de selección. No se trata, por tanto, de una verdadera puerta inversora CMOS, por lo que podemos observar los siguientes efectos: en primer lugar el estado bajo de `vselrad` no es exactamente cero voltios y además depende de la corriente de polarización del circuito. En la simulación, esta corriente de polarización es de unos $200\text{ }\mu\text{A}$ fijados por un divisor resistivo a la entrada del transistor PMOS, formado por dos resistencias de $10\text{ K}\Omega$ y $12\text{ K}\Omega$. El otro efecto es una pendiente menos pronunciada que en los inversores CMOS comunes. El retraso global es incluso menor que el tiempo de subida o bajada de la señal de entrada que es de 50 ns , así que se puede considerar que el

retraso es incluso menor que este tiempo de subida, de hecho, y mirando la figura, este tiempo de subida o bajada es de tan solo 20 ns.

De los retrasos observados hasta ahora se pueden sacar dos conclusiones, la primera es que el retraso no depende de la circunferencia de que se trate, y la segunda es que los tiempos de subida y bajada son prácticamente los mismos. También se puede decir que el retraso de la selección de circunferencias es mayor que el del radio. Esto se debe a dos razones, en primer lugar el circuito de selección de circunferencias tiene más etapas, y en segundo, existe una resistencia parásita de valor grande debido a que ha sido implementada con polisilicio que introduce un retraso, que si bien es sensiblemente mayor, no llega a ser relativamente muy grande.

Retraso dependiente de la iluminación

Tal y como se avanzó al principio de esta sección, los retrasos que se acaban de mostrar son relativamente pequeños en comparación con lo que tarda la salida en estabilizarse y ofrecer un valor correcto. Si el circuito fuera digital no habría problemas ya que en el momento se atraviesa el umbral de cambio de estado lógico la salida se puede considerar que ha cambiado. Sin embargo, la señal de salida en este caso es analógica por lo que la salida no se puede considerar válida hasta que se alcanza al menos un porcentaje aceptable del valor nominal, o valor de salida para tiempos tendiendo a infinito. Esta salida analógica se verá además muy influenciada por cargas parásitas que se puedan producir por el feed-through en las llaves de conmutación.

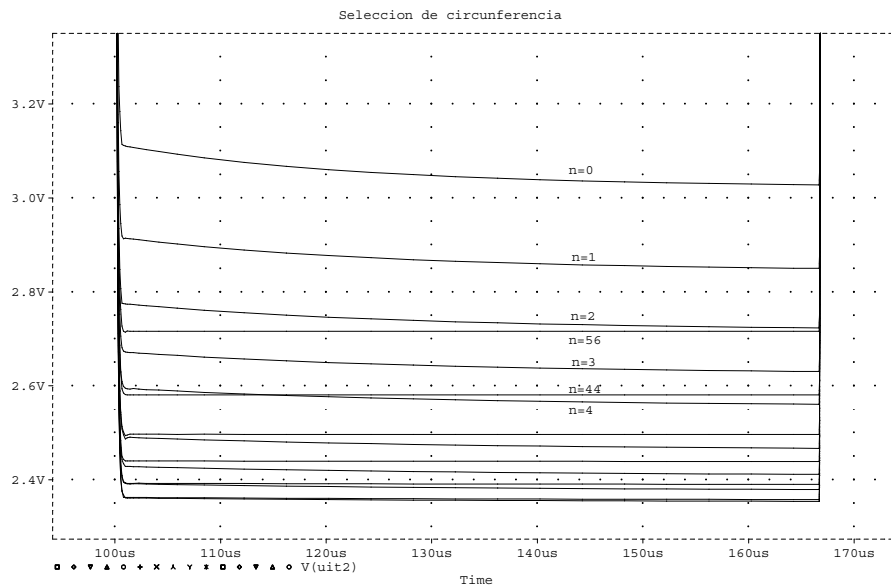


Figura 7.14: Salida al cambiar circunferencia, iluminación=10pA

En la figura 7.14 se muestra la salida de la célula, en el nodo uit2, al producirse un cambio en la circunferencia. Es sin duda esta simulación la más importante de todas ya

que el cambio de circunferencia es el cambio que mayores retrasos podría introducir en el circuito. A partir de la figura se puede observar que para circunferencias interiores este retraso es muy grande, mientras que se hace mucho más pequeño para las circunferencias exteriores donde la célula es más grande. Si bien se observa que un valor cercano al nominal se alcanza muy rápidamente, la señal sigue aumentando muy lentamente, no alcanzando su valor nominal hasta varias decenas de microsegundos después. El problema desaparece para circunferencias por encima de la sexta aproximadamente.

La simulación realizada para la obtención de estos resultados supone una iluminación muy escasa, de hecho, se ha tomado el valor mínimo de la corriente para una respuesta lineal, es decir, 10 pA. Si este valor fuera mayor, los retrasos se reducirían considerablemente.

Se ha estudiado la dependencia del retraso con la intensidad luminosa. Para ver cómo varía este retraso con la intensidad, se han realizado múltiples simulaciones para intensidades de luz diferentes. El resultado de dichas simulaciones se muestra en la gráfica 7.15 donde se ha representado el logaritmo del retraso, en microsegundos, en función del logaritmo de la intensidad luminosa dada en amperios. Los valores obtenidos se han extraído de varias simulaciones realizadas con diferentes tamaños de pixels, poniéndose de manifiesto que estos retrasos son más o menos parecidos para las circunferencias interiores mientras que se reducen considerablemente en las exteriores. De todas formas se explicará más adelante cómo se produce realmente este retraso ya que las gráficas de salida se pueden interpretar de muchas maneras.

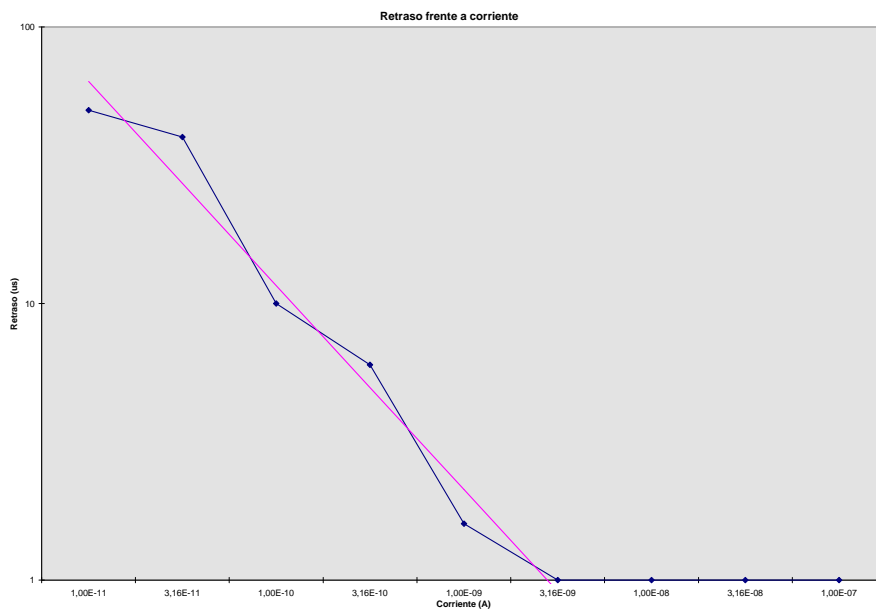


Figura 7.15: *Retraso de la respuesta en función de la intensidad luminosa*

Volviendo a la figura 7.15 se han representado estos puntos obtenidos de las diferentes simulaciones junto con una recta que se ha realizado mediante el ajuste por

mínimos cuadrados de los puntos obtenidos. Hay que hacer notar que para intensidades por encima de los tres o cuatro nanoamperios el retraso es de aproximadamente un microsegundo y ya no disminuye ya que entonces el retraso es debido a otros fenómenos. Del resultado de dicho ajuste de los puntos se obtiene la siguiente expresión del retraso en función de la corriente:

$$\text{retraso} = 4.8702784 \cdot 10^{-13} \cdot I^{-0.73774334}$$

donde I es la corriente expresada en amperios y el resultado es *retraso* en segundos.

Se ha estudiado intensamente el fenómeno por el cual se produce este retraso que depende de la corriente de iluminación. De hecho, se realizó una descripción separada del circuito para realizar las simulaciones con mayor precisión. Esta descripción incluye solamente la célula básica. Se prefirió utilizar una nueva descripción con menos elementos para poder realizar más simulaciones en menos tiempo y poder evaluar mejor los efectos de cada parte del circuito. Se realizaron simulaciones parecidas con la descripción general para demostrar que el resto de circuitería del sensor no influye para nada en los efectos que se pretendían estudiar, por lo que la aproximación realizada en esta descripción del circuito es correcta.

Un primer análisis conduce a suponer que la conmutación del transistor de paso MN3 introduce cierta carga en el fotodiodo, por lo que hasta que no se descarga a través de él no se estabiliza la señal de salida. Esto vendría además en apoyo del fenómeno de feedthrough en llaves e interruptores conocido y plenamente estudiado. Un segundo análisis más detallado muestra que no es tan clara la inyección de cargas en el fotodiodo. Por un lado este aumento de la carga a descargar supondría un aumento de la tensión en el diodo, y lo que se observa es que la tensión en realidad disminuye y va aumentando hasta su valor nominal con el tiempo. Por otro lado, se puede demostrar que el tamaño del transistor de paso MN3 no influye para nada en el retraso, por lo que se hace difícil el achacar todo el problema a un feedthrough de la señal de selección.

Sólo hay tres parámetros que influyen en el retraso de la salida frente a un cambio de circunferencia. El primero ya se ha visto y es la corriente que pasa por el fotodiodo, a más corriente menos tiempo, incluso se ha calculado una ley de variación. El segundo efecto se encuentra en la capacidad entre los nodos vs1 y vs2, o visto de otra forma, el tamaño del surtidor del seguidor de surtidor MN2 también influye. Se han realizado múltiples simulaciones con diferentes capacidades entre los nodos vs1 y vs2. No se observa una ley de variación clara, pero sí que es destacable el hecho de que existe una capacidad para la cual el retraso es prácticamente nulo. El problema es que esta capacidad es exclusiva de una corriente de iluminación, si la corriente de iluminación es diferente entonces el retraso puede ser grande incluso para corrientes de iluminación grandes. Por ejemplo, para una corriente de iluminación de 10 pA se obtiene una capacidad óptima de unos 30 pF.

El tercer parámetro que influye en el retraso es la corriente de polarización. Curiosamente a lo que se podría pensar, a mayor corriente mayor retraso, mientras que

si la corriente es realmente pequeña, el retraso es casi nulo. Una posible explicación de esto se da en el hecho de que al disminuir la corriente también disminuye la tensión entre los nodos vs1 y vs2, por lo que cualquier capacidad parásita que pudiera provocar este retraso almacenará menos carga al ser la diferencia de potencial en sus bornes menor. De todas formas esta es una explicación cualitativa que no ha sido confirmada analíticamente.

A pesar de que este retraso depende realmente de la iluminación y puede llegar a tener valores altos, existe una forma de evitarlo. Todas las simulaciones realizadas hasta ahora polarizaban el transistor MNbias de manera que la corriente de polarización fuera del orden de unos pocos microamperios. Si este transistor se polariza de manera que la corriente de polarización del seguidor de surtidor sea mucho menor, se consigue que la respuesta sea mucho más rápida incluso para iluminaciones muy bajas. De esta manera es posible reducir sensiblemente el tiempo de respuesta y hacerlo prácticamente independiente de la iluminación tal y como se verá en el apartado experimental donde no se evidencian retrasos dependientes de la intensidad luminosa.

El retraso que se acaba de mostrar, producido por el cambio de circunferencia en el sensor, es sin duda el que mayor retraso en la salida produce, pero todavía puede llegar a ser más negativo, si no se polariza bien, al ser dependiente de la iluminación pudiendo alcanzar valores bastante altos. El segundo retraso en la salida es el que se produce cuando se cambia de radio. Este retraso es fijo y ya no depende de la iluminación, etc. En la figura 7.16 se muestra la salida total del sensor frente a un cambio en el radio.

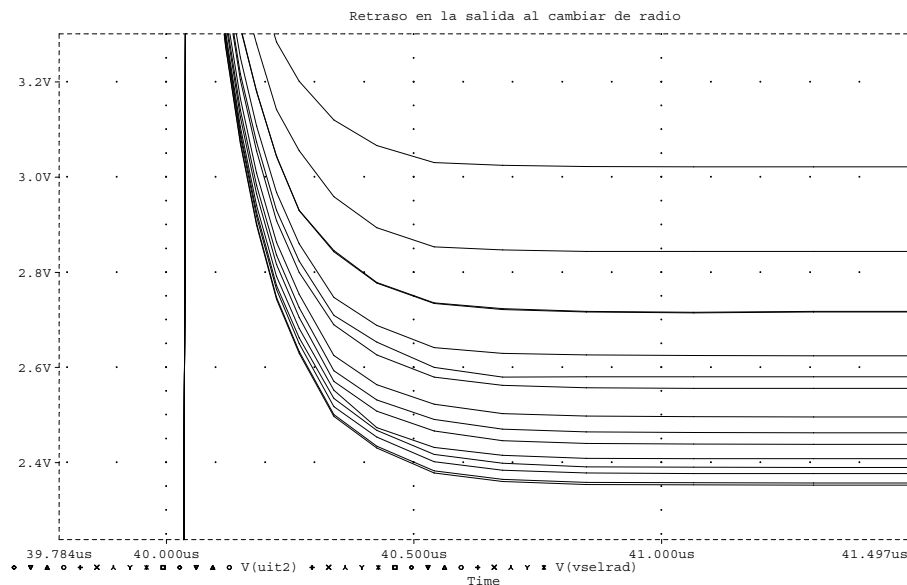


Figura 7.16: *Retraso en el cambio de radio para diferentes circunferencias*

En esta gráfica se puede ver que el retraso no depende de la circunferencia de que se trate sino que es constante para cualquiera de ellas. Con estos datos se podría

aventurar que este retraso también será independiente de la intensidad luminosa, pero para confirmarlo se ha realizado otra simulación que se muestra en la figura 7.17. En esta segunda figura se presenta la salida para varias intensidades de iluminación desde 10 pA a 100 nA cogidos valores de forma logarítmica. Se ve que el retraso es de nuevo independiente de la intensidad luminosa y además tiene un valor que ronda el microsegundo al igual que en la simulación anterior.

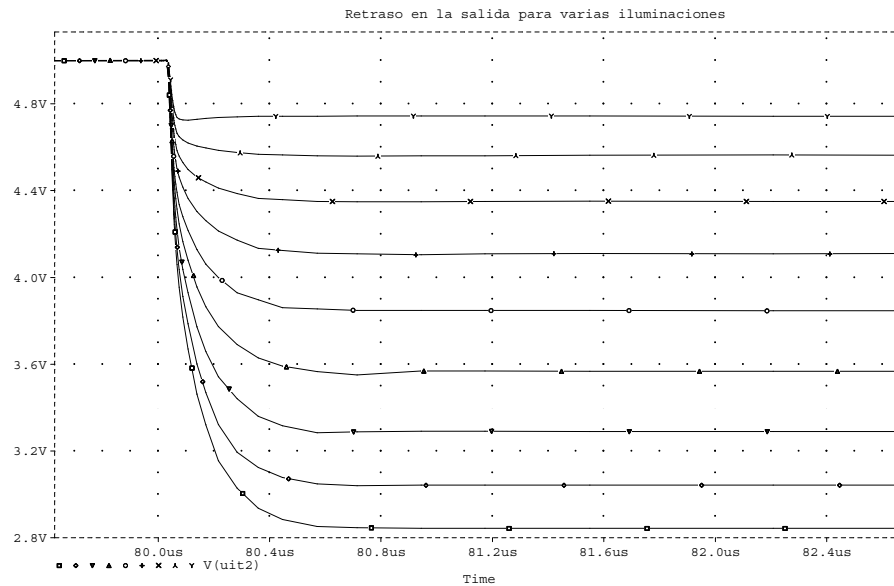


Figura 7.17: Retraso en el cambio de radio para varias intensidades de luz

7.6 Conclusiones

En este capítulo se han mostrado muchas de las características eléctricas del circuito diseñado a partir de su simulación con Spice. Estos resultados han sido extraídos a partir de la simulación por lo que no deben tomarse como valores reales de cómo el sensor se comporta en realidad, aunque sí que sirven como orientación. Además se han estudiado cómo afectan algunos cambios del trazado del sensor en la respuesta global del sensor. Esta simulación ayuda a comprender las diferentes interrelaciones entre las causas y efectos en un sensor de este tipo.

El primer resultado de la simulación es la exactitud de la dependencia logarítmica de la respuesta con la intensidad luminosa. Esta dependencia es bastante lineal entre 10 pA y 100 nA con lo que se pueden tratar 4 décadas de intensidades de luz, frente a los dos que se alcanzan con las CCDs. La explicación es bien simple, al ser la respuesta logarítmica, se puede tener un rango mayor de intensidades luminosas manteniendo todavía un alto contraste. En el caso de las CCDs la respuesta es lineal por lo que sólo un rango más pequeño puede ser tratado. El sensor logarítmico es especialmente

idóneo para imágenes de alto contraste (imágenes exteriores con sol y sombra por ejemplo) donde zonas muy claras conviven con zonas muy oscuras. Además, es muy difícil saturar el sensor ya que se necesitan fuertes intensidades de luz, por lo que desaparecen efectos de *blooming*, etc.

La pendiente del transistor en inversión débil es de 63 mV/dec que no se aleja demasiado de lo calculado teóricamente. Lo que sí que se observa es una variación de la pendiente con el cambio de circunferencia mayor de la esperada. Este cambio no es realmente muy significativo, y salvo las primeras circunferencias, todo el resto presentan una pendiente muy parecida. Considerando todas las circunferencias se obtiene una variación de un 5% aproximadamente, que no es demasiado considerando que en realidad es la primera y segunda circunferencias las realmente diferentes.

El offset es otro parámetro interesante. No es posible confiar en el valor absoluto de este offset ya que teóricamente da una cosa y simuladamente otra, incluso en simulación depende del modelo que se escoja. Sin embargo, sus variaciones son iguales en todos los casos. Así, la variación debida a cambios en el tamaño de la célula produce variaciones en el offset de hasta 50 mV, lo cual es bastante si consideramos que corresponde a una década completa de intensidad luminosa. En cualquier caso, aunque es una variación elevada, todavía lo es más la variación debida a las propiedades de emparejamiento de los transistores.

Añadiendo transistores a la célula básica se obtiene cierta atenuación de la señal. Así, el seguidor de surtidor que viene después del transistor en inversión débil es un amplificador cuyo factor de amplificación es de 0.8 aproximadamente. Esto no es especialmente grave ya que luego se vuelve a amplificar, además, la atenuación se produce en la señal, pero también en las variaciones del offset, por lo que no es grave.

Los transistores MNlarg1 y MNlarg2 forman una fuente de corriente controlada por tensión. Se ha elegido un valor grande para la anchura para así obtener una corriente importante. Con el set up realizado para la simulación, la corriente va de 0 a 300 μ A para iluminación mínima. El cero depende del valor de tensión al cual se fije el nodo uit1. Con estos valores de corriente se puede elegir una resistencia de 10 K Ω y así se obtiene prácticamente la amplificación máxima siempre que se considere una tensión de alimentación de 5 Voltios. La amplificación obtenida de esta manera es de casi 10 considerando la entrada del primer transistor, es decir, el de inversión débil.

La simulación de alterna realizada muestra que la respuesta frente a cambios de iluminación es bastante elevada. Así se obtiene la típica gráfica de un pasabajos, es decir, si las variaciones de iluminación no son muy rápidas son recogidas por el sensor. La frecuencia de corte frente a diferencias de iluminación es de 285 KHz. Variaciones de iluminación superpuestas a una iluminación constante de frecuencia mayor son filtradas y no detectadas. Esta frecuencia de detección de cambios es bastante elevada por lo que se puede utilizar este sensor en casi cualquier condición de iluminación. Comparadas con las cámaras CCD esta frecuencia es altísima, no hay que olvidar que en las CCD la luz es integrada durante cierto periodo de tiempo que suele rondar el

del periodo de muestreo, por lo que la frecuencia de corte equivale a unos 25 o 50 Hz según el caso, cantidad que es muy pequeña frente a los 285 KHz del sensor retínico.

Aunque esta alta sensibilidad frente a cambios de iluminación es muy interesante para ciertas aplicaciones, presenta un problema grave. La iluminación artificial suele ser en la mayoría de los casos la proveniente de bombillas conectadas a la red eléctrica convencional, por lo que presentan una variación de 50 Hz. Por supuesto esta variación no es filtrada por el sensor y, además, el hecho de que el acceso sea aleatorio incrementa el problema ya que se puede acceder al píxel en cualquier instante del tiempo y, en general, se accede a cada píxel en tiempos diferentes por lo que la iluminación leída es diferente entre píxels. Éste es un problema no resuelto todavía, aunque experimentalmente, esta variación no es tan grande como cabría esperar.

Otro parámetro calculado a partir de la simulación de alterna es el retraso de grupo que da idea del retraso que sufre un cambio en la señal de entrada hasta que éste se manifiesta a la salida. El resultado obtenido depende de la circunferencia y viene a ser de unos 500 ns para las más rápidas que son las exteriores grandes, y de unos 700 ns para las lentas que son las interiores más pequeñas. Esto está en concordancia más o menos con los resultados obtenidos de la simulación de transitorios donde el retraso total después de seleccionar una célula ronda el microsegundo.

El penúltimo parámetro extraído de la simulación de alterna ha sido la impedancia de salida. La resistencia de salida es obviamente la resistencia de amplificación R_1 , por lo que en el circuito simulado esta resistencia, o parte real de la impedancia de salida en continua, es de 10 $K\Omega$. Lo interesante es calcular la capacidad equivalente de salida, que se obtiene fácilmente a partir de la extracción, real e imaginaria, de la impedancia de salida. Con esto se ha calculado esta capacidad dando un resultado de 12 pF, independiente del factor de amplificación, resistencia externa, etc. Para frecuencias superiores a 20 MHz, los efectos inductivos empiezan a ser apreciables.

Por fin, el último parámetro calculado a partir de la simulación de alterna ha sido la relación señal ruido S/R , o en inglés S/N . Se han utilizado las facilidades de Spice para el cálculo de este ruido térmico y se han obtenido unas relaciones que dependiendo de la circunferencia rondan los 30 y 40 dB. Las circunferencias más ruidosas son las interiores, mientras que las exteriores se comportan mejor. Esta relación señal ruido es bastante baja comparada con otro tipo de sensores, especialmente los CCD, pero en general no está del todo mal ya que aun debe ser posible para un robot el realizar una determinada tarea. Después de todo, la calidad de imagen para un robot va a depender de la aplicación, y no de lo bien que se vea por pantalla.

El tercer tipo de simulación llevada a cabo es la simulación de transitorios, o dicho de otra manera, la simulación que permite ver cómo se comportan las diferentes magnitudes eléctricas frente al tiempo.

Los retrasos debidos a los circuitos de selección de radio y circunferencia son prácticamente despreciables ya que se trata de circuitos digitales donde la conmutación se

obtiene de forma bastante rápida. En general, el circuito de selección de circunferencia presenta un retraso algo mayor ya que tiene una resistencia parásita grande a su salida y porque además dispone de más etapas que el radial. Con esto, el retraso máximo ronda los 20 ns que es ridículo en comparación al retraso que se explicará a continuación y que es el realmente alto.

El retraso realmente importante es el que se produce entre el acto de seleccionar una célula y lo que tarda en estabilizarse la salida. Para el caso simple de seleccionar un radio dentro de la circunferencia, este retraso es constante y aproximadamente de un microsegundo o algo menor. Para el caso de la selección de circunferencia la cosa es diferente ya que depende de la corriente de iluminación y también de la circunferencia. Para iluminaciones por encima del nanoamperio o circunferencias por encima de la décima o incluso menores, el retraso es constante e igual también a un microsegundo. En condiciones de iluminación escasa en las circunferencias interiores, se observa que el retraso puede depender de la intensidad de luz incidente, siguiendo la ley expuesta en la sección correspondiente de simulación en este capítulo.

Es posible cambiar este retraso variando el área o la capacidad parásita del surtidor del transistor MN2, sin embargo, este cambio puede beneficiar a unas corrientes pero perjudicar a otras. Otro cambio que produce efectos positivos en cualquier caso, es la disminución de la corriente de polarización del amplificador seguidor de surtidor. Con esto, el tiempo de respuesta disminuye considerablemente. En general, las causas de este retraso no están todavía bien entendidas aunque resulta bastante claro la existencia de un acoplamiento capacitivo entre el fotodiodo y el surtidor del segundo transistor. La forma más sencilla de evitar este retraso es polarizando el seguidor de surtidor de manera que la corriente que pasa por él sea lo más pequeña posible. En los resultados experimentales se verá que es posible reducir este retraso polarizando adecuadamente el transistor MNbias. Esta reducción resulta especialmente sencilla debido al relativamente alto nivel de ruido presente a la salida, es decir, la señal de salida posiblemente sigue aumentando, pero no se llega a observar puesto que a la salida hay presente una componente aleatoria mayor que la variación que se pretende observar.

Suponiendo un funcionamiento normal de la retina, con tiempos de cambio de radio y circunferencia de un microsegundo, se puede calcular cuál es la máxima velocidad de captura de imágenes para este sensor. Calculando este parámetro se obtiene una velocidad de unas 100 imágenes por segundo. Para la mayoría de las aplicaciones esta velocidad es más que suficiente, especialmente pensando que las cámaras normalmente ofrecen 25 imágenes por segundo. No obstante, hay una ventaja adicional de esta cámara frente a las normales y es la posibilidad de leer pixels de forma separada. En este sentido, y después de definir una máscara, el número de imágenes por segundo se puede multiplicar llegando a valores impensables para cámaras convencionales donde no hay más remedio que leer toda la imagen y almacenarla en memoria.

Intuitivamente se puede pensar que cuanto mayores son los transistores o los

elementos electrónicos, mejor funcionan éstos. En las simulaciones que se han mostrado en este capítulo se ha demostrado que esto es realmente así. Es decir que las células fotosensibles se comportan tanto mejor cuanto más grandes son, y no sólo porque captan más luz, sino porque los retrasos asociados son menores y la relación señal ruido mayor también.

Parte III

Realización práctica y experimentación

Capítulo 8

Diseño del chip

8.1 Introducción

Hasta ahora se han mostrado estudios teóricos sobre el sensor retínico, se ha justificado la importancia de la realización de un sensor de este tipo, y se han visto los problemas que otras retinas implementadas con anterioridad presentaban. También se ha presentado el esquema eléctrico idóneo que el sensor debería presentar. Llega el momento de empezar a describir cómo fue implementado y diseñado físicamente (máscaras) el sensor retínico [SDP⁺96], objeto de la presente tesis y punto principal de los objetivos del proyecto.

Varias decisiones fueron tomadas antes de abordar el diseño de un sensor de este tipo. Había tiempo y valía la pena empezar el trabajo partiendo de cero, de una hoja en blanco, y a partir de ahí encontrar la mejor solución para el problema. Sólo se conocía un sensor de tipo retínico en aquel momento, el CCD, y a él se le ha dedicado prácticamente un capítulo entero. El otro sensor retínico, basado en tecnología CMOS, no fue conocido hasta mucho después ya que ambos diseños siguieron un desarrollo muy cercano en el tiempo, por lo que en realidad no se conoció cómo funcionaba este otro sensor hasta que el que aquí se presenta ya estuvo diseñado.

La primera decisión importante a tomar es sobre la tecnología a utilizar. Existía la experiencia del sensor CCD, y los estudios realizados con este sensor demostraron que la CCD presentaba fronteras insalvables para el desarrollo de este tipo de diseños tal y como ya se explicó en el capítulo 3. La tecnología CMOS se abría entonces como una alternativa para el diseño del sensor [PMSB94]. Decidirse por la CMOS no era en cambio tan sencillo. Por un lado no existía en aquel momento ningún sensor retínico diseñado con esta tecnología, y por otro, los sensores cartesianos diseñados con tecnología CMOS no podían competir con los CCD en calidad. Había que realizar por tanto un estudio de la viabilidad de la realización de un sensor de estas características utilizando tecnología CMOS.

Los primeros contactos con la tecnología CMOS para la realización de sensores visivos pusieron de manifiesto varias mejoras respecto a la CCD. En primer lugar, la forma en que es leída la información hacia fuera del chip, permite la utilización de simples cables de metal en vez de los registros de desplazamiento CCD. Esto permite eliminar el sector ciego que en el CCD es inevitable ya que es necesario para albergar el CCD radial. Esta reducción, además, permite plantearse topologías circulares sin las constricciones que la estructura CCD plantea, es decir, se pueden implementar células con cualquier aspecto y tamaño y ponerlas unas junto a otras siguiendo cualquier distribución. Esto permitiría la realización de una fovea que continuara con la distribución log-polar de la retina, mientras que con la tecnología CCD esto era prácticamente imposible.

Parecía, por tanto, que la tecnología CMOS salvaba los obstáculos más importantes que la CCD planteaba; por un lado el sector ciego de tamaño no despreciable, y por otro, la estructura de la fovea que en la práctica resultaba completamente inútil. Aún quedaban otros problemas serios por resolver, entre ellos el del escalado de los pixels.

Con estas consideraciones, se decidió seguir adelante con la utilización de la tecnología CMOS para la realización del sensor si bien se conocían dos riesgos importantes; uno era el que no se conocía la realización de un sensor retínico utilizando esta tecnología, y el otro es que se sabía que los sensores visivos CMOS ofrecen siempre una peor calidad de imagen que los CCD.

El siguiente paso consistía en decidir qué tipo de célula sensora era la más adecuada para el sensor. Había que tener en cuenta el escalado que la señal debía sufrir debido al crecimiento cuadrático del área con la circunferencia. En principio se pensó en las células de integración, y un estudio amplio de las más importantes viene recogido en el capítulo 4. Además, se pretendía que el sensor no resultase excesivamente costoso por lo que se iba buscando una célula que pudiese ser implementada en un proceso estándar CMOS.

Las células de integración, estudiadas en primer lugar por poseer una mayor calidad de imagen, pronto demostraron tener un defecto difícil, aunque no imposible, de tratar. Este defecto es el escalado de las cargas almacenadas en la célula. Este problema ya surgió en la cámara CCD y no fue resuelto satisfactoriamente. Aquí se volvía a plantear y la solución tampoco parecía obvia. Aparte surgían otros problemas del tipo de inyección de cargas en el bus, etc, agravado por el hecho de que las células eran de diferentes tamaños y sus magnitudes eléctricas también. Todos estos problemas enseguida hicieron pensar en la posibilidad de la utilización de otro tipo de células, las basadas en conducción, donde la corriente instantánea generada por la intensidad luminosa era leída directamente.

Estas células de conducción parecían tener algunas ventajas [PVBF95]. En primer lugar parecían de tamaño reducido, por lo que resultaban interesantes para obtener una gran concentración y así ahorrar silicio. Por otro lado presentaban una lógica de control muy simple, casi inexistente, sin generación de relojes, ni temporizaciones ni

nada. Además, permiten un acceso realmente aleatorio mientras que en las anteriores, el acceso era en realidad pseudoaleatorio ya que había que esperar un tiempo de integración. De este tipo de células parecían interesantes las basadas en transistor lateral ya que ofrecían una fuerte corriente en comparación con el fotodiodo. Sin embargo, ocupan bastante espacio, y además, las propiedades de emparejamiento de los transistores bipolares laterales no es demasiado buena por lo que podría darse una fuerte no uniformidad en la salida. Se estudiaron los fotodiodos conectados a transistores MOS, viéndose algunos tipos de células de este tipo que se muestran en el capítulo 4 donde además se recoge la célula elegida y el por qué era la más adecuada.

Al final, se vio que una célula con el fotodiodo polarizando al transistor en su región de inversión débil era probablemente la más adecuada para el sensor retínico ya que presentaba una respuesta logarítmica frente a la intensidad luminosa. Además, era relativamente fácil de escalar la señal puesto que el transistor puede hacer su canal tan ancho como la célula, de manera que podía hacerse proporcional al aumento de tamaño. El problema es que mientras este aumento era lineal, el área correspondiente crecía cuadráticamente por lo que no se escalaban completamente las señales. No obstante, y dado que la respuesta es logarítmica, esto no es un gran problema. El problema grave, que la utilización de este tipo de células presentaba, es la no uniformidad aleatoria puesta de manifiesto en otros sensores cartesianos realizados con esta misma tecnología.

Elegir el tipo de célula adecuado e incluso la tecnología a utilizar son dos puntos necesarios, sin embargo, todavía quedaban algunas cosas por decidir. El siguiente paso consiste en ver qué proceso tecnológico CMOS es el más adecuado teniendo en cuenta costes, tamaño, etc. El proceso de ES2, orientado a circuitos digitales, parecía correcto y no demasiado costoso. Además, se habían realizado algunos sensores cartesianos con este proceso y el resultado era satisfactorio. Al final no se pudo utilizar este proceso ya que esta compañía no acepta diseños con polígonos fuera de una rejilla ortogonal, y es evidente que un diseño como el de la retina tiene numerosas rectas que no siguen la disposición manhattan requerida. Se pensó incluso hacer algún tipo de célula donde todas las rectas tuvieran inclinaciones de 90 grados, pero no resulta un diseño muy optimizado por lo que valía la pena considerar algún otro proceso CMOS.

El proceso finalmente elegido para la realización del sensor fue el de Mietec 0.7 micras. Normalmente, Mietec sólo acepta rectas ortogonales o inclinadas 45 grados, pero nada más. No obstante, accedieron a realizar el presente diseño a pesar que casi ningún polígono del trazado del sensor es ortogonal ni tiene una inclinación privilegiada como 45 o 90 grados.

El trabajo previo realizado hasta aquí es necesario ya que sienta las bases del desarrollo que debe continuar, sin embargo, todavía queda el trabajo importante, y es el diseño del sensor. En primer lugar hay que ver qué herramienta se utiliza para el diseño. Esto en realidad no se eligió, se disponía del kit de Mietec para Cadence y eso fue exactamente lo que se utilizó. El problema viene después cuando hay que empezar el trazado del sensor.

Cadence es un software muy completo, pero al igual que la mayoría de las herramientas de CAD para el diseño de circuitos integrados, está orientado al diseño de circuitos con estructura puramente ortogonal. Esto no es extraño, después de todo, la mayoría de circuitos integrados que se diseñan son digitales, y un circuito digital no necesita orientaciones extrañas de sus polígonos; a veces pueden ser necesarias inclinaciones de 45 grados para optimizar espacio, pero nada más. En los circuitos analógicos se pueden plantear problemas donde se requieran inclinaciones no triviales, pero lo cierto es que hay muy pocas aplicaciones que lo requieran. Con esto, Cadence es muy útil para el diseño de circuitos ortogonales, incluso full custom, pero no lo es tanto para el diseño de circuitos no ortogonales.

Se intentó al principio utilizar las herramientas de creación de matrices de células de Cadence, de manera que fuera posible realizar una célula y replicarla tantas veces fuera necesario para obtener, de forma sencilla, la estructura del sensor. Se probaron múltiples aproximaciones con tipos de células diferentes, etc. Al final se demostró que la utilización de los replicadores de células no eran adecuados para este tipo de diseños, y aún más, si hubiera sido posible hacerlo, el diseño no habría estado muy optimizado en espacio.

Quedaban dos opciones, una era la realización de un programa en C u otro lenguaje, que describiera el layout en un formato que Cadence hubiera podido capturar, y la segunda, era la utilización de un lenguaje de programación interno de Cadence llamado SKILL, que no sólo permite realizar el layout sino escribir aplicaciones para Cadence. La primera opción es válida, pero se pierde cierta compacticidad al estar usando recursos fuera de la herramienta de trabajo. Se consideró más óptimo el utilizar el lenguaje interno de Cadence ya que eso permitía ir más allá del puro trazado de líneas y, además, permitía trabajar en el mismo entorno e incluso ejecutar partes del diseño sin necesidad de ejecutar un programa externo, cargar el resultado en Cadence, etc. que son las operaciones que habría habido que realizar en el caso de haber usado un programa en C por ejemplo.

El lenguaje SKILL no es un lenguaje del tipo del C o Pascal, es más bien parecido al LISP u otros programas donde la base de la programación son el tratamiento de listas. Es un lenguaje bastante completo y cuenta con cerca de mil funciones. Afortunadamente para el presente diseño no fueron necesarias tantas. Al principio puede resultar penoso escribir en un lenguaje de este tipo, pero al final, se pueden escribir programas con la facilidad de cualquier otro lenguaje y, dependiendo de la aplicación, puede ser incluso más apropiado. Por ejemplo, en el diseño del sensor se realizan polígonos y las funciones que se han diseñado toman como argumento los puntos de un polígono. En principio es muy sencillo asignar a un polígono una lista de manera que el lenguaje SKILL es ideal para tratar polígonos. En otros lenguajes, al no ser sencillo el tratamiento de listas, es más complejo definir funciones sobre estructuras como polígonos.

El resultado del diseño ha sido un programa escrito en SKILL, con unas 900

líneas de código que genera automáticamente una retina de la resolución y estructura explicadas en el capítulo 6. Lo cierto es que el diseño se puede cambiar fácilmente sin más que cambiar algún parámetro del programa, así por ejemplo, se puede aumentar el número de circunferencias del diseño sin más que aumentar la constante LIMC del programa. Naturalmente existen limitaciones, por ejemplo no se pueden tener más de 128 circunferencias entre retina y fovea puesto que sólo se disponen de 7 bits para el direccionamiento. En general es posible realizar cambios en la resolución, etc, sin tener que hacer cambios sustanciales en la célula básica y otros elementos, aunque un conocimiento completo del diseño es necesario para comprender el alcance que un cambio puede tener. De hecho, el primer diseño realizado [Par94] tenía una resolución de 64 radios en vez de los 128.

8.2 Trazado de la célula individual

El sensor posee una característica que lo hace especialmente curioso desde el punto de vista del diseño: es circular. Los transistores y demás elementos que conforman la célula básica y el resto de circuitos tienen una naturaleza poligonal ortogonal [PBP⁺96a]. Se puede hacer, aunque no tiene mucho sentido, realizar en un transistor un canal estrecho por un sitio y ancho por el otro. El principal problema de hacer algo así es que es difícil de calcular a priori cómo se va a comportar dicho transistor y el circuito en general. Además, hay elementos que deben permanecer del mismo tamaño y aspecto independientemente del tamaño de la célula o su orientación.

Una primera aproximación [PDS98] consiste en suponer una célula cuadrada para más tarde adaptarla, mediante una transformación log-polar directa, al sensor. En esta primera célula cuadrada hay que tener en mente que su utilización va a ser en un sensor retínico y no uno cartesiano, por lo que se tendrán que tener en consideración algunos elementos adicionales como la existencia de dos líneas de selección de circunferencia, una que va hacia el exterior del chip y otra que va dando la vuelta. En la figura 8.1 se muestra el layout o trazado de esta célula básica supuesta en una disposición ortogonal.

Es posible identificar, en esta figura, cada uno de los elementos de la célula básica. El transistor pequeño en la parte superior izquierda es el selector de circunferencia. El que sigue a continuación es el seguidor de surtidor con su conexión de puerta al fotodiodo. Compartiendo drenador le sigue el transistor en inversión débil que éste sí debe ser escalado convenientemente manteniendo fija la longitud de canal. Todo el surtidor de este transistor es el fotodiodo sensible a la luz que cubre el resto del área disponible.

Esta estructura representada en la figura ha supuesto un esfuerzo grande para conseguir un diseño lo más compacto y simétrico posible. El tamaño mínimo que se obtiene de esta manera ronda las 14 micras de lado. Por hacer una idea del grado

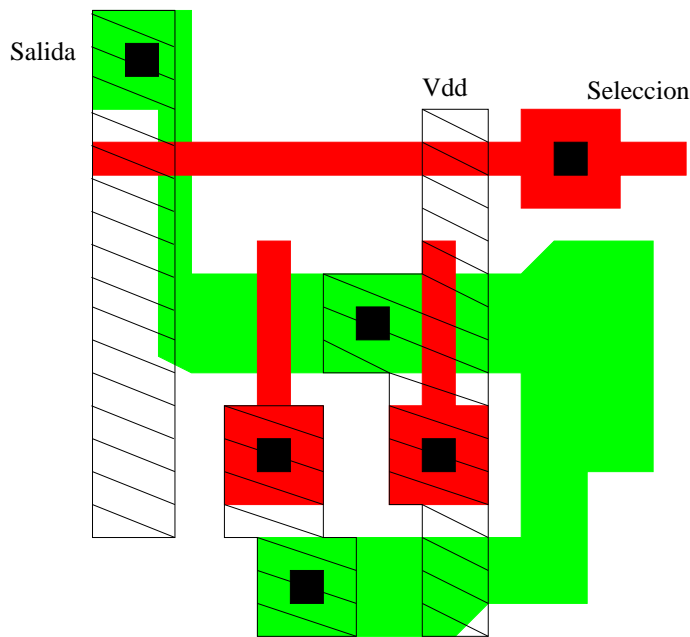


Figura 8.1: *Trazado de la célula básica en matriz cuadrada*

de compactación alcanzado, basta decir que los primeros diseños presentaban un lado de unas 20 micras. No se puede competir con la compactación obtenida en diseños realmente ortogonales, ya que en ese caso se puede simplificar realmente mucho el layout. También hay que decir que es todavía posible una reducción aun mayor de la célula ya que es posible disminuir unas micras el valor inicial de la anchura de canal en el seguidor de surtidor y en el transistor de inversión débil, consiguiéndose una reducción considerable del alto total de la célula, lo que se traduciría en una reducción grande del tamaño total del diámetro del chip, pudiéndose incluso alcanzar una reducción de un milímetro en el diámetro. Al final se ha dejado con su tamaño actual para evitar las grandes no uniformidades que una anchura más pequeña habría provocado.

La figura 8.1 representa la primera aproximación a la célula tal y como quedará en el plano log-polar. No se ha cogido esta imagen cuadrada y se ha transformado a su píxel equivalente en la retina, la transformación es algo más compleja; como ya se había dicho antes, algunos transistores conservan su tamaño y, en cualquier caso, la anchura y longitud del canal deben ser constantes en algunos de estos transistores.

La transformación se ha realizado dividiendo la célula básica en zonas. Cada zona por separado tiene una representación cartesiana y, de hecho, en el programa para generar la célula básica se han utilizado coordenadas cartesianas, eso sí, referidas a unos ejes que, como veremos, están definidos en las coordenadas log-polares. Para aclarar un poco más cómo se ha realizado esta transformación se ha incluido la figura 8.2 donde se muestran tres ejes verticales y dos horizontales. Cada punto de los que definen los diferentes polígonos del layout de la célula, está definido respecto a dos de

estos cinco ejes citados. Dependiendo de en qué eje se encuentre un punto representado seguirá una transformación u otra.

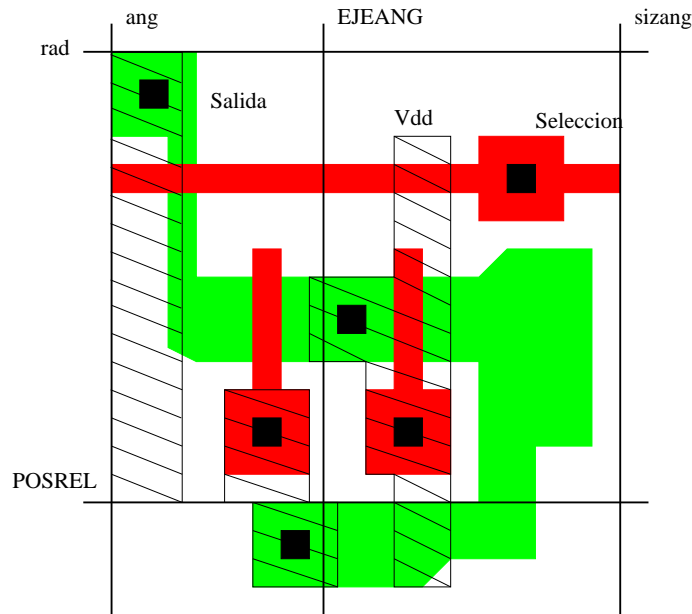


Figura 8.2: Trazado de la célula básica mostrando los ejes de la transformación

La célula, tratada individualmente, es la zona enmarcada por los cuatro ejes *rad*, *POSREL*, *ang* y *sizang*. Se puede observar que estos cuatro ejes no cubren completamente la célula ya que hay partes que sobresalen, como la parte de abajo, pero también hay huecos que sirven para albergar precisamente las áreas de otras células que sobresalen. Es relativamente sencillo imaginar una matriz ortogonal de estas células donde los límites entre células son los fijados por estos cuatro ejes mencionados. Con esto, los metales verticales, indicados con *Salida* y *Vdd* forman hileras verticales de hilos conectados que recorren la matriz. Estos hilos metálicos, formados por la unión de las células en forma matricial, servirán para leer la salida de cada radio, y para conectar la célula a alimentación o *Vdd*. De la misma forma, el polisilicio horizontal, formaría un hilo horizontal a lo largo de la matriz, formando la línea de selección de circunferencia, si bien hasta ahora se está estudiando la topología de forma matricial ortogonal.

Una vez explicado cómo se conecta la célula con su entorno y entendido su funcionamiento y composición, hay que comenzar a transformar lo que hasta ahora se ha visto como una matriz cuadrada en un trazado log-polar. Para esto servirán de mucha ayuda los ejes definidos anteriormente. En principio la transformación es muy simple, los ejes verticales del dibujo, o sea, *ang*, *EJEANG* y *sizang* son en realidad radios de la representación polar, es decir, los tres ejes se cortan justo en el centro del sensor. Con esto la célula empieza a tener el aspecto de un sector, es decir, es más ancha por arriba que por abajo. Realizando esta simple operación sobre estos ejes, lo que antes era una matriz cuadrada se convierte en una retina log-polar.

Como consecuencia de la pérdida de ortogonalidad entre los ejes verticales, aparecen varios ejes horizontales, uno para cada uno de los ejes verticales. Así, lo que antes era un único eje horizontal, como por ejemplo el eje *rad*, se convierte en tres diferentes, uno horizontal por cada uno de los ejes verticales. De manera que ahora se tienen en realidad 6 pares de ejes ortogonales que forman 6 sistemas de coordenadas cartesianos diferentes no ortogonales entre sí. Cada elemento de la célula está referido a uno de estos sistemas de coordenadas, por lo que cada elemento individual tendrá una estructura ortogonal, sin embargo, los diferentes elementos entre sí estarán dispuestos siguiendo una topología log-polar en el conjunto de toda la retina.

Se ha explicado cómo se realiza la transformación polar, pero no se ha comentado cómo se hace la transformación logarítmica. Esta transformación logarítmica se realiza a partir de los ejes horizontales *rad* y *POSREL* ya que su distancia, que es además la altura de la célula, se ha programado para que tenga un crecimiento exponencial conforme aumenta la distancia al centro de la retina.

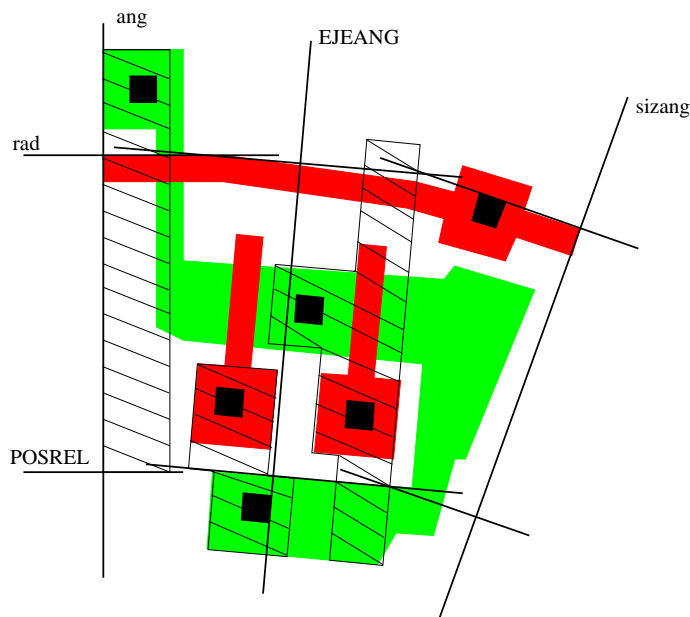


Figura 8.3: Célula después de transformar los ejes cartesianos

Como hay elementos fijos, y otros que crecen con la célula, hay que elegir adecuadamente el sistema de coordenadas sobre el cual interesa describir uno de estos elementos. Para ver un poco mejor cómo se distribuyen los elementos en la célula después de realizar estas transformaciones, se ha realizado la figura 8.3 donde se muestra una célula con el aspecto que presentaría en la retina. Así, el selector, que es el transistor de arriba a la izquierda en esta figura, está definido respecto del eje *ang* y *rad*, el seguidor de surtidor está referido a *EJEANG* y *rad*, el transistor en inversión débil es más complejo ya que debe crecer, por tanto, verticalmente está siempre referido a *EJEANG*, pero horizontalmente los puntos superiores están referidos al eje superior *rad* y los inferiores al eje inferior *POSREL*, de esta manera la anchura del transistor

aumenta proporcionalmente al tamaño de la célula. Los puntos del fotodiodo de la derecha están referidos a los ejes *sizang* y al igual que el transistor en inversión débil a *rad* o *POSREL* según esté el punto. El contacto de la parte superior derecha sirve para conectar, en su caso, la línea de selección de circunferencia que discurre verticalmente utilizando metal II. Este contacto también se encuentra referido a los ejes *sizang* y *rad*.

Naturalmente, las figuras que se están mostrando hasta ahora, corresponden a layouts más o menos simbólicos donde no se han tenido en cuenta las reglas de diseño ni los tamaños reales de la célula. En el layout real del sensor, se han usado las dimensiones mínimas de las reglas de diseño pero dejando un margen de 0.2 micras o incluso más. Esto se ha hecho así debido a que el diseño hay que ajustarlo a un grid o trama de 0.1 micras. Si el diseño fuera ortogonal no habría problema, basta con utilizar las dimensiones mínimas y todo sale bien, sin embargo, cuando se transforma de coordenadas ortogonales a polares, los puntos deben ajustarse a una trama que sigue siendo ortogonal¹ y entonces las distancias entre diferentes polígonos pueden cambiar incluso en 0.2 micras, por lo que es necesario imponer este margen. En cualquier caso, lo cierto es que en zonas críticas de la célula se ha ajustado incluso a la décima de micra para realizar una célula lo menor posible, eso sí, ha sido necesario una comprobación célula a célula, ya que la corrección de las reglas de diseño depende del ángulo de rotación.

Todo el cálculo de los diferentes puntos de la célula básica y la transformación de los ejes se ha realizado mediante el lenguaje de programación de Cadence. No se han incluido las fuentes de este programa por lo extenso que puede resultar, pero sí que es interesante mostrar algunas líneas y rutinas creadas para poder realizar estas transformaciones más fácilmente. Para ver cómo se genera la puerta de polisilicio de un transistor, por ejemplo el del transistor en inversión débil, se muestra a continuación parte del código del programa:

```
; Polcell
xy=list()
creaxy(list(2:POSREL-1.1 4.4:POSREL-1.1 4.4:POSREL-3.5 3.5:POSREL-3.5
          3.5:5.5 2.5:5.5 2.5:POSREL-3.5 2:POSREL-3.5)
       rad EJEANG 0 0)
dbCreatePolygon(cellview list(POLY purpose) xy)
```

Los comentarios en SKILL se realizan con un punto y coma. La primera instrucción asigna la variable **xy** a una lista vacía. La función **creaxy**, diseñada para la retina, coge todas las coordenadas que aparecen como argumento bajo los paréntesis de **list**, que son las coordenadas respecto a los ejes *EJEANG* y *rad* en este caso, y los transforma a coordenadas globales del sensor, donde el punto (0,0) está justo en el centro del chip. Los dos argumentos siguientes indican respecto de qué ejes están

¹Esta restricción la impone la herramienta de dibujo de las máscaras físicas, por lo que resulta difícil ir a la compañía fabricante y pedirles por favor que la cambien.

referidas las coordenadas citadas, que como vemos son *EJEANG* y *rad*. Los dos últimos parámetros indican desplazamientos respecto a estos ejes, de manera que es posible tratar a todo el polígono, formado por las coordenadas, sin más que indicar un desplazamiento en estos argumentos. La última instrucción es propia de Cadence y lo que hace es dibujar el polígono especificado por los puntos de la lista **xy**, calculados con la función **creaxy**, en la ventana **Cellview**, en la máscara indicada por la constante **POLY**, y con el propósito de dibujarlo indicado en la constante **purpose**.

Se observa inmediatamente que en realidad se está usando un único eje horizontal y no dos como se había anunciado. Lo que en realidad ocurre es que el eje *POSREL* se puede poner en función del eje *rad* ya que son paralelos, la única diferencia es su distancia que en el programa se la ha llamado precisamente **POSREL**, así, para referir una coordenada a *POSREL* simplemente se coge y a **POSREL** se le resta el valor de la coordenada referido al eje ficticio *POSREL*.

La función **creaxy** es el alma de la transformación ya que a partir de unos ejes y las coordenadas cartesianas respecto de esos ejes, calcula las coordenadas globales cartesianas respecto al chip. Las variables **rad**, **EJEANG**, etc, están definidas en radianes puesto que indican el ángulo de rotación de los ejes correspondientes. A partir de este ángulo, y del valor del radio **rad**, que define el eje horizontal *rad*, se pueden calcular las coordenadas globales (x,y) de cada punto. Por tanto, sea un punto (x_o, y_o) definido respecto a un eje angular que forma un ángulo con el eje cartesiano *y* de valor *ang*, con sentido positivo antihorario, y otro eje, perpendicular a este situado a una distancia *rad* del origen de coordenadas. Entonces, la transformación del punto en coordenadas locales a coordenadas globales viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{cases} x = \sqrt{x_o^2 + (rad + y_o)^2} \cos \left(\arctan \left(\frac{y_o}{x_o} \right) + ang \right) \\ y = \sqrt{x_o^2 + (rad + y_o)^2} \sin \left(\arctan \left(\frac{y_o}{x_o} \right) + ang \right) \end{cases} \quad (8.1)$$

Esto, dependiendo del lenguaje que se utilice, es más fácil o más difícil de implementar. En el caso particular del lenguaje SKILL, hay que chequear los valores de x_o e y_o para saber en qué cuadrante se encuentra el ángulo y añadirle los factores $\pi/2$ necesarios al resultado devuelto por la función.

Todos los ejes mencionados hasta ahora, menos uno, coinciden exactamente con los límites de la célula. Este eje que no coincide con los límites de la célula es precisamente *EJEANG* cuya posición en la célula depende de la circunferencia de que se trate e incluso de si la zona es la retínica o la foveal. Así, el valor de *EJEANG* para las células de la retina es:

$$EJEANG = \frac{D}{rad - E} \quad (8.2)$$

donde *EJEANG* es el eje referido al eje *ang*, *rad* es la distancia a la parte superior de la célula (o eje *rad* si se prefiere) y *D* y *E* son constantes que fijan el valor del ángulo *EJEANG*. Es fácil de comprobar que este ángulo *EJEANG* en realidad define una separación fija de valor *D* entre los ejes *ang* y *EJEANG* en un punto situado a *E* micras por debajo del eje *rad* o límite superior de la célula.

En el caso de la fovea, no se puede fijar una separación fija para este ángulo ya que los círculos son tan cerrados, y las células tan pequeñas, que sufren una fuerte transformación que las deforma de tal manera, que es necesario definir una separación diferente para cada una de las circunferencias de la fovea. Para el caso de estas células en la fovea, el ángulo que define al eje $EJEANG$ tiene la expresión:

$$EJEANG = \frac{D + \frac{C \cdot LIMR}{\text{radiosmax}}}{\text{rad} - E} \quad (8.3)$$

donde D y E coinciden en significado y valor con las constantes de 8.2, $LIMR$ es el número de pixels por circunferencia (128), y radiosmax es el número de pixels en la circunferencia de la fovea que se está generando y que no es constante ya que, en la fovea, cada circunferencia tiene un número decreciente de pixels. El valor de la constante C está elegido de manera que no se violan las reglas de diseño dentro de la fovea, consiguiéndose un aumento paulatino de las distancias entre los ejes ang y $EJEANG$ conforme disminuye el número de pixels por circunferencia ya que esta disminución provoca una mayor deformidad de la célula como se verá en la sección dedicada a la fovea.

Para ver cómo se han utilizado todos estos conceptos y metodología de diseño, se muestran en la figura 8.4(a) cuatro células, con su layout real, sacadas de las circunferencias primera y segunda de la retina. En la figura 8.4(b) se muestran las dos mismas células pero en circunferencias superiores, en concreto se trata de las circunferencias séptima y octava.

Es muy sencillo observar, a partir de estas figuras, cómo se van haciendo más grandes a medida que nos alejamos del centro del sensor. El crecimiento se produce tanto a lo ancho como a lo alto, mientras que algunos elementos de la célula se mantienen del mismo tamaño. Otros, en cambio, aumentan, como por ejemplo la zona sensitiva o fotodiodo. También es significativo el aumento de la anchura del transistor en inversión débil mientras que su longitud se mantiene constante. Este aumento de la anchura trae como consecuencia inmediata un aumento del drenador del transistor. Este aumento en el tamaño del drenador hace que sea necesaria la adición de contactos para que la conexión entre este drenador y V_{dd} sea lo más homogénea posible. Para ello se ha introducido código adicional en el programa de generación para cubrir con tantos contactos como permitan las reglas de diseño el drenador del transistor en inversión débil que es también el drenador del transistor seguidor de surtidor.

La figura 8.4 también permite ver cómo se conectan unas células con otras y cómo coinciden los diferentes puntos de interconexión que forman la línea de selección de circunferencia, alimentación, y la línea de salida. Se observan claramente dos líneas paralelas verticales, formadas de metal I, que son la línea de salida (izquierda de la célula) y V_{dd} (centro de la célula). Cortando perpendicularmente a estas líneas se encuentra otra de polisilicio que discurre por encima de cada célula y que forman un anillo cerrado que es la línea de selección de circunferencia. Para sacar esta línea de selección, existe un contacto entre este polisilicio y metal I que es conectado

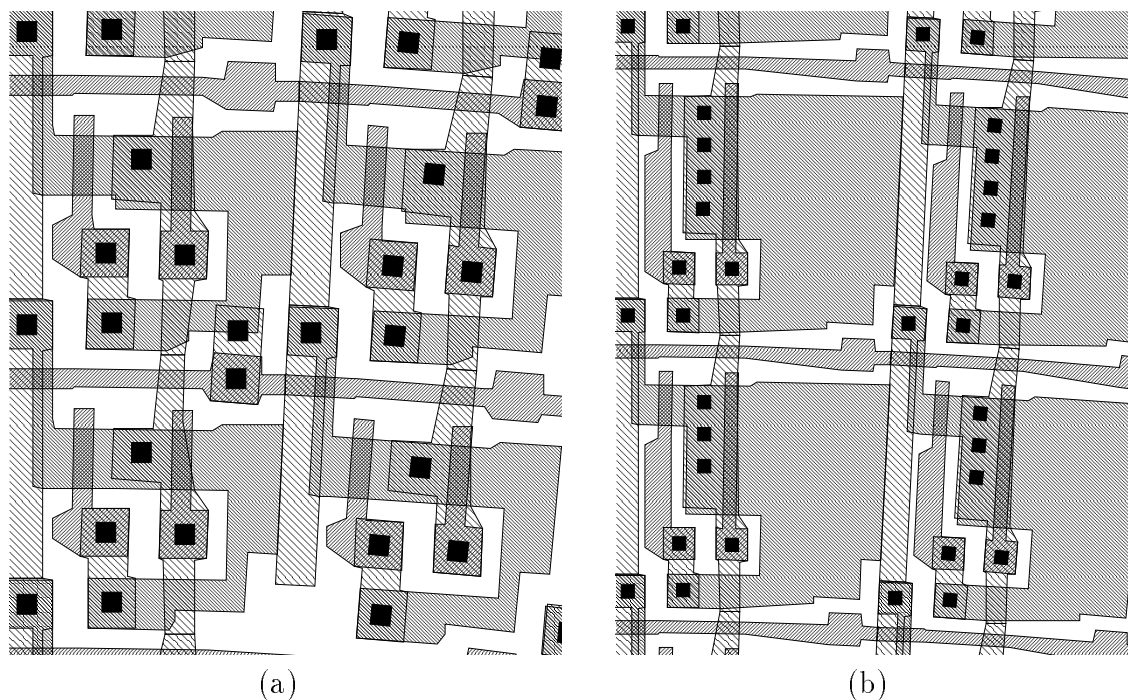


Figura 8.4: *Layout real de las células: (a) primera y segunda circunferencias (b) séptima y octava*

inmediatamente a otra línea de metal II que discurre verticalmente casi por encima de la línea de salida. En la figura no se puede apreciar este metal II que conecta el anillo de selección del polisilicio hacia el exterior, pero sí que se puede apreciar, especialmente en la parte superior derecha de la célula inferior izquierda de la figura 8.4(a), el contacto entre el polisilicio y un pequeño polígono de metal I con una vía que conectaría al metal II vertical.

En la fóvea, la estructura de la célula no es tan simple. En principio se ha utilizado la misma función para generar cada célula de la fóvea, pero dada la gran deformación que sufren algunas células en las circunferencias más interiores de la fóvea, han sido necesarios ciertos ajustes individualizados que le hacen perder al programa generalidad, pero que es la única forma de compactar al máximo esta difícil zona. En la figura 8.5 se muestra el centro justo de la fóvea donde se aprecia perfectamente la dificultad de ajustar en un espacio tan pequeño varias células sin violar las reglas de diseño. En esta misma figura también se aprecia la célula central, abajo a la izquierda, que ha sido generada mediante la definición polígono a polígono utilizando el lenguaje SKILL debido a que esta célula es única en todo el circuito.

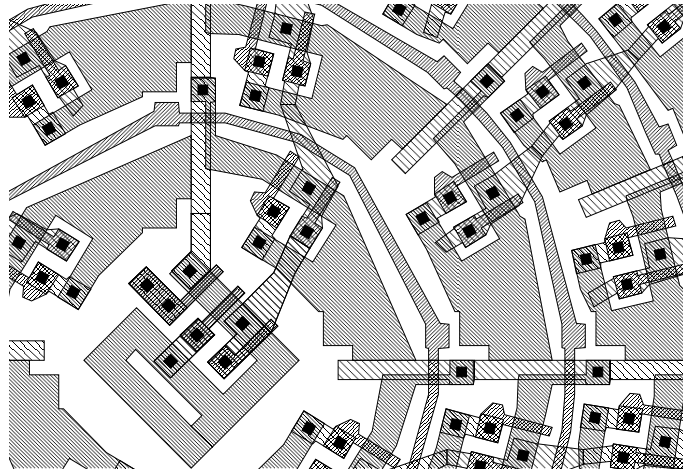


Figura 8.5: *Detalle de la célula central y parte de la fovea*

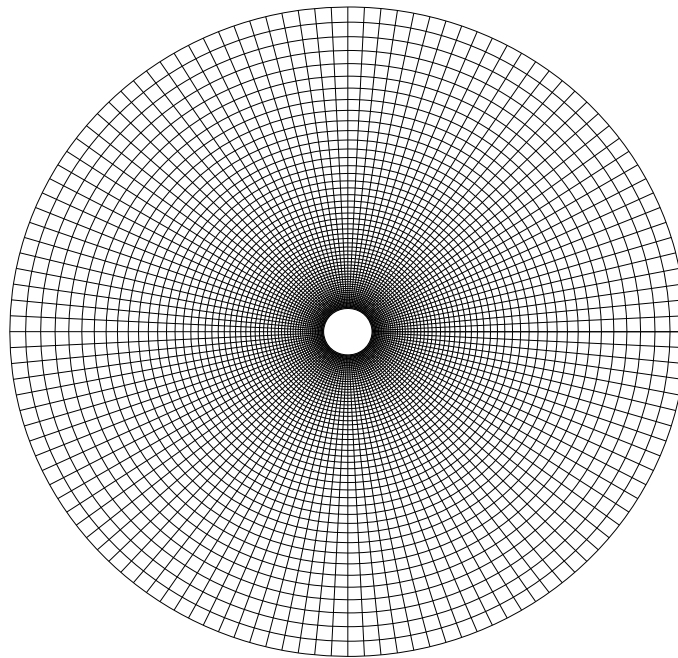
8.3 La zona retínica

Sin duda ninguna, la zona que más se ha cuidado a la hora de diseñar ha sido la zona retínica o retina o periferia, etc. Se ha puesto tanto cuidado en esta zona ya que es donde se presenta una transformación log-polar de la imagen. No es que la fovea no fuera importante, y en este diseño se le ha dado más importancia que en ningún otro, sino que dentro del chip se podría renunciar a que funcionase cualquier cosa menos la retina. De hecho, todo el diseño está pensado para albergar una retina, no es que no se diseñara pensando en la fovea. No. Es que la fovea vino después de asegurar que la retina funcionaría bien. Si por ejemplo, después de diseñar la retina, se hubiera descubierto que no era posible una fovea, se habría tenido que rehacer de nuevo la retina. No obstante, y mientras se diseñaba la retina, parecía bastante claro que no habrían demasiados problemas para albergar una fovea, siendo además posible, una estructura homogénea.

La retina es un anillo circular que ocupa la mayor parte del chip. Tiene un diámetro total de unos 8.5 mm (coincidiendo con la parte sensible del chip) y un círculo interior de unas 280 micras de radio que es donde se encuentra la fovea. Este anillo está formado por 56 circunferencias con 128 pixels por cada circunferencia. Esto hace un total de 7.268 pixels, lo que equivale a una matriz cuadrada de 56x128. La estructura de la retina se puede ver en la figura 8.6 donde se muestra la retina sin la fovea, de manera que se puede apreciar la relación de tamaños entre una y otra zonas del sensor retínico.

En el capítulo 6 ya se adelantaron las ecuaciones que definen la transformación en la zona retínica. Estas ecuaciones son las siguientes:

$$\begin{cases} rad = A e^{B \cdot cir} \\ A = \frac{MINSIZE \cdot LIMR}{2\pi} \\ B = \log \left(1 + \frac{MINSIZEY}{A} \right) \end{cases} \quad (8.4)$$

Figura 8.6: *Estructura de la retina*

donde rad es la distancia al centro de la parte superior de la célula fijando la posición del eje rad ; cir es la circunferencia empezando en cero para la más interior, A y B son las constantes que definen la transformación y que han sido calculadas a partir de los valores de diseño $MINSIZEX$ (anchura de la celda mínima) y $MINSIZEY$ (altura de la celda mínima). $LIMR$ es el número de pixels o radios por circunferencia. Hay que hacer notar que la constante A es, además, el valor del radio de la fóvea. Con todo esto, los valores de diseño del chip se muestran en la tabla 8.1 donde los valores del tamaño de la célula mínima son los que se han usado para generar toda la retina.

Constante	Descripción	Valor	Unidades
$MINSIZEX$	Anchura de la celda mínima	13.8	μm
$MINSIZEY$	Altura de la celda mínima	14.0	μm
$LIMR$	Número de pixels por circunferencia	128	
$LIMC$	Número de circunferencias	56	
$radioret$	Radio de la retina	4274.12	μm
A	Radio de la fóvea	281.13	μm
B	Coefficiente de crecimiento	0.048598523	

Tabla 8.1: *Parámetros de trazado de la retina*

Se mostró en el capítulo 3, cómo se había generado la retina para el sensor CCD, y se acaba de ver que los procedimientos han sido un tanto diferentes. Por ejemplo, en aquel caso la transformación fue una conversión directa de los polígonos de una matriz cuadrada a su equivalente log-polar. Eso se podía hacer así ya que no había restricciones en cuanto al aspecto que aquellas células pudieran presentar. Pero para la

retina CMOS hemos visto que los transistores, aun formando parte de una estructura log-polar, debían ser ortogonales, y por eso la creación de varios ejes y de lo complicado del trazado a pesar de que las expresiones que definen la transformación sean tan simples como las ecuaciones (8.4). De hecho, la rutina que genera la retina no es más que un bucle que llama a una función que es la realmente complicada ya que en ella se encuentra el proceso de transformación interno de cada célula. El bucle que genera la retina, escrito en SKILL, se muestra a continuación:

```

; RETINA
radio=A
for(cind 0 LIMC-1
  cindf=float(cind)
  radioa=radio
  radio=A*exp(B*(cindf+1))
  sizer=radio-radioa
  sizea=2.0*PI/LIMRF
  rind=LIMR
  while((rind>0)
    rind=rind-1
    rindf=float(rind)
    angul=-2.0*PI*rindf/LIMRF
    ang=angul
    putcell(radio sizer sizea cind rind LIMR)
  )
  printf("\n Llevamos %3d circunferencias" cind+1)
)

```

El corazón del bucle es la llamada a la rutina `putcell` que es la que se encarga de dibujar una célula con las características indicadas en su argumento. Así, `radio` indica el radio de la célula (luego, dentro de la rutina `putcell`, este `radio` equivale a rad), `sizer` es la altura del píxel, o longitud en la dirección del radio (para la primera circunferencia este parámetro es justamente `MINSIZEY`), `sizea` es la anchura angular de la célula (para la primera circunferencia es justamente $2\pi/A$), `rind` y `cind` son el radio y la circunferencia respectivamente (el primer píxel de la primera circunferencia es `cind=0` y `rind=0`, etc.)

En cuanto al bucle en sí no hay mucho que comentar. Al principio se hace el `radio` igual a `A` que es el radio de la primera circunferencia. Luego empieza el primer bucle para hacer todas las circunferencias, empezando en la 0 y acabando en la 55 ($LIMC - 1$). Luego, dado el carácter que tienen los tipos de datos en SKILL, se crea una variable real a partir de la entera para que los cálculos sean reales y no enteros. A continuación se define una variable intermedia para recordar el valor del radio de la circunferencia anterior (se podría calcular directamente, pero por motivos de varias pruebas realizadas en la confección del diseño resultaba mejor definirse esta variable). A continuación se le da al radio su valor como función de la circunferencia. Hay que hacer notar que en realidad se comienza con la circunferencia=1, esto no es de extrañar ya que la célula se define “hacia abajo”, por tanto, si el radio A es el límite entre fóvea

y retina, entonces se debe empezar en un radio superior para que se cumpla esta condición. A continuación se calculan los tamaños de la célula individual, el tamaño radial es simplemente la resta entre el radio actual y el anterior (`radio-radioa`), el tamaño del ángulo es simplemente $2\pi/LIMRF$ siendo `LIMRF` la variable real de la variable entera $LIMR = 128$, este tamaño del ángulo es constante para toda la retina por lo que se lo podía haber dejado fuera del bucle, pero se encuentra en esa posición por motivos de depurado del programa y a partir de entonces ya se quedó ahí. Por último viene el segundo bucle que sirve para generar los 128 pixels de cada circunferencia, para ello se hace `rind=LIMR` y se entra en el bucle `while` que se repite hasta que `rind` se hace cero. Los únicos cálculos que se realizan dentro del bucle son la conversión de `rind` a real y el cálculo del ángulo que define el eje `ang`. La última operación dentro del bucle es la llamada a la función `putcell` que se encarga de poner la célula en el lugar especificado.

Las células en las primeras circunferencias son diferentes a las células en las circunferencias más grandes. No es que se hayan diseñado de forma diferente, sino que al existir elementos de tamaño fijo dentro de cada célula, la relación de tamaños entre el área sensible y el área total que ocupa la célula es diferente. Para mostrar estas variaciones se ha realizado la gráfica 8.7 que muestra las áreas de la célula al completo y del fotodiodo. Para calcular el área de una célula se han recurrido a métodos geométricos y se ha calculado como el área del anillo que forman las circunferencias con los radios que delimitan la célula, dividida por 128 que son los pixels de cada anillo. El cálculo del área del fotodiodo se puede también calcular geoméricamente, pero es tan complejo al existir varios puntos cada uno referido a unos ejes diferentes, que se ha recurrido a otro método más simple. Este método ha consistido en la introducción de una rutina en el programa `SKILL` para calcular el área de un polígono. Una vez trasladados todos los puntos a coordenadas cartesianas con la función `creaxy` se pasaban a otra función creada con el objeto de calcular el área. Teniendo todos los puntos del polígono referidos a unos únicos ejes, el cálculo resultaba mucho más simple.

En esta figura 8.7 se puede observar perfectamente como el tamaño de la célula sigue una perfecta ley logarítmica, mientras que el área sensible de la célula sólo sigue esta ley de forma asintótica. Esto es muy lógico ya que en las primeras células el área del fotodiodo es mínima para tener una célula de dimensiones mínimas. De hecho, para las células más pequeñas, el área sensible a la luz es unas cinco veces menor que el área total de la célula. Esto ofrece una relación de apertura más bien escasa, pero era más importante mantener un tamaño pequeño para estas células y así no disparar el tamaño total del chip (cada micra en una de estas células puede suponer un aumento de cientos de micras del tamaño total). Además, esta baja relación de apertura sólo se da en las primeras circunferencias y en la fovea, en el resto, el tamaño del fotodiodo crece muy deprisa por lo que la relación de abertura aumenta obteniéndose hasta un cubrimiento de algo más del 90% para las circunferencias más exteriores.

Lo ideal es que el área sensible a la luz hubiera seguido una progresión exponencial lo mismo que el área de la célula, de esta manera los parámetros eléctricos se habrían

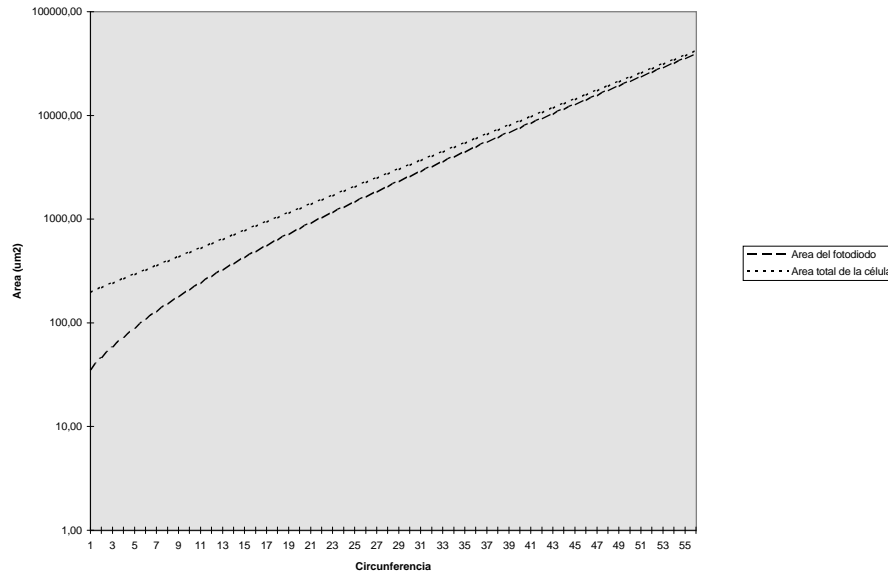


Figura 8.7: Áreas de la célula y de la parte sensible (fotodiodo)

escalado convenientemente. Bueno, esto no es del todo así. Es cierto que el área no sigue un aumento exponencial, pero es cierto también que la anchura del transistor en inversión débil tampoco. Naturalmente, la anchura de este transistor aumenta, pero la distancia que separa a la puerta de la parte de arriba y abajo de la célula es constante y no se escala, por tanto hay una constante metida junto con la variación de anchura que hace que el crecimiento no sea exactamente exponencial. Esta variación es sencilla de calcular teóricamente y se obtiene que la anchura de canal sigue la siguiente fórmula:

$$width = MINSIZEY \cdot e^{B \cdot cir} - 11 \quad (8.5)$$

donde *cir* es la circunferencia empezando en cero, y el resto de constantes ya son conocidas. Con esto el resultado son micras. Está claro que si no existiera el valor constante de 11 μm , el crecimiento sería puramente exponencial. Algo parecido le ocurre al área ya que hay partes que se mantienen en tamaño (menos importantes) y otras que crecen, pero lo hacen de forma exponencial con la circunferencia en vez de cuadrática exponencial como es el caso del fotodiodo. Con todo esto, se ha realizado la gráfica 8.8 para mostrar la relación entre las áreas y la anchura del canal del transistor en inversión débil, ya que es esta relación la que da la no uniformidad de salida debida al crecimiento de las células.

En esta figura se muestran dos curvas, una obtenida del cociente del área real del fotodiodo respecto de la anchura del canal, y la otra, el cociente entre el área total de la célula y la anchura del canal. Curiosamente, los valores reales, es decir, los referidos al área sensible, se ajustan muy bien a una recta. Esto significa que las partes fijas del crecimiento de la anchura, se anulan más o menos con las partes fijas del área del fotodiodo. Para el caso de la relación entre área total y anchura, encontramos que la

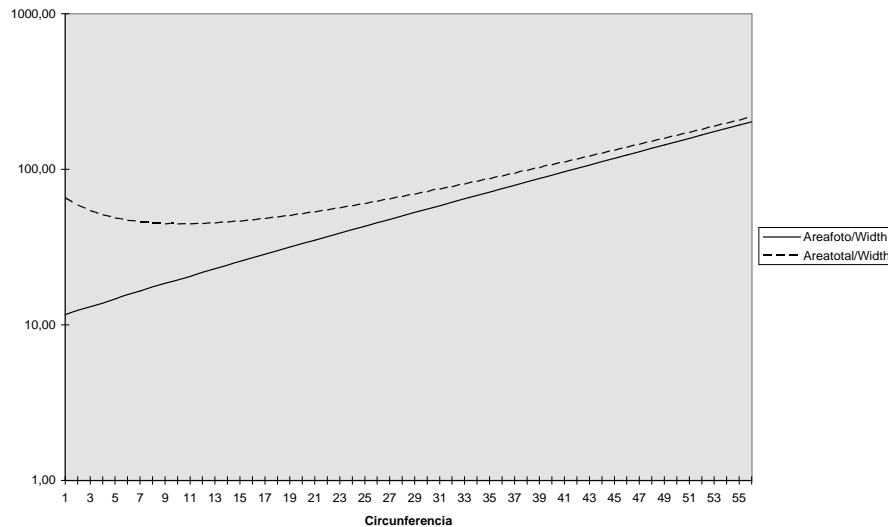


Figura 8.8: *Relación entre las áreas de la célula y la anchura del canal*

variación no es rectilínea sino que primero disminuye y luego ya parece que empieza a subir comportándose de una forma más exponencial. Aunque parece que tener una ley rectilínea como la obtenida en el caso del área sensible debería ser positivo, no lo es en absoluto. El cociente entre el área sensible y la anchura es precisamente la medida de la no uniformidad en el circuito, por lo tanto, si se mira de nuevo la figura 8.8, se observa que las no uniformidades en la retina son mayores que en un circuito donde todo el área hubiera sido área sensible a pesar de no seguir una variación exponencial. De todas formas, esto no es tan grave ya que los efectos de canal estrecho son de signo contrario a estos, por lo que al final incluso resulta positivo.

8.4 La zona foveal

Uno de los problemas de diseño que un sensor espacio variante plantea es el llenado de pixels en la zona central o fovea. En otros diseños siempre se ha hecho espacial hincapié en la zona retínica y se han buscado soluciones no demasiado útiles para la zona central. Los problemas que esta zona plantea son por un lado la necesidad de que exista una continuidad entre retina y fovea, y la reducción de los pixels que hace complicado el diseño.

Para hacer frente al problema de la fovea se estudiaron diversas topologías y estructuras. Definitivamente no podía ser cuadrada como las anteriores ya que esto suponía una ruptura en la continuidad de la retina, lo que obligaba a separar al sensor en dos zonas bien diferenciadas, haciendo inútil muchos de los algoritmos de visión válidos en una estructura como la retínica, pero inútil en una estructura foveal donde la topología era completamente diferente.

Definitivamente debía existir una continuidad entre retina y fovea, y además, la topología no debía ser muy diferente. Por lo tanto, si la retina estaba estructurada en circunferencias, la fovea debía estarlo también. Había un problema sin embargo, y es que la fovea es de área reducida y las reglas de diseño imponen limitaciones importantes a la hora de diseñar. Sin duda ninguna, el número de pixels por circunferencia debe ser menor, pero cómo reducir este número era una cuestión con algunas respuestas. Se podría reducir el número de pixels ocupando cada circunferencia con el mayor número de pixels de tamaño mínimo. Pero esto presenta numerosos problemas, en primer lugar la curvatura de la circunferencia es mucho menor conforme nos acercamos al centro, por tanto, la dimensión mínima depende de la circunferencia. El otro problema, bastante más grave, es cómo se realiza entonces la selección de cada píxel individualmente, es evidente que al reducirse el número de pixels, también se reducen el número de líneas de selección de radio, pero entonces aparece otro problema, y es que la correspondencia radial ya no es de píxel a píxel, sino que a un píxel le podrá corresponder un píxel por debajo de él o no, según le pille. Todo esto es muy complicado de diseñar y además es también difícil de procesar a posteriori ya que hay que saber exactamente qué pixels se pierden, etc, y lo peor es que no hay una ley, dependiente de la circunferencia, para averiguarlo.

La solución más simple para el número de pixels por circunferencia es la de que si no caben todos los pixels en una circunferencia, entonces se divide su número entre dos y así para todas las circunferencias. La equivalencia con los pixels superiores es muy simple, o dos pixels se convierten en uno o se conserva el píxel siempre que en la siguiente circunferencia quepan los mismos. El trazado de las células también es muy simple, lo mismo que la selección de cada célula.

Una vez adoptada esta solución para el número de pixels por circunferencia, también había que decidir cómo se iría reduciendo el radio de las circunferencias al acercarse al centro. Seguir con una estructura logarítmica era posible pero quizá no una buena idea, y las razones son varias, por un lado significa hacer células con tamaños más grandes del tamaño mínimo posible, con la consiguiente pérdida de resolución, y por otro, habría que cubrir un espacio finito con una transformación que presenta una singularidad en el centro. Hubiera sido todavía posible, pero quizá no hubiera sido tan interesante desde el punto de vista del tratamiento de imágenes y, además, se habría perdido resolución. Por tanto, la solución finalmente adoptada es que el radio fuera decreciendo linealmente con un factor igual a $MINSIZEY$ de manera que se pudiera cubrir la fovea con el mayor número de pixels. No hay que olvidar que la fovea, al igual que en ojo humano, debe ser la de mayor resolución ya que es la zona más importante.

De esta forma se ha solucionado el problema de diseño más importante y era el de darle a la fovea la importancia que se merecía y que hasta ahora no había sido ni siquiera considerada en otros diseños². Estos esfuerzos de diseño dieron como resultado

²En realidad siempre se ha diseñado una fovea, pero sus características eran tan poco idóneas que la mayoría de algoritmos de tratamiento de imágenes se limitaban a tratar la retina olvidándose de la zona más importante que es la central.

la fovea que se muestra en la figura 8.9

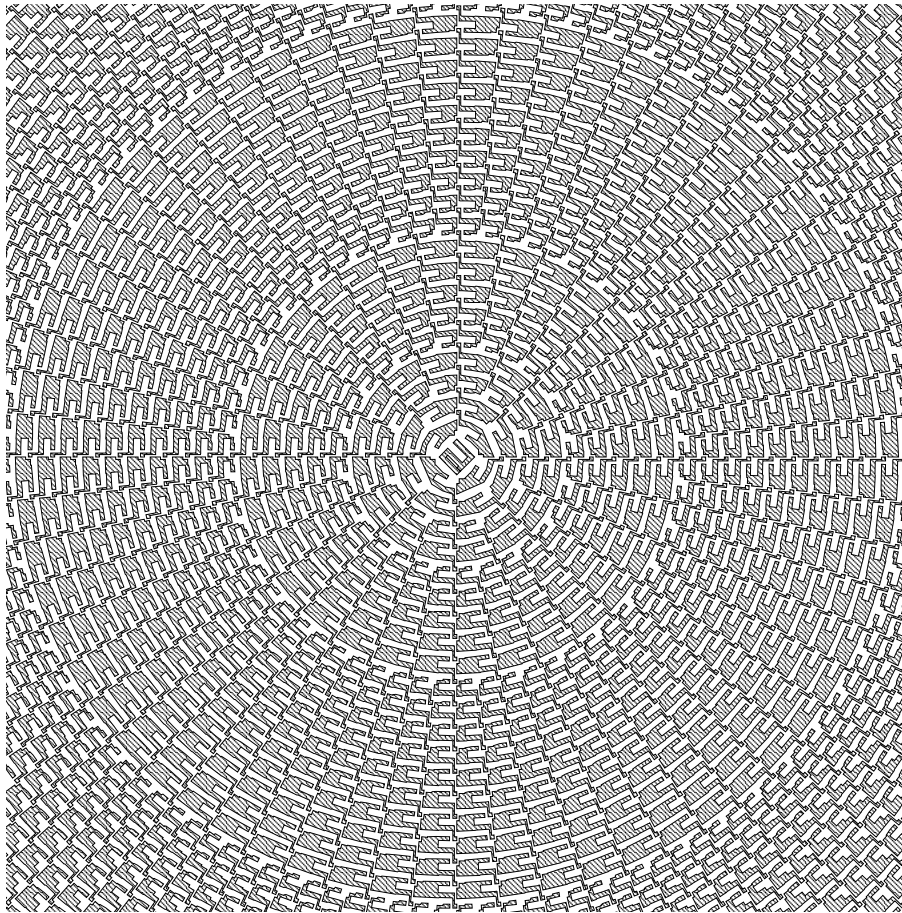


Figura 8.9: *Detalle de la fovea mostrando la parte activa de cada célula*

Al igual que para la retina, en la fovea se ha utilizado la misma función para generar las células individualmente. Bien es verdad que esta función distingue entre retina y fovea internamente y que hay algunos detalles de diseño dependientes de la circunferencia de que se trate, es decir, en la fovea, no todas las circunferencias son tratadas igual. Por ejemplo, ya se comentó cómo variaba el ángulo que definía *EJEANG* según la circunferencia, pero en este caso existía una ley de variación que se podía aplicar. En otros casos se han tenido que tratar las circunferencias individualmente para no violar las reglas de diseño. Sólo por poner un ejemplo, ya que poner todo el código aquí resultaría verborreico, la posición de la puerta del selector está desplazada una o dos décimas de micra en las primeras circunferencias, el metal del transistor en inversión débil sufre un fuerte cambio en las primeras cinco circunferencias, y así una serie de detalles necesarios para que en la fovea no se violen las reglas de diseño.

El bucle para generar la zona foveal se muestra a continuación:

```
; FOVEA
```

```

cind=1
sizer=MINSIZEY
radio=A-18*sizer
limr=4
limrf=float(limr)
while((cind<20)
  when(((2*PI*(radio-sizer)/limrf)>2*MINSIZEY) limr=limr*2)
  limrf=float(limr)
  rind=limr
  while((rind>0)
    rind=rind-1
    rindf=float(rind)
    angul=-2.0*PI*rindf/limrf
    sizea=2.0*PI/limrf
    ang=angul
    putcell(radio sizer sizea cind rind limr)
  )
  radio=radio+sizer
  cind=cind+1
)

```

Después de haber visto el bucle de la retina, el correspondiente a la fovea casi no necesita explicación ya que son muy parecidos. En primer lugar se hace el número de circunferencia igual a uno (se empieza desde el centro hacia fuera). Luego se fija el tamaño radial de la célula a `MINSIZEY` que permanecerá constante para toda la fovea al revés que ocurría con la retina. Luego se fija el radio inicial en el radio total de la fovea menos 18 veces el tamaño mínimo. Esto se hace así ya que se quieren poner 19 circunferencias, y la última será de radio igual a `A`, es decir, el radio de la fovea. La variable `limr` contendrá el número de pixels por circunferencia que como se puede observar es de cuatro al principio. Nótese que para la retina, este valor era fijo en 128 y su nombre era `LIMR`, `SKILL` distingue entre minúsculas y mayúsculas, por lo que se le ha dado el mismo nombre pero en minúsculas³. La variable `limrf` es lo mismo pero real, para que los cálculos se hagan reales.

A continuación comienza el bucle `while` que se repite hasta que se llegue a la circunferencia 19 que ya es la última de todas. La instrucción `when` equivale a un `if` convencional con la salvedad de que no tiene `else`. En esta instrucción se calcula si se mantiene el mismo número de pixels por circunferencia o si se dobla. Si hay sitio en la circunferencia entonces se dobla, y si no, pues se queda igual. Lo siguiente ya es muy parecido a la retina. De nuevo hay un bucle `while` que pone todos los pixels de la circunferencia, sólo hay una diferencia con respecto a la retina, y es que en la llamada a la función `putcell` el último argumento es `limr` en vez de `LIMR` ya que en la fovea, el número de pixels por circunferencia varía.

³En general se ha intentado siempre poner las variables en minúsculas y las constantes en mayúsculas.

8.5 La lógica de selección

Junto con la retina y la fovea, que son las partes sensibles a la luz, existen otras partes del circuito que sirven para conectarlo al mundo. Ya se ha ido viendo cómo se conectan unas células con otras y se ha mostrado cómo se selecciona una circunferencia mediante el transistor de selección y el polisilicio que bordea a cada circunferencia. Faltaría por mostrar toda la circuitería necesaria para la extracción de estas señales hacia fuera, cómo se realiza la selección del radio y también, cómo a partir de una dirección multiplexada seleccionar una única célula de todo el chip.

Todas estas operaciones son realizadas por una circuitería que va justo encima de cada radio del sensor. El esquema eléctrico de estos selectores se ha mostrado ya en el capítulo 7 dedicado a la simulación. Estructuralmente hay dos partes bien diferenciadas, una es la lógica de selección del radio, y la otra es la lógica de selección de circunferencia. Es evidente que hay más radios (128) que circunferencias (76), esto significa que no todos los radios del chip presentarán el circuito entero. Naturalmente todos presentarán el circuito de selección del radio, que además es el más simple, pero sólo 76 presentarán los dos conjuntamente. La figura 8.10 muestra el circuito completo de selección para el radio cero y la circunferencia cero (este es precisamente el píxel central).

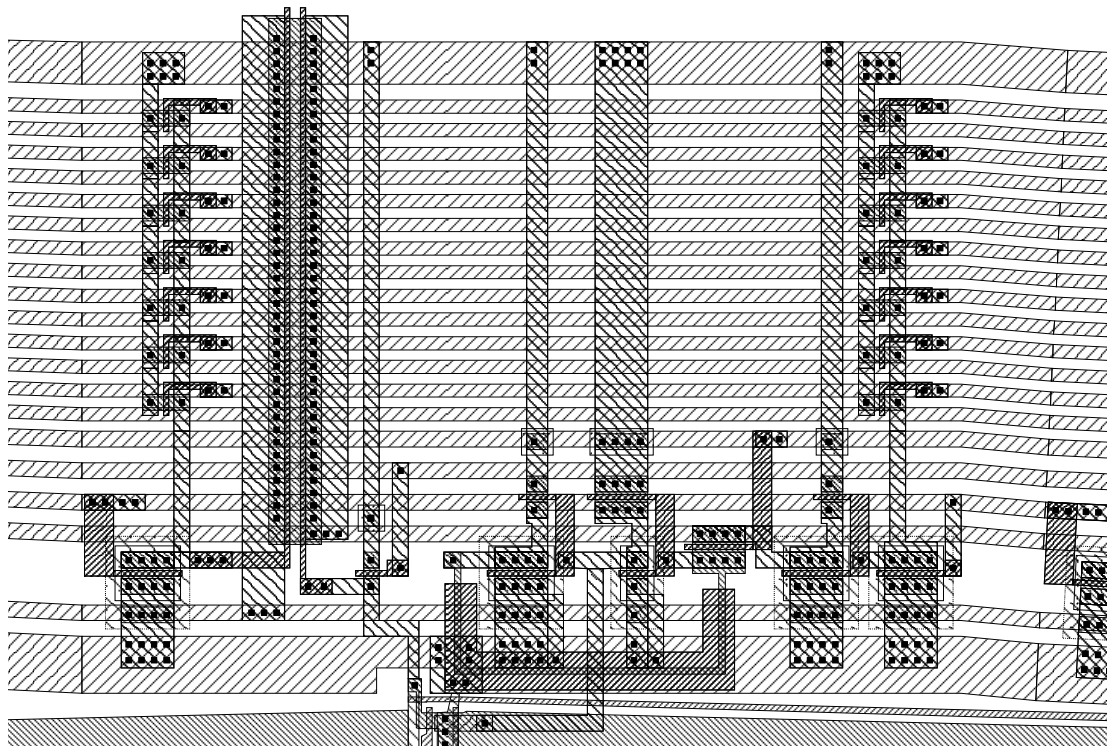


Figura 8.10: *Trazado del circuito de selección de radio y circunferencia*

De esta figura 8.10 se puede extraer mucha información. En un principio, aunque

a simple vista pueda parecer algo enmarañado, el circuito de selección es en realidad muy sencillo después de un minucioso análisis. Bastará con explicar alguno de los polígonos que forman esta figura para comprender mejor el circuito. Para empezar se observan claramente un total de 21 líneas horizontales que cruzan el circuito. Estas líneas están todas hechas de metal II y circunvalan todo el circuito. Empezando por arriba se distingue una línea más gruesa, esta línea es la de masa o Vss. Le siguen a continuación 14 líneas más delgadas iguales entre sí. Estas 14 líneas son las de dirección, y son catorce no porque estén todas (ya se ha dicho que están multiplexadas) sino porque están las siete direcciones junto con sus negadas, empezando de arriba hacia abajo por el bit más significativo sin negar, le sigue el bit más significativo negado, y así sucesivamente hasta el bit cero de la dirección. A las líneas de selección le sigue la línea de multiplexación yselec, o latchado de la dirección de circunferencia si se prefiere. Luego sigue la línea de polarización de los transistores NMOS, y luego, la línea de polarización de los transistores PMOS. Después siguen dos líneas algo separadas entre sí, estas líneas forman el anillo de salida, es decir, lo que en el capítulo de simulación se había visto como los nodos uit1 y uit2. En la figura, uit1 es el de arriba y uit2 el de abajo. La última línea que queda, también gruesa como la de arriba del todo, es la de alimentación o Vdd.

Como el circuito de selección de radio es más simple se explicará en primer lugar. Este circuito de selección lo que hace es coger la línea común que une todas las salidas de un radio y la lleva a un selector que la sacará a la salida si la correspondiente línea está seleccionada. En la figura se puede ver que este circuito se encuentra a la izquierda de la salida de la célula que se encuentra más o menos en el centro abajo. De la salida del transistor de selección (centro abajo) sale una línea de metal I que va por un lado al drenador del pequeño transistor de polarización que es el elemento que se ve inmediatamente a la izquierda, un poco más arriba, de la salida de la célula. Esta línea también va a la puerta del transistor vertical que como se ve tiene un canal bastante ancho. En serie con este transistor, cuyo surtidor es precisamente uit1, está el transistor de selección también de enormes dimensiones cuyo surtidor es precisamente uit2, y su puerta el circuito de selección formado por el transistor PMOS (abajo completamente a la izquierda) y 7 transistores NMOS conectados en paralelo. Se puede observar fácilmente en la figura, que todas las puertas de estos transistores NMOS de selección están conectadas a las líneas pares de las líneas de selección (12,10,8,...,2,0) estas líneas son precisamente las líneas de dirección sin negar. Por tanto, cualquier dirección distinta de cero pondrá a uno una de estas puertas con lo que algún transistor conducirá haciendo caer a cero la tensión la puerta del transistor ancho de selección anulando la fuente de corriente y por tanto desactivando la salida de esta célula del circuito. Si por el contrario la dirección es cero, entonces ningún transistor NMOS conduce con que en la puerta del transistor de selección hay un nivel alto que hace conducir a este transistor y por tanto se establece el lazo de corriente que da la salida en función de la iluminación.

El circuito de selección de circunferencia aparece en la misma figura 8.10 pero a la derecha de la salida de la célula. Este circuito se ve a simple vista que es algo

más complejo que el anterior por lo que quizá vale la pena referirse a la figura 6.15 del capítulo de simulación, donde aparece un esquema del circuito de selección, para entender así mejor sus distintos elementos. Puede ser un poco confuso ya que en esa figura la entrada está a la izquierda y la salida a la derecha, justo al revés que en el trazado o layout del circuito. En cualquier caso debe ser simple localizar los inversores en el layout donde se pueden ver los transistores PMOS en la parte de abajo y los NMOS en la de arriba. La complejidad del circuito se debe a la multiplexación de la selección de radio y circunferencia en las mismas líneas de selección. El funcionamiento se controla mediante la línea *yselec*, cuando esta línea se pone a nivel alto, entonces conduce la llave de paso *Mnmux* capturando la selección de circunferencia en dos inversores realimentados que hacen las veces de latch que conserva su estado cuando se cierra la llave y no conduce más. El transistor largo en forma de “U” que pasa por debajo de los inversores es precisamente este transistor de realimentación, y se ha dicho que es un transistor largo ya que, al contrario que la mayoría de los transistores que se diseñan, su canal es mucho más largo que su anchura, y el polígono que bordea al canal en el layout, no es parte activa como se podría pensar, sino polisilicio. Antes de estos inversores están los 7 transistores NMOS que hacen el mismo papel que en la selección del radio. Se puede ver que están todos conectados a las líneas pares de selección, por tanto, cuando sea la dirección cero no conducirá ninguno, mientras que si se trata de cualquier otra dirección conducirá siempre.

Con la lógica de selección diseñada de esta manera se consigue tener una de las características más interesantes de este tipo de sensores CMOS, y es que su interface con el mundo exterior es muy simple, ya que es idéntica al de una ROM, donde la información que se lee es directamente la intensidad luminosa que llega a cada píxel. Además, se ha visto que las señales son puramente digitales y compatibles TTL, lo que lo hace especialmente interesante para aplicaciones empotradas donde el sensor se conecta directamente a un microprocesador. Esta lógica de selección, como toda lógica digital CMOS, tiene el peligro del latch-up. Para evitarlo, se han conectado los pozos de los transistores PMOS a *Vdd* con el mayor número de contactos posibles, y lo más cerca del drenador y surtidor para evitar corrientes parásitas. También para evitar estas corrientes se han añadido contactos directos del sustrato a masa en las inmediaciones de los transistores NMOS.

Ya se han visto cómo funcionan y cómo es el layout de los circuitos de selección de la retina. Aunque pudiera parecerlo así, no se ha recurrido al dibujo de polígonos para el diseño de esta parte, sino que se ha utilizado también el lenguaje SKILL. Desde luego este diseño es mucho más sencillo de realizar que el de la célula, la razón es que sólo se ha utilizado un sistema de ejes coordenados para la descripción del circuito. De hecho, y mirando la figura 8.10 se observa que en realidad todo el circuito es ortogonal salvo las líneas horizontales de metal I que a la derecha deben conectar con la siguiente célula sufriendo la correspondiente transformación. Naturalmente todo el conjunto sufre una rotación, pero eso se ha hecho de forma simple utilizando la misma función `creaxy` que transformaba un polígono en coordenadas locales, a el mismo polígono descrito en coordenadas globales.

No se va a poner el código de generación del layout de selección porque es bastante largo y la mayoría es bastante mecánico y se limita casi únicamente al dibujado textual de los diferentes polígonos que componen el circuito. Sin embargo, sí que puede ser interesante resaltar algunos aspectos especialmente aquellos referidos a la selección de la célula. Y es que todo el circuito de selección es idéntico en todos los radios salvo en una cosa, y es que cada circuito es sensible a una dirección diferente. Esto es muy fácil de realizar ya que basta con conectar la puerta de los 7 transistores NMOS al cable que tiene cada uno por encima (bit sin invertir) o debajo (bit invertido) para definir la dirección a la cual es sensible. Esto a mano sería sencillo, pero con el SKILL es todavía más. Para ponerlo de manifiesto se presenta a continuación el código que genera la conexión de las puertas en estos transistores para el circuito de selección de radio:

```
; selectores
  aux=rind
  for(i 0 6
    putsel(raux+44.5+i*9 0 -largox-5-19.5+mx mod(aux 2))
    aux=round(aux/2-0.1)
  )
```

Como se puede ver, no es más que un bucle que ejecuta la función `putsel` que es la que pone el selector. La variable `aux` contiene el número del radio indicado por `rind`. Los argumentos de `putsel` son en primer lugar su desplazamiento vertical, después viene la posición del eje vertical, y a continuación el desplazamiento horizontal respecto de este eje. Por último hay un parámetro que indica si la puerta debe ir conectada al bit invertido o sin invertir. Este valor se calcula a partir de `aux` que contiene el número binario de la dirección. Lo que se hace es simplemente poner el módulo de la división por dos y al final se divide entre dos para el próximo transistor. De esta manera se va sacando bit a bit el número binario correspondiente empezando por el menos significativo. De esta manera tan simple se genera la selección de radio. Para la selección de circunferencia la cosa se complica un poco más, por un lado no todos los radios tienen este circuito, y por el otro, a cada radio le corresponderá una selección de circunferencia diferente. Es bien fácil para la selección de la retina saber en qué radio va la selección de una circunferencia, pero para la fovea esto es complicado ya que no existe una relación analítica. El SKILL para la generación de la selección de circunferencia se muestra a continuación:

```
; ROW SELECTION
  when(member(rind palote)
; la seleccion
  aux=rind+19 ; retina
  when(zerop(rind) aux=0) ; pixel central
  when((rind==96) aux=1) ; fovea
  when((rind==112) aux=2)
  when((rind==104) aux=3)
```

```

when((rind==120) aux=4)
when((rind==92) aux=5)
when((rind==100) aux=6)
when((rind==108) aux=7)
when((rind==116) aux=8)
when((rind==124) aux=9)
when((rind==90) aux=10)
when((rind==94) aux=11)
when((rind==98) aux=12)
when((rind==102) aux=13)
when((rind==106) aux=14)
when((rind==110) aux=15)
when((rind==114) aux=16)
when((rind==118) aux=17)
when((rind==122) aux=18)
when((rind==126) aux=19)
for(i 0 6
  putsel(raux+44.5+i*9 0 right-15 mod(aux 2))
  aux=round(aux/2-0.1)
)
...
)

```

Como se ve es algo más complejo aunque la idea es la misma. En primer lugar no siempre se pone selección de circunferencia; lo que hace la primera línea es ver si en el radio en el que se está generando el circuito (indicado por `rind`) hay que poner selección o no. Si hay que poner entonces sigue, y sino, salta y no hace nada de lo que sigue a continuación. `member(rind palote)` es una condición que lo que pregunta es si el radio que se está procesando (`rind`) está contenido en el conjunto indicado por la lista `palote`, si es así, entonces hay que poner circuito de selección. La lista `palote` guarda aquellos radios que tienen selección circular y, por tanto, se les ha puesto el metal II vertical, una explicación más detallada se dará más adelante.

Siguiendo con el programa se le da a la variable `aux` el valor de la circunferencia en la que se encuentra el proceso sumándole 19. Esto tiene un significado claro, si no se cumple ninguna de las condiciones que vienen después, entonces se trata de una circunferencia de la retina. Como en la retina las circunferencias vienen una detrás de otra y su selección circular se puede realizar consecutivamente, esto es lo que se ha hecho. Es decir, cuando el radio es uno (el segundo), la selección de circunferencia correspondiente apunta a 20, que es la primera circunferencia de la retina, para el tercer radio se le asigna a `aux` el valor 21, que es la segunda circunferencia de la retina, y así sucesivamente hasta acabar con todas las circunferencias de la retina.

Con la fovea pasa algo muy diferente. Fijémonos, por ejemplo en la célula central, se debe sacar un hilo para que sirva de selección. Igual que una circunferencia en la retina puede sacar este hilo por cualquiera de las 120 células que hay por encima (por eso se podían poner seguidas), la célula central sólo tiene cuatro posibilidades ya que el siguiente anillo sólo tiene cuatro células, y no se puede, o mejor, no se debe, sacar

una línea por encima de las células. Por tanto, la selección de la célula central sólo se puede realizar por los radios 0, 31, 63 y 95. En este caso se ha elegido el cero. Para la siguiente circunferencia de la fóvea existe el mismo problema, solo que ahora hay mayor libertad ya que la circunferencia superior tiene 8 células, por tanto, ahora las posibilidades son 0, 15, 31, 47, 63, 79, 96 y 111, pero hay que tener cuidado ya que la cero ya ha sido usada. En este caso se ha elegido la 96. Y así se sigue con el resto de circunferencias de la fóvea tal y como se muestra en todas las instrucciones `when` de la porción de código que muestra la selección de circunferencia. Para ver esto con más detalles, se muestra en la figura 8.11 la fóvea con las líneas de selección circular formadas por el metal II.

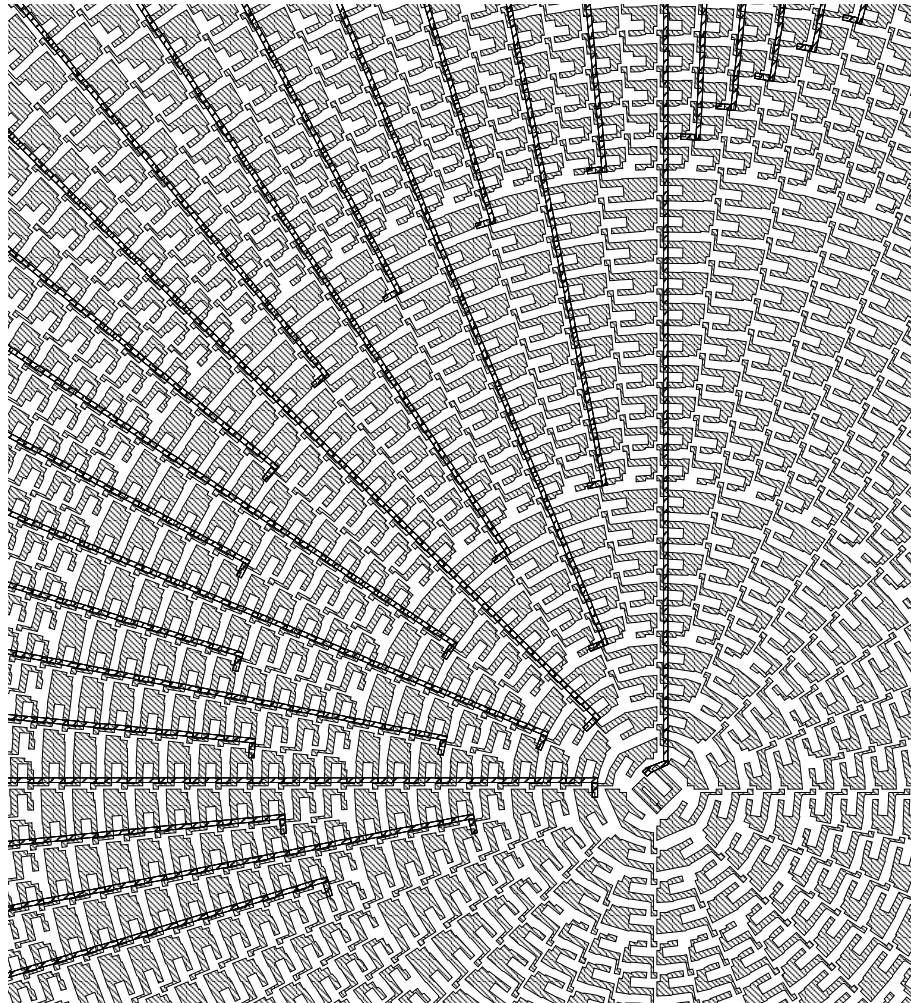


Figura 8.11: Fóvea mostrando las líneas de selección circular

Anteriormente se había presentado la lista `palote` sin haberla explicado con la claridad necesaria. Esta lista, como ya se ha indicado, contiene los radios que llevan línea de selección vertical de metal II, o, lo que es lo mismo, línea de selección de circunferencia. La línea de selección de circunferencia no corre a lo largo del chip para terminar en el centro, hay que darse cuenta de que si esto fuera así acabarían

superponiéndose unas con otras cortocircuitándose. Lo que se ha hecho entonces en empezar la línea de selección justo en la circunferencia que selecciona y acabarla en el exterior de la retina. Esta operación de poner el metal II en cada célula, o incluso de una vez, se podría haber realizado a posteriori, sin embargo, se ha preferido ir realizando esta operación al mismo tiempo que se ponía la célula de manera que esta línea de selección es, en realidad, un polígono que forma parte de las células, se pondrá o no en función de que tenga que pasar por esa célula la línea de selección. Esto se puede ver más claro viendo el programa SKILL que genera esta línea de selección:

```
;METAL2read
when(member(radios*LIMRF/radiosmax palote)
  xy=list()
  creaxy(list(3:2.6 5:2.6 5:7 5:10 5:sizrad+2.6 3:sizrad+2.6 3:sizrad+0.1)
    rad 0 0 0)
  dbCreatePolygon(cellview list(METAL2 purpose) xy)
)
when(((radiosmax==4 && radios==2) ||
  (radiosmax==8 && radios==6) ||
  (radiosmax==16 && radios==2*circun+6) ||
  (radiosmax==32 && radios==2*circun+12) ||
  (radiosmax==64 && radios==2*circun+24) ||
  (radiosmax==LIMR && radios==circun))
  palote=cons((radios+1)*LIMR/radiosmax palote)
...
)
```

Lo primero es ver si la célula que se está poniendo está en un radio que ya tiene selección, o sea, si el radio de la célula que está siendo creada está incluido dentro de la lista `palote`. Como en la función `putcell`, que es donde está también esta parte de código, no se sabe en qué radio se está, sino que lo que se conoce es su coordenada radial, hay que realizar la operación que aparece en el `when`. Si está en `palote` entonces hay que dibujar el “palote” vertical (por eso se le ha llamado `palote` a esta lista), y eso se realiza con el `creaxy` y el `dbCreatePolygon` que siguen.

El siguiente `when` decide si hay que poner o no una salida del polisilicio que da la vuelta y conectarlo a la línea o “palotes” de selección vertical de circunferencia. Entonces las condiciones del `when` son para cuando hay que poner esta salida, hay que fijarse que no sólo hay que poner la salida, sino que además, hay que incluir en la lista `palote` ese radio para que en el futuro las células colocadas en ese radio tengan su “palote” correspondiente. Para la fovea hay varias condiciones dependiendo de cuántos pixels (`radiosmax`) haya por circunferencia, mientras que para la retina (`radiosmax=LIMR`) la condición es simplemente que el radio coincida con la circunferencia, pero circunferencia relativa a la retina, naturalmente. Lo que seguiría después, indicado con puntos suspensivos, es un polígono de metal I que conectaría el polisilicio con el metal II de selección, por lo que se ponen una vía y un contacto. En la figura 8.12 se muestra la retina mostrando solamente estas líneas de selección que le dan al

layout ese aspecto acaracolado tan llamativo y que luego es imposible de ver en el layout del chip real.

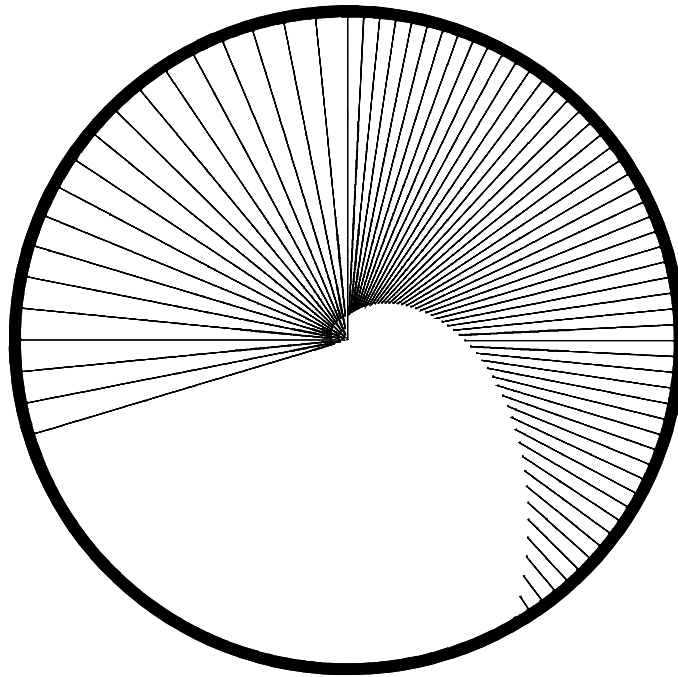


Figura 8.12: *Retina mostrando las líneas de selección circular*

8.6 Detalles del trazado y resto de elementos en el chip

El diseño del layout de un chip consiste en la realización de varias máscaras que definen la estructura de los transistores. Existen varios métodos para la realización de estas máscaras, pero lo más común es que se utilicen máscaras por las cuales la luz debe pasar e impresionar una capa fotorresistiva sobre la oblea. Hay otros procedimientos electrónicos que vienen a realizar una operación parecida. En cualquier caso, la máquina que se encarga de dibujar estas máscaras, o la que se encarga de dirigir un haz de iones contra la oblea, etc, realiza el dibujado de las máscaras ciñéndose a una trama, cuadrícula o grid. De manera que la máxima resolución para las máscaras es la que impone la resolución de este grid.

Es una exigencia de los fabricantes de circuitos integrados, el realizar el trazado de los polígonos ajustándose siempre a este grid, de manera que los vértices de los polígonos deben tener coordenadas que se ajusten siempre a este grid. En el caso de la retina, esto se ha hecho fácilmente incluyendo dos líneas de código en la función `creaxy` de manera que una vez calculado el par (x,y) se reajustaba a otro par (x,y) ajustados

al grid. Esta operación es muy simple y basta con hacer $x=\text{round}(x/\text{GRID})*\text{GRID}$ y lo mismo con la coordenada y , para obtener el nuevo punto ajustado a la cuadrícula. En el caso de Mietec $0.7\ \mu\text{m}$ este grid era de una décima de micra, o sea, $\text{GRID}=0.1$ ya que las coordenadas en Cadence son en micras. Es importante conocer esto puesto que nos da una idea del error cometido en la realización de los polígonos. Mientras que en un diseño rectangular, los polígonos siempre se ajustan al grid y no hay errores, en un diseño no ortogonal, se introducen errores por el simple hecho de que nunca coincide un vértice con el grid. Esto significa que la longitud de una puerta puede ser 0.95 en vez de 1.0 y lo mismo ocurre con todos los polígonos del chip. En el caso de las puertas poco se puede hacer, y de hecho su influencia es la más perjudicial de todas al ser el factor que más no uniformidad introduce en el comportamiento eléctrico del chip.

Este ajuste al grid tiene otra consecuencia negativa, y es que un polígono, que en principio puede ser cuadrado, se convierte en un polígono que ya no será cuadrado. Las puertas, por ejemplo, que son rectangulares pueden dejar de serlo. Los efectos de los cambios de forma en una puerta son difíciles de evaluar y probablemente no son muy diferentes a los de un transistor con una puerta rectangular. Hay un elemento en cambio cuya forma sí que podía tener alguna trascendencia. Estos elementos son las vías y contactos. El fabricante exige un tamaño fijo para estos agujeros que luego serán metalizados. La razón es lógica, de alguna manera, la profundidad del agujero depende de la anchura de la máscara, y más concretamente, de su área. De esta manera, una vía gruesa producirá un agujero de mayor profundidad.

Al realizar el layout, ajustando al grid todos los vértices, se comprobó que las vías y contactos no tenían un aspecto cuadrado, y no sólo eso, sino que además, el área era muy diferente a las del cuadrado exigido por las reglas de diseño. Podría no ser un gran problema, pero en un diseño de estas características es mejor no dejar nada para comprobar después de la fabricación ya que entonces es demasiado tarde. Por lo tanto se decidió utilizar un esquema diferente para la realización de las vías y contactos.

El código para poner un contacto es bastante engorroso, en cambio, el procedimiento para poner un cuadrado, que tenga una aspecto lo más cuadrado posible conservando el área, se explicará a continuación en vez de poner la parte de código SKILL. El procedimiento es bien simple y la idea consiste en ajustar el centro del cuadrado al grid y luego rotarlo ajustando los 4 vértices resultantes al grid. Este procedimiento, simple, hace que las vías y contactos conserven su aspecto cuadrado y, lo que es más importante, su área. En principio puede parecer que el resultado de realizar los polígonos de esta forma es igual que ajustando directamente los cuatro vértices al grid, pero no es así.

Otra característica importante del diseño ha sido el cálculo preciso de cada vértice de la retina. Se pretendía sobre todo, no superponer unos polígonos con otros para que el diseño quedara lo más elegante posible y no crear problemas al fabricante o incluso problemas de violación de las reglas de diseño. En un diseño ortogonal, no hay ningún problema para unir unos polígonos con otros de forma precisa, pero en un

diseño no ortogonal, donde además hay que ajustarse a un grid cartesiano, esta unión es casi imposible. En la figura 8.13 se observa cómo dos polígonos pierden su unión al ser rotados y ajustados al grid, y cómo se ha solucionado este problema en la retina.

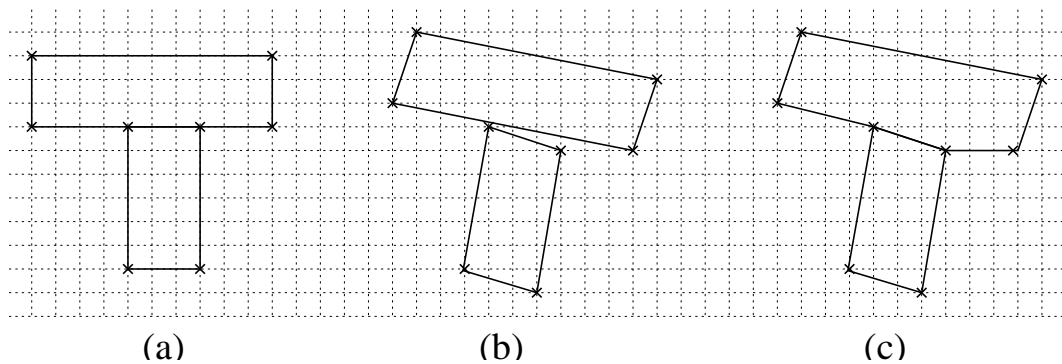


Figura 8.13: *Ajuste de polígonos: (a) ortogonal (b) rotado (c) solución adoptada*

En la figura 8.13(a) se muestran dos polígonos ortogonales unidos. En (b) se le ha aplicado una rotación a los polígonos anteriores y se han ajustado al grid. Se ha exagerado el tamaño del grid para ver mejor el efecto. Es fácil comprobar que la unión se pierde debido a que la recta del polígono superior no sigue una transformación punto a punto, mientras que los vértices del polígono inferior, que en un principio coincidían con esta recta, sí que sufren esta transformación. Naturalmente no coinciden y el diseño es incorrecto. La solución adoptada es la que se muestra en la figura (c) donde se puede ver que ahora ambos polígonos están conectados sin errores. La forma de hacerse es simple, se añaden tantos vértices como vértices de contacto existan sobre una recta de un polígono. En el caso de la figura se han tenido que añadir dos vértices a lo que antes era una simple recta. Este es el procedimiento usado en todos los polígonos de la retina, lo que ha obligado a la inclusión de múltiples vértices extra en lo que antes eran simples rectángulos. Naturalmente, si dos vértices tienen uno común, ambos vértices se transformarán igual, por lo que no es necesario añadir vértices en estos casos.

Otro problema, bastante grave debido a la naturaleza no ortogonal del diseño, ha sido la comprobación de las reglas de diseño. Cualquier fabricante, y cualquiera que pretenda realizar un chip con garantías de éxito, debe comprobar de forma exhaustiva el cumplimiento de las reglas de diseño, un incumplimiento de estas reglas significa, en la mayoría de los casos, que el chip no va a funcionar. Normalmente existen herramientas que comprueban automáticamente el cumplimiento de estas reglas, de manera que cualquier fallo es señalizado y le permite al diseñador corregir el error. En el entorno de trabajo de Cadence, la herramienta para la comprobación de las reglas de diseño sólo funciona correctamente con diseños ortogonales.

La solución a este problema era conseguir alguna herramienta capaz de manejar diseños no ortogonales y así hacer la comprobación automática del layout. No se pudo encontrar esta herramienta en el momento del diseño, por lo que se adoptó una solución

bastante menos aconsejable que consistió en revisar todo el diseño visualmente. Al parecer esta revisión no fue tan mala ya que el chip funciona y no parece que existan falsos contactos entre las diferentes capas. Había que realizar algún tipo de chequeo puesto que aunque la generación del chip es automática, no hay forma de asegurar que todo saldrá bien puesto que se está realizando una transformación de un plano cartesiano a otro polar donde los polígonos van a sufrir fuertes transformaciones, además, y por si fuera poco, existe la deformación introducida por el ajuste al grid de los polígonos. Todo esto llevó a la repetición varias veces de la generación del diseño puesto que visualmente se detectaban errores. Sin duda, la fóvea fue la zona que más trabajo produjo debido a las fuertes deformaciones que sufren los polígonos.

Hasta ahora se ha explicado el diseño de la retina con sus selectores, etc, pero en el chip hay más elementos sin los cuales probablemente no funcionaría. Estos elementos son bastante estándar y no suponen una mejora en el estado del arte del diseño de circuitos integrados. Uno de estos elementos son los pads de conexión, evidentemente, sin estos pads, la retina está aislada. Estos pads tienen a la entrada del chip diodos a tierra y Vdd que protegen la retina frente a cargas estáticas. En el caso de las señales digitales, se ha interpuesto, entre el pad y la línea, un buffer estándar que simplemente suministra corriente a las líneas de selección. Las líneas analógicas están conectadas directamente al pad mediante metal y una pequeña resistencia realizada con polisilicio.

Además de estos pads, existen otros elementos adicionales que sin ser imprescindibles resultan interesantes. Por ejemplo, se encuentra un fotodiodo grande a uno de los lados del chip para evaluación del comportamiento frente a iluminación de la tecnología utilizada. El área de este fotodiodo es de $400 \times 600 \mu\text{m}^2$. Además se han incorporado tres píxeles de referencia en uno de los lados del chip. Un píxel está cubierto por metal por lo que no recibe luz, otro es un píxel normal, y el último es un píxel que da una salida equivalente a iluminación fuerte.

El último elemento incluido en el chip es un circuito de control automático del offset, también conocido como *Automatic Gain Control (AGC)*. No es más que un amplificador operacional realimentado que toma el nivel de tensión de salida de la retina y la compara con el nivel de referencia del conversor A/D. Si la salida que produce esta comparación, la introducimos como fuente de corriente en el lazo de salida del chip, entonces se produce la regulación automática del offset de salida dependiendo de la iluminación ambiente. Con todos estos elementos, y el más importante que es la retina, se fabricó el chip resultando un layout como el que se muestra en la figura 8.14 que corresponde a una microfotografía del sensor tomada directamente de la oblea⁴.

⁴Fotografía realizada por el equipo de investigación de IMEC en Bélgica.

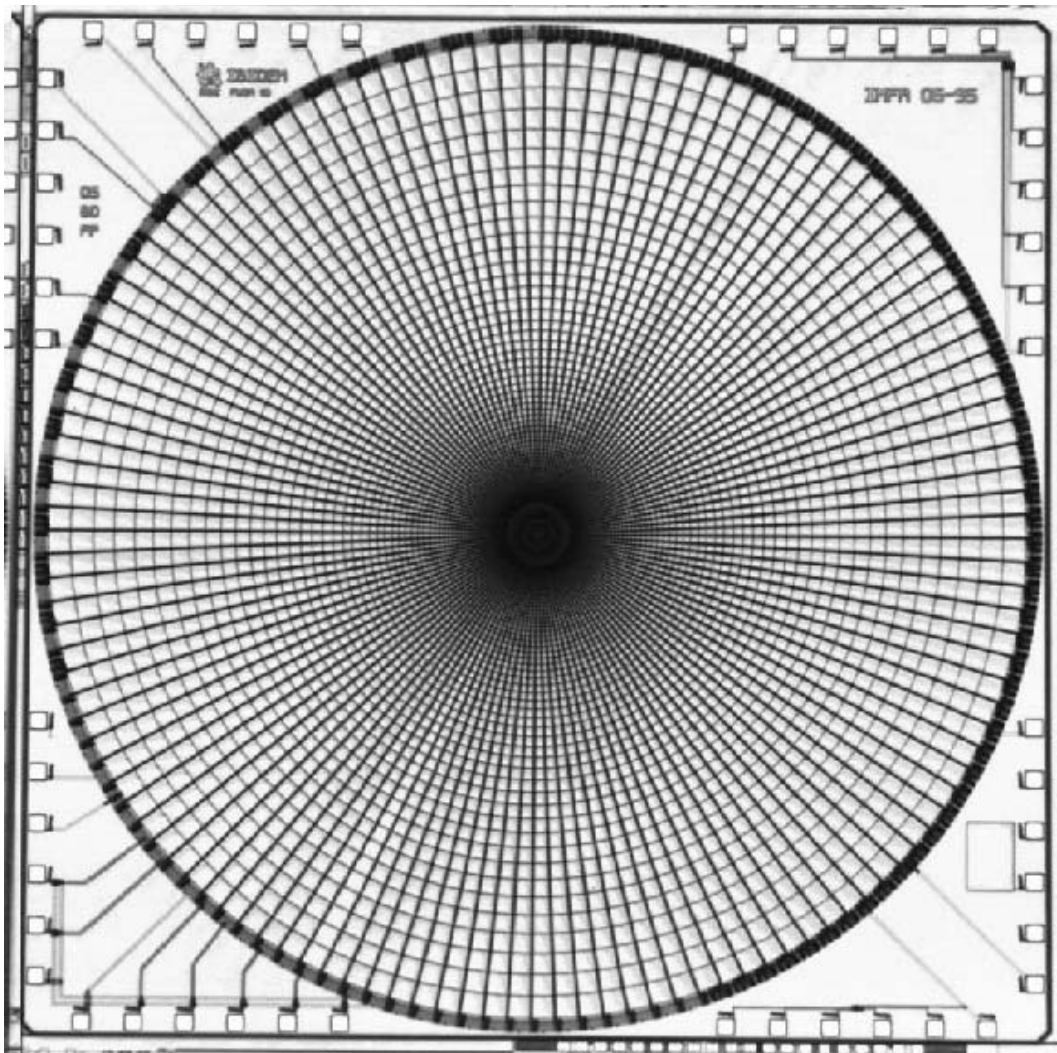


Figura 8.14: *Microfotografía mostrando el layout del sensor retínico*

8.7 Conclusiones

Se ha presentado una metodología para el diseño de las máscaras (layout) de sensores retínicos espacio variantes basados en tecnología CMOS. Esta metodología es también válida para el diseño de cualquier circuito electrónico donde la disposición de sus elementos no sea ortogonal, y sirve para cualquier proceso de diseño de circuitos integrados basado en máscaras. El resultado de la aplicación de esta metodología ha llevado al diseño, realización y fabricación de un sensor retínico espacio-variante basado en tecnología CMOS que funciona dentro de los márgenes esperados.

Se ha mostrado la necesidad de dividir el diseño de la célula en partes que aún rotadas, debían ceñirse a una estructura puramente ortogonal. En otros diseños realizados con otras tecnologías, como la cámara CCD retínica, transformaban directamente

cada vértice a coordenadas log-polares sin preocupación excesiva por la forma en que pudieran adoptar después los polígonos.

Se ha mostrado un método para realizar esta fragmentación de los elementos de la célula básica. Se ha visto que una manera de hacerse esto es mediante la inclusión de varios sistemas de coordenadas cartesianos cuyos orígenes y rotaciones se modifican mediante la transformación log-polar, de manera que se puede obtener la distribución retínica buscada sin deformar en exceso los transistores que intervienen en la captación de la información luminosa.

Se ha utilizado un lenguaje genérico para la descripción del layout del sensor en vez de recurrir al dibujado directo de los polígonos utilizando una herramienta de CAD convencional. Se ha utilizado también la herramienta de CAD para la visualización del layout. En diseños como este, es prácticamente imposible de realizar a mano mediante el dibujado directo de polígonos. Ni siquiera, algunas herramientas de generación automática de células y matrices se mostraron útiles a pesar de que se estudiaron como posibilidad para la realización del layout.

La experiencia recogida con el uso de un lenguaje para la realización del layout de este sensor pone de manifiesto la potencia que hacerlo así tiene. Hay completa libertad para realizar prácticamente lo que se quiera, además, una surtida librería matemática permite abordar diseños que, como en este caso, exigen un layout con precisas estructuras matemáticas lejos de la linealidad.

La utilización de un lenguaje para la realización del layout se ha mostrado tan útil, que casi podría ser de aplicación en otro tipo de circuitos, también full custom, en los que su utilización no es estrictamente necesaria. En estos casos se vislumbra la posibilidad de realizar un lenguaje específico para la realización de layout que, por estar tan cerca del diseño gráfico, debería parecerse mucho a algún lenguaje que ya exista para el diseño gráfico. Un lenguaje como este, debería permitir la definición de bloques asignables a circuitos para que operaciones como mover un transistor no significara tener que mover a mano todo el resto de polígonos. El autor de la tesis no conoce la existencia de un lenguaje como este aunque después del diseño realizado parece interesante que se pudiera cubrir este hueco. Igual que los lenguajes de descripción hardware están teniendo mucho éxito, parece también lógico pensar, que un lenguaje de descripción de layout sería igualmente útil para cualquier diseño full custom, pudiéndose llegar a tal complejidad que la descripción hardware de alto nivel podría estar igualmente incluida en este lenguaje lo que permitiría la realización de circuitos mixtos de forma casi automática, aparte de facilitar la tarea al diseñador de circuitos completamente a medida.

La tecnología elegida para el sensor fue la CMOS por ser la que más se adapta a las exigencias de un diseño espacio variante. La célula elegida fue la de conducción, decisión que ha sido ampliamente justificada en varios capítulos.

El diseño de la retina, o sea, lo que es el sensor quitando la fovea, es de realización

bastante automática a partir de una célula normal parametrizada. Sólo unos mínimos cambios son necesarios, dependiendo de la circunferencia, para respetar las reglas de diseño. La fovea es una zona de más difícil solución. De hecho, es la primera fovea que tiene continuidad con la retina, presenta una estructura circular, siendo también, la primera fovea que funciona junto a una retina. En la zona foveal, sin embargo, los esfuerzos de diseño son mayores y algunas células casi hay que retocarlas a mano para que el layout sea correcto.

El resultado final es un layout generado a partir de un código bastante parametrizable que permite generar correctamente una retina de una resolución de 128x56 pixels con mínimos cambios, que, por otra parte, son absolutamente necesarios. La fovea resulta también parametrizable pero puede requerir la intervención del diseñador para corregir algunos problemas que se podrían dar, especialmente en los pixels centrales.

Capítulo 9

El banco de pruebas

Tan importante como los resultados experimentales son, sin duda, los métodos utilizados para obtenerlos. Una toma de datos con un equipo inadecuado puede tener una validez escasa si el equipo introduce errores en los datos.

El equipamiento utilizado para la toma de resultados, sin ser el mejor en el que se podría pensar, ha demostrado tener la calidad suficiente como para tomar los datos con una buena precisión y fiabilidad tal y como se verá en el capítulo 10.

A continuación se comentarán algunas de las herramientas utilizadas para la obtención de datos, captura de imágenes, y en definitiva, todo el hardware adicional que ha sido necesario desarrollar para poder utilizar y medir el sensor retínico. Los dispositivos que se han tenido que diseñar no han sido muchos, por un lado se disponía de la cámara, realizada en el IMEC, que es la que ha sido utilizada para la obtención de la mayoría de resultados. No obstante, y dada la baja calidad de esta cámara, se ha desarrollado otra donde se ha incluido un amplificador de alta frecuencia y un circuito de corrección de offset en la propia tarjeta, lo que permite obtener imágenes con mayor contraste sin que el patrón fijo de ruido sea mayor que la propia señal.

El “set up” o banco de pruebas utilizado para los experimentos se muestra en la figura 9.1 y está formado por un PC 386, una tarjeta de adquisición de imágenes “8255” y una cámara con el sensor retínico. Como aparatos de medida se ha utilizado un osciloscopio digital de 200 MHz y un analizador lógico de 25 MHz. Aparte se disponía de otros elementos como voltímetros, soportes, etc.

9.1 Cámara de adquisición de imágenes

Para la adquisición de imágenes se han utilizado dos cámaras. La primera disponible ha sido una realizada por IMEC y es con la que se han realizado la mayoría de los experimentos. Dada la baja calidad de esta cámara se decidió diseñar otra, esta vez en



Figura 9.1: Fotografía del banco de pruebas

el instituto de robótica, que tuviera una mayor calidad. Efectivamente esta segunda cámara ofrece unas mayores prestaciones, pero dada su realización posterior en el tiempo, no se pudieron realizar la captura de todos los datos experimentales.

9.1.1 La primera versión de la cámara

La cámara para la adquisición de imágenes mayoritariamente utilizada para los experimentos, ha sido un cámara realizada por IMEC. Esta cámara se muestra en la figura 9.2 donde se pueden ver los principales elementos de que está formada casi a tamaño real.

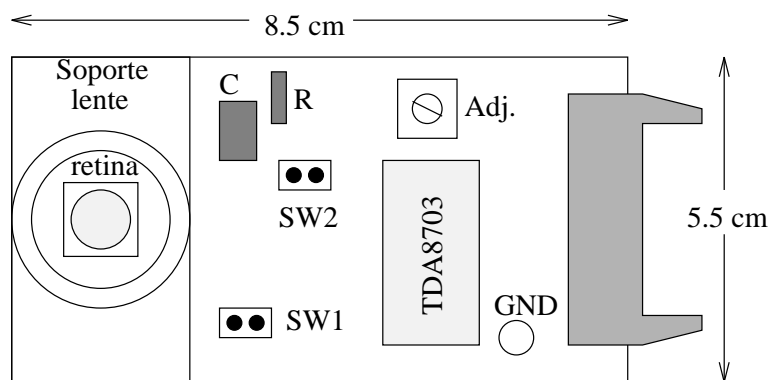


Figura 9.2: Cámara fabricada por IMEC

Los elementos principales de que consta la cámara, aparte de numerosas resistencias y condensadores de polarización, son:

- El chip retínico (llamado comercialmente fuga18) y que está montado sobre un zócalo PLCC de 68 pines.
- Un soporte para las lentes y objetivos estándar.
- Un conjunto R y C que permite regular la velocidad de adaptación del iris automático (circuito AGC, Automatic Gain Control, que no es más que un operacional en el interior del chip retínico).
- Un potenciómetro (Adj.) para regular el desplazamiento de la respuesta y adaptarlo a la escala del ADC.
- Un conversor Analógico-Digital TDA8703 de Philips con una frecuencia de conversión de 40 MHz.
- Dos jumpers, SW1 y SW2. El primero sirve para conectar los pixels de calibración, y el segundo para conectar el circuito de iris automático.

La cámara va conectada, mediante un cable plano y un conector IDC26, a una placa en el ordenador PC. Esta placa en el ordenador es simplemente un chip 8255 de Intel que como se sabe son tres puertos configurables. La utilización de esta placa es muy simple, el puerto A se configura para escribir la dirección del píxel a leer. El puerto B también es de escritura y tiene las diferentes señales de control de la cámara como *y_select* que es para el latch del multiplexor de las direcciones, y *clk_adc* que le indica al ADC cuando debe capturar. El resto de bits en este puerto se encuentran vacíos. El puerto C es de lectura y contiene el valor binario del píxel retínico seleccionado. De esta manera tan simple es posible obtener imágenes. El problema es que la velocidad de adquisición es algo lenta, ya que hay que leer todos los pixels uno por uno con varias operaciones de acceso a puerto. Con este hardware, la velocidad de captura de imágenes ronda las 16 imágenes por segundo, es posible aumentar esta velocidad aunque no puede ser mucho más.

El esquema de lectura de la información proveniente del sensor es exactamente el mismo que el explicado en el capítulo 7 de simulación. Esta forma de polarizar el transistor es adecuada ya que permite el ahorro de un amplificador a la salida del chip que de otra manera sería necesario. El problema es que entonces se pierde la linealidad de la respuesta, se aumenta el tiempo de estabilización de la señal, y se obtienen un alto nivel de ruido aleatorio. Aparte, la amplificación que se obtiene no es regulable hasta altos valores debido a la baja impedancia de entrada del ADC, por lo que el contraste máximo que se puede obtener es realmente bajo tal y como se verá en los resultados experimentales.

Esta cámara, sin embargo, ofrece la suficiente calidad como para poder realizar muchos experimentos y medidas, sin embargo, para un uso más riguroso del sensor,

con vistas a ser utilizado en tiempo real, con suficiente contraste, y con una mayor calidad de imagen, es necesario la realización de otra cámara que corrija los problemas que esta primera versión tiene.

9.1.2 La cámara mejorada

Para eliminar muchos de los inconvenientes de la primera versión de la cámara, especialmente el bajo contraste, la postnormalización, y la velocidad de captura, se ha diseñado una nueva cámara desarrollada íntegramente en el Instituto de Robótica [BPK⁺96]. La fotografía de la figura 9.3 muestra la cámara. El tamaño de esta versión es de 6x15, es decir, es algo más grande que la primera versión realizada por IMEC, pero esto es debido a que este diseño tiene más elementos que la cámara original.

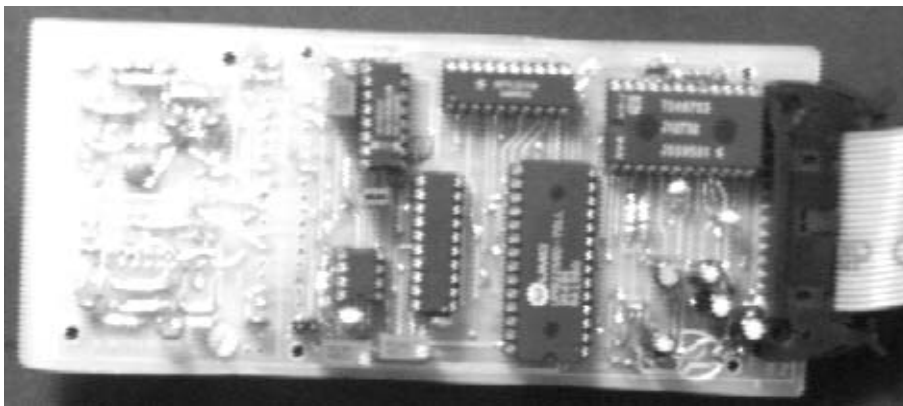


Figura 9.3: *Fotografía de la cámara retínica mejorada*

En la figura 9.4 se muestran los bloques funcionales de los que consta la nueva cámara. Se puede observar que su tamaño es mayor, pero hay que pensar también que se incluyen numerosos circuitos nuevos que hacen que la calidad de imagen sea superior a la anterior cámara.

Hay varias diferencias respecto de la primera versión de la cámara. Para empezar, el transistor está polarizado como seguidor de surtidor en vez de amplificador como en la primera cámara. Esto permite que la respuesta sea más parecida a la respuesta del transistor en inversión débil ya que el funcionamiento del transistor MOS como seguidor de surtidor es bastante lineal. No ocurre lo mismo con el transistor funcionando como amplificador, ya que entonces la relación es cuadrática y la respuesta se separa un poco de la lineal, tal y como se mostrará en los resultados experimentales del capítulo 10.

Otra diferencia importante es la inclusión de un **amplificador operacional** a la salida del sensor. Este AO es necesario ya que la salida no viene amplificada y su amplitud es muy pequeña (unos 10 mV por octava de luz), además, la señal viene invertida, por lo que es necesaria una amplificación de signo negativo. El AO sirve para

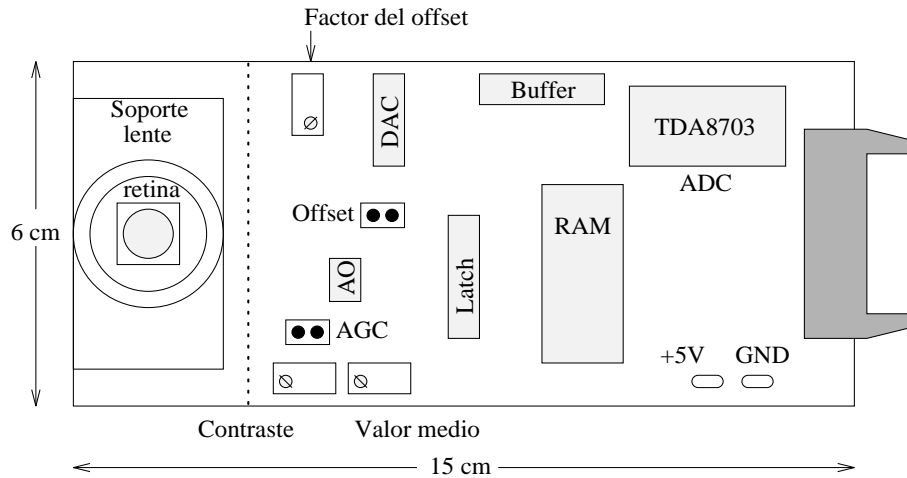


Figura 9.4: Bloques en la cámara retínica mejorada

más cosas ya que permite cambiar con precisión el offset y la ganancia, lo que permite cambiar el contraste y ajustar la señal al rango de entrada del ADC. Todas estas operaciones no se podían llevar a cabo en la primera cámara y son fundamentales para obtener una buena calidad de imagen. El AO además filtra el enorme ruido de alta frecuencia presente a la salida del sensor sin introducir retrasos de selección en la señal analógica puesto que se ha utilizado un AO de alta frecuencia (AOs populares como el 741, y otros de uso general, producían retrasos mayores que el propio producido por el sensor). Con esto, el retraso mínimo obtenido es de unos 500 ns aunque un margen más seguro se obtiene leyendo la salida un microsegundo después de realizar la selección. Con esto se obtienen una mayor velocidad de adquisición ya que en la primera cámara la velocidad rondaba los 3-6 μ s que además varía según la iluminación. Este AO es además necesario ya que la impedancia de entrada del ADC es de tan sólo 4 K Ω lo que puede tener mucha influencia sobre la salida del sensor ya que en la primera cámara la salida del sensor está conectada directamente a la entrada del ADC.

Otro dispositivo nuevo en esta cámara es el **circuito automático de compensación del offset**. Esta compensación se realiza mediante una inyección de corriente a la entrada del AO, lo que equivale a restar un offset a la salida del sensor. Este offset que hay que restar depende del píxel al cual se accede, por lo cual es necesario incluir una memoria donde meter este offset fijo. Se ha optado por una memoria SRAM mejor que una EPROM ya que esto permite hacer pruebas desde el propio ordenador sin tener que programar ninguna memoria fuera de la propia tarjeta. Para poder realizar esta resta se necesita también un convertor digital-analógico para convertir el offset guardado en RAM en la señal analógica que se resta a la salida. Toda esta circuitería de RAM más convertor, etc, obliga a introducir buffers y latches que permitan la lectura y escritura de esta RAM. Todo esto aumenta el tamaño de la placa que a pesar de todo sigue siendo pequeña.

El resto de elementos como el convertor ADC, la retina, el conector, etc. siguen

siendo los mismos. Algo que cambia también es el PCB, que puede ser separado en dos partes, una con la retina y la otra con el resto de circuitería. Esta posibilidad de separación permite que el sensor sea perpendicular al resto de la circuitería de manera que se tendrá una cámara horizontal, al igual que el resto de cámaras convencionales, en vez de vertical como en la primera versión. Al menos en esta segunda cámara se tienen ambas opciones.

El la figura 9.5 se muestra el esquema eléctrico de esta segunda cámara mejorada. Como se trata de un diseño mixto, analógico-digital, se han tenido en cuenta los posibles ruidos que pudieran introducirse de la parte digital a la analógica. Para evitar esto se han separado ambas alimentaciones y se han introducido numerosos condensadores de desacoplo que deben asegurar una alta estabilidad en la alimentación. La unión entre las alimentaciones digital y analógica se ha realizado mediante dos inducciones de valor pequeño.

Se ha intentado que esta cámara fuera lo más compatible posible con el hardware existente para no tener que hacer, por ejemplo, un framegrabber específico. Esta compatibilidad también se obtendría a nivel software de manera que los mismos programas que funcionan para la primera cámara funcionan también para esta sin más que cambiar algunos parámetros. Naturalmente no se ha conseguido una compatibilidad del cien por cien ya que las nuevas características lo hacían imposible. A nivel de hardware, la diferencia más grande es que se necesita una alimentación negativa de -5 Voltios en la placa. Esta alimentación negativa es necesaria para el DAC del dispositivo de corrección del offset, y aconsejable para el amplificador operacional (OA). Esta tensión negativa se ha cogido utilizando la línea que antes correspondía al bit MSB del puerto B del dispositivo 8255. A nivel de software la diferencia es que hay más señales de control. Estas señales se han incluido en el puerto B en algunos de los bits que quedaban libres. Una de estas nuevas señales sirve para deshabilitar el ADC habilitando los buffers internos de la RAM de la cámara. Otra es la indicación de escritura en esta RAM y otra para habilitar la salida de esta RAM. En el software antiguo, el programador no prestaba demasiada atención a estos bits por lo que si se utilizan programas de adquisición para la cámara antigua en la nueva se corre el riesgo de que no funcione bien o incluso se produzcan contenciones en las líneas que calienten en exceso algún chip. Lo mejor es revisar las rutinas, muy simples, de acceso a puerto y modificarlas convenientemente. El resto del software puede funcionar igual.

La respuesta de esta cámara, al menos comparada con la primera, es bastante buena. En la figura 9.6 se muestran las entradas al conversor ADC en ambas cámaras. La gráfica de la izquierda corresponde a la cámara del IMEC, y la de la derecha a la cámara realizada en Instituto de Robótica de la Universidad de Valencia. Estas gráficas corresponden a la salida tal y como se ha capturado con el osciloscopio que, al ser digital, permite transmitir los datos a un ordenador para su posterior tratamiento o, como en este caso, impresión. La línea superior en ambas gráficas corresponde a la entrada al ADC, y la de abajo corresponde a la única línea de selección que cambia entre dos pixels diferentes en una misma circunferencia.

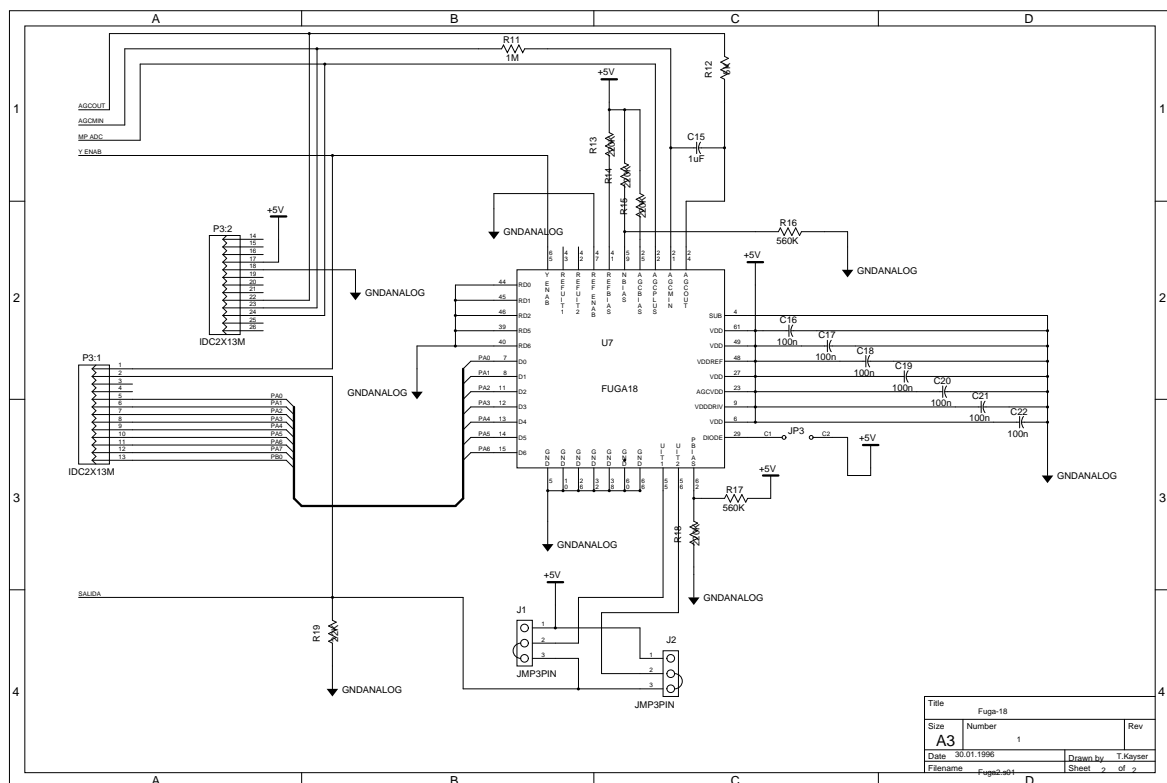
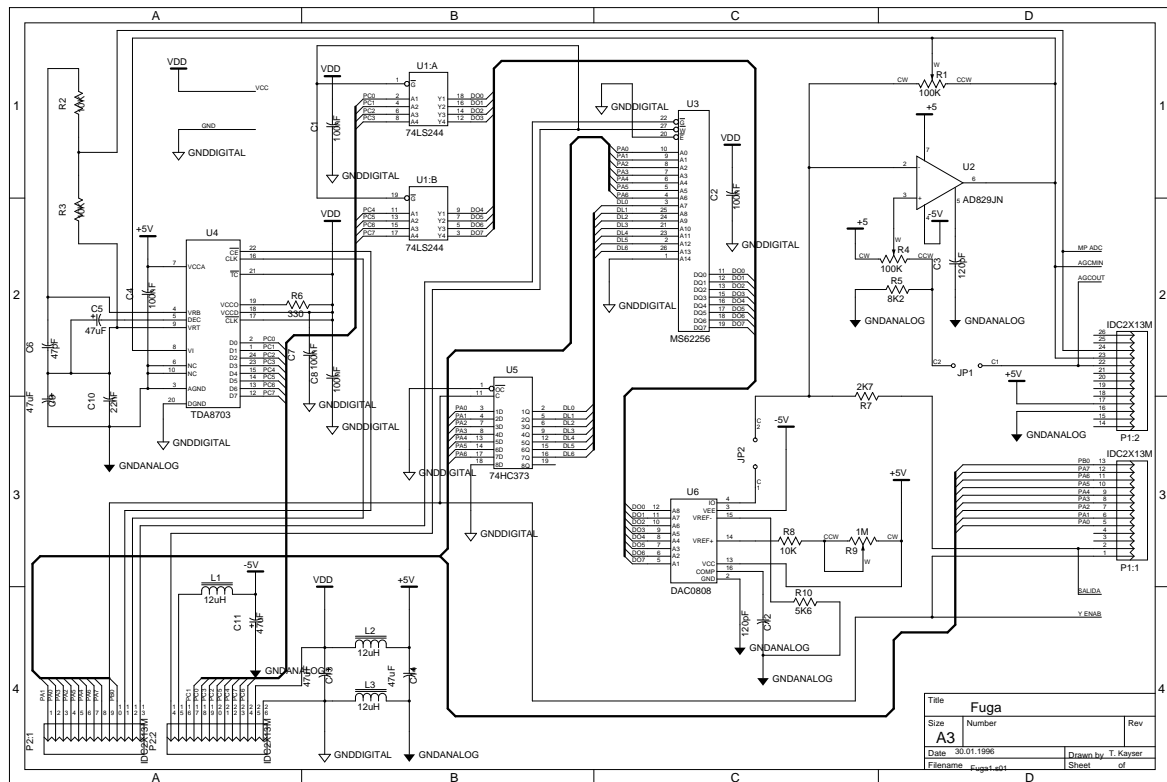


Figura 9.5: Esquema eléctrico de la cámara mejorada

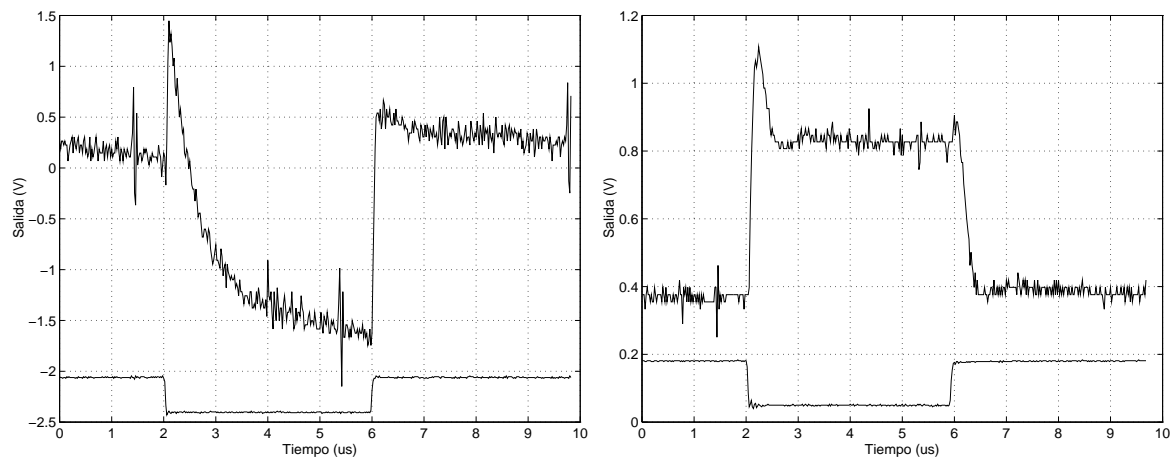


Figura 9.6: *Entrada al ADC en la cámara. Izquierda: cámara del IMEC. Derecha: cámara mejorada*

Se puede observar que el nivel de ruido es más o menos similar en ambas salidas. Lo que resulta más llamativo es la diferencia entre los tiempos de respuesta de una y otra cámara. Mientras que el tiempo de respuesta de la cámara del IMEC es incluso mayor que el tiempo en el cual está seleccionada ($4 \mu s$), en la cámara mejorada, este tiempo es de tan sólo 500 ns , o si se prefiere, $1 \mu s$ para ser más conservativos. Esto quiere decir que con la cámara del IMEC la velocidad de adquisición de imágenes está en torno a unas 20 imágenes por segundo mientras que con la nueva cámara se podrían tomar entre 100 y 200 imágenes por segundo.

9.1.3 La tarjeta de adquisición de imágenes

El principal cuello de botella en la adquisición de imágenes se encuentra en la propia tarjeta conectada al PC. La cámara en si puede tomar imágenes a bastante velocidad, ya que el retraso de la señal de salida frente a un cambio de píxel es de algo menos que $1 \mu s$, lo que permitiría una velocidad de adquisición de unas 100 imágenes por segundo. El problema está en la actual tarjeta que se conecta al PC que es muy lenta.

Esta tarjeta consiste en un chip 8255 que tiene tres puertos tal y como se ha explicado en la sección anterior. Un ciclo normal de lectura consiste en poner la dirección X (referente a la posición del píxel dentro de una circunferencia) en el puerto A, lo que requiere una instrucción OUT del procesador. Lo siguiente sería indicarle al ADC que el dato es válido, esto se hace haciendo cero el bit correspondiente al clock del ADC del puerto B, y luego a uno para crear un flanco de subida, lo que supone dos instrucciones OUT más. Por último se realiza una lectura del dato mediante una instrucción IN. En total son cuatro instrucciones de entrada-salida, pero esto es suponiendo píxeles en una misma circunferencia. Para el cambio de circunferencia habría que añadir tres ciclos más para poner la dirección de circunferencia por un lado

y luego activar y desactivar consecutivamente el latch interno del sensor *y_selec*, lo que supone tres instrucciones más, aunque el acceso a circunferencia sólo ocurre 76 veces en una imagen.

Las operaciones de entrada y salida en un PC son más lentas que los accesos a memoria. De manera que entre estos accesos (cuatro como mínimo) más los de búsqueda de instrucción del procesador, más las instrucciones propias de realizar un barrido para leer una imagen completa, hacen que el tiempo de acceso medio al píxel sea bastante elevado, obteniéndose velocidades de entre 10 y 20 (difícil de alcanzar) imágenes por segundo.

La solución a esto es bien simple y consiste en realizar una tarjeta de adquisición o *framegrabber* que gestione el acceso a la cámara de forma que se pueda realizar a mucha velocidad. Por la parte del PC existiría una memoria buffer que contendría siempre la última imagen adquirida y que tendría un tiempo de acceso pequeño. Siguiendo esta filosofía se está realizando una tarjeta de adquisición cuyo límite de velocidad, a la hora de adquirir imágenes, vendría dado por el sensor y no por el hardware de adquisición.

Esta nueva tarjeta posee una serie de contadores internos que permiten seleccionar una ventana para la captura de imágenes o la imagen entera. La velocidad sería programable por una serie de registros o puertos de configuración del PC. Además la tarjeta se ocuparía de gestionar las señales de control del sensor que actualmente se controlan mediante la escritura a puertos con la consiguiente pérdida de tiempo de procesamiento, etc. En estos momentos el diseño se encuentra casi terminado a la falta del módulo que convertiría las imágenes de la representación retínica a la cortical en tiempo real y sacaría la imagen por una salida de vídeo estándar. Toda la lógica ha sido realizada con PLDs y han sido necesarios 2 chips de Altera para albergar toda la lógica, contadores, máquinas de estado, etc.

9.2 El software de adquisición de imágenes y testeo

Han sido numerosos los programas que ha sido necesario desarrollar para la adquisición de imágenes. No se van a incluir los listados de los programas ya que son bastante largos y no hay nuevos conceptos de programación de verdadera utilidad. Sí que parece interesante incluir algunas partes del código específicas de este sensor.

En primer lugar se necesitan dos rutinas para programar el chip 8255 de manera que los puertos A y B sean de escritura (en se pone la dirección, y en B las señales de control), y el C de lectura del nivel de gris. Esto es cierto para el modo de funcionamiento normal. Con la nueva cámara existe además la posibilidad de introducir valores en la RAM del circuito de compensado automático del offset. De esta manera,

y cuando se realicen estas operaciones, hay que reconfigurar el chip 8255 de manera que el puerto C, que es el único que cambia, sea de escritura en vez de lectura. A continuación se recogen estas dos rutinas:

```
void io_init()
{
    outportb(0x1B3,0x89); /* A y B escritura, C lectura */
}

void iomem_init(void)
{
    outportb(0x1B3,0x80); /* A, B y C escritura */
}
```

En principio el funcionamiento es muy simple ya que se pueden escribir tres rutinas con las cuales acceder fácilmente a cada píxel individualmente. Una rutina para poner la dirección alta o circunferencia, otra para poner la dirección baja o posición del píxel en la circunferencia, y la tercera para leer el valor del píxel seleccionado. Haciendo un bucle se pueden adquirir imágenes con gran facilidad. A continuación se muestran las tres instrucciones de acceso básicas para la adquisición de imágenes. Estas funciones, junto con otras dos para programar el chip 8255 (una para programar los puertos A y B como salida y el C como entrada, y otra rutina, para escribir en la memoria, donde los tres puertos A, B y C, son de salida), se han incluido en un “include” que es común para todos los programas.

```
/* Puertos: 0x1B0=A, 0x1B1=B y 0x1B2=C */
/* Significado de los bits del puerto B: */
/*      32      16      8      4      2      LSB(1) */
/* -5v      nc      G_      W/Buf  CLK-ADC  Y-SE/latch  nc */

void addressy(int y)
{
    outportb(0x1B0,(unsigned char)(y)); /* circunferencia */
    outportb(0x1B1,0x02); /* y_selec=1 */
    outportb(0x1B1,0x00); /* y_selec=0 */
}

void addressx(int x)
{
    outportb(0x1B0,(unsigned char)(x)); /* radio */
}

int getvalue(void)
{
    outportb(0x1B1,0x00); /* crea un flanco de subida en el clock ADC */
    outportb(0x1B1,0x04); /* bit 4 = clock ADC*/
    return((int)inportb(0x1B2)); /* Se lee el valor */
}
```

Con la nueva cámara es necesario hacer algunas modificaciones ya que hay que poner adecuadamente los chip select tanto de la memoria como del ADC, etc. Es por esto que las anteriores rutinas son igual con la única diferencia de que cuando se escriben las señales de control hay que incluir estos bits. Así, hay que poner el bit quinto del puerto B siempre a uno ya que se trata del bit de habilitación de los buffers de la RAM interna para escritura, lo que podría provocar problemas de contención en el bus de datos de la cámara. De esta manera, las rutinas anteriores quedan igual y en vez de escribir los valores 0, 2 y 4 en el puerto B, se deben escribir en su lugar los valores 16, 18 y 20 respectivamente.

Con la nueva cámara aparecen nuevas operaciones que se pueden realizar. Así por ejemplo se necesitan instrucciones para escribir el offset en la memoria RAM del corrector de la no uniformidad del offset. Estas dos operaciones se recogen a continuación:

```
void writememy(int y)
{
    outportb(0x1B0,(unsigned char)(y));
    outportb(0x1B1,0x2A); /* y_selec=1 */
    outportb(0x1B1,0x28); /* y_selec=0 */
}

void writememx(int x,int value)
{
    outportb(0x1B0,(unsigned char)(x)); /* byte bajo de la direccion */
    outportb(0x1B2,(unsigned char)(value)); /* offset */
    outportb(0x1B1,0x38); /* Habilita escritura */
    outportb(0x1B1,0x28); /* Deshabilita escritura */
}
```

La rutina `writememy` pone el byte alto de las direcciones utilizando la misma señal `y_selec` para capturar esta dirección en el latch, ya que internamente en la cámara, el bit de `y_selec` está conectado también al latch que captura el byte alto de la dirección de memoria. La rutina `writememx` pone el byte bajo de la dirección y además escribe el offset.

Para escribir en la memoria se debe configurar el puerto C como de salida, esto es especialmente importante ya que para la operación normal de la cámara, este puerto está siempre configurado como entrada. Existe un problema con esto y es que cuando se reprograma el chip 8255 todas las salidas se ponen a nivel bajo, de manera que se habilita la escritura a la memoria RAM por lo que la información que contuviera podría perderse. Para evitarlo se ha colocado un inversor a la salida de esta señal, de manera que la señal de escritura a la RAM sea activa a nivel alto. Una vez presentes la dirección completa y el offset en sus respectivos buses, se pone el bit quinto del puerto B a uno ya que este bit es el que indica escritura en la memoria.

Con estas rutinas ya se puede acceder completamente al sensor, utilizando una u otra cámaras. Con estas rutinas se han realizado numerosos programas que han servido

para obtener las imágenes y resultados experimentales que aparecen en la tesis. El más vistoso de los programas realizados consiste en un programa que captura imágenes casi en tiempo real (unas 10 imágenes por segundo), y puede mostrar por la pantalla del PC la imagen en el plano computacional, la imagen en el plano retínico (realizando la transformación casi en tiempo real del plano computacional al retínico o visual) y un histograma de los valores de gris de la imagen, que resulta muy útil para calibración del offset total y del contraste. También tiene opciones para la normalización del offset, grabación de imágenes en formato pgm, etc. Naturalmente estas opciones pueden disminuir la velocidad de adquisición que, con todas las opciones de visualización activadas y presentadas a la vez en pantalla, puede reducirse a unas 3 o 4 imágenes por segundo, siempre considerando que estos experimentos se han realizado sobre un 386 a 33 MHz.

Capítulo 10

Características estáticas y dinámicas del sensor

10.1 Introducción

Todo el esfuerzo de realización, diseño y fabricación de sensor sería inútil si finalmente el sensor no hubiera funcionado. En la realización de un circuito integrado existe siempre una gran incertidumbre ya que no se puede estar seguro de que el dispositivo diseñado vaya a funcionar. Es cierto que se simula al máximo, que se vigilan las reglas de diseño, y que las herramientas actuales reducen mucho la probabilidad de realizar un mal diseño. Pero siempre existe la posibilidad de que al final de la espera no funcione, y en este caso del sensor retínico, esta posibilidad era grande ya que era el primer diseño de estas características que se abordaba, con lo que las herramientas convencionales de comprobación de las reglas de diseño no pudieron ser usadas.

A pesar de estos inconvenientes el chip finalmente funcionó [PBP⁺96b]. De hecho, funcionó y funciona, de forma muy parecida a como se esperaba. La primera prueba consistió, es evidente, en la adquisición de imágenes. El resultado visual no era muy bueno; en primer lugar existía un fuerte patrón fijo de ruido (Fixed Pattern Noise FPN) que prácticamente impedía ver el objeto [PBP⁺96c]. Una vez calibrada la cámara ya era posible ver imágenes sin esta no uniformidad fija, dando como resultado una imagen bastante correcta. Es cierto que el hardware externo al chip influye bastante en la calidad de las imágenes. Después de realizar algunas pequeñas modificaciones, y de realizar algunos programas de adquisición, se pudieron adquirir imágenes a mayor velocidad y con mayor calidad también. En la figura 10.1 se muestran dos imágenes, la de la izquierda es la imagen obtenida directamente del sensor sin aplicarle ninguna corrección para eliminar el ruido fijo, y la de la derecha muestra la misma imagen pero con la corrección de ruido fijo. Como es bastante complicado distinguir nada en la representación cortical, se ha remapeado esta misma imagen obteniéndose la figura 10.2 con las dos imágenes y su representación retínica.

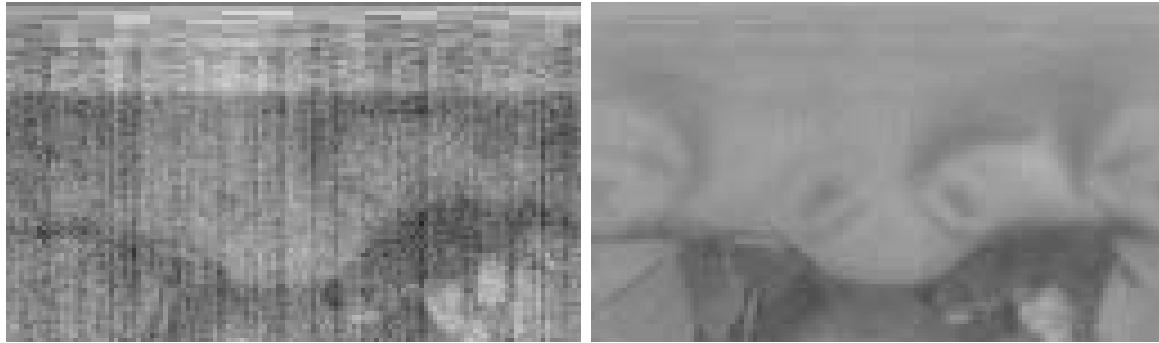


Figura 10.1: *Imagen cortical. Izquierda: directa del sensor. Derecha: la misma corregida*

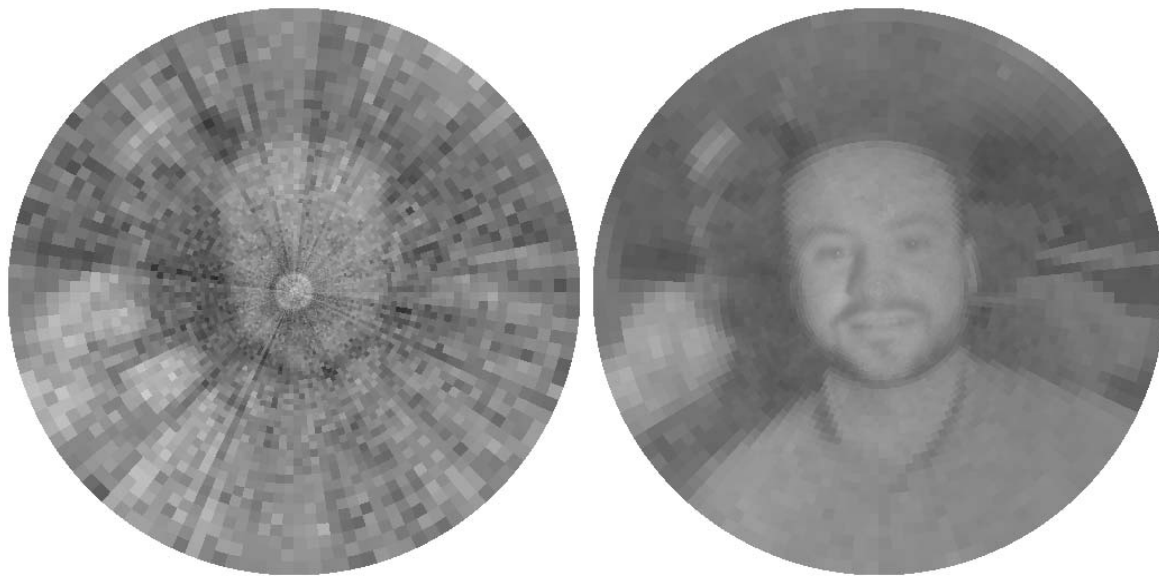


Figura 10.2: *Imagen retínica. Izquierda: directa del sensor. Derecha: la misma corregida*

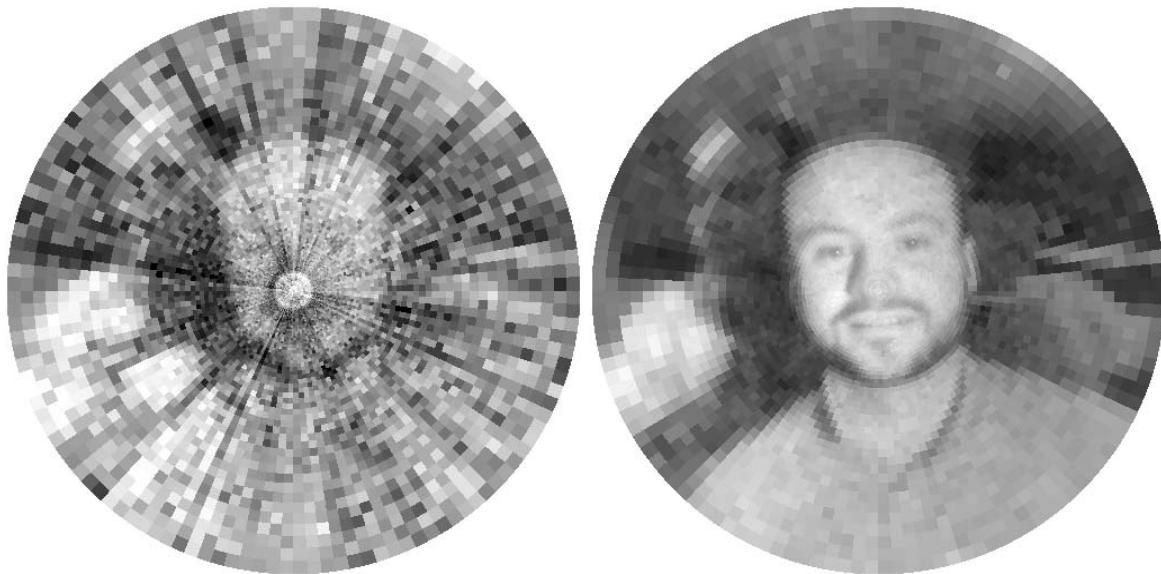


Figura 10.3: *Salida del sensor con corrección de contraste*

Un problema puesto de manifiesto ya desde las primeras pruebas realizadas, y que se aprecia también en la figura 10.2, es el poco contraste de las imágenes obtenidas. Esto no es culpa del sensor, sino de la cámara utilizada para adquirir las imágenes, cuya ganancia era bastante escasa. Más adelante se verá que esta ganancia era tan pequeña que el rango de iluminación llegaba fácilmente a las tres e incluso más décadas de iluminación. Esto podía solucionarse fácilmente a posteriori, practicando una homotecia a los niveles de gris de la imagen original, de manera que se aumenta artificialmente el contraste mejorando mucho la calidad visual de la imagen. La figura 10.3 muestra las mismas dos imágenes anteriores pero con la corrección de contraste comentada. Naturalmente esta corrección, aunque de efectos visuales muy buenos, no añade información adicional a la imagen, por lo que es necesario, en cualquier caso, disponer de una cámara con un mayor factor de amplificación.

Otro problema que posee esta cámara, y que la caracteriza, es la rápida respuesta de cada píxel individual. Esto que en principio no parece un problema, sí que lo es en entornos de iluminación artificial, donde las bombillas “se encienden y apagan” al ritmo de la frecuencia de la red de alimentación, es decir, 50 Hz. Por tanto, la iluminación no es constante, y la respuesta del sensor es diferente según el momento de la adquisición. Dependiendo de la velocidad de adquisición pueden aparecer rayas en las imágenes debidas precisamente a los 50 Hz de la señal de la red eléctrica.

Con esta calidad de imagen, al menos puesta de manifiesto visualmente, parece posible que pueda ser utilizada la cámara para montarla en un sistema robótico para navegación. Probablemente, el problema más grande de esta cámara es el alto valor de la no uniformidad fija, que es afortunadamente constante para un mismo sensor, por lo que puede ser fácilmente corregido incluso en tiempo real. A esta no uniformidad en la respuesta se le ha dedicado un cuidado especial por ser el efecto más importante

observado en el sensor.

10.2 Respuesta del sensor frente a la luz

Una de las características más importantes de cualquier sensor visivo o cámara es su respuesta a la luz. Se había adelantado ya en el capítulo 6 que esta respuesta era logarítmica con la iluminación. Esta respuesta había sido constatada ya en cámaras previas que utilizaban esta misma célula.

Resulta complicado a priori realizar un estudio de cómo varía la respuesta del sensor frente a la iluminación sin disponer del material de óptica adecuado para la medición de luz. Incluso disponiendo de este material, resulta difícil saber cuánta luz está llegando realmente al sensor.

Para poder medir la respuesta frente a iluminación sin el material adecuado, se ha tenido que recurrir a un método indirecto de medida que, a la vista de los resultados, parece bastante correcto. Este método ha consistido en la utilización de un objetivo con diferentes aperturas de diafragma, lo que permite medir con bastante precisión cantidades de luz relativas entre sí. Este método ha funcionado bastante bien y el único problema que presenta es la imposibilidad de realizar medidas absolutas de iluminación, problema que no es realmente tan grave ya que se han obtenido resultados bastante buenos.

El objetivo empleado tenía 8 aperturas de diafragma diferentes que iban desde 1.8 hasta 22, en concreto, las aperturas disponibles eran: 1.8, 2.8, 4.0, 5.6, 8, 11, 16, y 22. Es bien conocido que la iluminación entre una abertura y su consecutiva es exactamente el doble. De manera que la luz que el sensor recibe con el diafragma 8, por ejemplo, es el doble que recibiría si el diafragma fuera 11, y la mitad que si el diafragma fuera 5.6, de esta forma sencilla, no sólo se tiene un método para poder realizar mediciones en función de la luz con bastante precisión, sino que además la variación es exponencial, lo que permite realizar las gráficas en función de la apertura sabiendo que esto es lo mismo que poner un eje de abscisas logarítmico para la iluminación. Naturalmente la gráfica, pendiente, etc, sale en octavas en vez de en décadas como se había hecho hasta ahora.

Con este método se iluminó el sensor con la luz uniforme obtenida de un foco de luz de intensidad constante y numerosos filtros dispersores dispuestos delante del sensor. Las medidas fueron realizadas de forma lenta y promediando el valor de la respuesta de cada píxel para eliminar ruido o efectos de estabilización de la señal después de la selección. En la figura 10.4 se muestran las ocho imágenes obtenidas con las diferentes aperturas de diafragma.

Las imágenes en esta figura 10.4 van de izquierda a derecha empezando por la más luminosa (máxima apertura del diafragma). Las circunferencias van de arriba

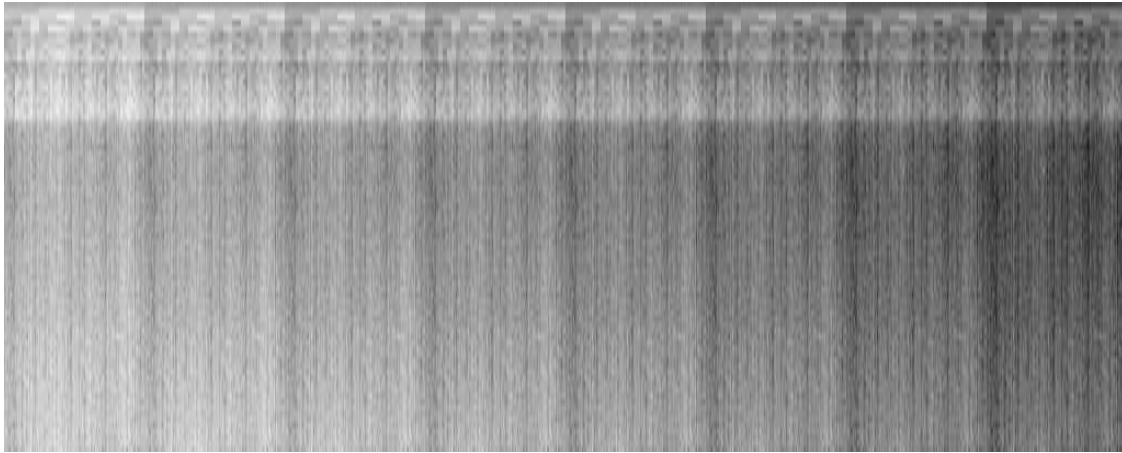


Figura 10.4: *Las 8 imágenes obtenidas del fondo con diferentes intensidades de luz*

hacia abajo, la primera fila de la imagen corresponde a la primera circunferencia de la fovea, y así sucesivamente hacia abajo. A simple vista ya se pueden sacar algunas conclusiones. Para empezar se distingue perfectamente la zona foveal (superior) de la retina (inferior), ya que se puede ver que hay menos pixels por circunferencia en la fovea. Se puede observar que el sensor es sensible a la luz ya que hay un oscurecimiento progresivo hacia la derecha que corresponde a las imágenes más oscuras por estar el diafragma más cerrado. También se pueden observar unas marcadas líneas verticales que indican la existencia de un patrón fijo diferente para cada radio. Naturalmente todo el efecto de nieve es por el ruido de distribución aleatoria (pero fijo en el tiempo) que se reparte por igual en todo el sensor. Algo más difícil de ver a simple vista es la no uniformidad debida al escalado de los pixels, pero también se puede observar ya que se puede ver que la imagen es más clara en la parte de abajo que en la de arriba, indicando que las células son más sensibles en la parte exterior que en la interior de la retina.

En una primera aproximación al estudio de la pendiente de la dependencia de la respuesta con la luz, se ha sacado el valor medio de cada imagen y se ha intentado ajustar a una recta. Esto da idea de la pendiente, en términos generales, de la respuesta frente a la luz. En posteriores secciones se estudiará un poco con más detalle esta curva observando su dependencia con la circunferencia e incluso el radio.

En la figura 10.5 se muestran los valores medios de cada una de las imágenes. En el eje de abscisas se muestra la intensidad luminosa como potencias de 2, es decir, es equivalente a poner un eje logarítmico. La pendiente vendrá dada en unidades por octava. Junto a estos puntos experimentales se ha incluido una recta que pretende ser el ajuste por mínimos cuadrados.

Se ve perfectamente en esta figura 10.5 que se ajusta bastante a una recta, por lo que queda experimentalmente demostrada la respuesta logarítmica respecto de la luz. Se ve sin embargo, que aunque los puntos se ajustan bastante a una recta, describen

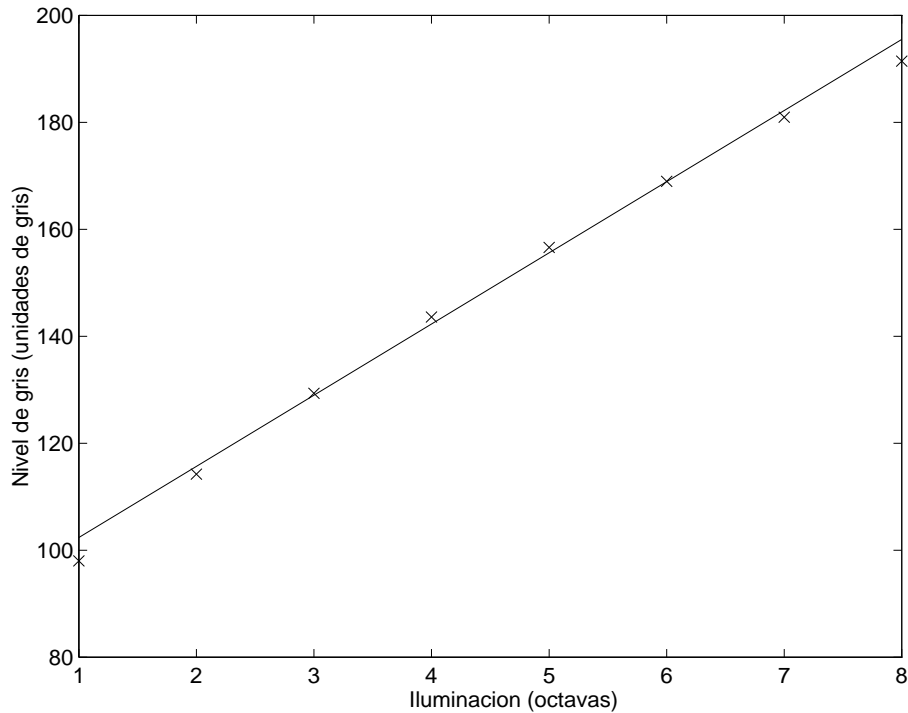


Figura 10.5: *Respuesta tomando las medias de todos los fondos*

una trayectoria más o menos curva. Esta trayectoria curva es perfectamente normal, y no se trata de un fallo en la retina o en los seguidores de surtidor. La célula retínica tiene una perfecta respuesta logarítmica, sólo diferente en los extremos de la zona de inversión débil, por tanto esta curvatura no se puede explicar por efectos en la célula. El seguidor de surtidor de la cada célula individual, tampoco introduce esta curvatura ya que al ser la corriente constante, el factor de amplificación también es constante y cercano a la unidad. La explicación de la curvatura se encuentra fuera de las células sensoras, situándose el problema en el transistor de salida radial. Este transistor se puede configurar de muchas maneras para leer la respuesta; si por ejemplo se configura como seguidor de surtidor, pues no hay ningún problema ya que el factor de amplificación, aunque pequeño, se mantiene constante, siendo una respuesta lineal. Si por el contrario este transistor se configura tal y como se ha hecho en la cámara utilizada para obtener las medidas, entonces la respuesta ya no es lineal puesto que la corriente por un transistor, en su región de saturación, es proporcional al cuadrado de la tensión entre puerta y surtidor, es decir, que la salida (que es proporcional a la corriente por este transistor) ya no es lineal [HM88]. Esto ha sido simulado demostrándose una respuesta curvilínea como la observada a la salida del sensor. Utilizando un esquema de amplificación diferente, por ejemplo la explicada como seguidor de surtidor, se puede obtener una respuesta totalmente rectilínea ya que la culpa de esta curvatura es externa al chip.

El valor de la pendiente de la respuesta frente a iluminación es de 13.3044/oct.

Las unidades en que se ha medido son directamente el valor binario que el conversor analógico-digital (ADC) entregaba, y que, de ahora en adelante, se llamará nivel de gris o valor de gris, etc. Más adelante se calculará el factor multiplicativo que hay entre la respuesta de la célula individual y la obtenida después del ADC, es decir, la ganancia entre lo que la célula entrega y lo que obtenemos. Este factor, que tiene un error algo grande como se verá después debido al método de medida indirecta empleado, es de 784 aproximadamente. Esto indica que la pendiente de la curva ronda los 17 mV/oct que pasándolo a décadas da un valor de 56.5 mV/dec que es bastante cercano a lo calculado teóricamente y a lo simulado, aunque sensiblemente inferior.

La respuesta frente a la luz calculada muestra una pendiente que no es exactamente la de cada píxel. Vamos a ver que esta pendiente es diferente para cada célula y que existe una gran dependencia de la pendiente con la circunferencia y con el radio.

10.2.1 Dependencia circular de la pendiente

En principio, un transistor en inversión débil debe tener siempre la misma pendiente respecto de la intensidad luminosa. Sólo la temperatura puede cambiar este valor significativamente. No obstante, se ha mostrado en el capítulo 6 que esta pendiente podía ser modificada por la diferencia en las anchuras del canal, si bien estas modificaciones no eran demasiado elevadas.

Ya en la simulación se mostró que la pendiente variaba bastante en las primeras circunferencias de la retina mientras que se mantenía bastante constante para el resto de circunferencias. Las diferencias entre el transistor aislado y la célula simulada eran bastante grandes. En la figura 10.6 se pueden ver los puntos experimentales de la pendiente, junto con los resultados de la simulación (línea discontinua), y los valores teóricos (línea continua) calculados suponiendo un transistor aislado en inversión débil. Es fácil comprobar que la simulación y los resultados experimentales se asemejan bastante, en cambio, los valores teóricos no son muy aceptables.

Los puntos experimentales se han obtenido promediando todos los puntos de una circunferencia y luego haciendo el ajuste circunferencia por circunferencia. Para el ajuste no se han utilizado todas las aberturas del diafragma eliminándose la primera y la última por dar valores más alejados de la recta.

Para hacer coincidir los valores experimentales con los teóricos y simulados, se ha aplicado una homotecia a estos valores; no hay que olvidar que los resultados experimentales vienen en unidades de gris mientras que los teóricos y simulados vienen en voltios. Este factor de conversión se calculará más adelante de forma más precisa. De todas formas, para las pendientes se han utilizado unos factores de conversión que simplemente ajustaran los valores de los puntos lo más posible. Para ello se ha calculado este factor dividiendo las medias de los puntos experimentales con los teóricos y simulados. Esta división da, para la curva simulada, un factor de 748 V^{-1} mientras

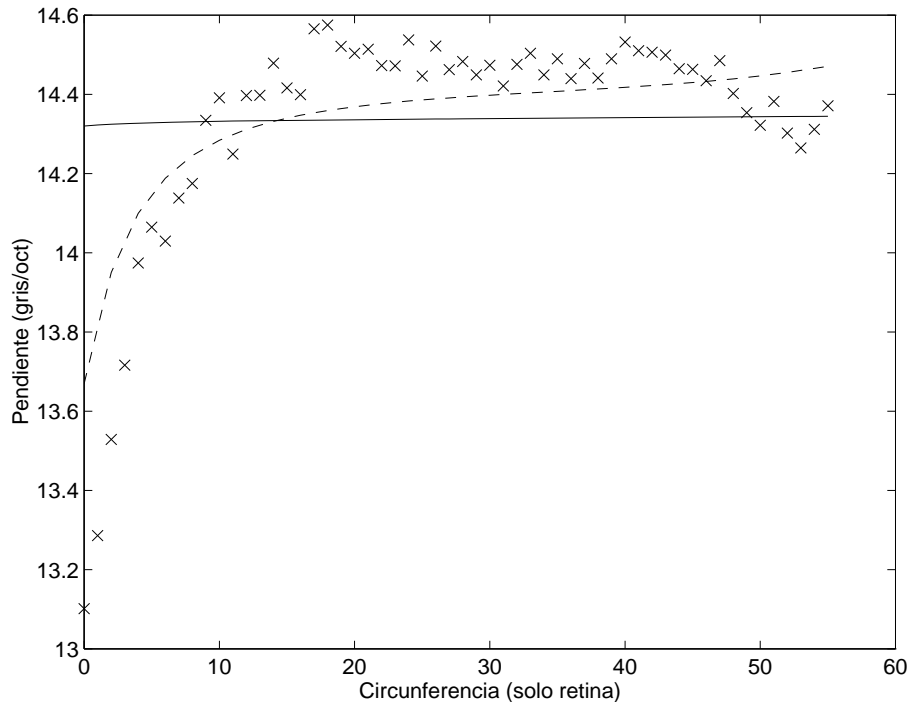


Figura 10.6: *Pendientes experimentales, teóricas y simuladas*

que para la teórica es de 738 V^{-1} , que son unos valores cercanos, aunque algo inferiores, al más preciso que se calculará con posterioridad y que ronda los 784 V^{-1} . Esto indica que las pendientes calculadas de forma teórica y simulada son probablemente mayores que la pendiente real que saca la célula.

Al ver esta figura 10.6 se puede pensar que las ecuaciones teóricas no son demasiado aceptables, aunque las simuladas sí que se aproximan bastante. La razón no está en un fallo en las ecuaciones sino en el resto del circuito; después de todo, las ecuaciones se están aplicando sobre un transistor aislado sin nada más, y en el sensor hay en realidad más elementos que pueden influir. Uno de estos elementos es precisamente el fotodiodo que presenta una corriente de fugas que puede influir en la respuesta para corrientes de drenador pequeñas o área sensible pequeña. En efecto esto es así, ya que suponiendo una corriente de fugas de unos 5 pA en el diodo, la gráfica de la pendiente en función de la circunferencia se ajusta casi perfectamente a los valores experimentales tal y como se muestra en la figura 10.7, donde las cruces son los puntos experimentales, la línea discontinua los valores simulados, y la línea continua los valores teóricos.

El factor para esta nueva curva teórica es de 744 V^{-1} , que es algo superior al de la curva teórica sin diodo y que está más cerca del factor calculado con más precisión que es 784 V^{-1} . En cualquier caso sigue alejado de este factor, por lo que se puede concluir que es difícil dar una estimación precisa de la pendiente absoluta de un transistor en inversión débil a partir de sus parámetros de diseño y tecnológicos.

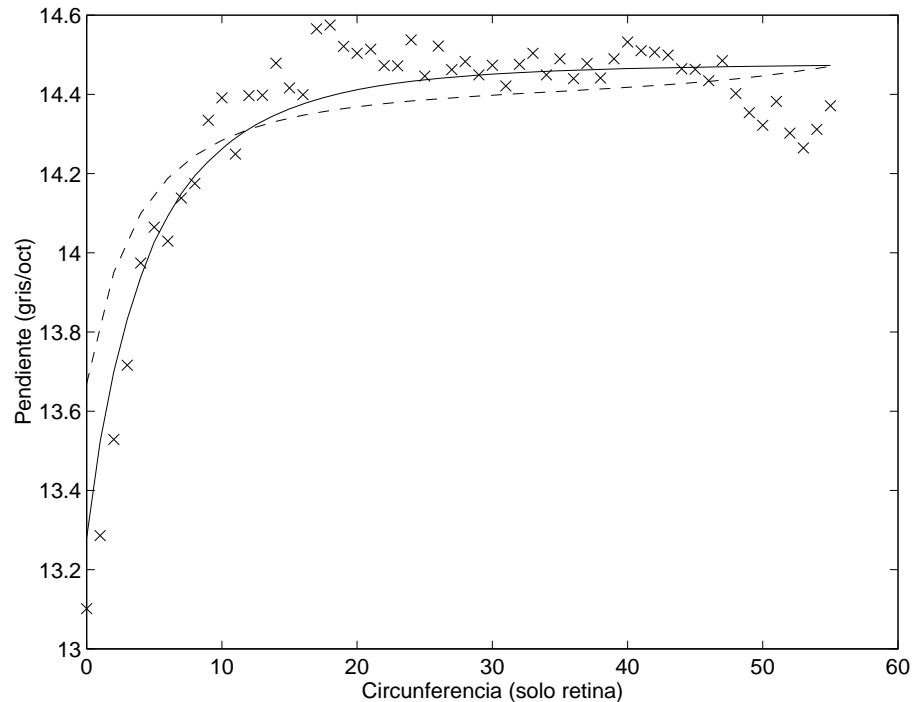


Figura 10.7: *Pendientes experimentales, teóricas y simuladas con la teórica corregida*

10.2.2 Dependencia radial de la pendiente

En el caso anterior se buscaba la dependencia de la ganancia, o pendiente de la curva respecto a la iluminación, con la circunferencia dentro de la retina. A continuación se van a buscar las dependencias de esta ganancia con la dirección radial. En principio, no hay ninguna razón teórica que permita suponer que la pendiente debe ser distinta para diferentes radios. Lo que en principio cabe suponer que se va a obtener es una distribución aleatoria de pendientes o ganancias con una dispersión que no debe ser muy grande. Se va a comprobar que esto no es del todo cierto.

Para ver la dependencia de la pendiente con el radio se ha cogido la media de cada radio (incluyendo solamente los pixels de la retina) para diferentes intensidades luminosas, y se ha calculado la pendiente para cada uno de los radios. Los resultados de esta operación se encuentran en la figura 10.8 donde se muestran las pendientes en función del radio.

Es fácil comprobar que la distribución es bastante aleatoria tal y como se puede esperar, sin embargo, la dispersión de los resultados es mucho mayor de lo que debería ser. Por ejemplo, en el caso de las circunferencias, la dispersión es de 0.29, y eso considerando que no se trata de una distribución aleatoria, sino la debida al incremento del área del píxel. Eliminando en buena parte esta dependencia circular, la dispersión real de los datos, esta vez sí, casi aleatorios, es de solamente 0.094 que es sensiblemente inferior. Es por tanto lógico esperar, para la dispersión radial, una dispersión que fuera

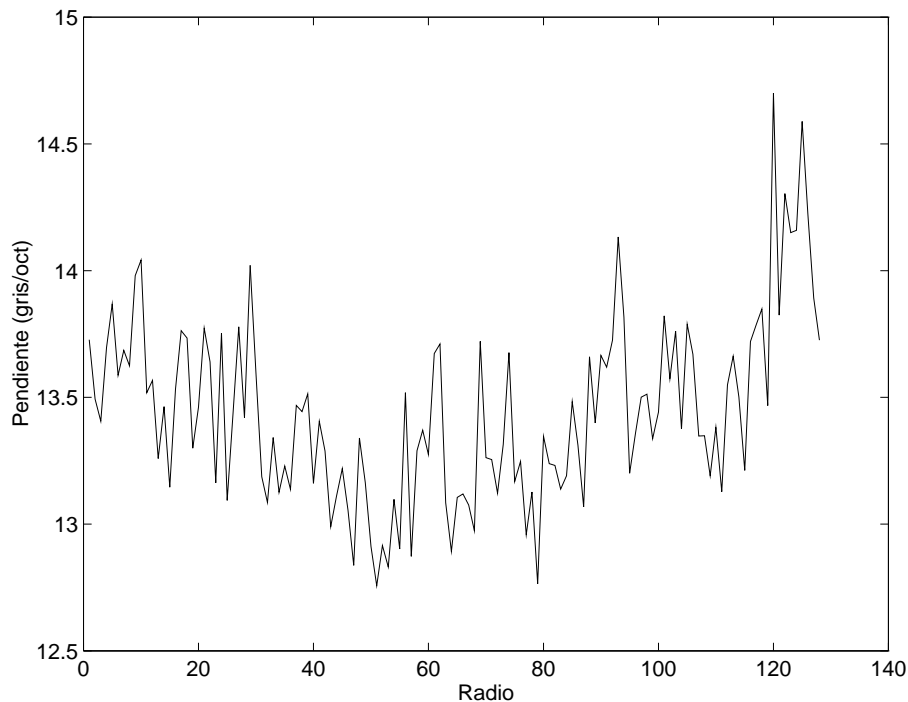


Figura 10.8: *La pendiente en función del radio*

como mucho, aproximadamente igual este valor de 0.094, sin embargo, el valor obtenido es incluso mayor que el circular considerando incluso la desviación de la media debida al incremento en el tamaño de los pixels.

El valor de esta dispersión en el caso de la distribución radial es de 0.36, lo que significa una dispersión en la pendiente de salida de unos 0.46 mV/oct, o lo que es lo mismo, 1.56 mV/dec lo que supone un 3% de dispersión en la pendiente de salida. Naturalmente esto es la dispersión calculada como la desviación estándar de los datos experimentales; el error, en cambio, puede ser algo diferente. Hay autores que consideran que el error de un conjunto de medidas es tres veces esta desviación estándar, pero no parece que haya un acuerdo unánime al respecto [dR89]. Lo que sí parece claro es que esta varianza es una cota mínima del error real, y desde luego, da una idea bastante aproximada de cómo es el error.

La explicación para esta fuerte dispersión de las pendientes tomadas radialmente hay que buscarla en el circuito de selección radial que es, además, el que sirve para leer la información luminosa. En los capítulos 7 y 8 se presentó este circuito de salida que estaba formado por el transistor de conmutación y otro, en serie, que simplemente hace de seguidor de surtidor en la salida. La salida de cada uno de los radios depende directamente de este seguidor de surtidor, por lo que la explicación a las diferencias entre radios es bastante evidente, simplemente se trata de diferencias entre los seguidores de surtidor debidas a cambios estadísticos en los parámetros tecnológicos y de diseño. Más adelante se verá que la falta de emparejamiento en estos transistores

no sólo produce una dispersión grande en la pendiente de la respuesta, sino también en su desplazamiento u offset.

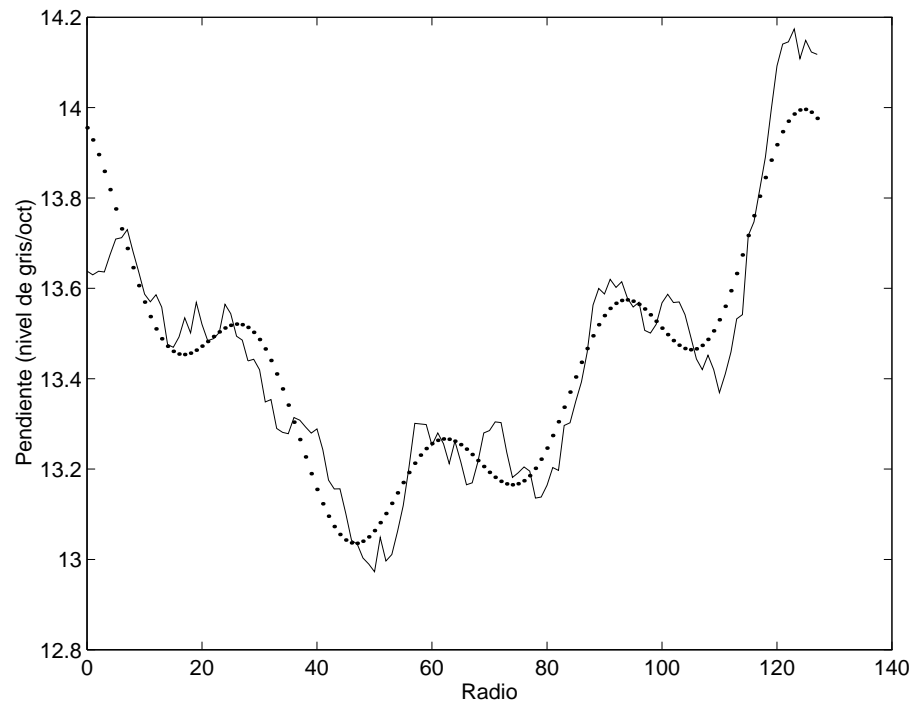


Figura 10.9: *La pendiente en función del radio suavizada*

Descomposición en series de Fourier

Aunque a simple vista la distribución de los valores, a lo largo de los radios, parece aleatoria, quizá no lo sea tanto. Es posible pensar que quizá esta no uniformidad radial es debida a efectos como la orientación del cristal u otros, lo que representaría una simetría en la respuesta según el ángulo de giro, o lo que es lo mismo, el radio. La mejor forma de descubrir estas simetrías es la realización de un análisis por descomposición de Fourier. En la figura 10.9 se muestra una curva como la de la figura 10.8 pero suavizada para obtener una descomposición de Fourier más clara. Junto a esta curva se muestra otra punteada, también en la misma gráfica, que es el resultado de juntar los cuatro primeros armónicos de la transformada de Fourier y la constante continua.

Una vez realizada esta suavización de la pendiente se ha realizado la descomposición en series de Fourier. Sólo los cuatro primeros términos (se excluye el primero que es la componente de continua) de esta descomposición son realmente representativos, e incluso de estos cuatro, el segundo y el tercero tienen valores pequeños comparados con los demás términos, tal y como se aprecia en la figura 10.10 donde se han representado estas cuatro primeras componentes armónicas.

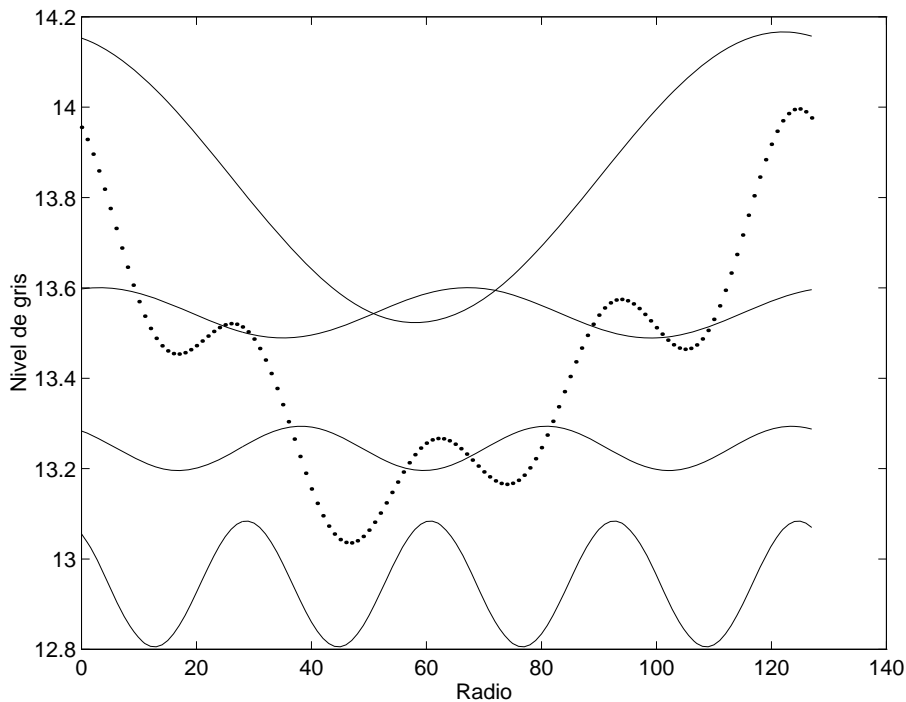
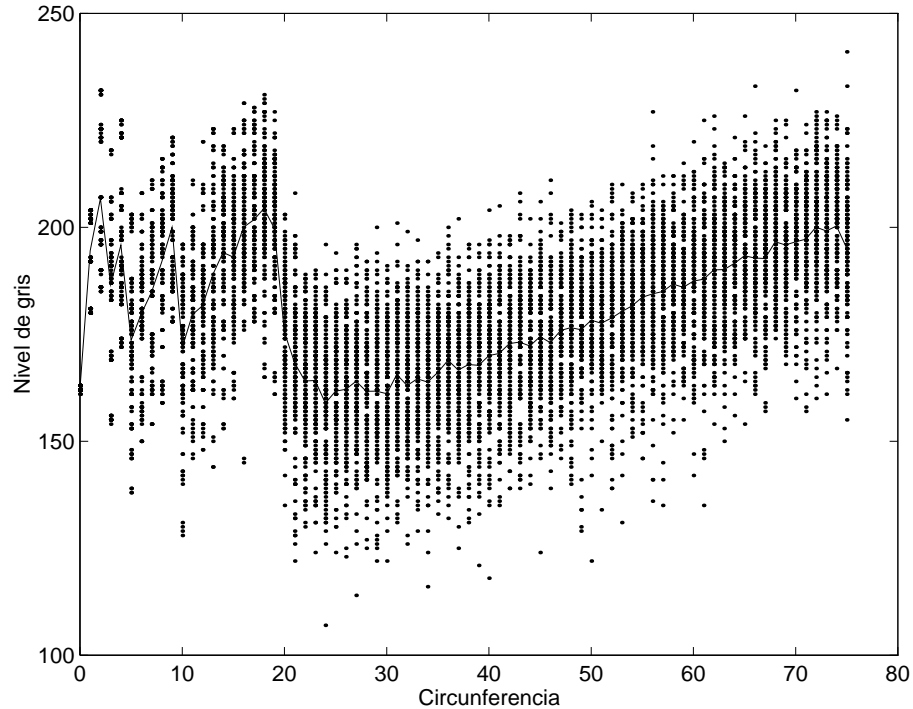


Figura 10.10: *Los cuatro primeros armónicos de la descomposición de la pendiente*

El significado de estas simetrías encontradas a lo largo de la circunferencia se explicarán más adelante, junto con las obtenidas del estudio del offset, ya que los resultados son muy parecidos aunque de signos contrarios. La diferencia más significativa es que en este caso, las componentes segunda y tercera son casi nulas. La primera componente podría fácilmente deberse a la presencia de los circuitos de selección de circunferencia (hay que recordar que sólo la mitad de los radios, y algunos más, tienen circuito de selección de circunferencia), mientras que el cuarto armónico sería debido al grid del diseño.

10.3 No uniformidad estructural

Se ha comprobado que la dispersión en la pendiente, al menos debido al transistor en inversión débil, no es demasiado grande tal y como se esperaba ya que la pendiente es teóricamente algo bastante constante e independiente de parámetros tecnológicos o de diseño. Algo muy diferente ocurre con el offset o desplazamiento de la señal de salida que sí que depende fuertemente de todos los parámetros de diseño y tecnológicos, y que por tanto, se le puede suponer una fuerte dispersión. Estas diferencias en el offset de la respuesta producen un patrón fijo de ruido (*fixed pattern noise* FPN) en la imagen de salida que es fácil eliminar mediante la resta de esta imagen fija.

Figura 10.11: *No uniformidad circular*

Este ruido fijo tiene dos contribuciones, por un lado está la no uniformidad introducida por el diferente escalado de los pixels en la retina, y por otro está la no uniformidad aleatoria debida a la dispersión de los parámetros de diseño y tecnológicos. Junto a esto existe además otro patrón fijo introducido por las etapas de salida radiales. Por estas razones se ha dividido el estudio de la no uniformidad en el offset en dos partes, por un lado la *no uniformidad estructural* debida al escalado de los pixels y la dispersión en los transistores de salida radiales, y por otro, la *no uniformidad aleatoria* debida a la dispersión aleatoria de los parámetros de diseño en cada uno de los pixels.

10.3.1 Dependencia circular del desplazamiento

En el capítulo 6 se mostró que el área sensible de cada célula crece hacia la periferia de forma cuadrática aumentando de esta forma el offset de la respuesta con la separación al centro del sensor. Este aumento del offset es compensado en parte por el crecimiento lineal de la anchura de canal, pero no es una compensación completa ya que el crecimiento del área es cuadrático. Con esto, al final, se tiene que el offset crece con la circunferencia y además lo hace de forma lineal, por lo que, representando el offset en función de la circunferencia, se debería observar una línea recta. En la figura 10.11 se han representado todos los puntos de una imagen de fondo uniforme en función de la circunferencia. En la misma gráfica se ha realizado la media de todos los pixels para cada una de las circunferencias; esta media viene representada por la línea continua.

Tal y como cabía esperar, aparece una clara línea recta para las circunferencias exteriores, que corresponde al aumento del área con la circunferencia. Las primeras 20 circunferencias corresponden a la fóvea, y se observa perfectamente que esta fóvea está dividida en varias rectas. Esto es debido al número decreciente por circunferencia que se presenta en la fóvea. Es fácil ver la recta que va de las circunferencias 10 a 19 que corresponden a los anillos de 64 pixels, luego viene otra recta más pequeña de los anillos 5 a 9, que corresponden a las circunferencias de 32 pixels, y luego vendrían las de 16, 8, 4 y un píxel, que también son fáciles de observar aunque algo más pequeñas. Estas rectas son debidas a que la anchura del canal permanece constante mientras que el área aumenta con la distancia al centro.

Efecto de canal estrecho

En la figura 10.11 se veía que efectivamente aparece una recta para circunferencias grandes, en cambio, para las circunferencias de la retina más cercanas al centro, la respuesta ya no es una recta. En principio se puede pensar que la causa es la diferencia del escalado del área para las circunferencias pequeñas; ya se ha comentado en otros capítulos que el área no crece de forma exponencial exacta debido a que el píxel está compuesto por el fotodiodo y por otros elementos que también ocupan espacio. Estos otros elementos tienen un tamaño fijo, por lo que el porcentaje de ocupación del fotodiodo no es constante, así que el crecimiento del área tampoco lo es, sino que depende del tamaño total del píxel. Esto podría efectivamente explicar el fenómeno observado sino fuera porque esto significa una menor relación área-anchura lo que provocaría un offset todavía menor que el observado, es decir, el efecto sería justo al revés que el observado. Hay otro motivo para desechar esta explicación, y es que resulta que con la anchura ocurre algo parecido, de tal manera que ambos efectos se contrarrestan y al final resulta que aunque el crecimiento del área y anchura no es exponencial puro, ambos efectos se anulan de manera que desde el exterior todo se comporta igual que si el área fuera todo el píxel, y la anchura uno de sus lados. Una explicación algo más detallada de estos fenómenos se puede encontrar en el capítulo 8. El efecto observado para las circunferencias más pequeñas hay que buscarlo en las dimensiones del transistor.

En el capítulo 6 se mostraron las ecuaciones que gobiernan un transistor MOS en inversión débil, se demostró que para transistores con un tamaño grande de canal, la respuesta era logarítmica y el offset constante. En ese mismo capítulo se introdujeron las ecuaciones que tenían en cuenta los efectos de tener una geometría pequeña, mostrándose que el offset ya no era constante sino que podía variar bastante para tamaños de canal pequeños.

También las simulaciones realizadas en el capítulo 7 muestran una fuerte dependencia del offset con la anchura del canal. En la figura 10.12 se muestran los diferentes offsets encontrados para simulación (línea a trazos), teórico (línea continua), y experimental (cruces). Se comprueba enseguida que la simulación está cerca pero

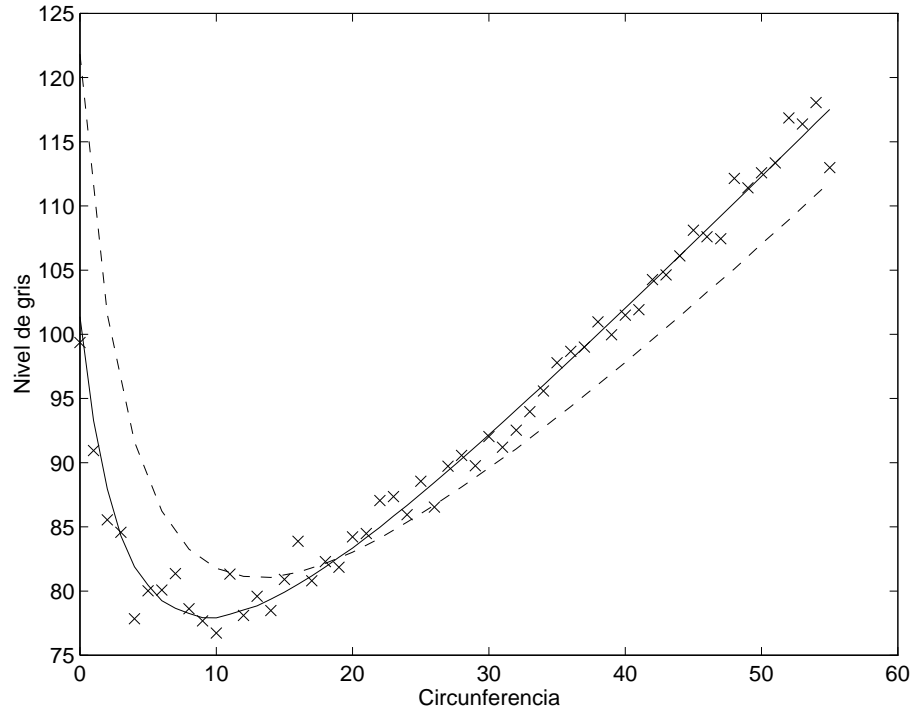


Figura 10.12: *Comparación de los desplazamientos simulado, teórico y experimental*

no acaba de encajar con los datos experimentales, mientras que el offset calculado teóricamente encaja perfectamente. Luego se mostrará que este encaje perfecto entre teoría y práctica se ha obtenido mediante el cambio de uno de los parámetros de simulación que daba el fabricante y que es probablemente incorrecto, especialmente a tenor de los resultados obtenidos.

La forma en que se ha realizado la curva simulada es simple, se han cogido los valores de simulación y se los ha transformado de manera que encajaran lo más posible con los experimentales. Con los teóricos se ha hecho exactamente lo mismo de manera que aparece un factor de amplificación (el mismo que se ha venido usando hasta ahora para el resto de comparaciones experimentales y teóricas) y además un offset relativo entre experimento y teoría. Esta transformación, que da el factor de amplificación entre la señal del píxel y lo que se lee fuera del chip, se explicará su cálculo más adelante. De momento, y tal y como se ha hecho hasta ahora, se supondrá que está bien calculado y que las operaciones para mostrar las gráficas que se están enseñando, están justificadas.

En principio no es fácil de obtener una expresión teórica para el offset completamente válida ya que depende de muchas cosas, pero sí que se puede dar una expresión bastante aproximada ya que el offset es básicamente la tensión umbral del transistor. Recordando la expresión (5.24) del capítulo 6 se tenía que el offset del transistor en inversión débil era:

$$V_{of} = V_{th} - \frac{kT}{q} \eta \ln I_{do} - \frac{kT}{q} \eta \ln \left(1 - e^{-\frac{q}{kT} V_{ds}} \right) \quad (10.1)$$

que es sencillamente la tensión umbral del transistor menos dos términos que vienen a ser constantes ya que I_{do} es casi constante, y para $V_{ds} > 4\frac{kT}{q}$ el término exponencial es casi la unidad y por tanto constante también. Lo único que puede variar más es la tensión umbral V_{th} .

La tensión umbral para un transistor en inversión débil, teniendo en cuenta los efectos de canal pequeño, ya se presentó en la expresión (5.44), y era:

$$V_{th} = V_{TO} - \gamma\sqrt{2\phi_f} + \gamma_{eff}\sqrt{2\phi_f + V_{sb}} + \frac{\pi}{4} \frac{\varepsilon_{si}}{C_{ox}} \frac{G_w}{W_{eff}} (2\phi_f + V_{sb}) \quad (10.2)$$

donde V_{TO} y $2\phi_f$ son constantes. En el caso de γ y γ_{eff} no son constantes, pero no dependen de W sino de L y de la tensión de sustrato, por lo que para este análisis se los puede considerar constantes también. Al final se tiene que el único término que depende de la anchura de canal es el último de la ecuación (10.2), por lo que lo podemos separar del resto, llamando F_w al término multiplicativo dependiente de W por su analogía con el término F_l utilizado para el cálculo de γ_{eff} y que da la contribución del canal corto. Así, se puede escribir el único término que da la dependencia del offset con el canal estrecho es precisamente:

$$V_{of}^* = F_w(2\phi_f + V_{sb}) \quad (10.3)$$

donde

$$F_w = \frac{\pi}{4} \frac{\varepsilon_{si}}{C_{ox}} \frac{G_w}{W_{eff}} \quad (10.4)$$

Es fácil observar, a partir de esta ecuación (10.4), que si W es grande, y por tanto W_{eff} también, este término es prácticamente cero y la anchura de canal no influye para nada. Para W pequeño, este término crece y además lo hace muy deprisa tendiendo a infinito para W muy pequeño. En la expresión (10.4) todos los términos son más o menos conocidos y, salvo la W_{eff} , todos son constantes. El único término que no se ha justificado tecnológicamente lo suficiente es el G_w . En su momento se dijo que este coeficiente, que es precisamente el que da la variación con respecto a la anchura, tenía una justificación geométrica, pero no se explicó cómo estimarlo, de hecho, es un factor que se suele calcular experimentalmente. Se puede dar el caso de que este término sea incluso cero ya que hay otros procesos donde la técnica empleada para la construcción del canal hace que este factor sea cero de manera que no existe dependencia con la anchura del canal; en el caso de los procesos estándar CMOS, donde el canal suele tener una estructura LOCOS, este parámetro nunca es cero.

En los niveles de simulación de Spice 2 y 3, este coeficiente G_w se le llama *DELTA* (ver el apéndice A). Ocurre una cosa curiosa y es que el fabricante de circuitos integrados daba un valor diferente según el modelo del que se tratase. Para el modelo de nivel 2, el parámetro *DELTA* era igual a 2.0 (es un coeficiente sin unidades), mientras que para el modelo nivel 3 (el empírico), el valor de *DELTA* era 1.0, es decir, la mitad justo. En nivel 2 es un modelo que coincide prácticamente en todo con

el modelo teórico de funcionamiento del transistor, es por esto que para el cálculo de la respuesta teórica se utilizó $DELTA = 2.0$ en vez del valor de $DELTA$ para nivel 3. El resultado era que los puntos se iban bastante de los resultados experimentales, y todo parecía indicar que se estaba sobreestimando el valor de $DELTA$, así que se probó con un valor unidad, al igual que en el nivel 3, y el resultado es justamente lo que ya se ha visto en la figura 10.12 donde la teoría y la práctica coinciden casi exactamente. Por tanto, se puede concluir que el fabricante de circuitos integrados Mietec sobreestima el valor de $DELTA$, para el nivel 2 de simulación, siendo un valor algo más correcto justo la mitad.

En principio, y dado que antes de diseñar el chip sólo se pudo simular, el canal mínimo utilizado en la retina era de $3 \mu\text{m}$. En el momento del diseño este valor era bastante adecuado puesto que, de esta manera, el offset de la primera circunferencia de la retina era aproximadamente igual al offset de la última circunferencia, de manera que no había un efecto que mandara sobre el otro. Ahora se ve que en realidad se podría haber reducido todavía más la anchura mínima del canal. Reduciendo más el canal mínimo se obtienen dos ventajas inmediatas, por un lado el tamaño de la célula individual se reduce considerablemente con lo que se consigue reducir sensiblemente el tamaño total del chip. Por otro lado, como los efectos de canal corto se anulan con lo efectos del escalado de las células, se habría tenido una distribución menos dispersa de los offset a lo largo de la retina.

Cabe preguntarse cuál sería la mínima anchura aceptable. Repasando los resultados de los cálculos teóricos realizados en el capítulo 6, se ve claramente que el offset de la primera circunferencia coincide aproximadamente con el de la última. En aquel caso se utilizó $DELTA = 2.0$, pero ahora se sabe que este $DELTA$ es en realidad 1.0, por tanto, la W_{eff} mínima es justo la mitad que la que hay ahora. No hay que confundir W_{eff} que es la utilizada en las ecuaciones, con la W a secas que es la anchura que se “dibuja” en el diseño. La relación entre ambas es bien simple: $W_{eff} = W - 2WD$, donde WD es una reducción debida al proceso de máscara y que en este caso vale $0.12 \mu\text{m}$. Por lo tanto tenemos que la W_{eff} que se ha venido utilizando en el diseño es en realidad $2.76 \mu\text{m}$, por lo que la W_{eff} mínima es la mitad que esto y por tanto vale $1.38 \mu\text{m}$. Pero esto no es todavía lo que interesa, ya que lo que realmente sirve es la W que se dibuja o diseña, pero esto es fácil de calcular a partir de WD obteniéndose $W = 1.62 \mu\text{m}$ que es un poquito más grande que el $1.5 \mu\text{m}$ calculado a simple vista. Este valor representa una anchura óptima en lo que a compensación de offset se refiere, de todas formas se puede reducir o agrandar dependiendo del compromiso de tamaño que se quiera alcanzar.

Estos mismos experimentos se han repetido con cada una de las imágenes tomadas con diferentes iluminaciones. El resultado ha sido prácticamente el mismo. En la figura 10.13 se muestra el offset circular para cada imagen tomando iluminaciones diferentes. Se observa claramente que la separación entre las respuestas de diferentes imágenes es constante, confirmando la linealidad de la respuesta frente a la exponencial de la luz. Se puede observar también que la línea de la respuesta más alta tiene una inclinación

diferente que el resto. Esto es debido a que, en ese caso, la iluminación es tal que empieza a polarizar a los transistores de la periferia, fuera de su región de inversión débil. No ocurre así con los transistores de la fovea o primeros de la retina porque el área en estos transistores es menor por lo que la corriente también lo es permaneciendo el transistor en su región de inversión débil.

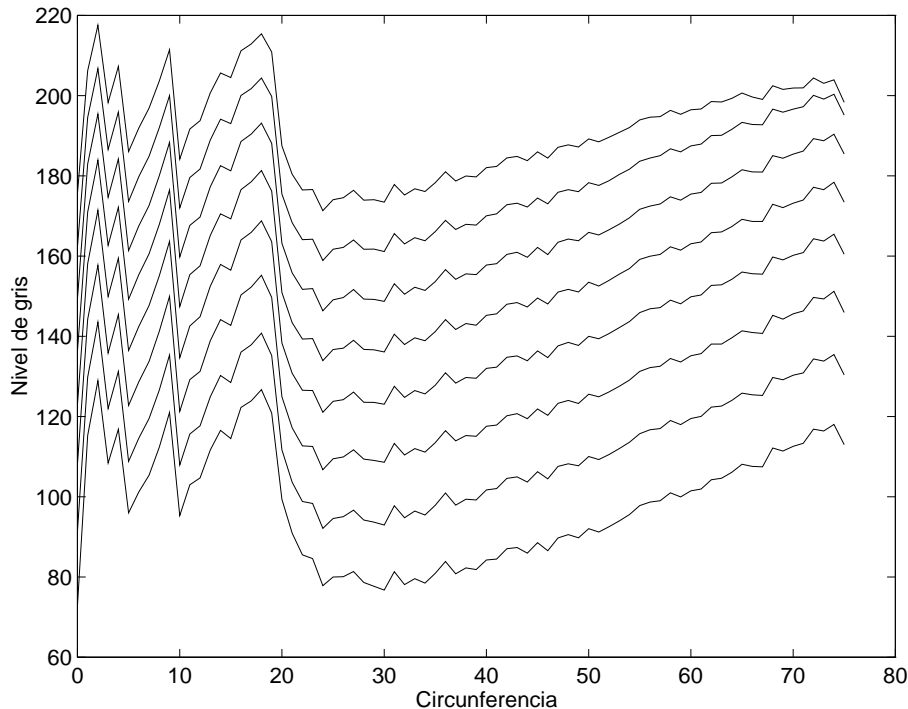


Figura 10.13: *Desplazamientos circulares para diferentes iluminaciones*

Se puede observar, además, que la línea inferior está un poco más separada del resto. Esto es algo que ya se había comentado cuando se estudió la respuesta frente a iluminación, y es que la salida no es exactamente rectilínea respecto de la iluminación, aunque también se ha dicho que esto no es por la falta de linealidad del chip, sino por la cámara que introduce esta curvatura. A causa de este efecto y del anterior, se han descartado estas dos medidas, tanto la de iluminación mínima como la de máxima, para obtener unos resultados más precisos del comportamiento del sensor.

Dispersión de los resultados

En el diseño de circuitos analógicos, existe un hecho que, si bien tiene sus excepciones, es ampliamente aplicable, y es que los transistores, cuanto más grandes, mejor se comportan. Lo de un comportamiento “mejor” se refiere a un comportamiento más lineal, con mejores propiedades de emparejamiento, etc. Al diseñar la retina, se tenía el presentimiento de que las células exteriores deberían comportarse mejor que las interiores por ser éstas más grandes. Este tipo de cosas se pueden confirmar a posteriori

fácilmente sin más que hacer algunos cálculos estadísticos sencillos con los resultados experimentales, siendo esto lo que se ha realizado a continuación.

Para ver cómo dependen las propiedades de emparejamiento con la circunferencia se ha calculado la dispersión de los puntos para cada uno de los anillos. El resultado es el que se muestra en la figura 10.14 donde se ha representado la dispersión en función de la circunferencia. En esta gráfica no se han representado todas las circunferencias ya que para los primeros anillos de la fovea, el número de pixels por anillo es tan escaso, que no tiene una validez estadística notoria; de hecho, la dispersión para el primer y segundo anillos es muchísimo menor que para el resto debido al menor número de pixels para la realización de la estadística. Se ha puesto la dispersión para cada iluminación para ver si existía alguna dependencia significativa.

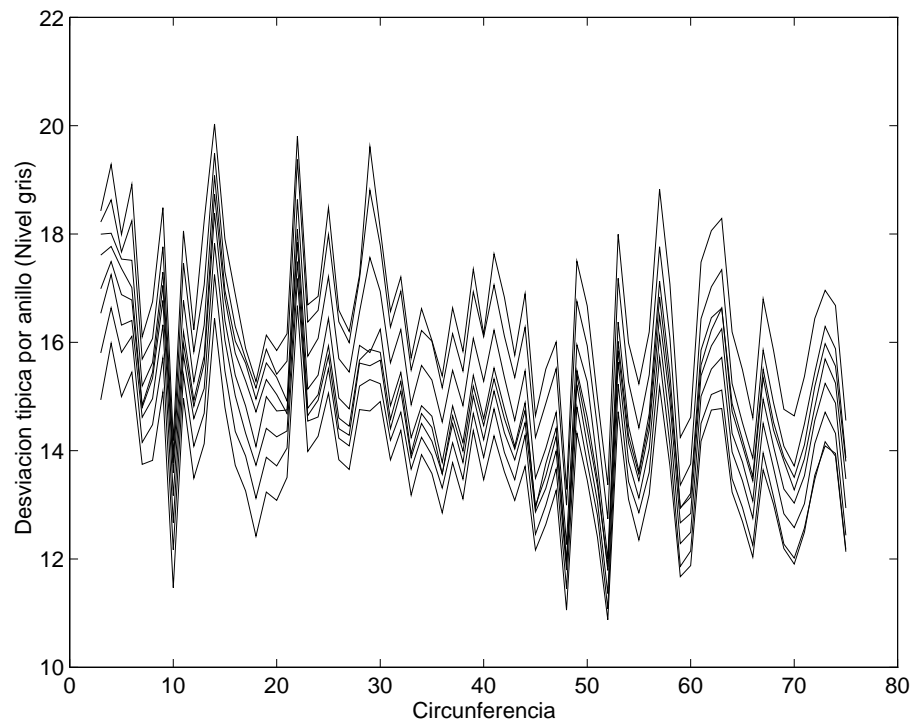


Figura 10.14: *Dispersión en función de la circunferencia*

A partir de esta figura se ve perfectamente que la dispersión es bastante constante para las circunferencias y también para la iluminación que crece para intensidades de luz más grandes, cosa que es perfectamente razonable ya que el valor medio también es más alto, de todas formas esta variación es casi despreciable. Siendo muy muy optimistas se puede ver que efectivamente la dispersión para las circunferencias exteriores es algo inferior que para las interiores, sin embargo esta diferencia es tan poco notable, y la dispersión de la dispersión tan grande, que no resulta experimentalmente significativo. No hay que olvidar, no obstante, que en esta dispersión está incluida la dispersión fija producida por el transistor de salida de cada circunferencia, que tal y como se verá más adelante, es del mismo orden de magnitud que la dispersión producida por los pixels,

por lo que podría estar enmascarando una verdadera dependencia de la dispersión de píxel con la circunferencia, ya que es la dispersión de píxel la que puede depender de la circunferencia, y no la fija de radio que no puede depender en ningún caso de la circunferencia.

Cálculo del factor de amplificación

En este capítulo ha ido apareciendo, cada vez que se mostraba una gráfica, un factor de amplificación o transformación que siempre se decía que se justificaría después. Éste es el momento apropiado para justificar este factor ya que se ha calculado a partir de la no uniformidad estructural respecto de las circunferencias. Se podrían haber utilizado otros métodos, y luego se verán los resultados con esos otros métodos, pero éste es sin duda el más seguro de todos.

Este factor de amplificación, del que tanto se ha venido hablando, es necesario calcularlo para poder comparar los resultados experimentales con los de simulación y teóricos. El significado de este factor es bien claro, en un principio se puede calcular, de forma teórica, el comportamiento de cada célula, obteniéndose unos resultados. Por otro lado, se pueden realizar medidas experimentales. Naturalmente estas medidas no son directas de la célula, sino que sufren una transformación a lo largo de numerosas etapas. Estas etapas son en primer lugar el seguidor de surtidor del píxel, con una amplificación que ronda los 0.8 y un offset añadido que depende de muchas cosas, la siguiente etapa es el transistor de selección que sólo añade un offset apenas perceptible. A esto le siguen el transistor de salida en serie con el transistor de selección de radio. Estos dos transistores forman un lazo de corriente que junto con otra resistencia a la salida hacen de amplificador, un amplificador cuya ganancia depende de muchas cosas pero especialmente de esta resistencia de salida que normalmente tiene un error grande. Pero no acaban aquí las etapas ya que esta señal eléctrica es introducida como entrada en un conversor analógico-digital que dependiendo del número de bits, rango de entrada, etc., tendrá una ganancia u otra, por no decir que si bien la entrada tiene unidades, que son voltios, la salida es un número binario sin unidades y que se le ha venido llamando “nivel de gris”.

Es evidente, por lo expuesto anteriormente, que no hay forma precisa de poder calcular la relación que hay entre la respuesta de cada píxel con lo que se obtiene a la salida del conversor A/D que es lo que se ha obtenido experimentalmente. Sin embargo, esta relación hay que conocerla puesto que es lo que puede permitir comparar los datos teóricos con los experimentales.

Para poder encontrar esta relación se pueden hacer varias cosas. Por ejemplo, se puede medir la pendiente experimental y calcular la teórica. Esto está bien, pero resulta que no hay motivos teóricos que permitan concluir que el valor absoluto de la pendiente es correcto por el error grande de los parámetros de diseño. Algo parecido se podría hacer con el offset, de manera que comparando los valores absolutos del

offset medidos y teóricos se puede saber cual es la relación entre ambos. Tampoco los resultados teóricos del offset son fiables, de hecho, la simulación y la teoría no coinciden en este aspecto, incluso la simulación cambia sensiblemente dependiendo del modelo de simulación utilizado.

Hay una cosa, en cambio, que parece haber demostrado una gran constancia y emparejamiento tanto en la teoría como en la simulación como después en la práctica, y es la variación relativa del offset. Esto además tiene una explicación teórica bastante simple y, por tanto, exenta de errores tecnológicos. Esta variación relativa es la debida al crecimiento exponencial del área en los pixels. Es evidente que esta pendiente depende poco de los parámetros de diseño y demás, y que depende sobre todo de la ganancia de las sucesivas etapas amplificadoras. Además, es posible realizar un ajuste por mínimos cuadrados de esta variación entre los resultados teóricos y prácticos, de manera que se obtiene un resultado que corresponde precisamente con la relación experimento-teoría y que además es bastante fiable por el método utilizado que no depende en gran medida de la tecnología utilizada.

Para esto, lo que se ha realizado es buscar la relación entre los offsets experimentales y teóricos. En la figura 10.15 se muestran los offsets experimentales (nivel de gris) en función de los teóricos en voltios. Realizando el ajuste de los puntos a una recta por el método de los mínimos cuadrados se obtiene directamente la relación entre resultados experimentales y teóricos, que es precisamente 784 V^{-1} .

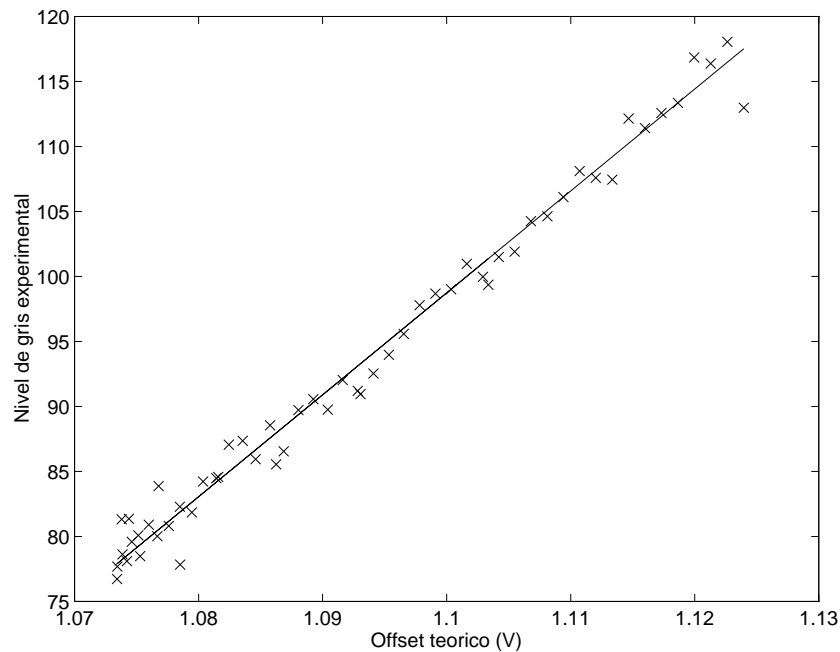


Figura 10.15: *Cálculo de la relación teoría-práctica*

Naturalmente este valor tiene un error que se puede calcular mediante la propagación de dispersiones en ajustes por mínimos cuadrados, obteniéndose que la dis-

persión estándar para este coeficiente es de 12.8 pero esto no significa que el error sea esto, ya se ha comentado anteriormente que hay quien toma como error de una medida tres veces el valor de la desviación estándar, pero como no parece haber unanimidad al respecto, a lo largo de la tesis no se habla de errores de las medidas sino de su dispersión. Sí que parece lógico pensar que el error puede ser algo mayor que la dispersión, pero es difícil tomar una posición al respecto, así que se ha preferido utilizar siempre la dispersión por ser un parámetro que todo el mundo entiende su significado.

Ahora que se tiene una medida que se considera fiable para la relación teoría-práctica, se puede calcular la misma relación para los valores absolutos de la pendiente. Estos resultados se han mostrado ya anteriormente cuando se habló de la pendiente, y entonces se adelantó que los factores de amplificación eran 748 V^{-1} para la curva simulada, y 744 V^{-1} para la teórica. Es curioso que ambos valores coinciden bastante entre sí a pesar de que no coinciden con el valor fiable. Esto parece indicar que los valores que da la teoría absolutos sobre la pendiente no son muy buenos y los teóricos son más grandes que los reales. La semejanza entre los valores teóricos y simulados no es de extrañar, después de todo utilizan casi las mismas ecuaciones.

10.3.2 Dependencia radial del desplazamiento

Al igual que ocurría con la pendiente, también para el desplazamiento, u offset, se encuentra un patrón fijo de ruido que depende del radio. En principio se esperaría que las medias para cada uno de los radios dieran un valor más o menos constante, pero lo que se observa en realidad es una distribución como la mostrada en la figura 10.16 donde se puede ver la distribución de puntos alrededor del valor medio para cada circunferencia. Hay que destacar el hecho de que la dispersión de los puntos alrededor de la media es del mismo orden que la dispersión entre las propias medias, por lo que la conclusión evidente es que existe una no uniformidad que depende del radio y que no viene producida por la falta de emparejamiento de los transistores que forman cada célula individual.

Al igual que ocurría con las circunferencias, para los radios se conserva este patrón fijo de ruido para las diferentes iluminaciones. Esto se puede ver muy bien en la figura 10.17 donde se muestra el patrón fijo de ruido radial para cada una de las iluminaciones estudiadas. Sería deseable la observación de algún patrón, dentro de cada línea, que indicara alguna orientación espacial privilegiada, una dependencia de la tensión umbral con la orientación respecto del cristal, etc, sin embargo, no se llega a observar, a simple vista, nada realmente que indique una dependencia del offset respecto de la orientación de los transistores, aunque se mostrará a continuación que sí se pueden sacar algunas dependencias.

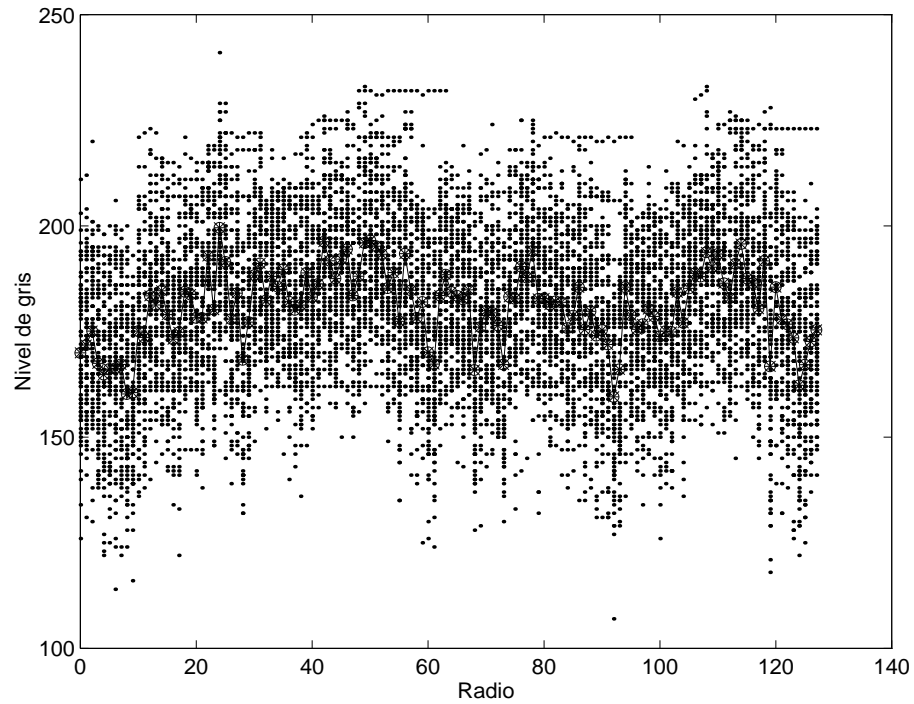


Figura 10.16: *No uniformidad radial*

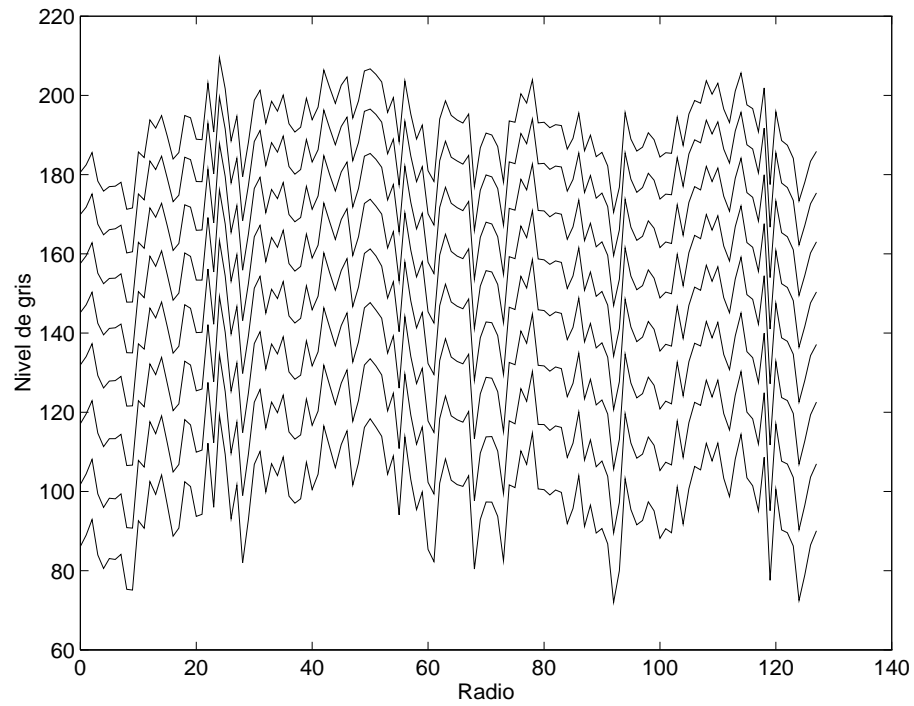


Figura 10.17: *Desplazamientos radiales para varias iluminaciones*

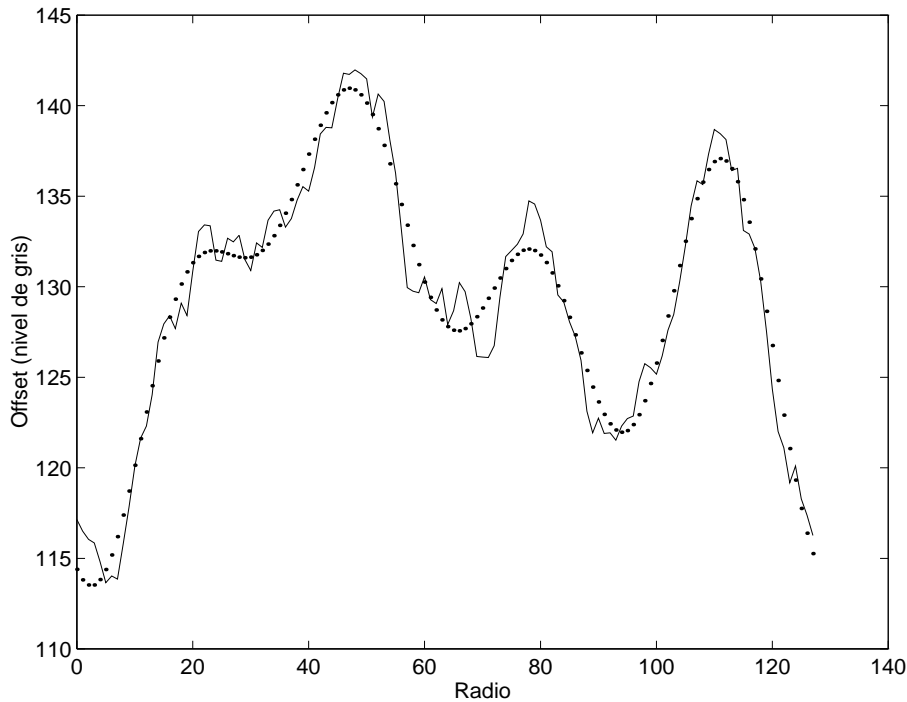


Figura 10.18: *Offset radial suavizado y su ajuste de Fourier*

Descomposición de Fourier de la dependencia radial

Aunque en la figura 10.17 es difícil ver ninguna relación con la orientación, es todavía posible hacer un análisis algo más profundo de la información del offset radial. Para clarificar un poco más la dependencia radial, se ha cogido la media de la figura 10.17 y se le ha practicado un suavizado cogiendo la media de los 5 vecinos de cada punto. Esta media suavizada se puede ver en la figura 10.18 junto con otra (línea punteada), de aspecto más suavizado, y que es la unión de los cinco primeros términos de la descomposición de Fourier de la dependencia radial del offset. Es fácil ver que existe una clara periodicidad, especialmente para los radios superiores. Para extraer esta periodicidad se ha realizado una descomposición de Fourier. De esta descomposición, sólo los cinco primeros términos son realmente significativos. De estos cinco términos, el primero corresponde a la componente continua del desplazamiento radial, mientras que los siguiente cuatro puntos corresponden a los primeros armónicos de la descomposición. Estos cuatro armónicos se muestran en la figura 10.19 con sus amplitudes y desfases reales. A la vista de esta figura se puede comprobar que los cuatro armónicos tienen un peso parecido salvo el tercero que es algo menor.

El significado de cada uno de estos armónicos implica claramente un tipo de simetría del sensor. Así, el primer armónico de la descomposición de Fourier, indica que el offset es máximo para una orientación del espacio y mínima para la opuesta. En principio no parece existir ningún hecho físico que pueda explicar este fenómeno,

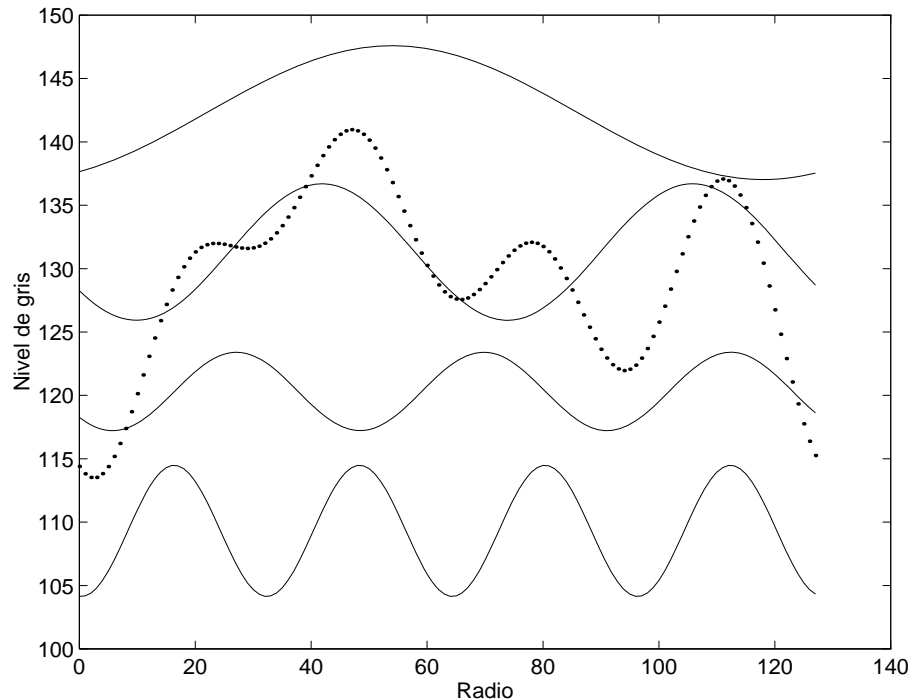


Figura 10.19: *Los cuatro armónicos significativos de la descomposición de la variación radial del offset*

sin embargo, es posible que la propia estructura de la retina produzca este efecto. La única estructura que no tiene una simetría circular en la retina es la presencia de los selectores de circunferencia. En efecto, dado que el número de circunferencias es menor que el número de radios, no todos los circuitos de salida en cada radio poseen el circuito de selección de circunferencia. La proporción entre radios con y sin este circuito está cercana al cincuenta por ciento, por lo que ésto podría explicar de alguna manera el primer armónico encontrado.

El segundo armónico indica una simetría circular, repitiéndose el comportamiento del offset dos veces en cada vuelta. Esto indica que hay una dirección (aproximadamente la vertical), donde los transistores tienen un offset menor, y otra, perpendicular a esta (aproximadamente horizontal), donde el offset es máximo. No parece sencillo encontrar una explicación a este hecho, pero el resultado todavía es más complejo de analizar si se considera también el tercer armónico que está indicando que existen tres direcciones del espacio donde en un sentido la tensión umbral es mínima y en el otro máxima. Quizá no haya que analizar ambas componentes por separado sino juntas.

El cristal de silicio es bastante regular por presentar un enlace tetravalente. De todas formas, la figura tridimensional que se forma es bastante compleja de analizar. Haciendo un corte transversal de un cristal de silicio, aparece una estructura que es regular tanto en cuatro como en seis direcciones. Un estudio más detallado de cómo sería realmente la simetría en un corte transversal de silicio sería interesante

para ver si realmente estos armónicos son causados por la estructura cristalina del silicio. Aunque interesante, este estudio queda fuera del alcance de los objetivos de la presente tesis; en cualquier caso, no se descarta el que se pueda investigar en este terreno en futuros trabajos dado que no parece que se hayan realizado estudios muy profundos sobre la influencia de la estructura cristalina del silicio sobre algunos de los parámetros del transistor MOS, resultando en una falta de esta influencia, si la hay, en las ecuaciones del transistor MOS. En cualquier caso, no parece muy lejano el pensar que estos dos armónicos podrían estar relacionados con la simetría del cristal, ya que además, se observa que ambos tienen fases muy similares, por lo que estarían relacionadas también entre sí.

El último armónico tiene un significado más evidente que el resto. Este armónico indica la repetición del comportamiento del offset cuatro veces en cada vuelta. Además, se observa un claro desfase de $-\pi/2$, es decir, para el origen de coordenadas (eje vertical), la tensión umbral es mínima y vuelve a ser mínima para giros de 90, 180 y 270 grados. Se ve una clara correspondencia entre esta simetría y la de la cuadrícula de $0.1 \mu\text{m}$ sobre la que se ha diseñado el sensor. Ya se comentó en el capítulo 8 que el tener que ajustar los polígonos a la cuadrícula de diseño, producía desajustes en cuanto a las longitudes y anchuras reales de los transistores. Es evidente que para direcciones privilegiadas, como las ortogonales, tanto las anchuras como longitudes van a ser bastante parecidas a lo realmente diseñado. En cambio, para el resto de direcciones, estos parámetros no están bien determinados por tener que ajustarse al grid o cuadrícula. El offset que se ha venido representando se refiere básicamente al de los transistores del circuito de selección radial, en los que la relación L/W tiene una gran importancia, por lo que no es raro pensar que el ajustar estos polígonos a un grid ortogonal produzca estas cuatro direcciones del espacio privilegiadas.

Todos los comentarios hechos aquí sobre la dependencia radial son más propuestas que conclusiones reales. Para empezar se ha partido de las medidas realizadas en un único sensor, y dependencias como las debidas a la orientación con el cristal, etc. deberían ser estudiadas con varias muestras para obtener resultados estadísticamente válidos. No se descartan en un futuro, y si se pueden conseguir suficientes muestras con la orientación cristalina conocida, la realización de un estudio para comprobar los efectos de esta orientación sobre la respuesta del sensor.

Pendiente y desplazamiento radiales comparados

A partir de los resultados obtenidos para la dependencia radial, tanto del offset como de la pendiente, se vislumbra la existencia de cierta correlación entre el offset y la pendiente, lo cual no debe de extrañar puesto que ambos comparten parámetros de diseño comunes.

Se había visto que el offset venía producido básicamente por la tensión umbral en el caso de los transistores en inversión débil. En el caso del seguidor de surtidor de salida,

el offset depende de muchas más cosas, además de la tensión umbral. La pendiente, en el caso de los transistores en inversión débil, no depende de nada, o depende muy poco de algunos parámetros. En el caso del amplificador radial de salida, esta pendiente depende de muchas cosas a causa del circuito utilizado para leer la información en la cámara. Todo esto significa que es muy difícil sacar conclusiones sobre la influencia de cada parámetro sobre la no uniformidad radial. No obstante, es interesante destacar algunos hechos observados para, por lo menos, verificar que existe cierta correlación entre las no uniformidades del offset y la pendiente.

La primera cosa destacable en ambas no uniformidades es su descomposición en armónicos de Fourier. Para empezar, y por simple comparación de las gráficas 10.10 y 10.19, se puede ver que también los cuatro primeros armónicos son significativos y que, además, son de signo contrario. Esto quiere decir que cualquiera que sea la causa que produce estas simetrías, el efecto es contrario en el offset que en la pendiente. Entrando en el detalle de cada uno de los armónicos, se ve que el más importante en el caso de la pendiente es claramente el primero seguido por el cuarto, mientras que para el offset, los cuatro tienen parecida contribución. Anteriormente se ha explicado que se piensa que el segundo y tercer armónicos corresponden a la influencia de la orientación del cristal. Se ve que para la pendiente estos dos armónicos son pequeños comparados con el resto, por lo que si la influencia de la orientación del cristal es cierta, significa que esta orientación tiene poca influencia sobre la ganancia, lo cual indicaría que la orientación del cristal influye sobre todo en la tensión umbral más quizá que sobre otros parámetros.

10.4 No uniformidad aleatoria

Hasta ahora, lo que se ha venido viendo, corresponde a las no uniformidades encontradas tanto circular como radialmente. Es decir, se trataba de las no uniformidades debidas a la estructura propia espacial del sensor. Para este estudio, se sacrificaban las no uniformidades de cada píxel individual para poder sacar conclusiones sobre el chip global. En esta sección se va a proceder al revés, conocida la no uniformidad estructural, se la va a eliminar del ruido total y se va a estudiar el ruido que queda que debe corresponder a las propiedades de emparejamiento de los transistores en el interior de las células individuales.

Para obtener las imágenes del fondo sin ruidos estructurales, simplemente se han restado a la imagen original las contribuciones radiales y circulares comentadas en anteriores secciones. En la figura 10.20 se muestran tres fondos, el de arriba es el fondo original, el del centro es el fondo sin las contribuciones radiales ni circulares, y el de abajo es el mismo fondo sin estas contribuciones pero además suavizado. Se ve claramente, en la imagen del centro, que el patrón de ruido fijo sigue siendo bastante acusado, si bien no se ven trazos ni zonas con diferentes intensidades. También se ve, en la imagen de abajo, que hay algunas zonas donde la intensidad es más o menos

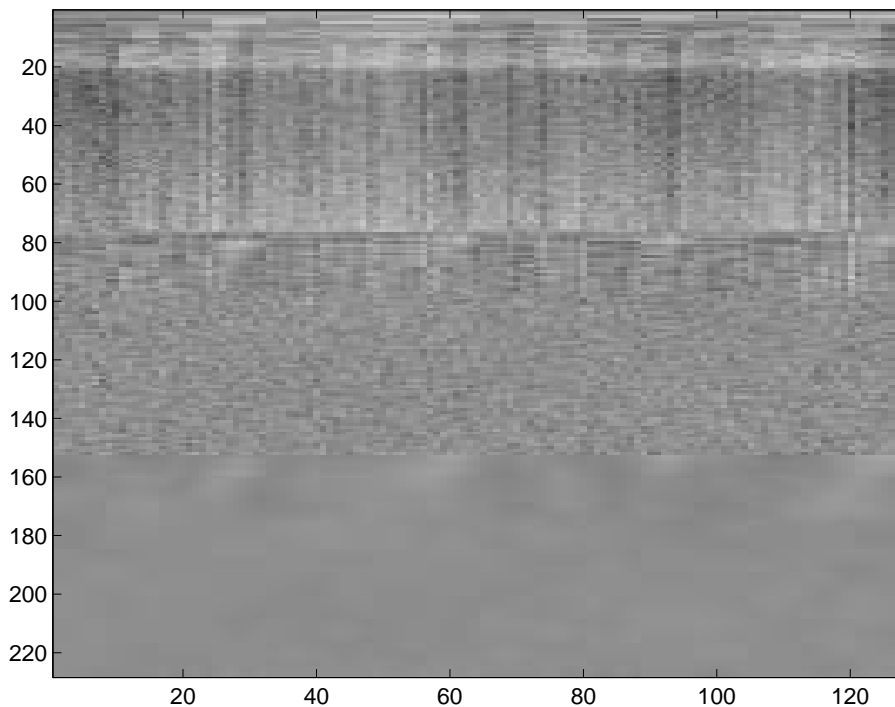


Figura 10.20: *Fondo sin ruido estructural*

parecida, pero estas zonas parecen encontrarse aleatoriamente esparcidas, sin que ello signifique algún eje privilegiado, etc. Estas zonas vendrían a ser zonas del propio silicio con propiedades eléctricas diferentes.

En el resto de resultados que se presentarán en esta sección, se han utilizado las imágenes obtenidas de eliminar las componentes estructurales del ruido. No se va a utilizar la fóvea para ninguno de estos resultados puesto que al tener un número decreciente de pixels por circunferencia, no es posible eliminar correctamente la dependencia radial. Por tanto, todos los resultados y conclusiones, que se obtengan a partir de ahora, sólo tienen en cuenta la retina, por eso será normal ver en las gráficas que sólo aparecen las circunferencias de la 0 a la 55.

Una vez sustraídas las componentes estructurales del ruido, se puede pensar que la dispersión que queda corresponde mayoritariamente a la no uniformidad de las células sensoras. Se podría por tanto repetir el tratamiento de datos realizado hasta ahora para ver otras influencias, esta vez referidas al sensor en sí.

10.4.1 Estudio de las dispersiones

El primer estudio que se puede realizar es ver cómo son las dispersiones a lo largo del chip. En principio se realizará la descomposición de siempre, es decir, por un lado se verán las circunferencias, y por el otro los radios. Las gráficas de la figura 10.21

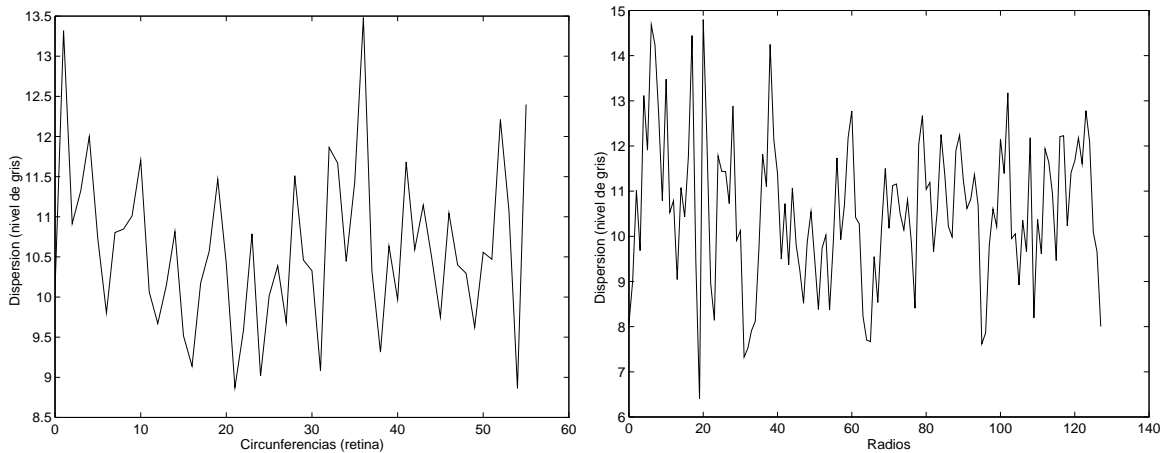


Figura 10.21: *Dispersiones del fondo aleatorio*

muestran la dispersión de puntos para diferentes circunferencias (izquierda) y para diferentes radios (derecha).

A la vista de estas gráficas, pocas conclusiones se pueden sacar sobre el comportamiento de la célula en su patrón fijo de ruido aleatorio. En la gráfica referida a las circunferencias ocurre un hecho curioso, y es que la dispersión sube y baja con cada circunferencia, de manera que se obtiene un diente de sierra bastante marcado, de todas formas esto no tiene por qué tener ningún significado, es simplemente una dispersión de puntos. Otra cosa que se observa es que la dispersión es un poquito mayor para las primeras circunferencias de la retina demostrando, aunque no de forma evidente, que un canal más estrecho produce mayores no uniformidades. En cuanto al radio pues no se puede decir mucho más tampoco. Sí que es posible observar, sin embargo, ciertos mínimos bien localizados. Dejando de lado el que se produce por el radio 19 aproximadamente, y que además no sólo es un mínimos sino un máximo, se ven claramente 4 mínimos localizados en los radios 0, 31, 63 y 95, que se corresponden justamente con los cuatro ejes ortogonales del sensor. Esto tiene una explicación bastante clara, y es que justamente cuando los transistores son paralelos al grid de diseño, su error, a la hora de dibujarlos es menor que si hay que adaptarlos a un grid que está rotado respecto de la dirección natural de los polígonos del transistor.

La dispersión media obtenida, tanto radial como circular, es de 10.6 para la circular y de 10.58 para la radial, es decir, son estadísticamente iguales, lo que indica que ambas dispersiones miden exactamente lo mismo, es decir, la dispersión de la célula individual y, por tanto, la propiedad de emparejamiento de los transistores de cada célula. La dispersión para toda la imagen es de 10.61 lo cual es lógico ya que los puntos son los mismos. Este valor de la dispersión se puede tomar como medida de la no uniformidad de los pixels. Recordando que la pendiente de la respuesta era aproximadamente 13 o 14 niveles de gris por octava, se puede decir que este sensor tiene una no uniformidad aleatoria equivalente a una octava de iluminación, lo cual es bastante si consideramos que las imágenes en interiores, con iluminación artificial, suelen variar entre dos y

cuatro octavas, aunque en exteriores, con luz del sol, es verdad que se pueden alcanzar variaciones más altas.

A esta no uniformidad hay que sumarle la debida a la no uniformidad estructural, que viene a ser del mismo orden, como el cuadrado de la dispersión total, es igual a la suma de los cuadrados de las dispersiones, al final queda que la dispersión total es del orden de 20 niveles de gris, lo que casi equivale a 2 octavas de iluminación. Esta variación, aunque grande, no representa un problema insalvable ya que es un patrón fijo, por lo tanto común para cada cámara. Este patrón fijo es fácilmente eliminable sin más que restar. De todas, formas, y dado que puede ser tan grande como la señal a adquirir, no conviene realizar esta resta después de la conversión a digital, ya que entonces se estaría perdiendo mucha información, sino que hay que hacer esta resta antes del conversor, de manera que no se pierda precisión. Eso sí, se complica un poco más la cámara que hay que realizar ya que hay que guardar los valores de los offsets en una memoria, y a su salida hay que poner un conversor digital/analógico para poder realizar la resta analógica.

10.4.2 Influencia de los diferentes parámetros

La no uniformidad aleatoria está claramente producida por la dispersión de los parámetros tecnológicos y de diseño entre transistores supuestamente iguales. Lo cierto es que no hay dos transistores iguales en todo el circuito por muy exactos que se diseñen. En el capítulo 6 ya se indicaron las variaciones medias de los parámetros de diseño y tecnológicos. Sobre los parámetros tecnológicos es difícil dar una variación real, o error si se prefiere, ya que muchas veces están referidos a zonas muy distantes de la misma oblea o incluso a obleas distintas. Así, parámetros como la concentración de dopante en sustrato, o el grosor del óxido, no son realmente tan grandes como se especificó en aquel capítulo. Los parámetros de diseño sí que es posible que tengan el error que se dice, y además de eso, son errores locales al transistor, de manera que es fácil tener dos transistores con diferentes longitudes de canal a pesar de estar muy cerca el uno del otro.

Para empezar el análisis es interesante realizar un histograma de todos los puntos en una imagen para ver qué distribución aparece. En la figura 10.22 se muestra precisamente el histograma de una imagen, quitadas las contribuciones estructurales, por supuesto.

Este histograma muestra una bastante clara distribución gaussiana o normal, lo cual no es muy extraño dada la naturaleza aleatoria de la dispersión de los parámetros de los transistores. Sí que se observan, sin embargo, algunas peculiaridades. Mirando el máximo del histograma, se puede observar que no es el típico máximo redondeado de la distribución normal, sino que presenta un pico diferenciado algo desplazado del centro. No es sencillo encontrar una explicación a este fenómeno, y quizá ni siquiera sea un fenómeno extraño sino una simple casualidad estadística; sin embargo, dado

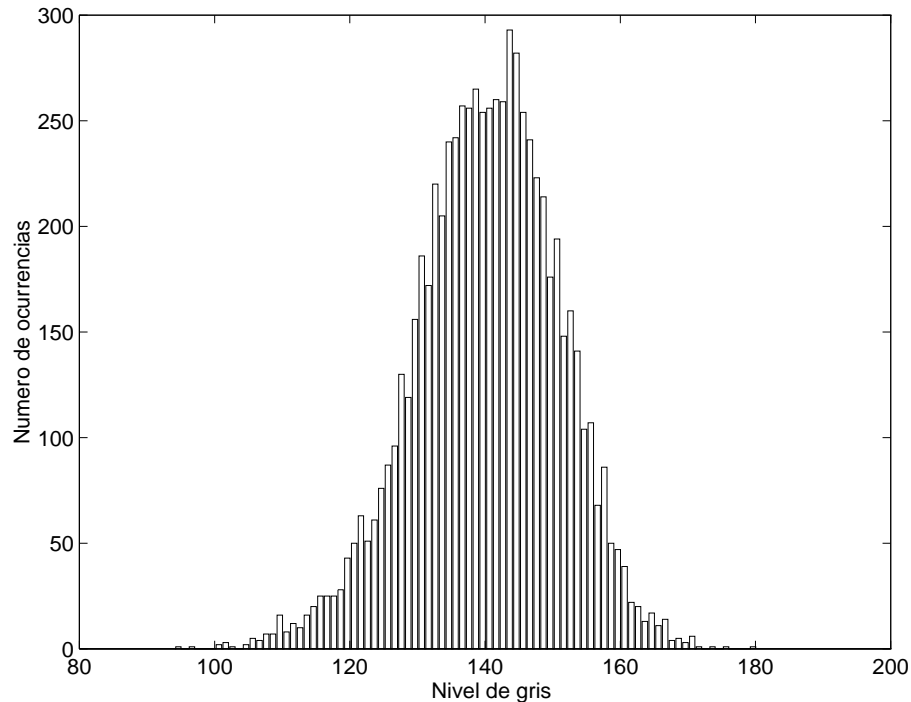


Figura 10.22: *Histograma de una imagen gris*

el gran número de datos tomados, es mejor pensar que existe una causa para estos máximos, aunque en estos momentos no se sepa cuál puede ser.

Aparte de este fenómeno se puede observar algo que en realidad no es nada extraño, se trata de la antisimetría de la gaussiana que se obtiene. Aunque no se observa demasiado bien, hay más puntos hacia la izquierda que hacia la derecha, y además, estos llegan más lejos. Vamos a ver que esta no simetría encontrada, en realidad se explica muy bien a partir de un estudio de la influencia de los diferentes parámetros en la dispersión de los puntos de salida.

Para ver la influencia de las dispersiones de algunos parámetros sobre la salida, se han realizado algunos experimentos matemáticos como calcular la salida para una dispersión de puntos de un parámetro, y ver cómo es la distribución de los valores de salida. En la figura 10.23 se muestran las distribuciones de salida variando algunos parámetros. Cada curva corresponde a un parámetro diferente. En este caso se ha variado W tomando una dispersión de $0.5 \mu\text{m}$, para la L se ha tomado una dispersión de $0.2 \mu\text{m}$. Para el grosor del óxido TOX se ha cogido una dispersión del 4% (para este y los próximos parámetros es preferible una dispersión porcentual). Para la concentración de dopante en el sustrato $NSUB$ se ha cogido una dispersión del 10%, y para la movilidad $U0$ una dispersión del 3%. Se puede ver que se ha cogido como dispersión la mitad del error que se proponía en el capítulo 6, sólo para la longitud de canal se ha incrementado puesto que ya entonces la dispersión debida a la longitud era máxima.

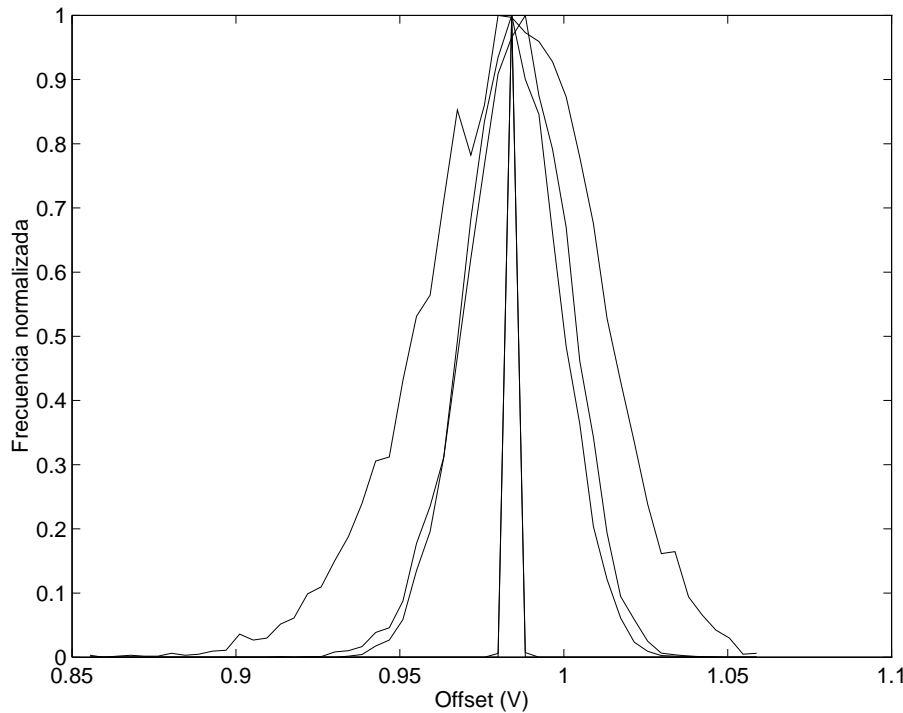


Figura 10.23: *Distribución de la respuesta del transistor en inversión débil*

En esta figura 10.23, cada curva corresponde, de mayor dispersión a menor, a la longitud L , luego vienen casi juntas TOX y $NSUB$, por último están W y $U0$ que apenas tienen dispersión en comparación con el resto. La longitud es lo que más influye en el offset debido al transistor en inversión débil, pero si consideramos que se ha elegido una dispersión algo grande comparada con las de $NSUB$ y TOX , la diferencia no es tan grande. Estas diferencias se había puesto ya de manifiesto en el capítulo 6, aquí lo que se está haciendo es representarlo de forma algo diferente.

Dado que el offset no viene producido solamente por el transistor en inversión débil, sino también por el resto de circuitería que sigue, especialmente los seguidores de surtidor, es interesante repetir un estudio parecido para ver qué parámetros influyen más en este tipo de configuración del transistor. Estos resultados se muestran en la figura 10.24 donde se puede ver, en la gráfica de la izquierda, que sólo hay dos parámetros que realmente influyen en la respuesta. Estos parámetros son $NSUB$ y TOX , siendo $NSUB$ el parámetro que presenta mayor dispersión. El resto de parámetros presentan una distribución mucho más pequeña con el mismo valor. Bien, esto podría hacer pensar que no existen contribuciones geométricas, pero esto no es del todo cierto. Esta gráfica de la izquierda se ha obtenido polarizando el transistor, que hace de seguidor de surtidor, con una corriente constante de $10 \mu\text{A}$. Si en vez de esta corriente se pone otra sensiblemente superior ($100 \mu\text{A}$), se obtiene la gráfica de la derecha en la misma figura, donde la curva de mayor dispersión sigue siendo la correspondiente a $NSUB$, con la diferencia de que ahora el resto han engordado

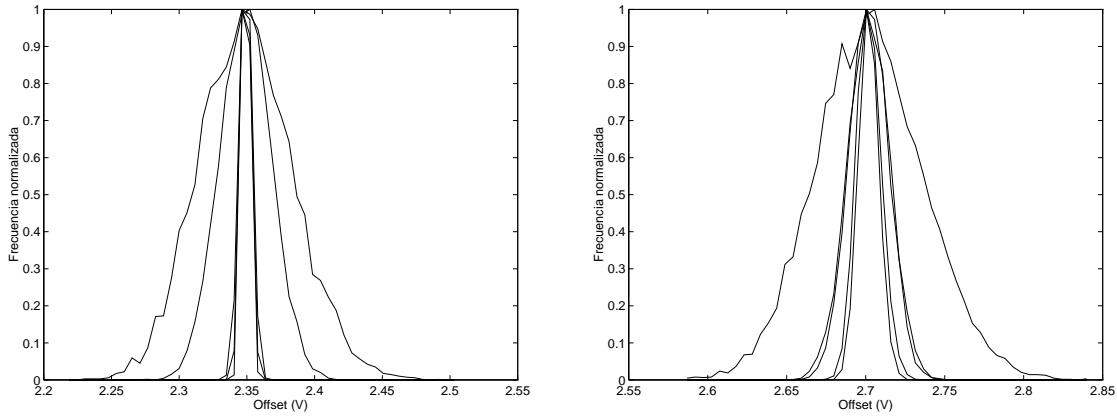


Figura 10.24: *Distribución en el seguidor de surtidor. Izq.: $I_{pol}=10 \mu A$. Der.: $I_{pol}=100 \mu A$.*

sensiblemente. A esta $NSUB$ le siguen en tamaño la longitud L y el grosor del óxido TOX que están prácticamente pegadas. A continuación vienen W y $U0$ que tienen las menores dispersiones aparte de estar también superpuestas. Por tanto se observa que la dispersión debida a la longitud L se hace mayor que el resto, siendo $NSUB$ la única que la supera. La conclusión es que la corriente de polarización I_{pol} amplifica los errores provenientes de la dispersión de los parámetros de diseño por lo que, cuanto más pequeña sea esta corriente, menos patrón fijo de ruido tendrá el sensor.

En la figura 10.22 se veía, aunque no muy claramente, que la campana no sale exactamente simétrica. Esto puede dar algunas pistas sobre cuál es el parámetro, o parámetros, que influyen en la respuesta. Para ello se ha calculado el tercer momento de la distribución de resultados obtenidos. Este tercer momento muestral, da idea de la simetría de las distribuciones, de manera que si es cero, la distribución es simétrica, si es negativa, la mayor parte de los puntos están a la izquierda de la media, y si es positiva, la mayor parte se encuentran a la derecha. Calculado este tercer momento (el primer momento es la media y el segundo la dispersión o varianza) da un resultado de -0.28 lo que indica un desplazamiento de los puntos hacia la izquierda, tal y como se observa en el histograma.

Este cálculo también se puede realizar para las campanas teóricas de manera que se obtienen los valores presentados en la tabla 10.1 donde se muestran los terceros momentos según el parámetro y según se trate del transistor en inversión débil o el seguidor de surtidor.

	W	L	TOX	$NSUB$	$U0$
Inv. débil	0.0312	-0.2963	-0.0535	-0.1573	0.1140
Seguidor	0.0279	-0.0701	-0.0034	0.1556	0.1510

Tabla 10.1: *Antisimetría de la distribución de salida según el parámetro*

A la vista de estos resultados, se ve que la antisimetría observada experimentalmente, y la calculada a partir de una dispersión uniforme en la longitud del canal, coinciden bastante. También coinciden en signo, pero no en valor, los parámetros *NSUB* y *TOX* para inversión débil, y sólo cambia *NSUB* en el seguidor de surtidor que pasa a ser positivo. El resto de parámetros no tienen un valor realmente significativo.

La obtención de un valor negativo se explica a partir de las ecuaciones del transistor. Si un parámetro se encuentra en el denominador de un cociente, el resultado de aplicar una distribución uniforme a este parámetro nunca puede salir uniforme especialmente si el parámetro se encuentra cercano a cero. Esto es exactamente lo que le ocurre a la longitud L , que por un lado es de valor pequeño, y por otro se encuentra siempre en el denominador de algún cociente. Por tanto, el cálculo del tercer momento muestral, corrobora que la dispersión en la longitud del canal es lo que mayores dispersiones y, por tanto, patrón fijo de ruido, produce a la salida. Otros parámetros como la concentración de dopante en el sustrato también tienen gran influencia, y lo mismo ocurre con el grosor del óxido fino.

Estas conclusiones deben tomarse con mucho cuidado. En primer lugar se están utilizando unas dispersiones para los parámetros tecnológicos que pertenecen a otro proceso de fabricación. En segundo lugar, el cálculo del tercer momento requiere un desarrollo matemático algo más preciso que el que se ha dado aquí. Sí que se puede concluir en cambio, que para geometrías pequeñas, los efectos de canal estrecho amplifican las no uniformidades producidas por la dispersión en la longitud del canal, y que estas no uniformidades pueden llegar a ser del mismo orden que las producidas por las dispersiones en el óxido fino y la concentración en el sustrato.

10.5 Tiempos de respuesta del sensor

En esta sección se van a presentar los tiempos de respuesta del sensor. Se comprobará que durante años se ha creído que el retraso en la selección de circunferencia era debido al tipo de célula, mientras que los experimentos van a demostrar que este retraso era en realidad debido a la cámara y a la forma de polarizar el sensor. Con una nueva cámara, y con una polarización adecuada, este retraso desaparece.

10.5.1 Selección radial

En primer lugar se verá la selección del radio por ser la más sencilla de entender ya que no requiere más que cambiar la dirección, al contrario que en la selección de circunferencia donde hay que poner primero la dirección de la circunferencia, activar la señal de latch y luego poner la dirección del radio.

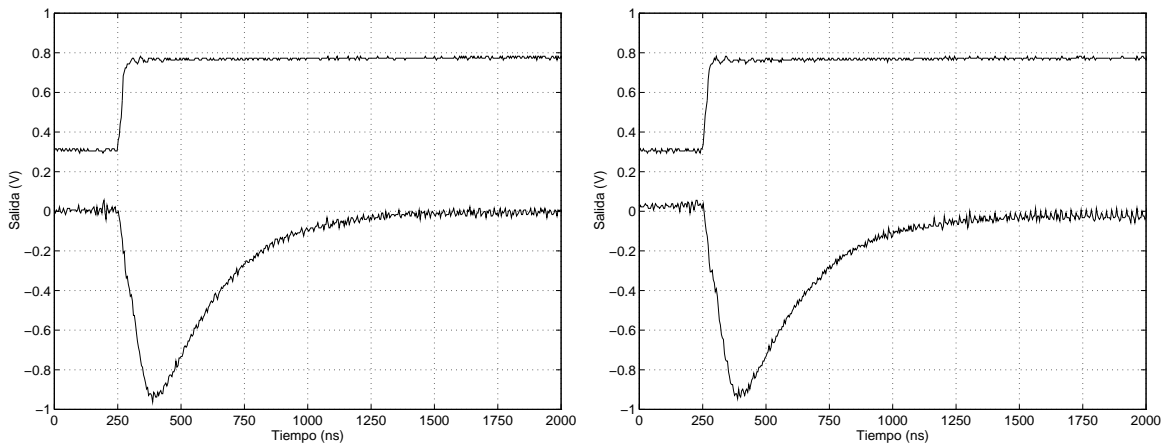


Figura 10.25: Retraso en la selección de radio. Izq.: $cir=20$. Der.: $cir=75$.

Se han realizado varios experimentos haciendo selección entre diferentes pixels en diferentes circunferencias. El resultado ha sido que el retraso es bastante parecido en todas ellas, y además ha resultado independiente de la iluminación, cosa que ya se sabía. Estos retrasos han sido medidos con la nueva cámara realizada en el Instituto de Robótica y presentada en el capítulo 9. La señal medida ha sido la de la salida del operacional. Se podría haber cogido la salida del sensor, pero el ruido aleatorio de alta frecuencia es tan alto en esta señal que prácticamente no se veía nada. Además, lo que importa es la salida del operacional ya que es lo que conecta directamente con el convertidor A/D y lo que sirve para saber el retraso de la respuesta y el número de imágenes que se pueden capturar. Naturalmente, en este retraso estará incluido el del operacional.

En la figura 10.25 se aprecian dos gráficas que corresponden directamente con la salida medida en el operacional. Para capturar estos datos se ha utilizado un osciloscopio digital de 200 MHz. La gráfica de la izquierda corresponde a la selección de dos pixels en la circunferencia primera de la retina, es decir, la 20 del sensor; la gráfica de la derecha es la selección de los mismos pixels pero en la circunferencia más externa.

Se puede apreciar perfectamente que el retraso es independiente de la circunferencia. El valor de este retraso, a partir de la figura, es de aproximadamente $1.2 \mu s$, pero este valor no corresponde con el valor real del sensor. En efecto, hay que pensar que en esta salida también interviene el operacional. De hecho, se observa perfectamente que el retraso es tanto mayor cuanto mayor es la ganancia del este operacional. En estas medidas, y en las que siguen, se ha puesto el amplificador con ganancia máxima, de manera que los retrasos son también máximos. Poniendo el operacional en su modo de ganancia mínima, se pueden alcanzar si demasiado esfuerzo, retrasos de hasta 500 ns o incluso menores, lo que indica que el retraso real del sensor hay que aproximarlos a unos 500 ns más que al microsegundo que aparece en las gráficas presentadas aquí. Hay otro factor que interviene en el retraso, y es el condensador de compensación del

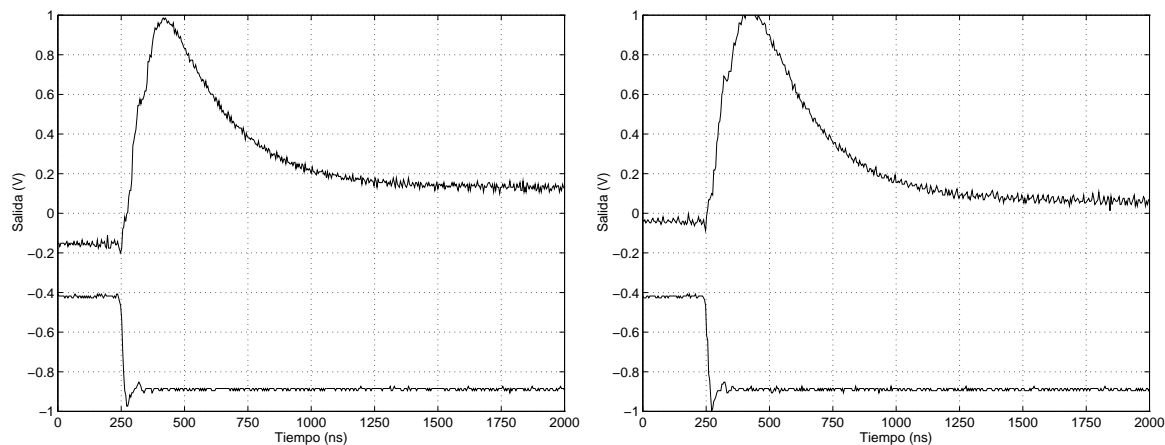


Figura 10.26: *Retraso en la selección de radio (sentido contrario)*. Izq.: $cir=20$. Der.: $cir=75$.

operacional. Colocando un condensador menor se consigue una respuesta más rápida aunque puede empezar a oscilar por lo que se ha sobredimensionado un poco este condensador. Reduciéndolo se consiguen velocidades más altas.

Se ha visto la variación de la salida al cambiar de píxel en una misma circunferencia. En el ejemplo se ha pasado de una dirección a la siguiente, de manera que sólo el bit menos significativo de la dirección ha cambiado. Este bit es el que aparece en las gráficas y se observa que la transición es de bajo a alto. Con esta transición aparece un pico hacia abajo en la salida. El mismo experimento se puede realizar haciendo esto al revés, es decir, mirar la salida cuando el bit menos significativo pasa de alto a bajo. Se observa que la salida no es la misma, y que el pico se produce en la dirección contraria. En la figura 10.26 se puede observar este curioso fenómeno.

10.5.2 Selección circular

Más interesante que estudiar el retraso en la selección del radio, es estudiar este retraso en la selección de la circunferencia. El motivo es que esta selección siempre ha representado un problema debido a que dependía de la iluminación.

Se han realizado varios experimentos cambiando la selección entre varias circunferencias. En la figura 10.27 se muestran las salidas para cambios en las circunferencias interiores (izquierda), y para cambios en las circunferencias más exteriores (derecha). Este experimento se ha repetido para diversas iluminaciones observándose que no existe ningún cambio en los tiempos de establecimiento de las señales por el hecho de cambiar la intensidad luminosa.

A la vista de la gráfica 10.27 se ve que la selección de circunferencia es un proceso algo más complejo que el de la selección de radio. Mientras que en la selección

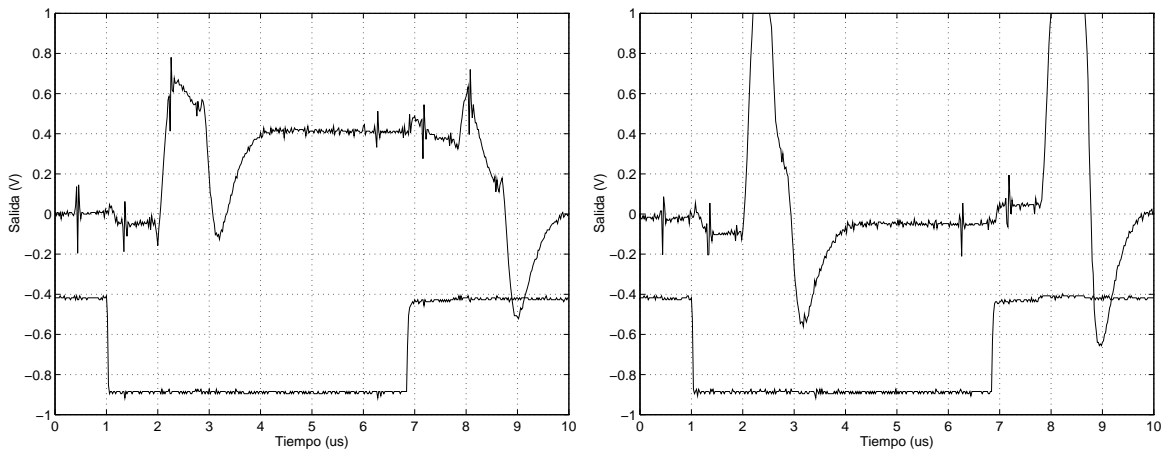


Figura 10.27: *Retraso en la selección de circunferencia. Izq.: cir=20. Der.: cir=75.*

del radio había una sola operación, que era la de cambio de la dirección, en la selección de circunferencia hay tres operaciones. La primera es poner la dirección de la circunferencia, la segunda es activar la señal de `y_selec`, y la última es desactivar esta línea de selección. Por lo tanto, lo que ocurre en el chip es que primero se cambia el radio, luego se cambia la circunferencia, y más tarde, al bajar `y_selec`, se vuelve a cambiar el radio. Estas tres operaciones son las que ralentizan realmente el proceso de selección de circunferencia ya que se ha observado que el retraso interno de la célula es mucho menor que el intervalo de estas operaciones.

A partir de la figura se ve claramente que el retraso total, debido más a los ciclos de selección que a otra cosa, es de unos $3 \mu\text{s}$, siendo el último microsegundo debido a retrasos propios del sensor.

Con el hardware adecuado se podrían acelerar estas tres operaciones de manera que ocurrieran a la vez. Por otra parte, la activación de la señal de `y_selec` puede hacerse tan pequeña como 100 ns , de manera que el ciclo de activación de circunferencia se podría reducir mucho más.

10.6 Conclusiones

El sensor retínico espacio variante, basado en tecnología CMOS, ha sido testeado. El resultado ha sido un sensor que supone una mejora sobre los intentos realizados hasta el momento en lo que a visión espacio variante se refiere. No es un sensor perfecto, pero sus características permiten que pueda ser usado casi como cualquier otra cámara convencional con la diferencia de que el sensor retínico tiene el mapeado log-polar de sus pixels.

Claro está que en ningún caso este sensor puede competir en calidad con una

cámara CCD convencional, pero resulta muy útil en determinadas aplicaciones donde la representación log-polar represente mejoras en lo que a computación se refiere. En ningún caso el sensor retínico pretende desplazar a los sensores cartesianos existentes, simplemente es un sensor que puede ser adecuado para determinadas tareas.

Las principales ventajas del sensor retínico, para determinadas aplicaciones, se pueden resumir en los siguientes puntos, donde la mayoría se derivan directamente del uso de la tecnología CMOS:

- Distribución log-polar de los pixels en el plano focal del sensor.
- Reducido número de pixels aunque sin pérdida de resolución útil.
- Respuesta logarítmica frente a la luz.
- Amplio margen de utilización (4-5 décadas de iluminación) eliminando prácticamente la necesidad de un iris en el objetivo.
- Acceso aleatorio a cada píxel de forma individual como si fuera una ROM.
- Fácil interface con un sistema digital, con señales de alimentación y control compatibles TTL. Esto permite la realización de sistemas empotrados digitales de forma sencilla y económica,
- Reducido tamaño de la cámara final gracias a la escasa circuitería necesaria.
- Consumo reducido tanto del chip como de la cámara resultante.
- El tiempo de acceso, sin ser excesivamente rápido, permite la captura de entre 100 y 200 imágenes por segundo dependiendo de la calidad que se requiera.

El chip no sólo tiene ventajas sino también algunos inconvenientes tal y como se recoge a continuación:

- Fuerte patrón fijo de ruido (FPN) de unas dos octavas de nivel de iluminación. Fácilmente solucionable con una postnormalización en el programa de adquisición, o con un circuito de normalización en la propia cámara para escenas con bajo contraste.
- El sensor es sensible a variaciones periódicas de iluminación como los 50 Hz de la red eléctrica. Dependiendo de la velocidad de adquisición aparecen rayas en la imagen o simplemente ruido aleatorio. Con luz continua no existe este problema.
- El nivel de ruido aleatorio es más alto que cualquier CCD, consiguiéndose una resolución real de 7 bits.

Es necesario indicar la importancia que una buena cámara tiene a la hora de ver las características del sensor. Es decir, la circuitería para leer la información analógica y luego transformarla a digital no debe influir en la respuesta del sensor. En los experimentos realizados, se ha venido utilizando una cámara que no poseía las mejores características para leer la información del sensor. Por un lado está el bajo contraste obtenido con esta cámara, y por otro, la leve desviación, pero perceptible, de la respuesta a una recta. En cualquier caso, estas características, más propias de la cámara que del sensor en si, no han impedido realizar medidas precisas sobre el comportamiento del sensor.

La pendiente de la respuesta frente a la luz es bastante constante en todo el chip. Sólo se produce un cambio realmente significativo para las circunferencias inferiores donde la pendiente es algo menor. Esta diferencia entre las pendientes de las circunferencias interiores y exteriores es debida a la corriente de pérdidas en el fotodiodo que tiene especial relevancia para los anillos interiores (cuyas células y corrientes son pequeñas), y pasa desapercibida para circunferencias más grandes donde las corrientes debidas a la luz son mucho mayores. Es esta diferencia en la corriente de pérdidas lo que provoca esta diferencia en la pendiente y no, como se podría pensar en un principio, los efectos de canal estrecho del transistor, que si bien produce una pendiente también menor es de mucha menos influencia.

Esta pendiente tiene un valor medio aproximado de 56 mV/dec, lo que supone un valor algo menor que el obtenido teóricamente o simulado que se encuentra siempre por encima de los 60 mV/dec. Naturalmente este valor es el total de todo el chip, pero si esta pendiente se calcula para las circunferencias de la retina más exteriores, donde desaparecen los efectos de las corrientes de pérdidas en el fotodiodo, la pendiente que se obtiene es de unos 61 mV/dec que se encuentra bastante cerca de lo calculado teóricamente aunque todavía por debajo.

Los primeros experimentos enseguida demostraron un fuerte patrón fijo de ruido, o no uniformidad, en todo el sensor. Se ha mostrado que este patrón podía dividirse en dos contribuciones, por un lado una contribución estructural y por otro una contribución aleatoria. Este patrón es siempre fijo, por tanto es constante en el tiempo, lo que permite que se pueda incluir fácilmente un mecanismo de corrección.

La no uniformidad estructural tiene dos componentes, por un lado la debida a la diferencia de tamaños entre anillos, es decir, se trata de un patrón circular. Por otro lado está la diferencia entre radios debida a los circuitos de salida; esta es una no uniformidad radial. El patrón circular sigue una clara ley lineal, sólo modificada por efectos de canal estrecho para las circunferencias interiores. El patrón radial es completamente aleatorio y es debido a las diferencias entre los offsets de cada uno de los amplificadores de salida.

A la hora de diseñar el sensor se tuvo en cuenta la no uniformidad debida a los efectos de canal estrecho que era opuesta a la producida por el escalado de los fotodiodos. Las simulaciones mostraban que un tamaño óptimo para la anchura del

canal debía ser de unas $3 \mu\text{m}$ ya que de esta manera se obtenía la compensación máxima. Además, convenía coger un valor no demasiado pequeño de la anchura del canal ya que los efectos de canal estrecho crecen muy rápidamente. Una vez realizado el sensor y con los resultados en la mano, se ha podido evidenciar que las simulaciones sobreestimaban los efectos de canal estrecho, de manera que hubiera sido posible coger un canal más estrecho (de unas $1.7 \mu\text{m}$ aproximadamente) obteniéndose una mejor compensación del offset circular, y reduciendo el tamaño total de la célula lo que hubiera podido suponer un aumento de la resolución o una disminución del área total del chip.

A pesar de que la no uniformidad radial tiene un aspecto bastante aleatorio, es posible todavía realizar un análisis más profundo descubriéndose un patrón en esta no uniformidad radial. Hay una clara influencia del entramado sobre el que está diseñado el chip (el grid de $0.1 \mu\text{m}$) tanto en el offset como en la dispersión, que es menor para las orientaciones de los ejes de abscisas y ordenadas de la representación cartesiana. El patrón radial tiene otras componentes que son algo más complejas de explicar y que requerirían un riguroso estudio estadístico con una cantidad suficiente de muestras que no se han podido conseguir. Todo parece indicar que podría existir una influencia de la orientación del cristal y la presencia de circuitería en las inmediaciones de los circuitos radiales de salida, pero estos efectos están por demostrar.

La no uniformidad aleatoria está producida por las propiedades de emparejamiento de los transistores en inversión débil y se distribuye de forma uniforme por todo el chip. Haciendo un suavizado de esta no uniformidad se pueden obtener zonas con diferentes offsets, lo que indicaría la influencia de algún parámetro tecnológico del silicio en el emparejamiento de los transistores.

Para conocer qué parámetros influyen más en la no uniformidad de la respuesta, se han realizado algunos estudios estadísticos sobre la propagación de las dispersiones de los parámetros de diseño y tecnológicos en la respuesta. Estos estudios han puesto de manifiesto que existe cierta influencia de la longitud del canal en los transistores de inversión débil, siendo esta influencia del mismo orden que otros parámetros como el grosor del óxido fino y la concentración de dopante en el sustrato. Para los transistores que hacen de seguidor de surtidor, los parámetros que más influyen son la concentración de impurezas en el sustrato y el grosor del óxido de silicio del canal. Si se aumenta la corriente en estos transistores entonces la influencia de la longitud de canal se hace significativa aunque la concentración del sustrato sigue siendo algo superior. La conclusión de todo esto es que la longitud tiene cierta influencia. Otro aspecto que pone de manifiesto la influencia de la longitud del canal en la no uniformidad de la respuesta se encuentra en la no simetría encontrada en la gaussiana cuyo desplazamiento respecto de la media coincide aproximadamente con el que se obtendría si se tuviera una dispersión debida a la longitud del canal. Estos experimentos sólo deben ser orientativos puesto que como se mencionó con anterioridad, las fuentes utilizadas para su cálculo no son del todo fiables.

La dispersión total del patrón fijo de ruido es del orden de dos octavas de iluminación siendo la influencia del patrón estructural algo mayor que la del aleatorio aunque presentando una dispersión parecida. Es notoria la influencia de la no uniformidad estructural radial debida a los amplificadores de salida y que es fácilmente eliminable colocando un único amplificador a la salida. Con todo esto, si se consideran escenas con iluminación artificial, donde las variaciones de luz están entre dos y tres octavas, se tiene que el patrón fijo de ruido es del mismo orden que la señal que se quiere medir por lo que una normalización o corrección de la imagen no es posible. En la cámara utilizada para los experimentos esto no suponía ningún problema puesto que todo el rango de funcionamiento era del orden de unas 15 octavas, por lo que el patrón fijo no es más que el 10% de la señal y la corrección en el propio ordenador es posible. El problema de esto es que la imagen que se obtiene es de muy bajo contraste y por tanto se pierde mucha información. Por lo tanto, para tener una mayor calidad de imagen es necesario realizar la normalización en la señal analógica.

En cuanto a los tiempos de selección de píxel se ha encontrado que el retraso es igual de importante en el sensor como en la propia cámara. Para poder realizar el cálculo de estos tiempos de selección se ha tenido que recurrir a la nueva cámara para que la estructura de la cámara influyera lo menos posible. Para eso se utilizó un operacional de muy alta velocidad. A pesar de este operacional, se seguía observando una sensible influencia de la circuitería externa en lo que al retraso se refiere.

En los experimentos más optimistas se ha llegado, sin demasiada dificultad, a tiempos de acceso que rondan los 500 ns. Un valor algo más conservativo es tomar el tiempo de acceso igual a un microsegundo tal y como se ha mostrado en las gráficas. Lo cierto es que a partir de los 500 ns el tiempo de acceso pasa a depender completamente de la circuitería externa. En el caso del experimento se disponía de un operacional de alta velocidad, pero como el factor de amplificación es bastante grande (hay que destacar que la salida del sensor en modo de seguidor de surtidor, ronda los 100 mV para unas 3 décadas de iluminación), entonces la amplificación del AO ha de ser muy grande, y esto hace que la frecuencia de corte sea algo inferior a la nominal con ganancia unitaria.

Una conclusión bastante importante sobre el tiempo de acceso, es que este tiempo casi no depende de la intensidad luminosa para la selección de circunferencia. Hasta ahora, con la experiencia de los sensores cartesianos basados en esta misma célula, se evidenciaba un retraso en la señal al cambiar de circunferencia. En las simulaciones también se evidenciaba este retraso, pero se mostró que polarizando adecuadamente el transistor que fijaba la corriente en el primer seguidor, se podía anular este retraso extra producido por la falta de iluminación. Esto quiere decir que los retrasos encontrados en la selección de circunferencia en anteriores diseños utilizando este tipo de célula, eran en realidad evitables. Con la nueva cámara, que incorpora un operacional a la salida y una polarización diferente del sensor, se ha evidenciado que en realidad este tiempo de respuesta efectivamente no tiene por qué depender de la intensidad luminosa.

10.6.1 Comparación de resultados teóricos y experimentales

En líneas generales coinciden bien los resultados teóricos y experimentales. En principio surge una dificultad a la hora de evaluar lo que está ocurriendo dentro del chip a partir de las medidas realizadas experimentalmente, ya que la señal eléctrica pasa por muchas etapas diferentes antes de ser leída por lo que la salida es la suma de numerosos efectos. Para poder saber qué está ocurriendo en el transistor en inversión débil, es necesario saber la relación entre la salida y la señal que entrega este transistor. Esta relación ha sido calculada mediante el encaje de la influencia del crecimiento de los pixels sobre el offset, obteniéndose un factor que recoge la influencia de las etapas que sufre la información luminosa hasta llegar al ordenador.

La pendiente teórica y experimental coinciden de forma relativa de manera que se observa la misma variación según la circunferencia. No ocurre lo mismo de forma absoluta donde lo medido está siempre algo por debajo de lo teórico, por lo que se puede concluir que las ecuaciones del transistor no son demasiado precisas a la hora de calcular el valor absoluto de la pendiente. Después de todo, los modelos de simulación aseguran valores exactos con un error de un 15%, y desde luego, el valor encontrado está dentro de este margen. Hay que pensar también que los efectos de canal corto son importantes en este diseño y que los modelos, aunque tienen en cuenta estos efectos, empiezan a desviarse un poco para longitudes por debajo de las dos micras.

Los valores experimentales y teóricos respecto de la variación del offset con la circunferencia coinciden exactamente, no sólo la variación de la pendiente coincide, sino también el efecto de canal estrecho. Este encaje es tan bueno que ha sido utilizado para calcular el factor de transformación entre los resultados experimentales y teóricos. Al igual que ocurre con la pendiente, el valor absoluto del desplazamiento u offset no da un valor exacto, ni siquiera coincide entre los valores simulado y teórico, por lo que no son resultados fiables.

La variación del offset radial sólo puede ser explicada teóricamente por las propiedades de emparejamiento de los transistores del circuito de salida radial. Estas propiedades de emparejamiento vendrían dadas por las características del cristal y por los parámetros de diseño como la longitud del canal.

En cuanto a la no uniformidad aleatoria se ha probado teóricamente que la mayor influencia es la debida a la dispersión en la longitud del canal. La única constatación práctica de esto, aparte del hecho de que realmente existe una fuerte no uniformidad, es la desviación o antisimetría de la gaussiana que se obtiene de salida y que coincide con la que produciría una dispersión en la longitud del canal.

Los tiempos de acceso al chip coinciden exactamente con los simulados. En la simulación, además, se estudió el efecto de la iluminación en la selección de circunferencia debido a que, hasta ahora, siempre se había constatado experimentalmente la existencia de una dependencia del retraso en la selección de circunferencia con la intensidad luminosa. Las simulaciones descubrieron que, con una polarización

adecuada del transistor que fija la corriente en el seguidor de surtidor de la célula básica, esta dependencia podía incluso desaparecer, de manera que el retraso coincidiera con el de selección de radio que es constante y mínimo. Esto ha sido constatado experimentalmente tal con la ayuda de la nueva cámara que polarizaba correctamente al sensor, y donde no se han evidenciado cambios en la velocidad de respuesta por el hecho de cambiar la iluminación.

10.6.2 Soluciones y mejoras

El sensor en general funciona bien tal y como se había simulado. No obstante es posible realizar algunas mejoras después de haber realizado el estudio de los datos experimentales. En cualquier caso estas mejoras no suponen un cambio sustancial en el sensor cuyo funcionamiento seguiría siendo bastante parecido.

El primer cambio que se puede realizar es el referido a la anchura mínima del canal del transistor en inversión débil. Esta anchura mínima puede ser menor ya que los efectos de canal estrecho son menores de lo esperado en un principio. Una anchura óptima, en lo que a compensación del offset se refiere, se obtiene con una anchura de 1.5 o 1.6 micras. Esto además permite una célula más pequeña con lo que el tamaño final del chip puede reducirse. El problema que podría surgir es un cambio más acusado en la pendiente para las células interiores debido a un menor fotodiodo. El otro problema sería una disminución también de la anchura del seguidor de surtidor lo que produciría una menor tensión de salida lo que podría provocar, si esta tensión baja mucho, el que no se pueda polarizar correctamente el circuito de salida.

Otro cambio, este sí mucho más importante, es la utilización de un único amplificador de salida en vez del esquema actual donde cada radio tiene su propio circuito de salida. Con este único amplificador de salida se eliminarían las grandes no uniformidades radiales encontradas, no sólo del offset sino también de la pendiente que sufre la misma no uniformidad que el offset.

Otros cambios serían aconsejables, pero pueden crear otros problemas, con lo que se debe llegar a un compromiso. Un tema claro es el de la longitud del canal del transistor en inversión débil, cuanto más grande es esta longitud más parecidos son los transistores entre sí. El error en la longitud del canal es fijo ya que depende del grid, de la máscara, etc, por tanto, si el canal es largo, entonces su dispersión es relativamente pequeña, y sus efectos en la salida pueden ser casi nulos. El problema es que un aumento en la longitud del canal se traduce en un aumento en el tamaño de la célula y por tanto del sensor entero. Dependiendo del compromiso entre nivel fijo de ruido y tamaño del chip se puede elegir una u otra longitud. Dado que en el caso de la retina el ruido estructural es incluso mayor que el aleatorio, no sirve de mucho aumentar la longitud de canal, pero en sensores rectangulares, donde no existe no uniformidad estructural, puede ser interesante un aumento en la longitud.

Por último, hay que comentar que la resolución de la retina es fácilmente aumentable. Por ejemplo, se puede hacer una retina con el doble justo de resolución en el mismo espacio. El problema de esto es que la fovea sería también más grande, de manera que la retina ya no sería la parte más importante del sensor, lo cual quizá no tendría demasiado sentido ya que es el mapeado log-polar la característica más interesante de este sensor.

Capítulo 11

Algunos experimentos realizados con la cámara

11.1 Introducción

En el capítulo anterior se mostraron las características estáticas y dinámicas fundamentales del sensor. En lo que al sensor se refiere, el capítulo anterior recogía toda la información práctica necesaria para usar el sensor de forma adecuada, siempre pensando en sus características eléctricas, etc.

Dejando el terreno de *bajo nivel* que supone el conocimiento profundo de las características eléctricas del sensor, se pasa a un nivel algo más cercano al usuario final. Este nivel estaría cubierto por las aplicaciones que explotan las características eléctricas, y sobre todo, las topológicas del sensor retínico.

Ya en el capítulo 2 se daban unos apuntes sobre las ventajas que este nuevo sensor suponen para amplios campos de la comunicación y la robótica. Estas ventajas se derivaban de dos hechos fundamentales:

- Por un lado la reducción selectiva de la información, que permite la realización en menor tiempo de algoritmos de visión altamente costosos computacionalmente, sin perder por ello información útil. No sólo esta reducción permite la utilización de ciertos algoritmos sino que permite la utilización de líneas de comunicación de estrecha banda por las cuales es siempre difícil el envío de información visual.
- La otra característica que hace muy ventajoso el sensor es su especial topología de distribución de pixels, que produce una reducción considerable de la complejidad de ciertos algoritmos para el tratamiento de imágenes.

Se han elegido unas cuantas aplicaciones que ya han sido explotadas en el pasado, pero que sólo ahora, con la aparición de esta nueva cámara, será posible que puedan

ser implementadas de forma práctica en aplicaciones comunes tal y como se demuestra a continuación.

11.2 Reducción selectiva de la información

En el capítulo 12 se verá con más detalle una aplicación real industrial que en estos momentos se encuentra en su fase de finalización y que explota las características de reducción selectiva de la información visual. Este proyecto es el proyecto IBIDEM que pretende realizar un sistema para la comunicación entre sordo mudos mediante la transmisión de imágenes por la línea telefónica estándar. El sensor retínico juega un gran papel en dicha transmisión puesto que reduce la información a ser enviada a tan solo 8 Kbytes frente a los 128 o 256 Kbytes de otros formatos. A pesar de la reducción, no se pierde realmente información útil puesto que la parte importante de la escena, los labios o dedos según sea comunicación labial o por signos, va a estar siempre en el centro presentando la resolución máxima.

Ya en el capítulo 2 se mostraron unas imágenes que probaban la capacidad de reducción de información de la representación log-polar. Aquellas imágenes (figura 2.5) eran en realidad simulaciones obtenidas a partir de imágenes cartesianas obtenidas de una cámara CCD, por lo que aunque muestran muy bien la reducción de la información, no se trata de un ejemplo real, sino de una simple simulación.

Veremos ahora, gracias al sensor retínico, que no es necesario simular lo que ya se conocía matemáticamente, sino que se pueden capturar imágenes directamente del sensor y compararlas con las equivalentes cartesianas para ver cómo se reduce la cantidad de información sin por ello perder información útil.

En la figura 11.1 se muestra un primer par de imágenes que pretenden ilustrar esta reducción selectiva de la información. A la izquierda se puede apreciar la imagen log-polar en el plano retínico (para poderla comparar con la cartesiana) tal y como ha sido obtenida del sensor. A la derecha aparece exactamente la misma imagen pero con representación cartesiana, es decir, con los pixels exactamente iguales. Ambas imágenes presentan el mismo número de puntos, sin embargo, se aprecia que la imagen retínica tiene mucho mejor calidad especialmente en el centro donde la resolución es máxima. Se puede distinguir perfectamente la boca en la imagen retínica e incluso, fijándose bien, algunos dientes. En la imagen cartesiana, sin embargo, no es posible distinguir bien la boca, al menos no lo suficiente como para poder leer los labios en una transmisión a distancia.

En la comunicación de signos, etc, no sólo la boca puede intervenir en esta transmisión. Si la comunicación resulta entre sordo mudos en vez de entre sordo mudos y no mudos, resulta más sencilla la comunicación mediante signos con las manos y brazos. En este sentido también es interesante ver imágenes retínicas de este tipo de gestos. En la figura 11.2 se muestra una persona comunicándose mediante signos.



Figura 11.1: *Comparación de las representaciones retinal y cartesiana en el sensor real (lectura de labios)*



Figura 11.2: *Comparación de las representaciones retinal y cartesiana en el sensor real (signos manuales)*

En esta figura 11.2 se aprecia el mismo efecto que en el ejemplo anterior de los labios, y es que la representación cartesiana muestra una imagen de peor calidad que la log-polar. Mientras que en la retínica se aprecian perfectamente los dedos, en la cartesiana también se puede ver, pero mucho peor, llegando incluso a confundirse con el fondo algunos dedos de la mano derecha de la persona.

Se ha demostrado, gracias al sensor retínico, que la comunicación por signos utilizando la transmisión de imágenes por líneas de banda estrecha (teléfono) es posible, y puede que sea casi la única alternativa hoy en día, debido a que los algoritmos de compresión no son lo suficientemente sofisticados como para transmitir imágenes convencionales (de hecho, sólo con la reducción retínica todavía no es posible la transmisión, pero mediante la reducción Mpeg de la imagen retínica sí que es posible).

Esta ventaja inmediata de la reducción selectiva de la información está siendo explotada actualmente en el sistema IBIDEM de comunicación telefónica entre sordos mudos, donde el sensor retínico forma parte esencial del equipo.

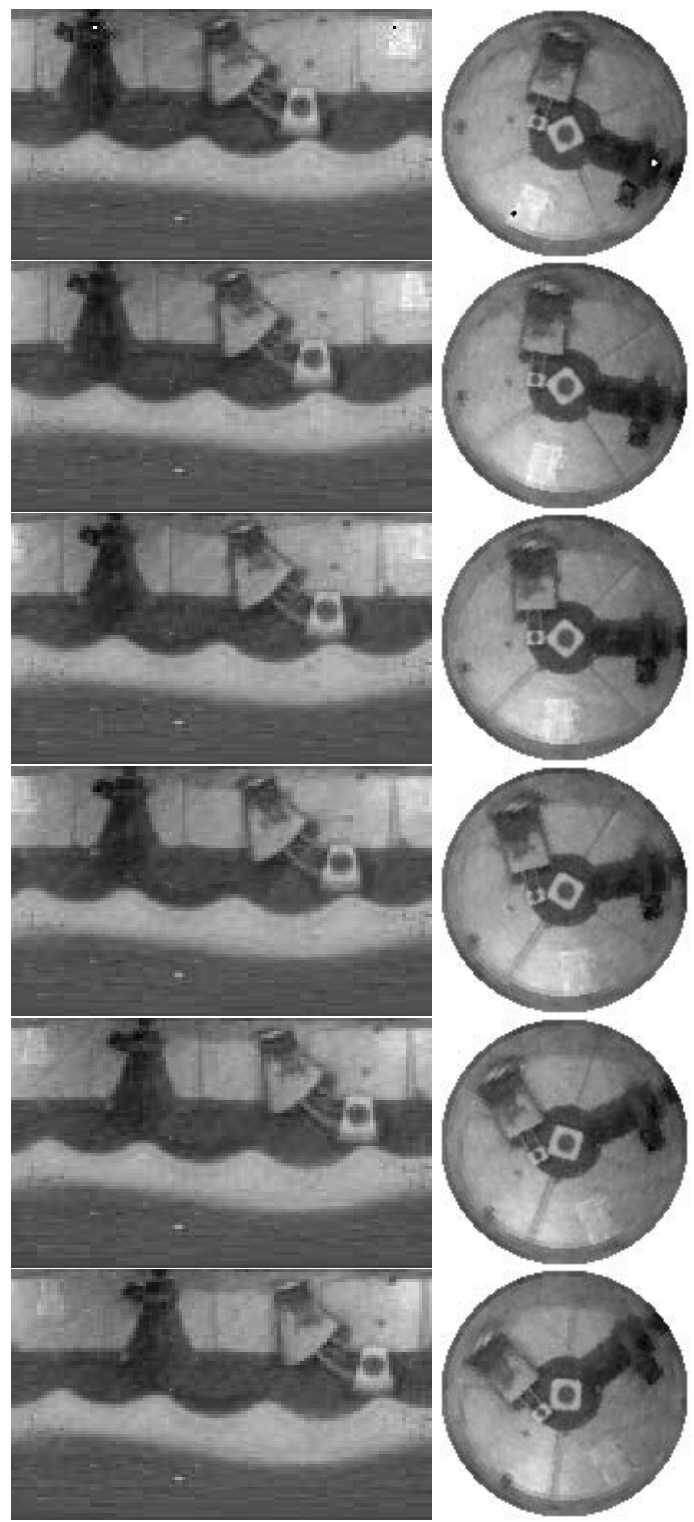
El ejemplo presentado aquí explota de forma directa las propiedades de reducción de información. Sin embargo, esta reducción tiene un impacto directo también sobre cualquier algoritmo de visión que se aplique sobre el sensor ya que reduce considerablemente el tiempo de computación de cualquier algoritmo de tratamiento de imágenes dada la poca cantidad de información a tratar. Esta reducción no sólo hace que se ejecuten antes los algoritmos, sino que además permite simplificar el hardware de algunas aplicaciones que de otra manera resultarían muy costosos y quizá no serían industrialmente útiles.

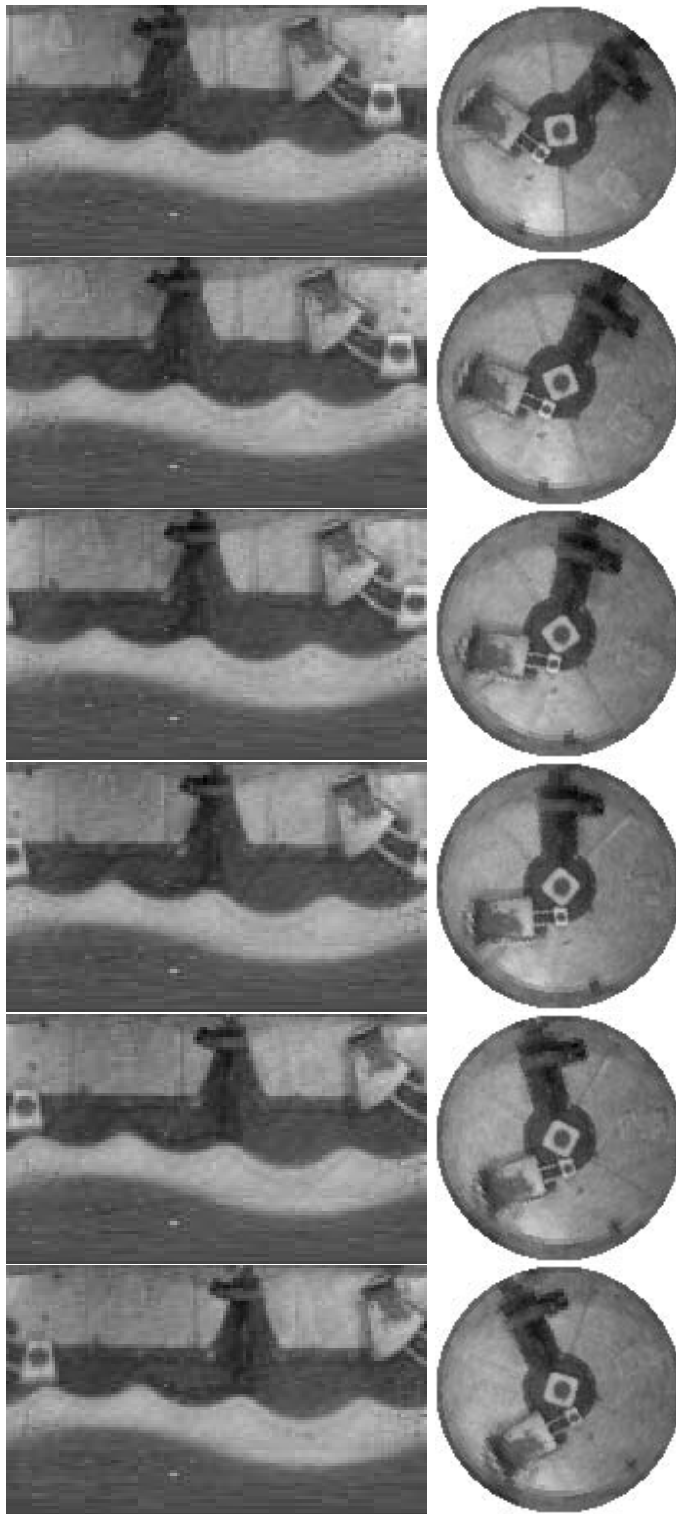
Veremos a continuación unos cuantos algoritmos de tratamiento de imágenes que se aprovechan de esta reducción de información para ejecutarse antes, y que, además, gracias a la topología log-polar del sensor, presentan simplificaciones matemáticas considerables.

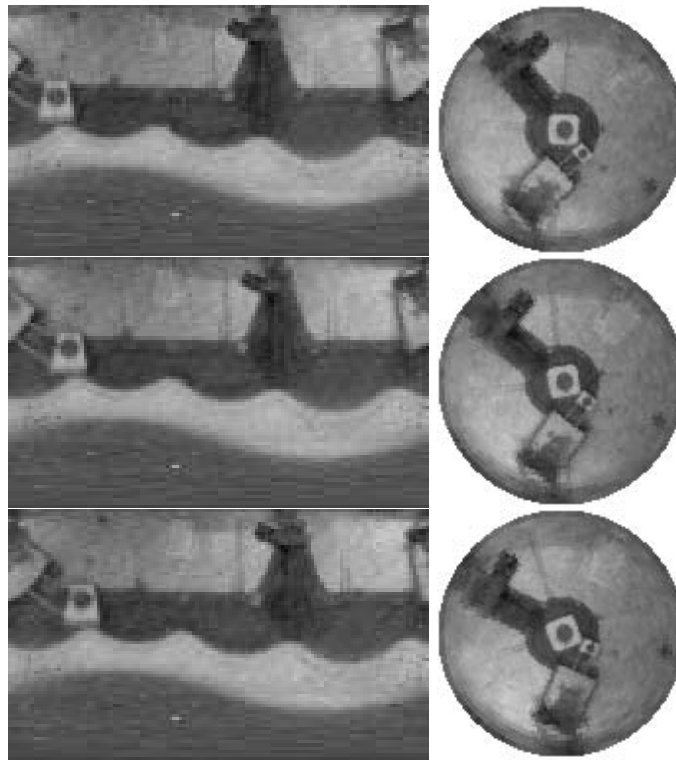
11.3 Simplificación de las rotaciones y escalados

Tal y como se adelantó en el capítulo 2 las rotaciones tienen un especial tratamiento en la representación log-polar puesto que son convertidas a simples translaciones en el plano computacional que es el que realmente *ve* el ordenador a la hora de tratar una imagen.

El experimento que se muestra a continuación se ha realizado colocando la cámara foveal sobre el eje de un soporte móvil que da vueltas. A la izquierda de las siguientes imágenes se muestran las imágenes en el plano computacional, mientras que a la derecha se puede ver la transformación log-polar devolviéndonos la imagen original.







En la anterior secuencia de imágenes se observa perfectamente que la rotación de la plataforma (toda la imagen es una plataforma que gira por lo que no hay puntos fijos), se transforma en una translación en el plano cortical o computacional, que es en realidad el plano sobre el que se realizan las operaciones.

Comparando los planos cortical y retinal de la imagen se puede ver que la parte central, o fovea, ocupa la mayor parte (casi la mitad) de la imagen cortical. Esto se puede apreciar fácilmente comparando el objeto que aparece en medio del plano retínico (un pequeño cuadrado claro con los bordes redondeados en cuyo centro se encuentra un círculo redondo y negro), con su correspondiente en el plano cortical (parte de abajo de la imagen cortical) donde se aprecia el círculo negro (franja negra inferior), y las esquinas del cuadrado (las cuatro puntas que se observan en el centro de la imagen cortical).

Se puede observar que este cuadrado central no está exactamente en el centro del eje de rotación puesto que el círculo central no es exactamente un rectángulo aunque se aproxima bastante. El resto de la rueda en cambio, sí que se encuentra más centrada puesto que el anillo claro más externo, y que ocupa la mayor parte de la imagen retínica, es un rectángulo perfecto en la imagen cortical (rectángulo superior). En la plataforma giratoria se han incluido algunos elementos para poner de manifiesto con mayor claridad la transformación de rotaciones en translaciones.

Estas propiedades matemáticas se traducen en una simplificación de ciertos algoritmos de tratamiento de imágenes. Un ejemplo de esto se encuentra en la detección de ciertos movimientos de objetos en la imagen eliminando el movimiento propio de

la cámara. Estos algoritmos habían sido explotados en imágenes cartesianas donde era posible detectar translaciones independientemente del movimiento propio de la cámara o soporte; con las imágenes log-polares, estos algoritmos permiten la detección de movimientos de escalado y rotación, lo que lo hace interesante para determinadas aplicaciones [BPP⁺96].

11.4 Cálculo del flujo óptico y del tiempo al impacto

Una de las aplicaciones más interesantes en robótica es la navegación a partir del procesado de las imágenes. Este tipo de aplicaciones requieren el entendimiento *dinámico* del entorno donde el robot se desenvuelve, es decir, se debe comprender la escena considerando los movimiento tanto de los objetos que intervienen en ella como la propia del robot móvil. Este entendimiento temporal exige una velocidad de cálculo alta para poder procesar imágenes en tiempo real.

Los algoritmos que intervienen en el entendimiento dinámico del entorno suelen ser computacionalmente muy costosos en tiempo, por lo que no resulta fácil su aplicación. Sin embargo, gracias al sensor log-polar, la complejidad de estos algoritmos (debida a la estructura matemática del sensor) se ve reducida, así como la velocidad de cálculo que también aumenta gracias a la reducción selectiva de la información a procesar.

A continuación se muestran unos ejemplos de cálculo del flujo óptico y cálculo de tiempo al impacto que son dos aplicaciones dinámicas en las que se puede utilizar el presente sensor.

11.4.1 Cálculo del flujo óptico

El cálculo del flujo óptico es un tema interesante dentro del procesamiento de imágenes. El principal problema de este cálculo es el alto coste computacional que tiene que lo hacen prohibitivo para aplicaciones en tiempo real. En principio, no hay diferencias importantes en el algoritmo de cálculo del flujo óptico tanto si se trata de imágenes normales o log-polares. La principal diferencia en este sentido es que las imágenes log-polares son mucho más reducidas que las normales, por lo que la información a procesar es mucho menor obteniéndose una reducción importante de los tiempos de computación del flujo óptico.

Aparte de la reducción de la información a procesar, existen algunos aspectos topológicos que simplifican enormemente el cálculo del flujo óptico. Dado que el cálculo del flujo es una cuestión dinámica, se pueden estudiar los aspectos dinámicos que pueden darse en aplicaciones reales del procesamiento de imágenes. Uno de estas aplicaciones es la navegación automática en entornos poco estructurados donde el

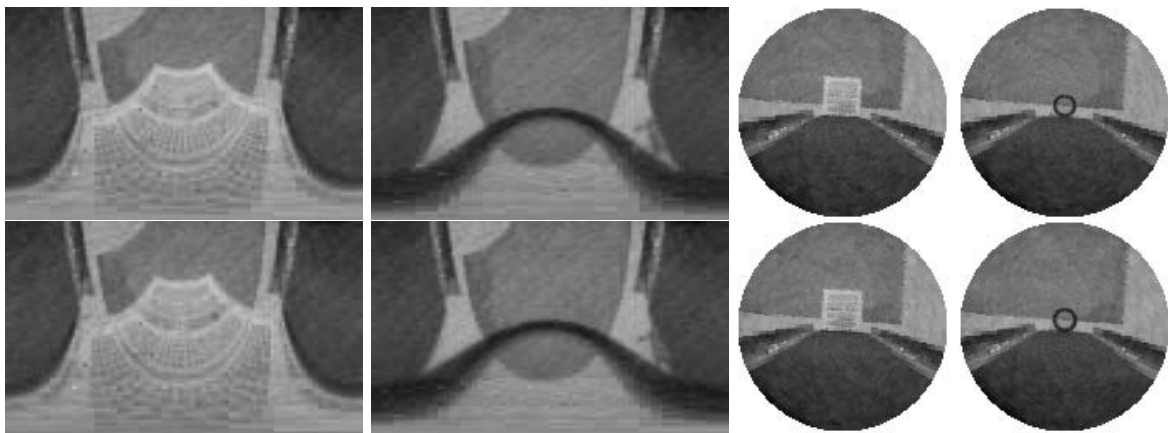
cálculo del flujo óptico ha demostrado su utilidad.

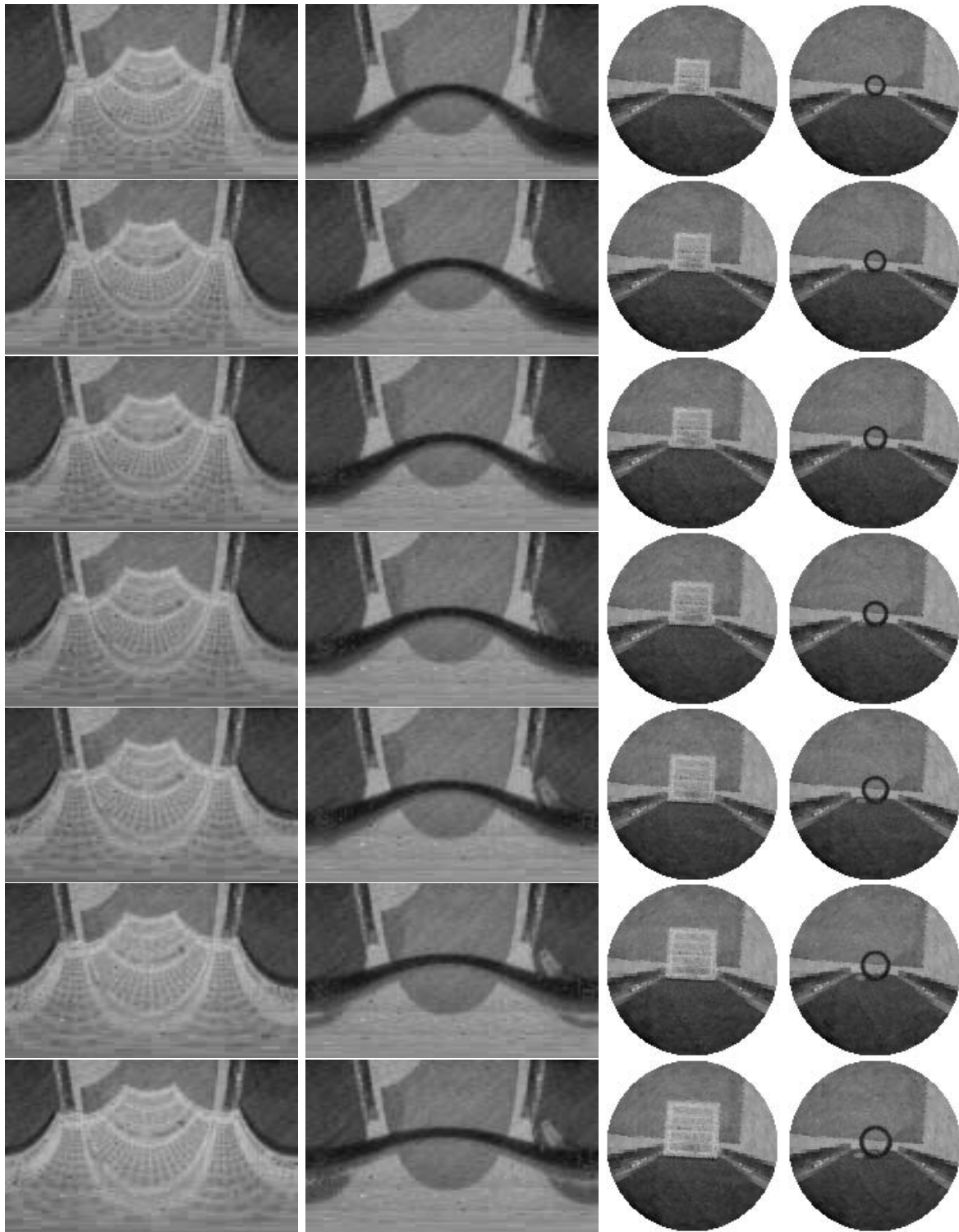
En la navegación a partir del tratamiento de imágenes se obtienen sobre todo flujos radiales, debido sobre todo a que los movimientos del objeto móvil (un robot por ejemplo), son de acercamiento o alejamiento del entorno. En estos casos particulares, muy comunes por otra parte, el flujo es radial por lo que resulta muy sencillo y simple su cálculo a partir de un sensor con características polares.

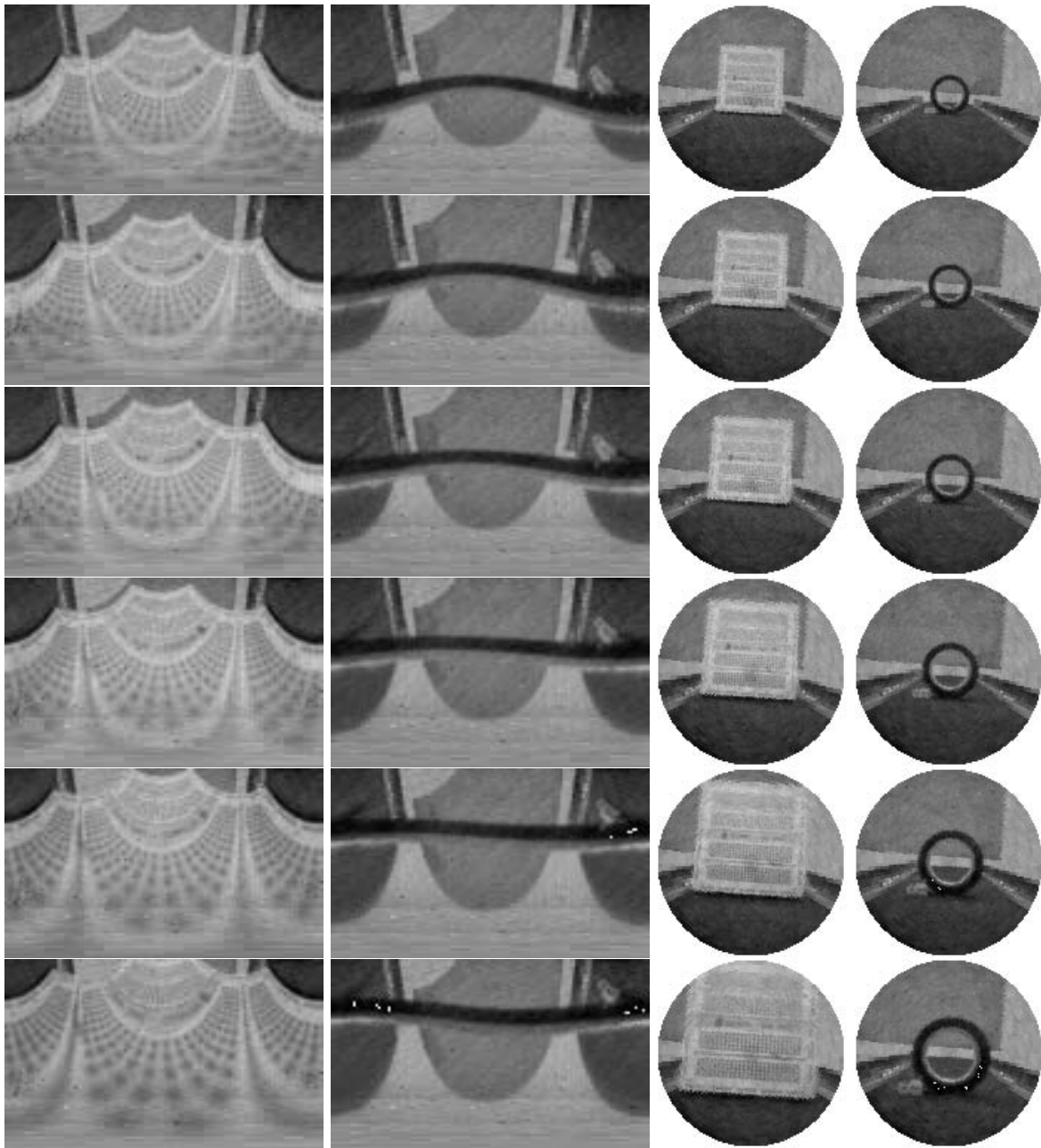
Tal y como se vio en el capítulo 2, el cálculo del flujo respecto de un único eje (suponiendo el resto igual a cero) es muy simple ya que desaparece una de las componentes ortogonales del flujo a calcular reduciendo los grados de libertad del sistema y eliminando la necesidad de una segunda ecuación que complica enormemente los cálculos a realizar.

Aunque los algoritmos de cálculo del flujo son cada vez más seguros y precisos, todavía hay algunas situaciones donde el cálculo pierde precisión. En general, aunque el módulo de la velocidad suele resultar bastante correcto, a veces la dirección no se calcula con tanta precisión. Este problema se presenta sobre todo en los bordes de objetos que no son perpendiculares a la dirección del movimiento. En estos casos, la dirección del flujo suele ser perpendicular a la superficie del objeto en vez de paralelo a la dirección del movimiento. Estos problemas son muchas veces debidos al *smoothing* necesario para calcular el flujo, que aunque mejora el cálculo, introduce ruido que puede tener estos efectos de cambio en la dirección del flujo.

A continuación se muestran varias secuencias de imágenes (un total de cuatro) de las cuales se ha calculado el flujo óptico. Estas secuencias de imágenes son siempre de objetos acercándose. El experimento se ha realizado utilizando un carril móvil que acercaba el objeto hacia la cámara a velocidad constante. Un programa especial sincronizado para tomar una imagen cada segundo ha servido para tomar las 15 imágenes que definen cada secuencia. Se muestran a continuación dos de dichas secuencias, junto con sus transformadas log-polares, y más adelante se muestran las otras dos que quedan:

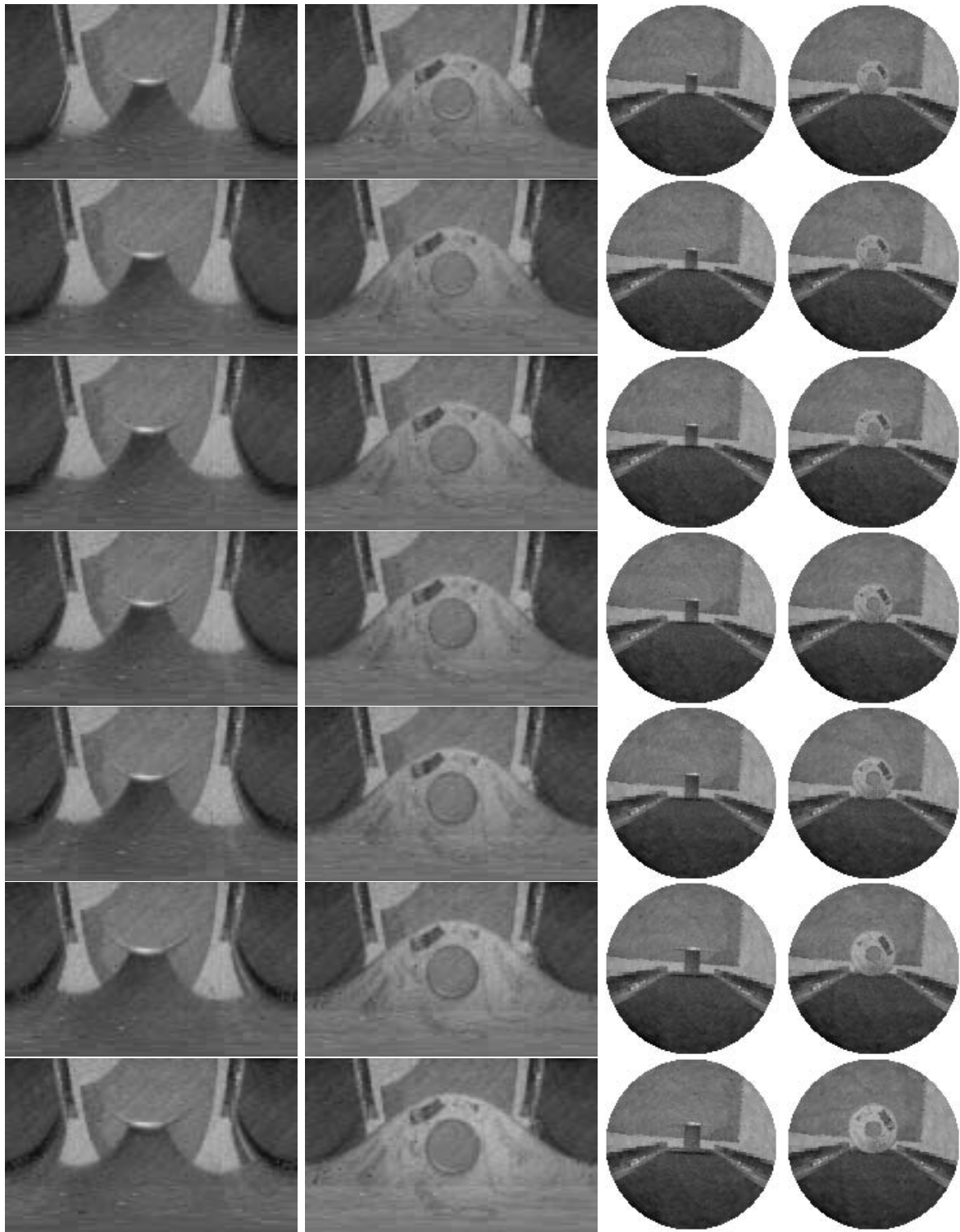


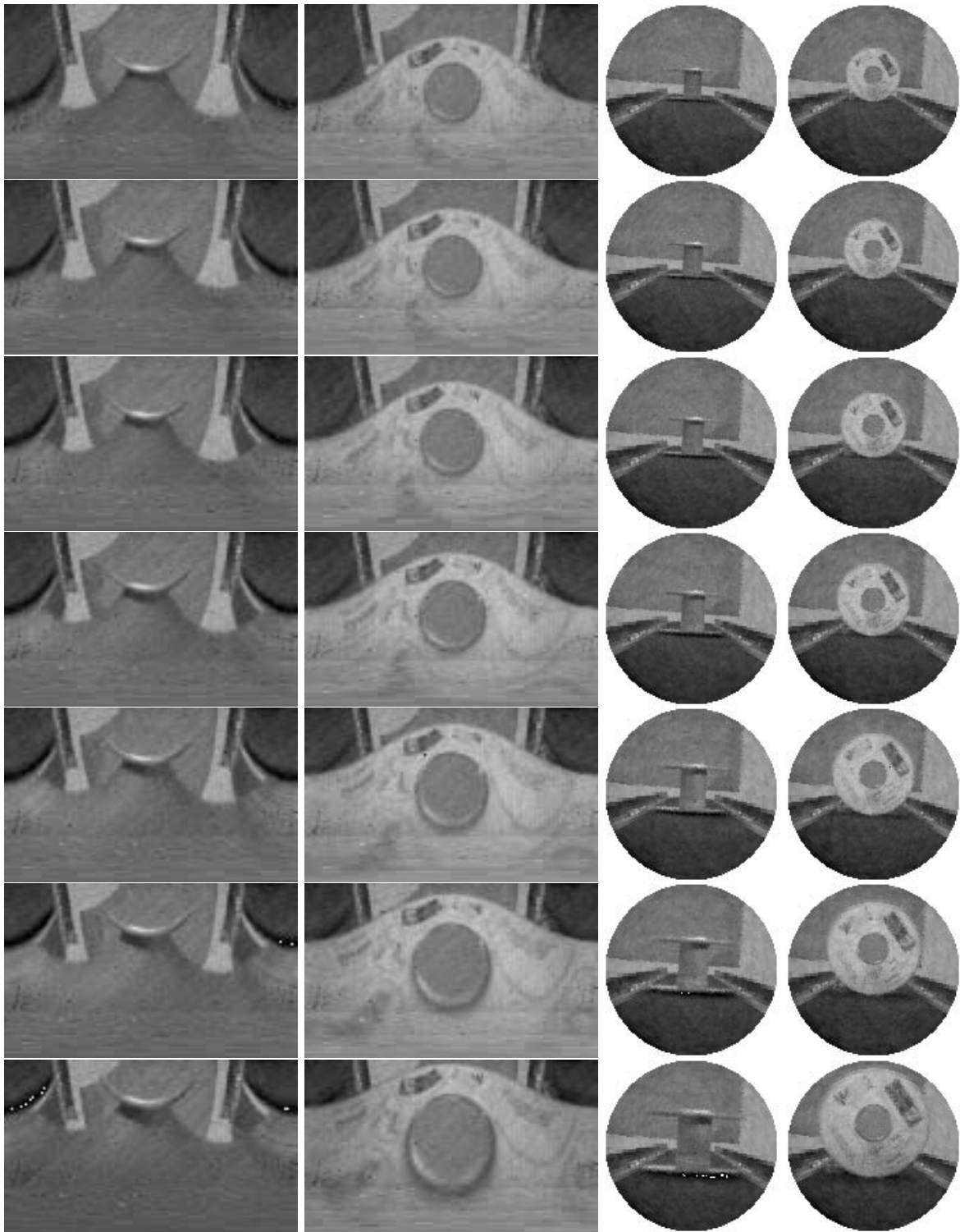




Los objetos que se aproximan en estas dos secuencias son, de izquierda a derecha, un cuadrado blanco con una matriz cartesiana de puntos, y un anillo centrado aproximadamente en el eje óptico de la cámara.

A continuación se presentan las dos secuencias de imágenes que quedan y que corresponden al mismo objeto, un rollo de hilo, pero con posiciones diferentes: el de la izquierda es el rollo puesto de pie, y el de la derecha es el mismo rollo con el agujero centrado hacia la cámara:





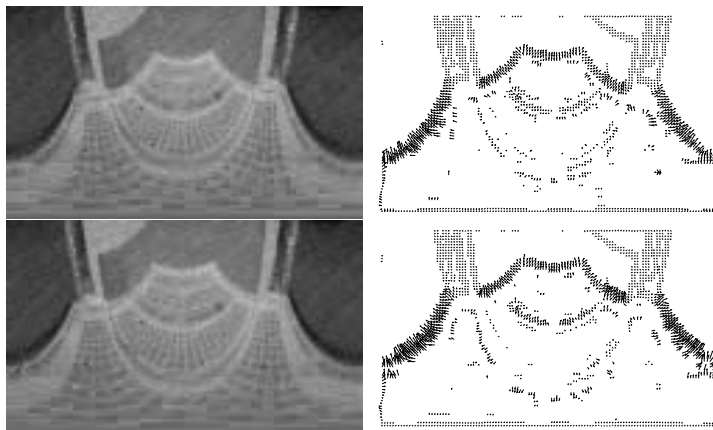


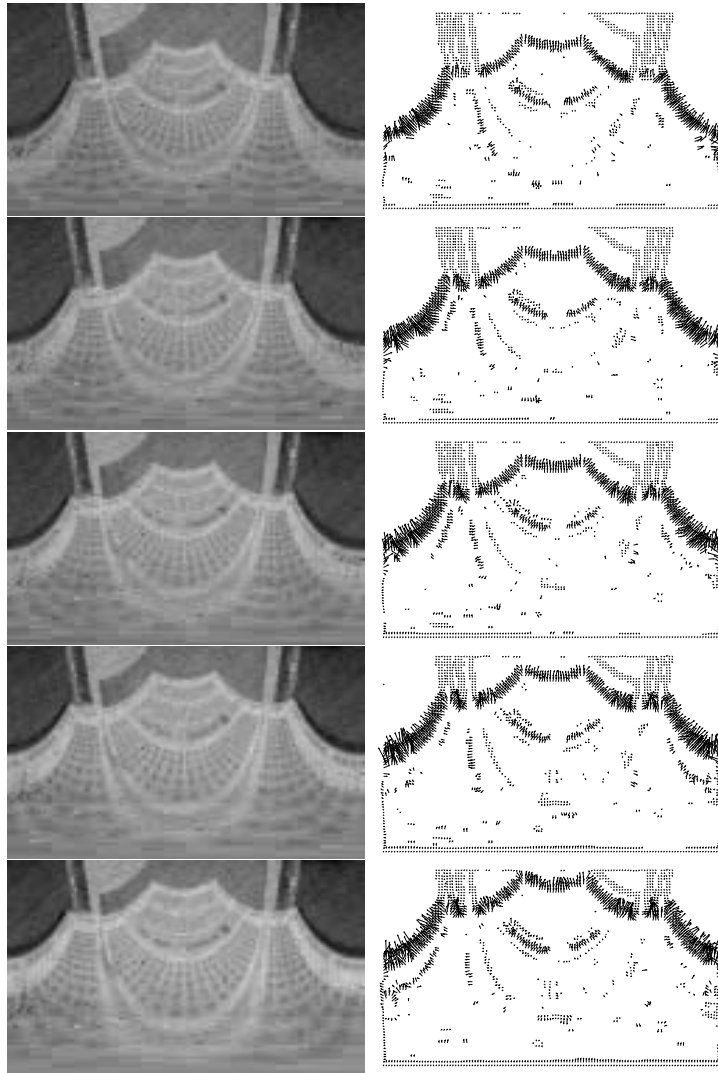
A partir de las imágenes corticales mostradas anteriormente, se ha calculado el flujo óptico en ellas. Este flujo óptico ha sido calculado con técnicas genéricas del cálculo del flujo utilizando el algoritmo más adecuado en cada caso del programa de cálculo del flujo óptico del paquete de procesado de imágenes VISTA.

El cálculo del flujo depende de muchas cosas, y según los parámetros que se elijan los resultados pueden ser correctos o no. En el caso de VISTA, los algoritmos que mejor funcionaban eran el método *simple* y el de *mínimos cuadrados normalizado* que si bien comenten algunos errores en zonas de fuerte gradiente espacial, funcionan bastante bien en las zonas donde el objeto realmente se mueve.

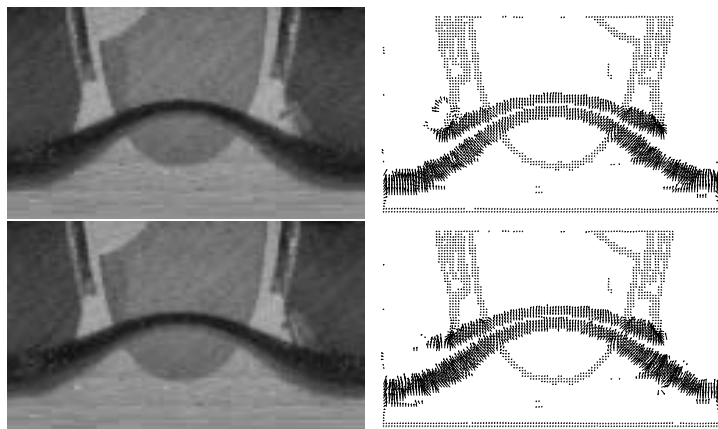
Estos algoritmos, como casi todos los del cálculo del flujo óptico, realizan un suavizado tanto espacial como temporal de las imágenes a procesar. Las derivadas tanto espaciales como temporales utilizan varios términos para obtener una derivada más precisa. De esta manera, se necesitan un total de 8 imágenes (4 delante y 4 detrás) para calcular el flujo en un momento dado. Esto quiere decir que en una secuencia de 15 imágenes, el flujo calculado consta de 7 imágenes, que son las centrales a la secuencia.

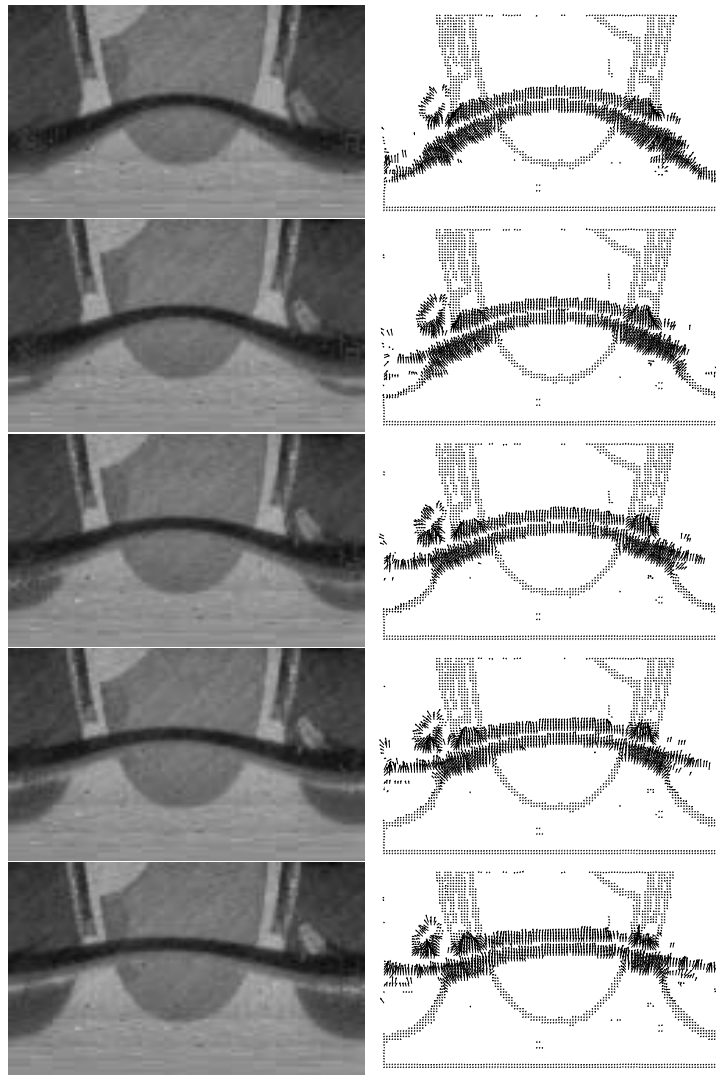
Convirtiendo el resultado del cálculo del flujo óptico, que son las componentes horizontal y vertical de las imágenes, se puede realizar un mapa de vectores con flechas que indican la velocidad y sentido del flujo. En las siguientes imágenes se muestra el flujo obtenido de las secuencias mostradas con anterioridad:



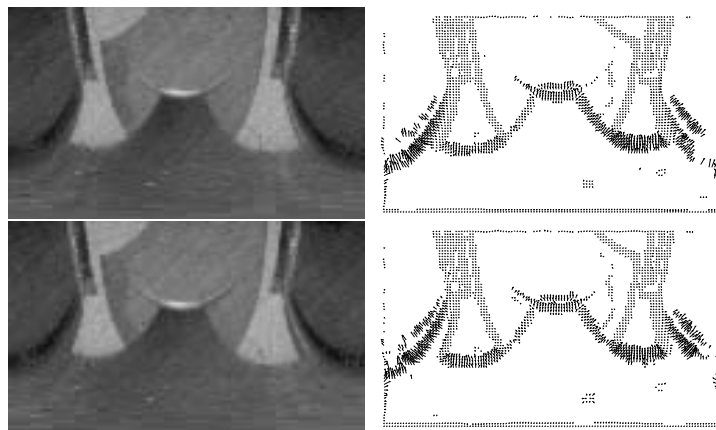


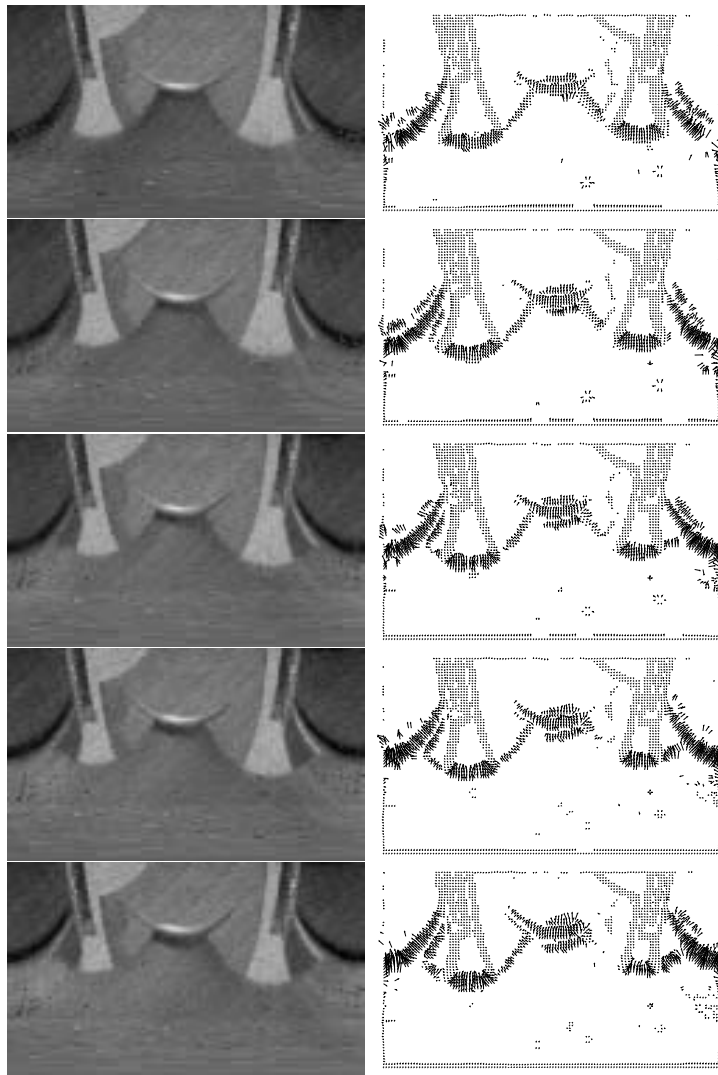
Veamos a continuación el flujo en el anillo:



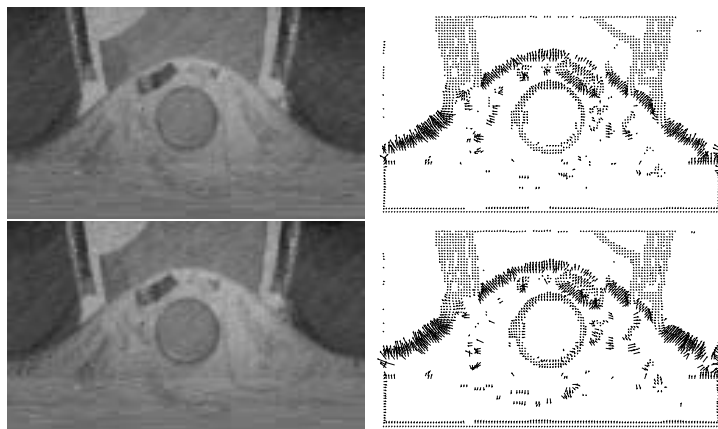


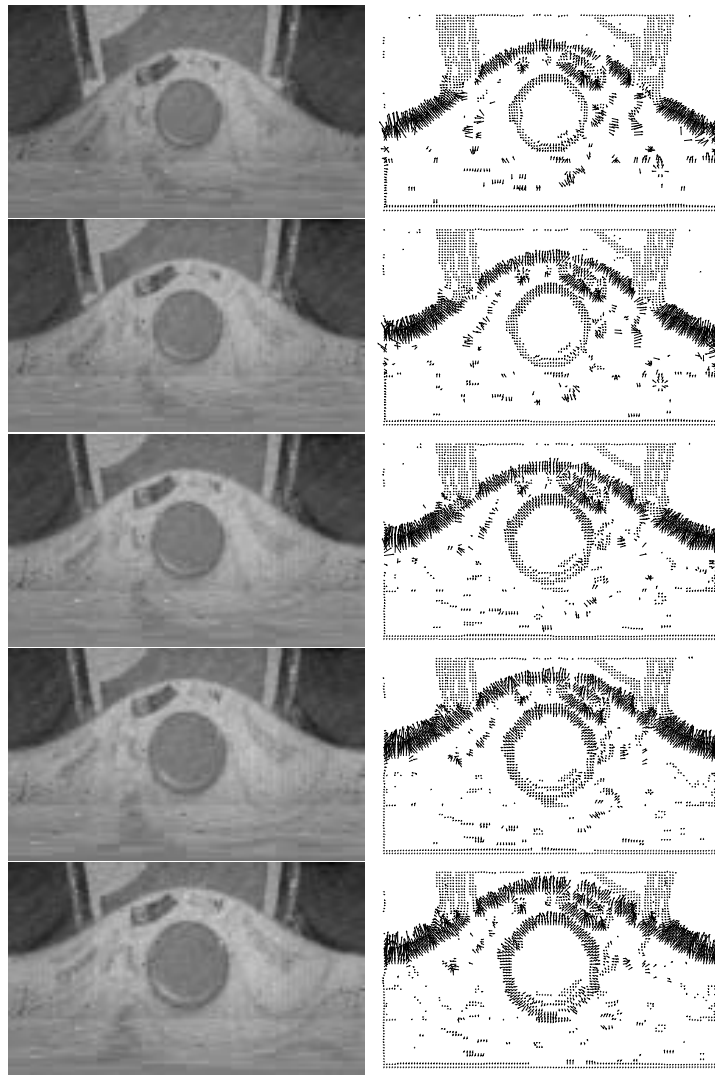
A continuación se muestra igualmente el flujo obtenido con el rollo de hilo puesto en vertical:





Por último se muestra el flujo obtenido con el rollo de hilo centrado:





Los algoritmos del cálculo del flujo óptico suelen funcionar bastante bien en los bordes de los objetos donde el gradiente espacial es grande. Sin embargo, esto suele representar un problema en algunas imágenes. Estos problemas se ven claramente en prácticamente todas las secuencias presentadas, y es que el algoritmo da cierto valor de velocidad a una cosa que está quieta, y es el soporte del carril móvil. Esto es debido al fuerte gradiente que presenta este soporte (muy contrastado en las imágenes), que hace que los algoritmos de cálculo detecten movimiento donde no lo hay realmente.

Se observa que el flujo calculado en las partes que realmente se mueven es bastante correcto y constante. La dirección es también correcta si bien se observa que puede desviarse un poco si el borde del objeto no es perpendicular a la dirección del movimiento, cosa que ocurre con poca frecuencia puesto que el frente del objeto suele ser siempre perpendicular a la dirección de movimiento.

Con la utilización de imágenes log-polares se han obtenido varias ventajas:

- Se ha resuelto fácilmente el problema del cálculo del flujo óptico en objetos que se acercan o alejan a la cámara, que suele ser el problema típico de uso del flujo óptico en navegación robótica.
- Se ha reducido considerablemente el tiempo de cálculo del flujo óptico debido a la reducción selectiva de la información, y debido a que se podría computar únicamente la componente normal al movimiento (eje vertical en la imagen) con la reducción de la complejidad del cálculo correspondiente.

Veremos a continuación un caso particular de utilización del flujo óptico y es el cálculo del tiempo al impacto de un objeto que se aproxima a la cámara. Este cálculo también nos puede permitir el conocimiento de la velocidad de aproximación de objetos a la cámara siempre que se conozca su distancia a esta.

11.4.2 Cálculo del tiempo al impacto

La forma en que el tiempo al impacto se calcula se explicó ya en el capítulo 2. En este capítulo ya se vio la reducción de la complejidad de la fórmula debido al crecimiento exponencial de la distancia al centro de cada píxel.

Para los experimentos se han utilizado las secuencias de imágenes y el cálculo del flujo óptico de la sección anterior, por lo que lo único que se precisa es simplemente calcular la inversa de las velocidades para poder calcular el tiempo al impacto [QGS95].

Como la velocidad calculada mediante el flujo óptico en cada punto no es constante sino una dispersión, es necesario aplicar cierto tratamiento estadístico de la señal. Parte de estos tratamientos incluyen la aplicación de ciertos umbrales a las velocidades, cálculo de histogramas, etc.

En la figura 11.3 se muestran los histogramas de los tiempos al impacto de una de las 4 secuencias mostradas con anterioridad, en concreto se trata del rollo de hilo vertical. No se muestran las cuatro secuencias puesto que estos histogramas sólo pretenden mostrar cómo se distribuyen los tiempos al impacto dentro de cada imagen.

Para comprobar que realmente el algoritmo funciona correctamente, es interesante realizar la media estadística de los tiempos al impacto en cada imagen de una secuencia y luego representarlos en una gráfica. Si el movimiento es rectilíneo uniforme, y en este caso lo es, la gráfica debe ser una línea recta.

En la figura siguiente (figura 11.4) se muestran los tiempos al impacto promediados de cada imagen de dos secuencias, que son la del anillo y la del cuadrado punteado.

El mismo cálculo se ha realizado para las otras dos secuencias que son las correspondiente al rollo de hilo en sus dos versiones, la vertical y la frontal. El resultado de estos promedios se muestran en la figura 11.5.

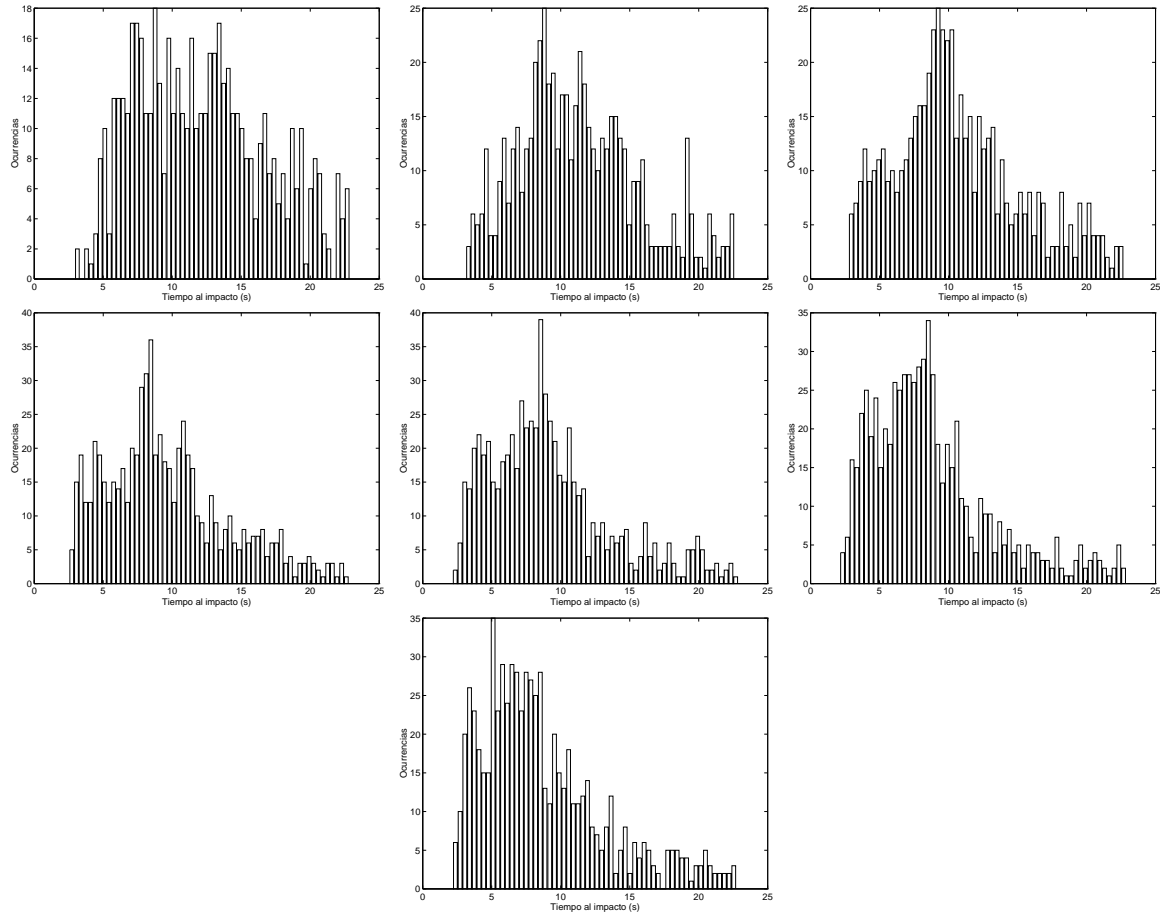


Figura 11.3: *Histogramas de tiempos al impacto de una secuencia*

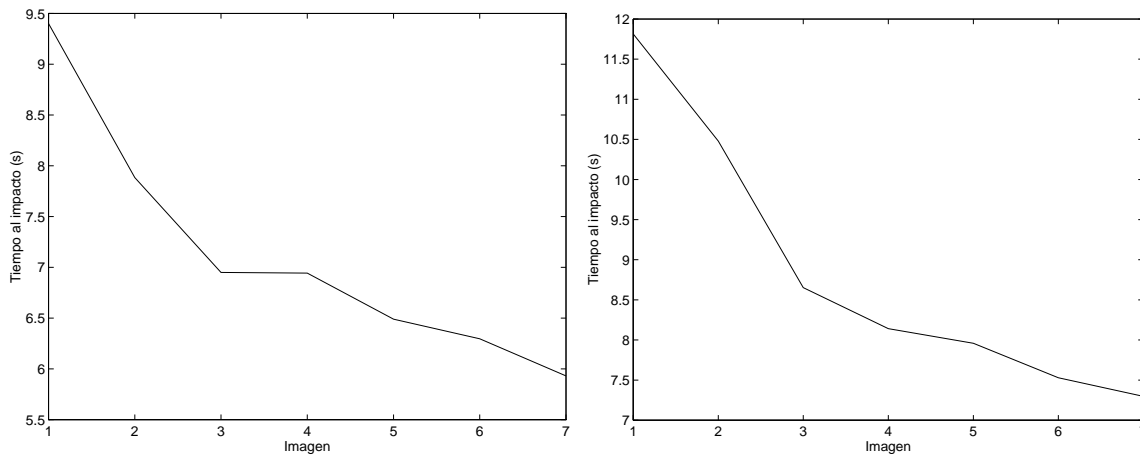


Figura 11.4: *Tiempos al impacto de dos secuencias: Izda. anillo. Der. cuadrado*

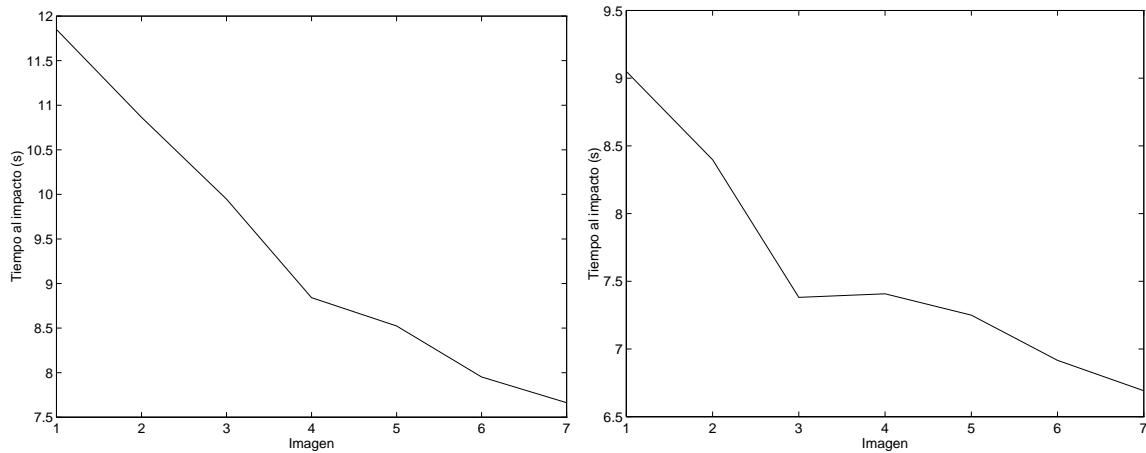


Figura 11.5: *Tiempos al impacto del rollo de hilo: Izda. vertical. Der. frontal*

Si se considera que las imágenes fueron tomadas a intervalos de un segundo, y que las 7 imágenes que se presentan corresponden a la parte central de cada secuencia, se puede concluir que el resultado está bastante bien puesto que en los cuatro casos el tiempo al impacto es muy parecido.

Sí que se observa, sin embargo, que la curva de variación obtenida no se corresponde con una línea completamente recta, sino que es una línea con dos tramos, uno más inclinado, que se corresponde con las imágenes más alejadas del objeto, y otro más plano que se corresponde con las imágenes más cercanas y más próximas al impacto.

Esta forma que tiene la recta hay que achacarla a dos razones fundamentales. Por un lado está la aberración propia de la lente que para objetos cercanos hace que salgan deformados sin que se conserven las distancias. De esta manera, un objeto cercano aparecerá en el plano imagen con un tamaño algo más reducido del que le correspondería aplicando el mismo factor de escala. Esto implica que el tiempo al impacto es menor que el que realmente es. La otra razón está derivada directamente de la forma en la que se ha realizado el experimento: En principio, el algoritmo del cálculo del flujo óptico supone siempre que la luminosidad de un objeto que se mueve es siempre constante. Sin embargo, en el experimento realizado, esta condición no se cumplía exactamente, de hecho, es difícil mantener un cuerpo que se mueve a lo largo de una trayectoria larga con una iluminación constante. En el experimento realizado, además, era más difícil puesto que parte de la luz provenía de detrás de la cámara, por lo que un objeto más cercano presentaba un brillo mayor que el mismo objeto alejado.

A pesar de estos problemas menores, ha sido posible calcular el tiempo al impacto de las secuencias a partir del flujo óptico. Además este tiempo se ha calculado con gran velocidad gracias a que el único cálculo que hay que realizar es la media de las inversas de las velocidades calculadas en el flujo óptico. Si comparamos con el tiempo que requiere calcular lo mismo en imágenes normales, se ve que la utilización del sensor reduce drásticamente los tiempos de cálculo puesto que la fórmula en una

imagen normal es más compleja debido a que hay que calcular la distancia al centro de cada píxel, lo que implica la realización de varias multiplicaciones y una raíz cuadrada, mientras que en el sensor retínico, la distancia al centro desaparece de las operaciones quedando solamente la velocidad. Si a esto le añadimos el hecho de que el número de píxels a procesar es mucho menor, tenemos que el sensor retínico es una buena herramienta para la comprensión dinámica del entorno.

Esta aplicación del cálculo del tiempo al impacto no es nueva y probablemente es la aplicación más inmediata del sensor retínico. Unos experimentos bastante más elaborados y precisos han sido llevados a cabo en el laboratorio integrado de robótica avanzada (LIRA) de la universidad de Génova en Italia, por el grupo de robótica de Giulio Sandini. Dicho experimento [QS96] consistía en una cámara, basada en el sensor retínico, montada sobre una cinta transportadora controlada por un PC. En dicho experimento se demuestra lo adecuado del sensor para el cálculo del tiempo al impacto así como para aplicaciones en tiempo real, ya que dada la estructura del sensor, este cálculo se puede hacer en tiempos muy cortos.

11.5 Problemas abiertos

El estado de la investigación en procesamiento de imágenes usando la representación log-polar está todavía en sus comienzos. Esto es debido precisamente a que hasta ahora no se disponía de una cámara capaz de entregar imágenes log-polares con calidad suficiente. Aun así se han venido haciendo experimentos utilizando simulaciones de la transformación a partir de imágenes cartesianas. En este capítulo se han realizado experimentos parecidos pero utilizando una cámara directamente logarítmica.

Una de las aplicaciones no tratadas en este capítulo es la del reconocimiento de patrones. En el capítulo 2 se mostró la posibilidad de utilización de la representación log-polar en el reconocimiento de objetos. En aquel caso concreto se utilizaba una red neuronal para el reconocimiento de un objeto centrado mostrando el algoritmo una invarianza frente a rotados y escalados, lo cual resulta muy interesante para el reconocimiento de objetos.

Aunque el reconocimiento de patrones ha sido estudiado, hay muchos algoritmos y técnicas de reconocimiento que no han sido aplicadas todavía al sensor retínico y que podrían resultar también interesantes. En este sentido son de destacar las transformadas de Fourier o Gabor que tan buenos resultados dan en la resolución de algunos problemas de reconocimiento de ciertos patrones en imágenes cartesianas.

Estos algoritmos de reconocimiento basados en convoluciones de Fourier o Gabor dan buenos resultados en representaciones cartesianas puesto que en estas coordenadas los objetos y patrones conservan su forma independientemente del punto en el que se encuentre el objeto o el patrón. En la representación log-polar esto no ocurre así ya que un objeto o patrón modifica su aspecto dependiendo del lugar donde se encuentre. Sin

embargo, la transformación log-polar es conforme, por lo que los ángulos de los objetos se conservan. Esto quiere decir que es posible utilizar otro tipo de transformadas que más que fijarse en la distribución espacial de la escena, analice los ángulos de la misma, de manera que se puedan extraer las características de los objetos independientemente del lugar que ocupen en la imagen.

La investigación en este sentido se encuentra algo avanzada en lo que a imágenes cartesianas se refiere, sin embargo, poco o nada se ha hecho a partir de imágenes retínicas, que son precisamente las que mejor se adaptarían a este tipo de transformadas. Queda entonces aquí un campo de experimentación y estudio enormemente extenso con muchas probabilidades de dar en el futuro resultados interesantes.

Parte IV

Conclusiones

Capítulo 12

Conclusiones y trabajo futuro

12.1 Sumario

Son muchas las conclusiones que se han venido sacando a lo largo de la presente tesis, casi todos los capítulos incluyen una sección al final dedicada a resaltar aquellas conclusiones extraídas que más llamaban la atención o que se consideraban como más interesantes. En este capítulo apenas si se van a descubrir nuevas aportaciones que no se hayan comentado ya, y lo único que realmente se hará es resumir brevemente algunas conclusiones que han resultado más interesantes.

Empezando por el tratamiento de imágenes hay que destacar lo interesante que resulta la utilización de la representación log-polar para acelerar y simplificar algunos cálculos que en la representación cartesiana se complican en exceso. Así se ha visto que mediante la reducción selectiva de la información visual es posible reducir sensiblemente la cantidad de datos a procesar y por tanto, el tiempo de ejecución de casi cualquier algoritmo. Esta reducción de la información no significa necesariamente una pérdida de información útil ya que en las partes interesantes a procesar la resolución es grande. También se ha visto que la estructura log-polar permite simplificar algunos algoritmos donde sólo la componente radial tiene importancia. También se ha visto que la invarianza frente a rotaciones y escalados puede ser especialmente útil en el reconocimiento de patrones.

Con unas propiedades interesantes como presenta esta representación espacio variante, parece justificada la realización de un sensor. Esta idea no es nueva y existen dos realizaciones previas de sensores log-polares si bien ninguno de los dos ha ofrecido la calidad tecnológica adecuada para poder ser usado de forma masiva en aplicaciones corrientes. El sensor CCD, que fue el primer intento y además el más serio de los dos realizados con anterioridad al sensor retínico objeto de la tesis, no ofrece una buena calidad de imagen, no ofrece una fóvea que permita ni el procesamiento, ni la visualización de imágenes en ella, y además presenta un sector ciego que representa

un 5% de la imagen total.

Se ha demostrado, mediante el estudio del chip retínico CCD, que la tecnología CCD no es adecuada para la realización de sensores espacio variantes con estructura circular, debido a la naturaleza lineal de los registros de desplazamiento de los CCD. Por otro lado su respuesta es lineal por lo que los problemas de escalado de la información luminosa no son sencillos de resolver, especialmente para resoluciones retínicas elevadas. Con todo esto, al menos para sensores visivos espacio-variantes, es mejor utilizar la tecnología CMOS ya que ha demostrado ser mucho más versátil en este tipo de diseños.

En cuanto a la tecnología CMOS, existen numerosas formas de captar la luz, pero se pueden hacer dos grupos, uno con los sensores basados en integración de la luz y otro con los sensores que directamente transforman el flujo luminoso en flujo eléctrico. El otro sensor retínico existente estaba basado en tecnología CMOS pero su resolución era mucho menor que el diseñado por el doctorando y que se presenta en la tesis; además, aquel sensor tenía la fovea cuadrada y muy grande. Este sensor estaba basado precisamente en integración lo que podía presentar problemas de escalado de la señal, de hecho, este escalado era realizado fuera del sensor. De todas formas, y dado que sólo tenía 16 anillos, este problema no era demasiado grave.

Si se intenta diseñar un sensor retínico, como por ejemplo el diseñado en la tesis, con una resolución retínica de 128x56, es decir, con 56 circunferencias, intentando además hacer la fovea lo más pequeña posible, ocurrirá que el área sensible de las células de la periferia son unas 900 veces más grandes que las del interior. Si se eligen células de integración, donde la respuesta es directamente proporcional al área del fotodiodo, la respuesta en los pixels de la periferia es 900 veces más grande que en el interior, lo cual resulta muy difícil de tratar. Si por el contrario se elige un sensor de conducción, y además se escoge logarítmico, este factor se convierte en un offset, más sencillo de tratar eléctricamente que una pendiente, pero sobre todo el factor se ve reducido por el logaritmo, de manera que ese parámetro 900 que se tenía antes, se convierte en un valor aproximado de 7 que resulta mucho menos traumático.

La respuesta logarítmica no es sólo interesante desde un punto de vista del escalado de la señal, sino también desde el punto de vista puramente visual. La respuesta del ojo humano es prácticamente logarítmica, y esta respuesta no es caprichosa; con una respuesta logarítmica se puede tener un mayor campo de visualización de tonos de grises que con una cámara de respuesta lineal donde las condiciones de iluminación son más críticas.

Con estas consideraciones se eligió la célula de conducción basada en el transistor funcionando en su región de inversión débil. No sirvió de mucho, a la hora de tomar la decisión, la retina CMOS realizada con anterioridad por el grupo de la Universidad McGill de Canadá ya que, si bien esa retina se realizó con anterioridad, lo cierto es que cuando fue fabricada y algunos resultados salieron publicados, la retina objeto de la tesis ya estaba en proceso de fabricación, aunque ahora, una vez analizada esa otra

retina CMOS, no se cambiarían ninguna de las consideraciones hechas en su momento por el conocimiento de esta otra retina. En definitiva, la célula logarítmica sigue siendo la más adecuada para este tipo de diseños espacio-variantes.

El diseño de un chip sensor con estructura espacio variante presenta varios problemas que no se encuentran en el diseño de circuitos integrados convencionales. En primer lugar el trazado no sigue una estructura manhattan con todos los lados de los polígonos perpendiculares entre sí, sino que sigue una distribución polar cuyos ángulos pueden tener cualquier orientación. Las herramientas de diseño de circuitos integrados están mayoritariamente pensadas para circuitos convencionales donde los ángulos son rectos. Esto ha hecho necesario abordar el diseño sin ningún tipo de ayuda por parte de las herramientas de diseño salvo la propia de dibujar las máscaras. Con esto se ha tenido que realizar el diseño completamente a medida casi célula por célula. Esto deja dos opciones, o se dibujan a mano los polígonos que definen cada píxel más los circuitos de selección y lectura, o se recurre a un lenguaje de alto nivel para la descripción de estos polígonos.

Para abordar un diseño como el de la retina, el doctorando ha tenido que recurrir a un lenguaje de alto nivel para el trazado de las pistas y polígonos que definen el layout o trazado del chip. No se encontró en su momento, y no se conoce por ahora, ningún lenguaje específico directamente orientado al diseño de circuitos integrados mediante la descripción procedural o declarativa de los polígonos. Con esto, se optó por utilizar el lenguaje propio de programación de la herramienta de diseño, y así se realizó un programa que, cambiando algunos parámetros, permite generar casi automáticamente un sensor retínico con la resolución especificada.

Un tema importante dentro del diseño de circuitos integrados, es la comprobación de las reglas de diseño. En el caso de la retina esta comprobación no fue posible puesto que no se disponían de las herramientas adecuadas para esta comprobación. Las herramientas de las que se disponía estaban orientadas a circuitos convencionales con ángulos de 90 grados, de manera que fallaban estrepitosamente a la hora de calcular distancias entre polígonos en la retina. El chequeo de las reglas de diseño se realizó de forma visual, método que, aunque muy poco recomendable, ha resultado positivo puesto que el sensor funciona correctamente y no se han producido errores debidos a fallos en el trazado o layout del sensor.

Con estas consideraciones el doctorando realizó el diseño de la parte sensora del chip, es decir, la retina y la fovea, junto con la lógica de selección, tal y como se explican en el capítulo 8. Con este diseño, IMEC añadió los pads de interconexión, un AO para el circuito de ganancia automática y un fotodiodo para testeo, y lo mandó a fabricar para la tecnología utilizada, o sea, Mietec CMOS 0.7 μm . El resultado al cabo de unos meses fue un sensor con representación log-polar, cuya respuesta es logarítmica respecto de la luz y cuyo funcionamiento se encuentra dentro de los márgenes esperados, cumpliendo incluso con las previsiones más optimistas.

Medidas realizadas con el sensor muestran una casi perfecta respuesta logarítmica

frente a la luz en un margen amplio de intensidades luminosas. Este margen amplio hace que el sensor esté libre de efectos propios de los sensores CCD como el *blooming* o saturación de la imagen, etc. El defecto más importante encontrado, y que se conocía de antemano por otros sensores realizados utilizando la misma célula, es el alto nivel de ruido fijo (FPN) encontrado.

El patrón fijo de ruido tiene varias componentes. Para empezar tiene una componente que depende de la circunferencia. Esta dependencia con la circunferencia viene dada únicamente por el escalado de los pixels. En esta dependencia es interesante destacar el papel que juegan los efectos de canal estrecho en la respuesta del transistor en inversión débil y que pueden ayudar en futuros diseños a compensar mejor la respuesta. La componente radial, un patrón fijo dependiente únicamente del radio elegido, depende sobre todo del offset los circuitos de salida que son independientes para cada radio. Este problema, que se presentaba en otros sensores, pero que no había sido estudiado, se puede solucionar fácilmente realizando un único circuito de salida común para todos los radios. En esta dependencia radial se encuentran 4 armónicos principales, después de realizar la descomposición de Fourier, los cuales se piensa que puedan estar producidos por la orientación del cristal, por la proximidad de los circuitos de selección de circunferencia con los de radio, y por el ajuste al grid. Es sobre todo esta última razón la que explica de forma convincente el cuarto armónico encontrado; las otras razones parecen lógicas pero no han sido convenientemente estudiadas por lo que en realidad son hipótesis. La influencia del ajuste al grid de diseño además demuestra que si los polígonos siguen una distribución manhattan, el error de dispersión es menor, lo cual es lógico ya que al ajustar al grid los polígonos, éstos pierden sus medidas reales, añadiendo cierta dispersión extra a parámetros como la longitud y anchura del canal de los transistores.

El ruido fijo de distribución espacial aleatoria que queda después de eliminar las componentes estructurales, es debido a las propiedades de emparejamiento *matching* de los transistores, especialmente los de inversión débil. El estudio realizado de la propagación de estas dispersiones en el transistor en inversión débil demuestra que los parámetros que más influyen en la falta de emparejamiento de los transistores en inversión débil son la concentración de dopante en el sustrato, el grosor del óxido fino y la longitud L del canal del transistor en inversión débil, que influye especialmente porque viene amplificada por los efectos de canal corto en el transistor. La conclusión es que haciendo la longitud del canal más grande se puede disminuir el patrón fijo de ruido en todo el sensor, sin embargo, esta reducción no parece significativa por lo que no merece la pena aumentar el tamaño global del sensor para disminuir, sólo un poco, el patrón fijo de ruido.

El tiempo de acceso es exactamente igual al simulado, es decir, un tiempo que ronda el microsegundo. Con este tiempo de acceso se pueden obtener imágenes a una velocidad de entre 100 y 200 imágenes por segundo, que es más que suficiente para la mayoría de las aplicaciones. En sensores realizados previamente utilizando el mismo tipo de célula, existía un problema al seleccionar las circunferencias (en realidad

eran chips cartesianos, así que este problema surgía en una de las componentes x o y). El problema era que el tiempo de acceso dependía de la iluminación, haciéndose muy grande para iluminación escasa. Con las simulaciones y experimentos utilizando el propio chip se ha descubierto que este problema se puede mitigar polarizando correctamente el transistor Nbias, haciendo que no exista ninguna diferencia real entre la selección de fila o columna.

En definitiva, el sensor objetivo del proyecto de tesis funciona y cumple con los requerimientos para los que se diseñaba, y era que sirviera como sensor espacio-variante, especialmente adecuado para el procesamiento de imágenes. Con este sensor se tiene por fin la herramienta que permite hacer sistemas autónomos basados en la representación log-polar en vez de recurrir a la simulación que partiendo de imágenes normales eran transformadas en imágenes log-polares que luego eran procesadas. En sensor posee además unas características interesantes como la facilidad de integración en un sistema procesador, el acceso aleatorio a los pixels, etc. que otros sistemas de visión convencionales no poseen y que abren la posibilidad de realizar sistemas compactos de visión en tiempo real de reducido coste.

12.2 Contribuciones al estado de la investigación

Las contribuciones al estado del arte se derivan de las propias consecuencias de la realización de un sensor retínico, que aunque no es el primero, sí que es el primero que permite su utilización práctica en aplicaciones convencionales reales dada su versatilidad, facilidad de uso y características. A continuación se expondrán brevemente cuáles son las principales aportaciones atendiendo a las dos áreas de investigación que se han juntado en esta tesis: el procesamiento de imágenes y el diseño de circuitos integrados.

En el terreno del procesamiento de imágenes se pueden destacar las siguientes aportaciones:

- Por primera vez se dispone de un sensor retínico cuyas propiedades espacio-variantes pueden ser explotadas en aplicaciones reales.
- Se dispone de un sensor con respuesta logarítmica frente a la luz que realiza la transformación log polar en tiempo real, conceptos ambos que nunca habían sido puestos juntos y que hacen que el sensor, y los procesos de entendimiento de las imágenes y entorno, se asemejen cada vez más al ojo biológico, que sigue siendo el mejor sistema de visión que se conoce.
- Con la realización de una fovea, por primera vez con estructura similar a la retina, se ha conseguido que exista una continuidad entre las zonas retínica y foveal, lo que permite por un lado el obtener imágenes sin zonas *ciegas* y por otro, quizá más importante, permite la utilización de algoritmos de procesamiento de

imágenes sin distinguir entre fovea y retina, al contrario de lo que se venía haciendo hasta ahora donde la fovea nunca era utilizada a pesar de ser la parte más importante de la imagen.

- Dado el acceso aleatorio a los pixels en la retina, se pueden utilizar técnicas de ventanado y estrategias de búsqueda para acelerar todavía más el procesado de imágenes.

Probablemente las aportaciones más importantes sean en el terreno del diseño de circuitos integrados ya que por primera vez se realiza un sensor de estas características con un funcionamiento óptimo y utilizando una tecnología sencilla como la CMOS. Un resumen de estas aportaciones se exponen a continuación:

- Se ha demostrado la posibilidad de realizar un sensor con topología espacio variante, con respuesta logarítmica, y utilizando una tecnología simple y económica como la CMOS.
- Se ha presentado un procedimiento para la realización de sensores espacio variantes no ortogonales basado en la descripción poligonal mediante un lenguaje de alto nivel, que es generalizable a cualquier diseño con una estructura polar manteniendo las características de los transistores frente a rotaciones.
- Se ha solucionado el problema del escalado de los pixels, que todo sensor espacio variante presenta, mediante la unión de la respuesta logarítmica del sensor y el escalado de la anchura de canal. Si bien estos mecanismos no aseguran una compensación completa, sí que producen una no uniformidad que es del mismo orden que la debida a dispersiones en los parámetros de diseño, por lo que su corrección se puede y debe realizarse a posteriori.
- Se ha demostrado que la utilización de circuitos de salida individuales para cada radio produce una fuerte no uniformidad a la salida que puede ser eliminada con la utilización de un único amplificador común para todos los radios. Esto no sólo es importante para futuras revisiones del chip retínico sino que también sirve para la línea de sensores cartesianos CMOS del IMEC que utilizan un esquema de lectura parecido y que producía un fuerte patrón vertical cuyas causas eran desconocidas hasta ahora.
- Se ha visto que una de las causas más importantes de la no uniformidad fija de distribución espacial aleatoria es la dispersión en la concentración de dopante en el sustrato y en el grosor del óxido fino del canal del transistor en inversión débil. También influye la dispersión en la longitud del canal viniendo su influencia multiplicada por los efectos de canal corto que se dan. La solución consiste en diseñar los transistores con una mayor longitud de canal, aunque esto, naturalmente, supone un compromiso entre el tamaño total del chip y el nivel de no uniformidad de la señal.

- Se han estudiado los efectos del canal estrecho, poco habituales en diseños ordinarios, sobre la no uniformidad entre circunferencias, encontrándose que el efecto de canal estrecho puede compensar los efectos de escalado de los pixels [PDS97]. Estos efectos de canal estrecho, simulados previamente a la realización del chip, eran de mayor magnitud que lo obtenido realmente, lo que permitirá, en futuras versiones, utilizar canales más estrechos con el consiguiente aumento de la compensación del escalado.
- Se ha diseñado una cámara para albergar el sensor retínico cuyas características en cuanto a velocidad, precisión, etc. representan una verdadera mejora sobre el hardware existente. Entre las características de esta cámara destaca el circuito de compensación automática del offset, que permite obtener una salida libre de patrones fijos de ruido, es decir, una salida comparable a la de cualquier sensor CCD, aunque siempre de menor calidad.

12.2.1 Estado actual

Es todavía pronto para evaluar el impacto del sensor sobre la investigación en visión y robótica, que son probablemente los campos donde el sensor tiene una mayor aplicación. De hecho, se ha esperado un cierto tiempo, desde la realización del sensor hasta la presentación y defensa de la tesis, para poder comprobar si las grandes expectativas que abría un sensor de este tipo estaban realmente justificadas o no. En estos momentos, finales del 96 y principios del 97, ya existen incluso productos comerciales que, para el poco tiempo que existe el sensor a nivel de prototipo, muestra que puede ser utilizado en aplicaciones reales.

El producto mencionado, y que se explica con más detalle en la sección siguiente, es el resultado del proyecto comunitario IBIDEM para realizar un sistema de vídeo conferencia para sordomudos, cuyo prototipo ha sido evaluado en Enero del 97 y cuya comercialización parece inminente [FCSQ96, ea96].

A pesar del poco tiempo transcurrido, han habido grupos que se han interesado por el sensor y algunos incluso han realizado algunos experimentos. En este sentido destaca el experimento llevado a cabo por Paolo Questa [QS96] en el laboratorio integrado de robótica avanzada (LIRA) de la Universidad de Génova en Italia. El experimento consistía en una cámara basada en el sensor retínico y montada sobre una cinta transportadora. El experimento ha servido para demostrar la utilidad del sensor en el cálculo de operaciones complejas (en este caso el tiempo al impacto) en tiempo real.

En cuanto a la Universidad de Valencia, en estos momentos se encuentra completado el prototipo de un frame grabber y cámara que permiten adquirir hasta 200 imágenes por segundo. Este frame grabber demostró sin embargo tener como cuello de botella el bus estándar del PC que sólo admite unas 40 imágenes por segundo. Aun

con esta velocidad de adquisición, se pudieron procesar hasta 15 imágenes por segundo en un experimento que consistía en calcular la velocidad de rotación de una plataforma giratoria. Este experimento, junto con otros, se llevaron a cabo por el doctorando en el departamento de ingeniería eléctrica de la Universidad de Virginia (USA) durante una estancia de un mes (Noviembre del 96). Estos experimentos han hecho que ahora se esté planteando la posibilidad de un mismo frame grabber pero utilizando el bus PCI mucho más rápido que el ISA del PC.

La utilización de estructuras espacio variantes o foveales en el procesamiento de imágenes es una línea que está siendo explotada por cada vez más grupos. Las aplicaciones son múltiples y van desde el seguimiento de objetos en tiempo real [CPS96, DKHS96], hasta mejoras en el cálculo del flujo óptico [SSV96], pasando por la utilización de la foveación en la convergencia de las cámaras de cabezas binoculares [BSV96a, BSV96b], estimación del movimiento [BPP⁺96, Dan95a], etc. Todos estos son temas de reciente actualidad a pesar de que algunos ya son líneas consolidadas desde hace tiempo, pero la continua y reciente aparición de publicaciones en estas materias indica que todavía queda mucho por hacer.

12.3 Trabajo futuro

La realización de este sensor abre la puerta a nuevas aplicaciones que hasta ahora sólo habían sido planteadas sobre el papel de forma teórica. Este sensor es especialmente adecuado para navegación en robótica por lo que en este sentido se abre un campo de investigación bastante extenso. Pero no sólo se limita el uso del sensor a sistemas robóticos, sino que se puede emplear en muchos otros sitios, y en alguno de ellos, como la transmisión de imágenes, se está empezando a emplear ya.

En cuanto al trabajo futuro se pueden distinguir dos líneas, por un lado estaría explotar las posibilidades que este nuevo sensor ofrece en el terreno del procesamiento de imágenes y que hasta ahora sólo se había simulado. Por otro lado, y orientando la investigación más hacia el silicio, hay un amplio campo, dentro de los sensores de visión inteligentes, para investigar haciendo sensores retínicos con mayor resolución o calidad, etc. pero además, explotando algunas de las características que la tecnología CMOS estándar ofrece, permitiendo integrar en un único chip tanto la parte sensora como la de procesamiento de la señal luminosa.

12.3.1 El sensor retínico en el procesamiento de imágenes

Aunque se ha hecho mucho en la utilización de imágenes log-polares para su uso en el tratamiento de imágenes, sólo ahora, con la realización del sensor retínico, va a ser posible realizar estas aplicaciones que hasta ahora consistían en simples simulaciones.

La representación espacio-variante se puede explotar de muchas maneras. Se han mostrado muchas de las características que distinguen este sensor de los cartesianos convencionales. Muchas de las ventajas provienen del hecho de que el número de pixels es mucho menor que en cámaras convencionales, lo que permite una reducción en el tiempo de procesamiento de las imágenes. Otras ventajas se refieren a la especial estructura polar que permite simplificar algunos algoritmos para el tratamiento de imágenes con marcadas características polares (flujo radial, invarianza frente a rotaciones y escalados, etc.).

Hay algunas aplicaciones que se han puesto en marcha incluso antes de haber realizado el sensor (de hecho este sensor retínico ha sido financiado en buena parte gracias a un proyecto de colaboración europeo) y otras aplicaciones, algo más académicas, están empezando ahora. A continuación se destacarán estas dos líneas, con dos aplicaciones la segunda de las cuales está comenzando en estos momentos y espera ser la continuación, dentro del Instituto de Robótica de la Universidad de Valencia, de la investigación sobre la representación log-polar.

12.3.2 Proyecto IBIDEM

La comunicación a larga distancia, por motivos sociales y prácticos, se está convirtiendo en un importante factor en la vida de cada día. Los medios de comunicación individual existentes hasta ahora, como el teléfono principalmente, permiten la comunicación oral, pero para un sector de la sociedad con discapacidades auditivas y orales, el teléfono no permite una comunicación directa. Una solución a este problema es el uso de vídeo-teléfonos, pero desafortunadamente, estos equipos son caros y necesitan de líneas de comunicación de ancha banda que permitan transmitir imágenes con suficiente resolución y en tiempo real.

Existen en la actualidad equipos para vídeo conferencias que hacen uso de las líneas telefónicas convencionales. Estos equipos, sin embargo, no tienen la velocidad necesaria como para poder leer en los labios, comunicarse por signos, etc. que es el objetivo que se persigue. Además, la resolución tampoco es muy alta.

El objetivo principal del proyecto IBIDEM¹, es el desarrollo de un vídeo teléfono que sea útil para la lectura de labios por sordo-mudos basado en el nuevo sensor espacio-variante usando líneas de teléfono convencionales [FJPG95a]. La naturaleza espacio-variante del sensor permite tener una alta resolución en las áreas de interés, labios o manos, mientras que se mantiene un amplio campo visual para poder percibir, por ejemplo, la expresión facial del interlocutor pero reduciendo drásticamente la cantidad de datos a enviar por la línea de teléfono.

Un segundo objetivo de este proyecto es el uso del mismo equipamiento para la monitorización remota del estado de salud de un enfermo. El sistema puede ser usado

¹Proyecto No. 1038 de la comunidad económica europea dentro del programa TIDE.

para obtener información sobre el estado del cliente en la forma de imágenes y podría extenderse e incluir varios parámetros fisiológicos como el ritmo cardíaco, presión arterial, etc.

El estado actual del proyecto se encuentra en sus fases finales de la construcción del vídeo teléfono usando el sensor retínico CMOS diseñado por el doctorando, un sistema de monitorización que permite mover el punto de vista de la cámara, y un sistema para el visionado de las imágenes log-polares. El vídeo teléfono será una ayuda de alta calidad y bajo coste para la comunicación a larga distancia entre sordo mudos, a la vez que será útil para la monitorización remota.

El consorcio del proyecto está formado por UNITEK consortium (Italia), La escuela superior de Santa Anna en Pisa (Italia), Scienza Machinale Srl. (Italia), DIST Universidad de Génova (Italia), A.F.A. Centro R.E.U.L. (Italia), IMEC (Bélgica), Thomson CSF/LER (Francia), Knossos Technologies S.A. (Gran Bretaña), y el Instituto voor Doven (Holanda). El inicio del proyecto fue en Octubre de 1994, se terminó la fase de diseño en Marzo de 1995, y el proyecto finalizará en Septiembre de 1996. El desglose de los participantes según su tarea dentro del proyecto se muestra a continuación:

UNITEK Consortium. Se ocupan de la coordinación del proyecto y del hardware del videoteléfono (Italia).

IMEC. Se ocupan de la realización del sensor (Bélgica).

Thomson-CSF/LER. Hacen la cámara que va montada en el videoteléfono a partir del sensor retínico (Francia).

Scuola Superiore S.Anna. Realizan el soporte móvil sobre el que va montada la cámara (Italia).

Scienza Machinale Srl. También se ocupan del soporte móvil de la cámara (Italia).

Knossos Technologies S.A. Hacen los módulos de software (Reino Unido).

D.I.S.T. Università di Genova. También hacen módulos de software para el sistema (Italia).

Instituut voor Doven. Estudian los requerimientos a nivel del usuario (Holanda).

A.F.A. Centro R.E.U.L. También se ocupan de los requerimientos (Italia).

La estructura general del sistema IBIDEM se muestra en la figura 12.1. En ella se pueden ver los siguientes elementos importantes:

Cámara: El corazón de la cámara de adquisición de imágenes es el sensor espacio variante diseñado con tecnología CMOS. La arquitectura de la cámara está basada en un DSP de Motorola (DSP56k). Este procesador de señal es capaz de realizar de 15 a 20 millones de instrucciones por segundo (Mips).

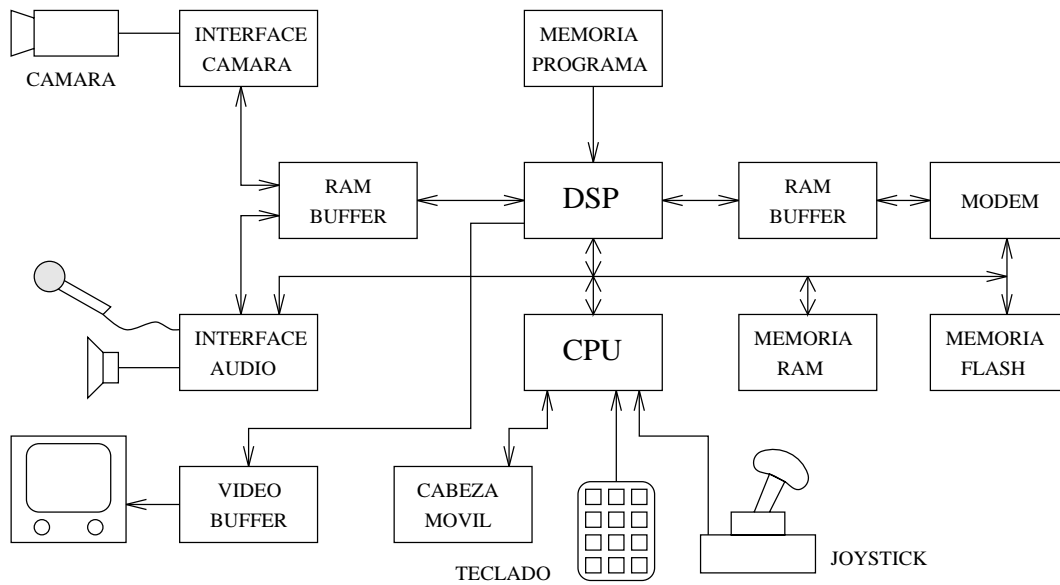


Figura 12.1: *Bloques del sistema IBIDEM*

Tarjeta de control: El subsistema de control e interface tiene varias funciones. Esta parte coordina todos los interfaces del sistema (la cámara, la cabeza móvil, pantalla, línea telefónica, etc.) y realiza diversas tareas como el codificado, remapeado de la imagen log-polar, etc. Los principales componentes de esta tarjeta son:

DSP: El procesador de señal se ocupa de la compresión y descompresión de la señal de audio y vídeo, el remapeado de la imagen log-polar, y la codificación y decodificación de las señales a ser transmitidas. El DSP TMS320C80 de TI se ha escogido en primera aproximación para implementar estas tareas. Este chip está basado en 4 procesadores de señal de 32 bits controlados por una arquitectura RISC y memoria interna. El rendimiento es del orden de 1 Giga instrucciones por segundo.

Procesador genérico: Se ocupa de la coordinación general del sistema. Las tareas principales que realiza son la monitorización de la línea de comunicaciones, coordinación del procesamiento, interface con el teclado y otros posibles dispositivos de entrada/salida, y la coordinación e interface con la cabeza móvil que mueve la cámara. Para estos propósitos se ha elegido el procesador 68332 de Motorola, que es una CPU RISC de 32 bits que ofrece además una interface serie de 6 líneas.

Cabeza móvil: La cabeza móvil sirve para dirigir el punto de mira de la cámara al lugar deseado. El control se realiza remotamente mediante un joystick, un ratón, o cualquier otro dispositivo de posicionamiento. La comunicación entre la cabeza móvil y el sistema se realiza mediante una interface serie RS232.

El coste total del sistema se estima en unos 1.500 ECU (unas 250.000 pts.), para

la versión piloto. El sistema IBIDEM será también diseñado como tarjeta de conexión al bus estándar PCI.

La participación del doctorando en este proyecto ha sido la de realizar el diseño del sensor, si bien, en el momento del diseño de la retina, todavía no se sabía si sería utilizada por el consorcio IBIDEM o no. Una vez realizado el diseño, realizadas simulaciones, etc. el consorcio decidió fabricar el sensor a pesar de que en un principio, el resto de participantes en IBIDEM, salvo IMEC, querían realizar un sensor utilizando la tecnología CCD. De esta manera, toda la fabricación ha sido financiada con fondos de este proyecto IBIDEM. Los gastos de diseño, etc, se han cubierto en parte por subvenciones dentro del programa europeo de Capital Humano y Movilidad, cuyas aportaciones eran básicamente las de dotar al doctorando de un sueldo de investigación.

12.3.3 Robot móvil con visión log-polar

El proyecto anterior explotaba las cualidades de reducción selectiva de los datos a procesar. En este proyecto que se cita a continuación, se explotan, además, sus características topológicas.

Una de las aplicaciones del sensor retínico espacio variante, que se vislumbra como interesante, es su utilización en vehículos autoguiados. De esta forma, además del tipo de sensores que normalmente se utilizan para la detección de obstáculos, tanto fijos como en movimiento, (ultrasonidos, de contacto, infrarrojos), también pueden entrar a formar parte del proceso de fusión de datos los obtenidos a través de cámaras CMOS con topología log-polar.

El principal interés de aplicación se encuentra en la detección de objetos fijos situados en el espacio de trabajo. Así, mientras el vehículo se mueve desplazándose posiblemente hacia una determinada meta, los obstáculos que puedan presentarse delante o muy cercanos, en sucesivas muestras de imagen, se comportarán como cambios en el escalado de dichos objetos, cambios de escala que serán tanto mayores cuanto más cerca se esté del posible obstáculo.

La detección de este tipo de sucesos con cámaras CCD convencionales también es posible. El principal interés de la utilización de cámaras con sensores CMOS y representación log-polar es la velocidad de proceso (mucho mayor) para operaciones de escalado y rotacionales debido a la simplicidad de las operaciones matemáticas a tratar.

Una de las ventajas del sensor retínico era también la disminución de las operaciones a realizar en el cálculo del flujo óptico. Este cálculo, con cámaras convencionales, resulta de un coste computacional muy elevado [CV92]. Pensando en aplicaciones sobre robot móviles, donde la capacidad de procesamiento no es muy elevada para aligerar peso y liberar espacio, la utilización del cálculo del flujo óptico es prohibitivo.

La utilización del cálculo del flujo óptico para la captación tridimensional del espacio por un robot (importantísimo en navegación) ha sido ampliamente demostrada de forma teórica. Sin embargo, pocas realizaciones prácticas se han podido hacer debido al coste computacional [PH94]. Con la utilización del sensor retínico en el robot móvil, se pretenden utilizar estos algoritmos basados en flujo óptico ya que el coste computacional no será tan elevado.

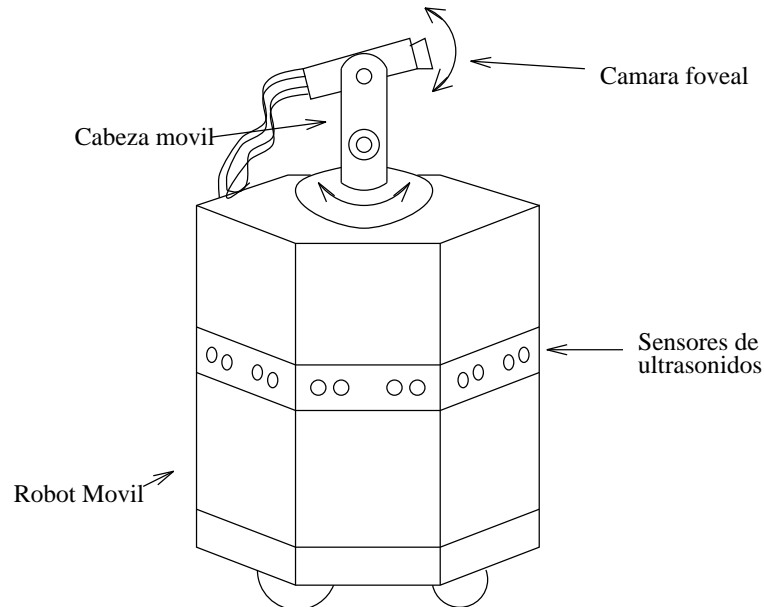


Figura 12.2: *Sistema de torreta del robot móvil*

Actualmente se está desarrollando en el Instituto de Robótica de la Universidad de Valencia un prototipo de robot móvil con una configuración hardware genérica de forma que se puedan probar distintos tipos de arquitecturas (jerárquicas, reactivas, mixtas...) [PVBF95]. El vehículo posee sensores de ultrasonidos y de contacto. Está en proceso de elaboración la construcción de una torreta móvil emplazada en la parte superior con dos grados de libertad, la cual guiará la cámara CMOS con topología log-polar para probar los algoritmos teóricos de cálculo de tiempo al impacto, mapeado tridimensional del espacio, y otros. En la figura 12.2 se muestra el robot móvil junto con la torreta móvil y su emplazamiento.

El robot móvil cuenta con un conjunto de cuatro ruedas, dos motrices y dos esclavas, que le permiten cualquier tipo de movimiento de translación y rotación. Posee, aparte de la cámara foveal, sensores de ultrasonidos además de detectores de contacto en toda la periferia del robot. El control del sistema está basado en una arquitectura sobre el bus ISA, cuya unidad de procesamiento central es una tarjeta estándar de PC con procesador 486. La figura 12.3 muestra una fotografía del robot móvil en su fase actual de construcción.

Como ventaja adicional de la utilización del sensor retínico, debido al reducido espacio y peso que posee, el dispositivo para guiarlo (torreta) puede ser de tamaño



Figura 12.3: *Fotografía del robot móvil*

reducido, de forma que las inercias que se generan debido al movimiento se reducen de forma drástica.

El trabajo futuro en este terreno, aparte de la construcción de los diferentes elementos que comporta el sistema, consistirá en la evaluación de diversos algoritmos para la navegación del robot utilizando las imágenes log-polares de la cámara por un lado, y por otro, en la evaluación o desarrollo de algoritmos para el seguimiento de objetos en tiempo real utilizando la cabeza móvil.

Estos estudios deben desembocar en una realización hardware de alguno de estos algoritmos para descargar al sistema central de ciertas acciones *reflejas* como el seguimiento de objetos o la evitación de obstáculos. En este sentido se dotaría al robot de una especie de sistema nervioso vegetativo que serviría para realizar en paralelo operaciones que por ejemplo en el sistema locomotor humano son reflejas. Para esta implementación hardware se utilizaría lógica programable basada en FPGAs para poder albergar algunos algoritmos de visión que permitan un alto grado de paralelización y así reducir el consumo de tiempo de estos algoritmos.

12.3.4 Mejoras posibles del actual sensor retínico

Es evidente que una parte del trabajo futuro consiste en aplicar todos los resultados de la tesis en la realización de un nuevo sensor que recoja las recomendaciones de diseño presentadas tanto en las conclusiones del capítulo de resultados experimentales como en este propio capítulo donde se daba un sumario de las conclusiones generales.

Es cierto también que las características generales del chip son difíciles de mejorar utilizando este tipo de diseño, pero sí que es posible realizar algunos pequeños cambios que pueden mejorar, aunque no ostensiblemente, la respuesta del sensor. El cambio más significativo que se puede realizar es la eliminación de los amplificadores de salida de cada radio, y poner uno único como salida global. Con esto se eliminaría el patrón fijo de ruido radial. En cualquier caso seguiría existiendo un patrón fijo de ruido con lo que su minimización no soluciona el problema cualitativo que esto plantea. Haciendo la longitud del canal más grande se puede disminuir este patrón fijo de ruido aleatorio que se obtiene por la falta de emparejamiento de los transistores. También disminuyendo la anchura mínima del canal se mejora el patrón fijo, esta vez circular, ya que se compensan los efectos de canal estrecho con los propios del escalado de los pixels. En todos estos casos se reduce el patrón fijo de ruido, pero nunca se llega a eliminar por lo que el problema, cualitativamente, sigue existiendo.

Mejorar la resolución no es un problema; no cuesta nada tener una retina con el doble de resolución, ni siquiera tendría que ser más grande. Eso sí, en este caso la fovea aumenta de tamaño considerablemente en comparación con el área que ocuparía la retina. Con la actual relación entre fovea, retina, y resolución, parece que existe un buen compromiso entre estos tres parámetros.

En cuanto a la célula elegida para la realización del sensor se puede decir que fue una buena elección. Con el paso del tiempo no parece que haya surgido una alternativa mejor para solucionar el problema del escalado en sensores foveales. Incluso la misma célula está teniendo éxito en un terreno difícil como es el de los sensores normales CMOS. Así destacan los dispositivos existentes utilizando esta célula [DSM⁺96] entre los cuales se encuentra el que probablemente es el sensor de mayor resolución fabricado hasta la fecha ya que posee 2048x2048 pixels y más de 12 millones de transistores, todo metido en un espacio de 16x16 mm².

Parte V

Apéndices

Apéndice A

Parámetros de diseño

Se ha intentado a lo largo de toda la tesis utilizar una simbología unificada de forma que se puedan seguir bien el desarrollo de las fórmulas que aparecen en la descripción del comportamiento eléctrico de la célula. A juzgar por la bibliografía existente no existe un criterio único para ponerle nombre a los diferentes parámetros que aparecen en la teoría electrónica. Sólo algunas variables comunes han sido adoptadas con el mismo símbolo por la mayoría de autores, pero quedan otros muchos parámetros cuyo nombre cambia de publicación a publicación. Se ha intentado aquí utilizar aquellos nombres que se han venido utilizando más frecuentemente en la bibliografía y que además mejor describe su papel dentro de la teoría electrónica.

Con estas consideraciones, la tabla A.2 resume la nomenclatura utilizada a lo largo de toda la tesis. Además, se incluyen los nombres que Spice le da a muchos de los parámetros que intervienen, de manera que, al ser Spice un lenguaje bastante universal, se pueda identificar con mayor facilidad qué son cada uno de los símbolos. En la misma tabla se incluyen los valores típicos para el proceso tecnológico particular de Mietec $0.7 \mu\text{m}$ que es el que se utilizado para la realización del sensor.

Como ayuda adicional se adjunta también la tabla A.1 donde se muestran las constantes físicas necesarias para los cálculos realizados a lo largo de la tesis.

Símbolo	Descripción	Valor	Unidades
k	Constante de Boltzman	$1.38062 \cdot 10^{-23}$	J/K
q	Carga del electrón	$1.60212 \cdot 10^{-19}$	C
ϵ_o	Coefficiente dieléctrico del vacío	$88.5 \cdot 10^{-13}$	F/m
ϵ_{si}	Coefficiente dieléctrico del silicio	$1.0359 \cdot 10^{-10}$	F/m
ϵ_{ox}	Coefficiente dieléctrico del óxido	$0.345 \cdot 10^{-10}$	F/m

Tabla A.1: *Algunas constantes físicas*

Nombre	Spice	Descripción	Valor	Unidades
T	T	Temperatura del circuito		K
L, L_m	L	Longitud diseñada		m
L_{eff}	-	Longitud efectiva		m
L_{diff}	LD	Difusión lateral	$0.1 \cdot 10^{-6}$	m
DEL	DEL	Reducción de longitud	$0.2 \cdot 10^{-6}$	m
λ	LAMBDA	Factor de modulación de canal	0.0255	1/V
W, W_m	W	Anchura diseñada		m
W_{eff}	-	Anchura efectiva		m
W_{diff}	WD	Difusión de anchura	$0.12 \cdot 10^{-6}$	m
J_n	-	Corriente de difusión de electrones		A/m ²
D_n	-	Coefficiente de difusión de electrones	$\mu_s \frac{kT}{q}$	m ² /s
N_{sub}	NSUB	Dopaje en el sustrato	$7 \cdot 10^{22}$	m ⁻³
n_i	-	Densidad portadores intrínsecos		m ⁻³
ϕ_f	PHI/2	Potencial de Fermi		V
t_{ox}	TOX	Grosor del Óxido de Silicio	$1.70 \cdot 10^{-8}$	m
C_{ox}	COX	Capacidad en la puerta	ϵ_{ox}/t_{ox}	F/m ²
C_d	-	Capacidad región de empobrecimiento		F/m ²
μ_s	U0	Movilidad de los portadores	$4.70 \cdot 10^{-2}$	m ² /(V·s)
μ_{eff}	-	Movilidad efectiva		m ² /(V·s)
U_{crit}	UCRIT	Parámetro crítico de movilidad	$1.08 \cdot 10^7$	V/m
U_{exp}	UEXP	Exponente crítico de movilidad	0.124	
U_{tra}	UTRA	Coefficiente transversal	0.0	
Q_i	-	Densidad de carga de inversión		C/m ²
Q_b	-	Densidad de carga en el sustrato		Cm ²
ϕ_s	-	Potencial superficial		V
β	KP·W/L	Transconductancia intrínseca		A/V ²
X_j	XJ	Profundidad metalúrgica de la unión	$0.05 \cdot 10^{-6}$	m
γ	GAMMA	Factor de Cuerpo		V ^{1/2}
γ_{eff}	-	Factor de Cuerpo efectivo		V ^{1/2}
G_w	DELTA	Factor de canal estrecho	2.0	
N_{fs}	NFS	Densidad estados superficiales rápidos	$1.2 \cdot 10^{15}$	1/(m ² ·V)
η	-	Coefficiente de acoplamiento Capacitivo		
E_g	-	Energía del gap electrónico		eV
Φ_{ms}	-	Potencial de trabajo		V
N_{ss}	NSS	Densidad de estados superficiales		1/m ²
V_{fb}	-	Potencial de banda plana		V
V_{TO}	VTO	Tensión umbral para $V_{sb} = 0$	0.75	V
V_{th}	-	Tensión umbral		V
V_{on}	-	Tensión umbral en inversión débil		V
I_{th}	-	Corriente umbral en inversión débil		A
S_e	-	Pendiente inversión débil (\log_e)		V/(ln)
S_{10}	-	Pendiente inversión débil (\log_{10})		V/dec

Tabla A.2: Nomenclatura utilizada y parámetros tecnológicos para Mietec 0.7 μ m

Apéndice B

Programas de Matlab

B.1 Programas para el cálculo de la respuesta de la célula

La herramienta utilizada para los cálculos teóricos de la respuesta del sensor, así como el tratamiento de los resultados experimentales ha sido Matlab. Son muchos los programas que se han realizado para hacer las gráficas y cálculos que aparecen a lo largo de la tesis. Poner el listado de todos estos programas sería multiplicar por dos el tamaño de la tesis, por lo que no se incluyen todos. Sí que resulta interesante incluir los programas referentes al cálculo teórico de la respuesta del sensor puesto que pueden servir para futuros proyectos donde se necesite saber la respuesta teórica del transistor en inversión débil.

A continuación se exponen los programas realizados mediante Matlab para la obtención teórica de curvas del transistor trabajando en su zona de inversión débil.

B.1.1 Tensión de salida, primera aproximación

El siguiente programa dibuja y calcula la curva de la tensión de salida de la célula, y calcula además la pendiente.

```
% Programa para el calculo de la tension de salida, modelo sencillo
clear
format long

% Polarizacion:
Id=logspace(-12,-6,100);

% Parametros de diseno:
W=3e-6;          % m
```

```

L=1.5e-6;      % m
TOX=170e-10;   % m
NSUB=7e16*1e6; % 1/m^3
U0=470e-4;    % m^2/(V.s)
T=300;        % K
VTO=0.75;     % V

Vsm=weak(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO);
p=polyfit(log10(Id),Vsm,1)
semilogx(Id,Vsm)
title('Tension de salida frente a corriente')
xlabel('Corriente, Id (A)')
ylabel('Tension de salida, Vs (V)')

```

B.1.2 La función de cálculo, primera aproximación

Esta función es usada por el programa anterior y simplemente calcula la tensión de salida para un rango de intensidades.

```

function Vs=weak(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO)
% Funcion para el calculo de la tension de salida, modelo sencillo

% Polarizacion:
Vg=5;
Vb=0;
Vd=5;
Vs=ones(1,size(Id,2))*2.5; % inicial

% Constantes fisicas (sistema internacional):
epsiox=0.345e-10; % F/m
epsisi=1.0359e-10; % F/m
k=1.38062e-23; % J/K
q=1.60212e-19; % C

% Relaciones directas:
Cox=epsiox/TOX;
Vt=k*T/q;
mus=U0;
Beta=mus*Cox*W/L;
Gamma=sqrt(2*q*epsisi*NSUB)/Cox;
eg=1.16-7.02e-4*(T^2/(T+1108)); % en eV
ni=1.45e16*((T/300)^(3/2))*exp(q*eg*(1/300-1/T)/(2*k));
Phi=2*Vt*log(NSUB/ni);

% El calculo de la tension de salida
for idx=1:size(Id,2)
    Vs(idx)=2.5;
    for nnn=1:20
        Vds=Vd-Vs(idx);
        Vsb=Vs(idx)-Vb;
    end
end

```

```

% Calculo de n, acoplamiento capacitivo
n=1+Gamma/(2*sqrt(Phi+Vsb))
Vth=VTO-Gamma*sqrt(Phi)+Gamma*sqrt(Phi+Vsb);
% Calculo de Ido
Ido=Beta*(n-1)*(Vt^2);
% Tension de salida
Vs(idx)=Vg-(Vt*n*log(Id(idx)/(Ido*(1-exp(-Vds/Vt))))+Vth);
end
end

```

B.1.3 La tensión de salida, modelo realista

El siguiente programa es equivalente al de la sección B.1.1 con la salvedad de que utiliza la función *weak2* (sección B.1.4) que contiene todos los efectos de canal corto y estrecho incluidos. Se incluyen además en este programa otros parámetros necesarios para el cómputo de la tensión de salida.

```

% El programa con todos los efectos incluidos
clear
format long

% Parametros de diseno:
W=3e-6;      % m
L=1.5e-6;    % m
TOX=170e-10; % m
NSUB=7e16*1e6; % 1/m^3
UO=470e-4;   % m^2/(V.s)
T=300;       % K
VTO=0.75;    % V
LD=0.1e-6;   % m
WD=0.12e-6;  % m

% Polarizacion:
%Id=[1e-12:1e-10:1e-6]; % 1pA-1uA
Id=logspace(-12,-6,100);
%Id=1e-10;

Vsm=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,LD,WD);
p=polyfit(log10(Id),Vsm,1)
semilogx(Id,Vsm)

```

B.1.4 La función de cálculo con todos los efectos incluidos

Esta es la función que calcula la tensión de salida de la célula básica en función de un rango de corrientes de drenador. En esta función se tienen en cuenta todos los efectos debidos al canal corto y estrecho.

```

function Vs=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD)

% Polarizacion:

Vg=5;
Vb=0;
Vd=5;
%Vs=4; % inicial
Vs=ones(1,size(Id,2))*2.5;

% Parametros de diseno:
NSS=1.1e16; % 1/m^2 (Echo a mano)
DEL=0.2e-6; % m
LAMBDA=0.0085*(3.0e-6-2.0*LD+DEL)/(L-2.0*LD+DEL);
%UCRIT=1.08e7; % V/m
%UEXP=0.124; % -
%UTRA=0.0; % -
DELTA=2.0; % - Nivel 2
DELTA=1.0; % - Nivel 3
NFS=1.2e15; % 1/(m^2.V)
XJ=0.05e-6; % m

% Constantes fisicas (siempre sistema internacional):
%epsi=88.5e-13; % F/m
epsiox=0.345e-10; % F/m
epsisi=1.0359e-10; % F/m
k=1.38062e-23; % J/K
q=1.60212e-19; % C

% Relaciones directas:
Cox=epsiox/TOX;
Vt=k*T/q;
Weff=W-2*WD;
eg=1.16-7.02e-4*(T^2/(T+1108)); % en voltios
ni=1.45e16*((T/300)^(3/2))*exp(q*eg*(1/300-1/T)/(2*k));
Phi=2*Vt*log(NSUB/ni);
mus=U0;
Gamma=sqrt(2*q*epsisi*NSUB)/Cox;
Fw=pi*epsisi*DELTA/4/Cox./Weff;

for idx=1:size(Id,2)
    Vs(idx)=2.5;
    for nnn=1:10
        Vgs=Vg-Vs(idx);
        Vsb=Vs(idx)-Vb;
        Vds=Vd-Vs(idx);
        Leff=(L-2*LD-2*DEL)*(1-LAMBDA*Vds);
        Beta=mus*Cox*Weff./Leff;
        Xsd=sqrt(2*epsisi*(Phi+Vsb)/q/NSUB);
        Xdd=sqrt(2*epsisi*(Phi+Vsb+Vds)/q/NSUB);
        Gammaeff=Gamma*(1-(XJ/2./Leff)*(sqrt(1+2*Xsd/XJ)+sqrt(1+2*Xdd/XJ)-2));
        Gameffder=-Gamma*(XJ/2./Leff)*(4*epsisi/XJ/q/NSUB)*(1/sqrt(1+2*Xsd/XJ)+1/sqrt(1+2*Xdd/XJ));
        n=1+sqrt(Phi+Vsb)*Gameffder+Gammaeff/(2*sqrt(Phi+Vsb))+q*NFS/Cox+Fw;
    end
end

```

```

Vthcasi=VTO-Gamma*sqrt(Phi)+Fw*(Phi+Vsb);
Vth=Vthcasi+Gammaeff*sqrt(Phi+Vsb);
Von=Vth+n*Vt;
Ido=Beta*(n-1)*Vt^2;
Vs(idx)=Vg-(Vt*n*log(Id(idx)/(Ido*(1-exp(-Vds/Vt))))+Von);
end % nn
end % idx

```

B.2 Variaciones con la anchura de canal

Con el fin de evaluar las variaciones de la pendiente de la recta y del offset de la respuesta de la célula, se han realizado dos programas para su cálculo.

B.2.1 Variación de la pendiente con la anchura

```

% Programa para calcular la variacion de la pendiente con
% la anchura del canal
clear
format long

% Parametros de diseno:
%W=3e-6;      % m
W=logspace(-6,-4,50); %m
L=1.5e-6;     % m
TOX=170e-10;  % m
NSUB=7e16*1e6; % 1/m^3
UO=470e-4;    % m^2/(V.s)
T=300;        % K
VTO=0.75;     % V
LD=0.1e-6;    % m
WD=0.12e-6;   % m

% Polarizacion:
%Id=[1e-12:1e-10:1e-6]; % 1pA-1uA
Id=logspace(-12,-6,20);
%Id=1e-10;

Vsm=ones(size(W,2),size(Id,2));
S=ones(size(W,2),2);
for idx=1:size(W,2)
    Vsm(idx,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,LD,WD);
    S(idx,:)=polyfit(log10(Id),Vsm(idx,:),1);
end

%semilogx(Id,Vsm)
plot(W,S(:,1));
title('Variacion de la pendiente con la anchura del canal')
xlabel('Anchura W (log(m))')

```

```
ylabel('Pendiente S')
```

B.2.2 Variación del offset con la anchura

```
% Programa para calcular la variacion del offset con
% la anchura del canal
clear
format long

% Parametros de diseno:
%W=3e-6;      % m
W=logspace(-6,-4,50); %m
L=1.5e-6;     % m
TOX=170e-10;  % m
NSUB=7e16*1e6; % 1/m^3
U0=470e-4;    % m^2/(V.s)
T=300;        % K
VTO=0.75;     % V
LD=0.1e-6;    % m
WD=0.12e-6;   % m

% Polarizacion:
%Id=[1e-12:1e-10:1e-6]; % 1pA-1uA
%Id=logspace(-12,-6,20);
Id=1e-10;

%Vsm=ones(size(W,2),size(Id,2));
Vsm=ones(2,size(W,2));
%S=ones(size(W,2),2);
for idx=1:size(W,2)
    Vsm(1,idx)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
    Vsm(2,idx)=weak2(Id/1e-6*W(idx),W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
% S(idx,:)=polyfit(log10(Id),Vsm(idx,:),1);
end

%semilogx(Id,Vsm)
semilogx(W,Vsm);
title('Variacion del offset con la anchura del canal')
xlabel('Anchura W (m)')
ylabel('Offset (V)')
text(3e-6,4.04,'Variacion completa')
text(2e-5,3.95,'Variacion compensada')
```

B.2.3 Variaciones con la temperatura

```
% Variaciones en funcion de la temperatura
clear
format long
```

```

% Parametros de diseno:
W=3e-6;      % m
L=1.5e-6;    % m
TOX=170e-10; % m
NSUB=7e16*1e6; % 1/m^3
UO=470e-4;   % m^2/(V.s)
%T=300;      % K
T=linspace(280,310,50); %m
VTO=0.75;    % V
LD=0.1e-6;   % m
WD=0.12e-6;  % m

% Polarizacion:
%Id=[1e-12:1e-10:1e-6]; % 1pA-1uA
Id=logspace(-12,-6,20);
%Id=1e-10;

Vsm=ones(size(T,2),size(Id,2));
S=ones(size(T,2),2);
for idx=1:size(T,2)
    Vsm(idx,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,UO,T(idx),VTO,LD,WD);
    S(idx,:)=polyfit(log10(Id),Vsm(idx,:),1);
end

% Pendiente
p=polyfit(T',S(:,1),1)
% Offset
p=polyfit(T',S(:,2),1)

figure(1)

plot(T,S(:,1));
title('Variacion de la pendiente con la Temperatura')
xlabel('Temperatura T (K)')
ylabel('Pendiente S (V/dec)')

figure(2)

plot(T,S(:,2));
title('Variacion del offset con la Temperatura')
xlabel('Temperatura T (K)')
ylabel('Offset (V)')

```

B.3 No uniformidad en la respuesta

Los programas de esta sección se encargan de calcular los efectos de los distintos parámetros tecnológicos sobre la salida de la célula básica.

B.3.1 No uniformidad en la salida

```

% No uniformidad todos juntos
clear
format long

% Parametros de diseno:
W=3e-6;      % m
L=1.5e-6;    % m
TOX=170e-10; % m
NSUB=7e16*1e6; % 1/m^3
U0=470e-4;   % m^2/(V.s)
T=300;       % K
VTO=0.75;    % V
LD=0.1e-6;   % m
WD=0.12e-6;  % m

% Polarizacion:
Id=logspace(-12,-6,20);

params=['W ','L ','TO ','NS ','U0 ','T ','VT ','LD ','WD '];
Vsm=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

Vs=ones(9*2,size(Id,2));
% Error en la anchura (0.1e-6)
Vs(1,:)=weak2(Id,W+0.1e-6,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(2,:)=weak2(Id,W-0.1e-6,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en la longitud (0.1e-6)
Vs(3,:)=weak2(Id,W,L+0.1e-6,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(4,:)=weak2(Id,W,L-0.1e-6,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en TOX (8%)
Vs(5,:)=weak2(Id,W,L,TOX*1.08,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(6,:)=weak2(Id,W,L,TOX*0.92,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en NSUB (20%)
Vs(7,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB*1.2,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(8,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB*0.8,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en U0 (6%)
Vs(9,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0*1.06,T,VTO,LD,WD);
Vs(10,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0*0.94,T,VTO,LD,WD);

% Error en T (1)
Vs(11,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T+1,VTO,LD,WD);
Vs(12,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T-1,VTO,LD,WD);

% Error en VTO (20%)
Vs(13,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO*1.2,LD,WD);
Vs(14,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO*0.8,LD,WD);

```



```

% Error en LD (100%)
Vs(15,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,LD*2,WD);
Vs(16,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,0,WD);

% Error en WD (65 %)
Vs(17,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,LD,WD*1.65);
Vs(18,:)=weak2(Id,W,L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,LD,WD*0.35);

semilogx(Id,Vs)
title('Tension de salida frente a corriente')
xlabel('Corriente, Id (A)')
ylabel('Tension de salida, Vs (V)')

for nn=1:2:17
    text(Id(nn),Vs(nn,nn),[params((nn+1)/2,:), '1'])
    text(Id(nn),Vs(nn+1,nn),[params((nn+1)/2,:), '2'])
end

```

B.3.2 No uniformidad en la pendiente y offset

```

% No uniformidad en la pendiente y el offset
clear
format long

% Parametros de diseno:
%W=3e-6;          % m
W=logspace(-6,-4,20); %m
L=1.5e-6;         % m
TOX=170e-10;     % m
NSUB=7e16*1e6;   % 1/m^3
UO=470e-4;       % m^2/(V.s)
T=300;           % K
VTO=0.75;        % V
LD=0.1e-6;       % m
WD=0.12e-6;      % m

% Polarizacion:
Id=logspace(-12,-6,10);
%Id=1e-10;

params=['W ','L ','TO ','NS ','UO ','T ','VT ','LD ','WD'];
Vs=ones(9*2,size(Id,2));

S=ones(19,size(W,2));
offset=ones(19,size(W,2));

for idx=1:size(W,2)
    Vsm=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,UO,T,VTO,LD,WD);
    aux=polyfit(log10(Id),Vsm,1);
    S(19,idx)=aux(1);
    offset(19,idx)=aux(2);
end

```

```

Idfix=1e-10/1e-6/1e-6*W(idx)*W(idx);
% Error en la anchura (0.1e-6)
Vs(1,:)=weak2(Id,W(idx)+0.1e-6,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(2,:)=weak2(Id,W(idx)-0.1e-6,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(1,idx)=weak2(Idfix,W(idx)+0.1e-6,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(2,idx)=weak2(Idfix,W(idx)-0.1e-6,L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en la longitud (0.1e-6)
Vs(3,:)=weak2(Id,W(idx),L+0.1e-6,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(4,:)=weak2(Id,W(idx),L-0.1e-6,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(3,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L+0.1e-6,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(4,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L-0.1e-6,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en TOX (8%)
Vs(5,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX*1.08,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(6,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX*0.92,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(5,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX*1.08,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(6,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX*0.92,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en NSUB (20%)
Vs(7,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB*1.2,U0,T,VTO,LD,WD);
Vs(8,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB*0.8,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(7,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB*1.2,U0,T,VTO,LD,WD);
offset(8,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB*0.8,U0,T,VTO,LD,WD);

% Error en U0 (6%)
Vs(9,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0*1.06,T,VTO,LD,WD);
Vs(10,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0*0.94,T,VTO,LD,WD);
offset(9,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0*1.06,T,VTO,LD,WD);
offset(10,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0*0.94,T,VTO,LD,WD);

% Error en T (1)
Vs(11,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T+1,VTO,LD,WD);
Vs(12,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T-1,VTO,LD,WD);
offset(11,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T+1,VTO,LD,WD);
offset(12,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T-1,VTO,LD,WD);

% Error en VTO (20%)
Vs(13,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO*1.2,LD,WD);
Vs(14,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO*0.8,LD,WD);
offset(13,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO*1.2,LD,WD);
offset(14,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO*0.8,LD,WD);

% Error en LD (100%)
Vs(15,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD*2,WD);
Vs(16,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,0,WD);
offset(15,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD*2,WD);
offset(16,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,0,WD);

% Error en WD (65%)
Vs(17,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD*1.65);
Vs(18,:)=weak2(Id,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD*0.35);

```

```
offset(17,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD*1.65);
offset(18,idx)=weak2(Idfix,W(idx),L,TOX,NSUB,U0,T,VTO,LD,WD*0.35);

    for nn=1:18
        aux=polyfit(log10(Id),Vs(nn,:),1);
        S(nn,idx)=aux(1);
    end
end

figure(1)

%semilogx(Id,Vsm)
semilogx(W,S)
title('Pendiente frente a anchura de canal')
xlabel('Anchura del canal W (m)')
ylabel('Pendiente de la curva (V/dec)')

for nn=1:2:17
    text(W(nn),S(nn,nn),[params((nn+1)/2,),'1'])
    text(W(nn),S(nn+1,nn),[params((nn+1)/2,),'2'])
end

figure(2)

semilogx(W,offset)
title('Offset frente a anchura de canal')
xlabel('Anchura del canal W (m)')
ylabel('Offset de la curva (V)')

for nn=1:2:17
    text(W(nn),offset(nn,nn),[params((nn+1)/2,),'1'])
    text(W(nn),offset(nn+1,nn),[params((nn+1)/2,),'2'])
end
```


Apéndice C

Descripciones Spice para simulación

En este apéndice se recogen los listados de las descripciones del circuito del sensor para simulación. El lenguaje es el general de Spice con algunas modificaciones ya que ha sido adaptado para el Pspice que ha sido el simulador utilizado. Las diferencias con el Spice de Berkley son casi inexistentes por lo que es fácilmente portable a otros simuladores de tipo Spice.

C.1 Descripción del sensor

El siguiente listado corresponde a la descripción general del sensor incluyendo la célula básica, circuitos de selección, cargas parásitas, etc.

La celula basica

```
* [NA] nivel 2, ND nivel 3
```

```
.INC includes\ntyp.inc  
.INC includes\ptyp.inc  
.LIB includes\selec.lib
```

```
.PARAM n=1  
.PARAM length=1.5U  
.PARAM pi=3.1415926538  
.PARAM rows=56  
.PARAM pixels=128  
.PARAM sizex=13.8U  
.PARAM sizey=14.0U  
.PARAM a={sizex*pixels/2/pi}  
.PARAM b={log(1+sizey/a)}
```

```

.PARAM factor={a*exp(b*n)*(exp(b)-1)/sizey} ; exp(b*n)
.PARAM width={factor*sizey-11U}
.PARAM arealuz=
+{a*a*pi*(exp(2*b*(n+1))-exp(2*b*n))/pixels-1U*163.1U-1U*8U*n-1U*0.45U*n}
.PARAM areanorm={arealuz/(a*a*pi*(exp(2*b)-1)/pixels-1U*163.1U)}

VDD vdd gnd DC=5V
Vgnd gnd 0 DC=0V

Vluz vlight gnd DC=10pV ; variara simulando diferentes intensidades de luz
** SIN {5n+10p} 5n 50Hz
** PULSE ({minv} 100n 5ns {tr} {tf} {10u} {180u})
** AC 100pV
Gluz vs1 gnd VALUE={V(vlight)*areanorm}
Diodo gnd vs1 DNPLUS {arealuz}

MN1 vdd vdd vs1 gnd ND L=1.5U W={width}
+ AD={2U*width} AS={arealuz} PD={4U+2*width} PS={sqrt(arealuz)*4}
+ NRS={1.5U/width} NRD={1.5U/width}

MN2 vdd vs1 vs2 gnd ND L=1U W=3U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD=10U PS=10U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
MN3 vs2 vselcir vout gnd ND L=1U W=1U
+ AD={2U*1U} AS={2U*1U} PD=6U PS=6U
+ NRS={1.5} NRD={1.5}

Diodop gnd vs1p DNPLUS {arealuz}
MN1p vdd vdd vs1p gnd ND L=1.5U W={width}
+ AD={2U*width} AS={arealuz} PD={4U+2*width} PS={sqrt(arealuz)*4}
+ NRS={1.5U/width} NRD={1.5U/width}
MN2p vdd vs1p vs2p gnd ND L=1U W=3U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD=10U PS=10U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
MN3p vs2p gnd vout1 gnd ND L=1U W=1U M=56 ; gnd=prim aprox.
+ AD={2U*1U} AS={2U*1U} PD=6U PS=6U
+ NRS={1.5} NRD={1.5}

MNbias vout1 nbias gnd gnd ND L=1U W=3U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD=10U PS=10U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
Rnbias1 vdd nbias 5k ;5k
Rnbias2 nbias gnd 1k

Rshout vout1 vout {25m*4m/2u}

MNlarg1 med vout1 uit1 gnd ND L=1U W=100U
+ AD={2U*100U} AS={2U*100U} PD=104U PS=104U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
MNlarg2 uit2 vselrad med gnd ND L=1U W=100U
+ AD={2U*100U} AS={2U*100U} PD=104U PS=104U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}

```

```

* Para conectar a los largos de carga
Diodo1p gnd vs1lp DNPLUS {arealuz}
MN1lp vdd vdd vs1lp gnd ND L=1U W={width}
+ AD={2U*width} AS={arealuz} PD={4U+2*width} PS={sqrt(arealuz)*4}
+ NRS={1.5U/width} NRD={1.5U/width}
MN2lp vdd vs1lp vs2lp gnd ND L=1U W=3U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD=10U PS=10U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
MN3lp vs2lp vselcir voutlp gnd ND L=1U W=1U M=127
+ AD={2U*1U} AS={2U*1U} PD=6U PS=6U
+ NRS={1.5} NRD={1.5}

MNlarg1p medo voutlp uit1 gnd ND L=1U W=100U M=127
+ AD={2U*100U} AS={2U*100U} PD=104U PS=104U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
MNlarg2p uit2 gnd medo gnd ND L=1U W=100U M=127 ; gnd=prim aprox.
+ AD={2U*100U} AS={2U*100U} PD=104U PS=104U
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}

* Seleccion:
Xradial vselrad1 vselrad selradio
Xcircul vselcir2 vselcir1 yselec selcircun
Rshcir vselcir1 vselcir {22*pi*4m/1.2u+25m*4m/2u} ;parasita en la seleccion

* Fuera del chip:
.PARAM tr=50ns
.PARAM tf=50ns
.PARAM perrad=40us
.PARAM altrad={2*(perrad-tr-tf)/3}
.PARAM percir=100us
.PARAM altcir={2*(percir-tr-tf)/3}

Vselradial vselrad1 gnd DC=0V
** PULSE (0 5 5ns {tr} {tf} {altrad} {perrad})
+ PULSE (5 0 5ns {tr} {tf} {altrad} {perrad})

Vysel yselec 0 DC=5v
** PULSE (0 5 5ns {tr} {tf} {altrad+10u} {perrad+20u})
Vselcircun vselcir2 gnd DC=0V
** PULSE (0 5 5ns {tr} {tf} {altcir} {percir})
** PULSE (5 0 5ns {tr} {tf} {altcir} {percir})

.PARAM amplif 1k
*R1 vdd uit2 {amplif} ; 10k
R1 vdd uit2 10k
Vr2 uit1 gnd DC=0.85
*R2 uit1 gnd 10k

* Analisis

*.DC DEC Vluz 1p 1u 3 Vnbias 1 3 0.2
*.DC DEC Vluz 1p 1u 3 Vr2 0.6 1 0.05
*.DC DEC Vluz 1p 1u 3

```

```

.STEP DEC Vluz 10p 0.1u 2
.TRAN 10us 200us
*.TRAN 10u 300u
*.PARAM minv 10p
*.STEP DEC PARAM minv 10p 100n 1
*.TRAN 0.1ms 40ms
*.DC vselcircun 1v 3v 0.1

*.STEP PARAM n 0 56 4
*.STEP PARAM n LIST 0 1 2 3 4 6 8 10 14 18 24 30 36 44 56
*.STEP PARAM amplif 1k 20K 1k
*.TF V([uit2]) Vluz
Ipol uit1 uit2 AC 1mA
*.AC DEC 10 10Hz 100MEGhz
*.NOISE V([uit2]) Vluz

.OP
.PROBE

.OPTION ITL1=4000 ITL2=4000 ITL5=800000 NOMOD NOPAGE LIMPTS=3000
.OPTION VNTOL=10UV PIVTOL=1E-18
.OPTION ABSTOL=1FA

```

C.2 Librería de subcircuitos

Las partes de selección del sensor fueron modeladas utilizando subcircuitos para no sobrecargar la descripción del sensor y en aras de una mayor claridad.

Circuito de seleccion de radio

* Para ptype: [PLA],[PHA] nivel 2, y [PHD] nivel 3.

```

.SUBCKT selradio selradin selradout
Valim vdd 0 5v
MPbias vdd vpbias selradout vdd [PHD] L=1U W=10U
+ AD={2U*10U} AS={2U*10U} PD={4U+20U} PS={24U}
+ NRS={1.5U/10U} NRD={1.5U/10U}
Mnse1 selradout selradin 0 0 ND L=1U W=3U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD={4U+6U} PS={10U}
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
Mnse1c selradout 0 0 0 ND L=1U W=3U M=6
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD={4U+6U} PS={10U}
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
R1 vdd vpbias 10K
R2 vpbias 0 12K
.ENDS

```

```

.SUBCKT selcircun selcirin selcirout yselec

```



```

Valim vdd 0 5v
MPbias vdd vpbias out1 vdd [PHD] L=1U W=10U
+ AD={2U*10U} AS={2U*10U} PD={4U+20U} PS={24U}
+ NRS={1.5U/10U} NRD={1.5U/10U}
Mnssel out1 selcirin 0 0 ND L=1U W=3U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD={4U+6U} PS={10U}
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
Mnsselc out1 0 0 0 ND L=1U W=3U M=6
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD={4U+6U} PS={10U}
+ NRS={1.5U/3U} NRD={1.5U/3U}
R1 vdd vpbias 10K
R2 vpbias 0 12K
Xinv1 out1 out2 inv
Mnmux out2 yselec out3 0 ND W=10U L=1U
+ AD={2U*10U} AS={2U*10U} PD={4U+10U} PS={14U}
+ NRS={1.5U/10U} NRD={1.5U/10U}
Mpinv vdd out3 selcirout vdd [PHD] W=4U L=1U
+ AD={2U*4U} AS={2U*4U} PD={4U+4U} PS={8U}
+ NRS={1.5U/4U} NRD={1.5U/4U}
Mninv selcirout out3 0 0 ND W=10U L=1U
+ AD={2U*10U} AS={2U*10U} PD={4U+10U} PS={14U}
+ NRS={1.5U/10U} NRD={1.5U/10U}
Xinv2 selcirout back inv
Mnback back vdd out3 0 ND W=1.2U L=82U
+ AD={2U*3U} AS={2U*3U} PD={4U+4U} PS={8U}
+ NRS={1.5U/1U} NRD={1.5U/1U}
.ENDS

.SUBCKT inv in out
Valim vdd 0 5v
Mpinv vdd in out vdd [PHD] W=10U L=1U
+ AD={2U*10U} AS={2U*10U} PD={4U+10U} PS={14U}
+ NRS={1.5U/10U} NRD={1.5U/10U}
Mninv out in 0 0 ND W=4U L=1U
+ AD={2U*4U} AS={2U*4U} PD={4U+4U} PS={8U}
+ NRS={1.5U/4U} NRD={1.5U/4U}
.ENDS

```

C.3 Modelos Spice para Mietec 0.7 μm

Los siguientes listados muestran los modelos de simulación utilizados. Corresponden a la tecnología de Mietec 0.7 micras que es la utilizada para la realización del sensor. Si se quisiera utilizar otra tecnología habría que cambiar estos modelos. Los modelos originales que suministra Mietec están son para el simulador Hspice. Las diferencias entre Hspice y Pspice son mínimas, pero existen, por lo que se han tenido que realizar algunas modificaciones en algunos parámetros tal y como muestran los comentarios de los listados.

C.3.1 Modelos para el transistor NMOS

```

* MODEL CARDS BG 11/10/93
* =====
**** C07A : PRELIMINARY TYPICAL MODEL
*
*COX=Eox/TOX
*Eox=33.8 pF/m
*COX=33.8e-12F/m / 170e-10m=1.988e-3F/m2
*KP=34.8e-6A/V2
.MODEL [NA] NMOS LEVEL=2
+ TOX=170E-10 XJ=0.05U NFS=1.2E11
+ VTO=0.75 NSUB=7.0E16 DELTA=2.0
+ UO=470 UCRIT=1.08E5 UEXP=0.124 RSH=480
+ LD=0.1U DELL=0.2U WD=0.12U
** DELW=0 No reconocido por pspice
+ JS=1E-3
** LIS=2 No pspice
** ISTMP=10
+ CJ=5.0E-4 MJ=0.33 CJSW=2.8E-10 MJSW=0.214
+ PB=0.65 FC=0.5 CGSO=2.1E-10 CGDO=2.1E-10
+ KF=1E-28 AF=1
* scalable model
*LA siguiente linea fue comentada por mi, DABA ERROR.
** LAMBDA={0.0085*(3.0e-6-2.0*ld+dell)/(1-2.0*ld+dell)}
* El valor que no se conoce es el de la l, le pongo 1 por ejemplo:
+ LAMBDA={0.0085*(3.0e-6-2.0*0.1U+0.2U)/(1U-2.0*0.1U+0.2U)}
* the following parameters are specific for Eldo / Hspice
** XL=0.2U XW=0U NLEV=0.0
* Es que se llaman de otra manera:
+ DL=0.2U DW=0U
* the following parameters are specific for Anasim
** VJMAXT=5.8 VJMINT=-300M VDSMAXT=5.8
** VGMAXT=5.8 VBMAXT=10M VBMINT=-10M VDMAXL4=0U
** VGMINM=200M VGMAXM=2.5 VDMINM=0 VDMAXM=5.8
** LMIN=1.2U LMAX=10M WMIN=4U WMAX=10M
*
.MODEL ND NMOS LEVEL=3
** DEV 5%
+ TOX=170E-10 XJ=0.05U NFS=1.2E11
+ VTO=0.75 NSUB=7.0E16 DELTA=1.0
+ UO=470 THETA=0.0791 RSH=480
+ KAPPA=0.001 ETA=0.0052 VMAX=1.94E5
+ LD=0.1U DELL=0.2U WD=0.12U
** DELW=0 No reconocido por pspice
+ JS=1E-3
** LIS=2 No pspice
** ISTMP=10
+ CJ=5.0E-4 MJ=0.33 CJSW=2.8E-10 MJSW=0.214
+ PB=0.65 FC=0.5 CGSO=2.1E-10 CGDO=2.1E-10
+ KF=1E-28 AF=1
* the following parameters are specific for Eldo / Hspice

```

```

** XL=0.2U          XW=0U          NLEV=0.0
* Es que se llaman de otra manera:
+ DL=0.2U          DW=0U
* the following parameters are specific for Anasim
** VJMAXT=5.8      VJMINT=-300M    VDSMAXT=5.8
** VGMAXT=5.8      VBMAXT=10M      VBMIN=-10M      VDMAXL4=0U
** LMIN=0.7U       LMAX=0.7U       WMIN=4U           WMAX=10M
*
*
* NA MODEL ACCURATE IDS, GM AND GDS
* ( IDS ERROR TYPICALLY < 15%,
*   GDS(SIM)/GDS(MEAS) TYPICALLY BETWEEN 0.5 AND 2)
*   FOR |VGS-VTH| : 200MV ... 2V
*   |VDS|      > |VGS| AND BELOW IMPACT IONISATION REGION
*   !!! IMPACT IONISATION IS NOT INCLUDED IN LEVEL=2 MODEL
*   FOR L>=1.2U AND W>=4U
*
* ND MODEL ACCURATE IDS FOR VGS UP TO 5V
* ( IDS ERROR TYPICALLY < 15%)
*   FOR L=0.7U AND W>=4U
*
* LAMBDA IS SPECIFIED FOR A TRANSISTOR WITH L=3U
* LAMBDA FOR L<>3U :
*   LAMBDA = (LAMBDA_L=3) * (3E-6 - 2*LD + DELL) / (L - 2*LD + DELL)
*
* RSH IS VALID FOR A TRANSISTOR WITH
*   MINIMAL DISTANCE BETWEEN GATE EDGE AND SOURCE(DRAIN) CONTACT
*   MAXIMAL NUMBER OF CONTACTS FOR THE GIVEN W
*   !!! DO NOT FORGET TO SPECIFY NRS AND NRD
*   NRS = A / W
*   WITH A = DISTANCE BETWEEN GATE EDGE AND CONTACT CENTER
*   THE DEFAULT NRS,NRD ARE CALCULATED WITH 'A' MINIMAL
*   !!! FOR A TRANSISTOR, WITH NON-MINIMUM DISTANCE ,
*   RS, RD WILL BE OVERESTIMATED
*
* FOR KF THE SAME VALUE AS IN C12 IS SPECIFIED; THIS IS TO BE USED
* AS A BEST GUESS
*
.MODEL DVSS D
*
*{EN1_TYP} HCMOS4T -ENR-N TYP 91          5-may-91
* #STSPICE 2.1.c      #ELDO 4.1

*
*{DNPLUS_TYP} N+/PWELL diode model
* #STSPICE 2.1.c      #ELDO 4.0.8
.MODEL DNPLUS
+D IS=3E-7
* +ISW=6E-11 No Pspice
+CJO=2.74E-4 M=0.520
* +CSO=4.937E-10 No pspice
* +MS=0.352 No pspice
+VJ=0.8

```

```

*
*{DNPLUS_TYP} N+/PWELL diode model
* #STSPICE 2.1.c      #ELDO 4.0.8
.MODEL N
+D IS=3E-7
**ISW=6E-11
+CJO=2.74E-4 M=0.520
**CSO=4.937E-10 No pspice
**MS=0.352 No pspice
+VJ=0.8
*

```

C.3.2 Modelos para el transistor PMOS

```

* MODEL CARDS BG 11/10/93
* =====
**** C07A : PRELIMINARY TYPICAL MODEL
*
.MODEL [PLA] PMOS LEVEL=2
+ TOX=170E-10 XJ=0.05U NFS=3.7E11
+ VTO=-0.7 NSUB=3.5E16 DELTA=2.6
+ UO=173 UCRIT=1.3E5 UEXP=0.252 RSH=900
+ LD=0.06U DELL=0.15U WD=0.2U
** DELW=0 No pspice
+ JS=1E-3
** LIS=2 No pspice
** ISTMP=10
+ CJ=6.0E-4 MJ=0.468 CJSW=3.6E-10 MJSW=0.302
+ PB=0.78 FC=0.5 CGSO=1.2E-10 CGDO=1.2E-10
+ KF=4E-30 AF=1
* scalable model
** LAMBDA={0.011*(3.0e-6-2.0*ld+dell)/(1-2.0*ld+dell)}
+ LAMBDA={0.011*(3.0e-6-2.0*0.06u+0.15u)/(1u-2.0*0.06u+0.15u)}
* the following parameters are specific for Eldo / Hspice
** XL=0.15U XW=0U NLEV=0.0
* the following parameters are specific for Anasim
** VJMAXT=5.8 VJMINT=-300M VDSMAXT=5.8
** VGMAXT=5.8 VBMAXT=5.8 VBMINT=-300M VDMAXL4=0U
** VGMINM=200M VGMAXM=2.5 VDMINM=0 VDMAXM=5.8
** LMIN=1.2U LMAX=10M WMIN=4U WMAX=10M
*
*
.MODEL [PHA] PMOS LEVEL=2
+ TOX=170E-10 XJ=0.05U NFS=5.2E10
+ VTO=-1.00 NSUB=3.5E16 DELTA=2.0
+ UO=148 UCRIT=1.3E5 UEXP=0.252 RSH=1000
+ LD=0.06U DELL=0.15U WD=0.2U
** DELW=0 No pspice
+ JS=1E-3
** LIS=2 No pspice
** ISTMP=10

```

```

+ CJ=6.0E-4      MJ=0.468      CJSW=3.6E-10   MJSW=0.302
+ PB=0.78       FC=0.5       CGSO=1.2E-10   CGDO=1.2E-10
+ KF=4E-30      AF=1
* scalable model
** LAMBDA={0.010*(3.0e-6-2.0*ld+dell)/(1-2.0*ld+dell)}
+ LAMBDA={0.010*(3.0e-6-2.0*0.06u+0.15u)/(1u-2.0*0.06u+0.15u)}
* the following parameters are specific for Eldo / Hspice
** XL=0.15U     XW=0U         NLEV=0.0
* the following parameters are specific for Anasim
** VJMAXT=5.8   VJMINT=-300M   VDSMAXT=5.8
** VGMAXT=5.8   VBMAXT=5.8    VBMINT=-300M   VDMAXL4=0U
** VGMINM=200M  VGMAXM=2.5     VDMINM=0       VDMAXM=5.8
** LMIN=1.2U    LMAX=10M      WMIN=4U        WMAX=10M
*
*
.MODEL PHD      PMOS      LEVEL=3
+ TOX=170E-10   XJ=0.05U       NFS=5.2E10
+ VTO=-1.00     NSUB=3.5E16    DELTA=1.0
+ UO=148        THETA=0.1304   RSH=1000
+ KAPPA=0.001   ETA=0.03       VMAX=7.2E5
+ LD=0.06U      DELL=0.15U     WD=0.2U
** DELW=0 No pspice
+ JS=1E-3
** LIS=2 No pspice
** ISTMP=10
+ CJ=6.0E-4      MJ=0.468      CJSW=3.6E-10   MJSW=0.302
+ PB=0.78       FC=0.5       CGSO=1.2E-10   CGDO=1.2E-10
+ KF=4E-30      AF=1
* the following parameters are specific for Eldo / Hspice
** XL=0.15U     XW=0U         NLEV=0.0
* the following parameters are specific for Anasim
** VJMAXT=5.8   VJMINT=-300M   VDSMAXT=5.8
** VGMAXT=5.8   VBMAXT=5.8    VBMINT=-300M   VDMAXL4=0U
** LMIN=0.7U    LMAX=0.7U     WMIN=4U        WMAX=10M
*
*
*
* PLA MODEL ACCURATE IDS, GM AND GDS
* ( IDS ERROR TYPICALLY < 15%,
*   GDS(SIM)/GDS(MEAS) TYPICALLY BETWEEN 0.5 AND 2)
*   FOR |VGS-VTH| : 200MV ... 2V
*   |VDS|      > |VGS|
*   FOR L>=1.2U AND W>=4U
*
* PHA MODEL ACCURATE IDS, GM AND GDS
* ( IDS ERROR TYPICALLY < 15%)
*   FOR |VGS-VTH| : 200MV ... 2V
*   |VDS|      > |VGS|
*   FOR L>=1.2U AND W>=4U
*
* PHD MODEL ACCURATE IDS FOR VGS UP TO 5V
* ( IDS ERROR TYPICALLY < 15%)
*   FOR L=0.7U AND W>=4U

```

```

*
* LAMBDA IS SPECIFIED FOR A TRANSISTOR WITH L=3U
* LAMBDA FOR L<>3U :
*   LAMBDA = (LAMBDA=3) * (3E-6 - 2*LD + DELL) / (L - 2*LD + DELL)
*
* RSH IS VALID FOR A TRANSISTOR WITH
*   MINIMAL DISTANCE BETWEEN GATE EDGE AND SOURCE(DRAIN) CONTACT
*   MAXIMAL NUMBER OF CONTACTS FOR THE GIVEN W
*   !!! DO NOT FORGET TO SPECIFY NRS AND NRD
*   NRS = A / W
*   WITH A = DISTANCE BETWEEN GATE EDGE AND CONTACT CENTER
*   THE DEFAULT NRS,NRD ARE CALCULATED WITH 'A' MINIMAL
*   !!! FOR A TRANSISTOR, WITH NON-MINIMUM DISTANCE ,
*   RS,RD WILL BE OVERESTIMATED
*
* FOR KF THE SAME VALUE AS IN C12 IS SPECIFIED; THIS IS TO BE USED
* AS A BEST GUESS
*
.MODEL DVDD D
*{EP1_TYP} HCMOS4T   -ENR-P   TYP 91           5-may-91
* #STSPICE 2.1.c     #ELDO 4.1

*
*{DPPLUS_TYP} P+/NWELL diode model
* #STSPICE 2.1.c     #ELDO 4.0.8
.MODEL DPPLUS
+D IS=2E-8
*+ISW=7E-11 No pspice
+CJO=7.27E-4 M=0.568
*+CSO=1.831E-10 No pspice
*+MS=0.377 No pspice
+VJ=0.8
*
*{DPPLUS_TYP} P+/NWELL diode model
* #STSPICE 2.1.c     #ELDO 4.0.8
.MODEL P
+D IS=2E-8
* +ISW=7E-11 No pspice
+CJO=7.27E-4 M=0.568
*+CSO=1.831E-10 No pspice
*+MS=0.377 No pspice
+VJ=0.8

```

Parte VI
Bibliografía

Bibliografía

- [ABD⁺91] S. Anderson, W.H. Bruce, P.B. Denyer, D. Renshaw, and G. Wang. A single chip sensor & image processor for fingerprint verification. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pages 12.1.1–12.1.4, 1991.
- [AO87] Philippe Aubert and Henri Oguey. An application specific integrated circuit (ASIC) with CMOS-Compatible light sensors for an optical position encoder. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pages 712–716, 1987.
- [Aro93] Narain Arora. *MOSFET Models for VLSI Circuit Simulation, Theory and Practice*. Springer-Verlag, 1993.
- [Bar92] Derek N. Barboza. Design of the driver electronics for a CCD retinal sensor. Technical report, University of Pennsylvania, Department of Electrical Engineering, April 1992.
- [BG93] Manju Bhatia and R.S. Gupta. Comments on “inverse-narrow-width effects and small-geometry MOSFET threshold voltage model”. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 40(3):681–682, March 1993.
- [BK88] E. Bronckaers and G. Kreider. Description of the retinal sensor, reviewed report. Technical report, IMEC, August 1988.
- [BM76] H.K. Burke and G.J. Michon. Charge injection imaging: Operation techniques and performance characteristics. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 11:121–127, 1976.
- [BPK⁺96] J.A. Boluda, F. Pardo, T. Kayser, J.J. Pérez, and J. Pelechano. A new foveated space-variant camera for robotic applications. In *IEEE, International Conference on Electronics Circuits And Systems, ICECS'96*, pages 680–683, Rodos, Greece, October 1996.
- [BPP⁺96] J.A. Boluda, F. Pardo, J.J. Pérez, J. Domingo, and J. Pelechano. Seguimiento de objetos mediante una cámara log-polar con movimiento propio. In *XVII Jornadas de Automática*, pages 179–184, Santander, España, Septiembre 1996.

- [BS70] W. Boyle and G. Smith. Charge coupled semiconductor devices. *Bell Syst. Tech. J.*, 49:587–593, 1970.
- [BSV96a] A. Bernardino and J. Santos-Victor. Sensor geometry for dynamic vergence: characterization and performance analysis. In *Workshop of Performance characteristics of vision algorithms, ECCV'96*, April 1996.
- [BSV96b] A. Bernardino and J. Santos-Victor. Vergence control for robotic heads using log-polar images. In *IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems, IROS'96*, Osaka, Japan, November 1996.
- [BZD93a] T. Bernard, B. Zavidovique, and F. Devos. A programmable artificial retina. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 28(7):789–798, July 1993.
- [BZD93b] T. Bernard, B. Zavidovique, and F. Devos. A programmable artificial retina. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 28(7):789–798, July 1993.
- [Cas85] Justiniano Casas. *Óptica*, 1985.
- [CGK90] L. Richard Carley, Andrew Gruss, and Takeo Kanade. Integrated sensor and rangefinding analog signal processor. *IEEE 1990 Custom Integrated Circuits Conference*, pages 7.1.1–7.1.6, 1990.
- [CL83] S.G. Chamberlain and J.P.Y. Lee. A novel wide dynamic range silicon photodetector and linear imaging array. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pages 441–445, 1983.
- [CL84] Savvas G. Chamberlain and Jim P.Y. Lee. A novel wide dynamic range silicon photodetector and linear imaging array. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 31(2):175–182, February 1984.
- [CPGS93] C. Capurro, F. Panerai, E. Grosso, and G. Sandini. A binocular active vision system using space variant sensors: Exploiting autonomous behaviors for space application. In *Third Int. Conference on Digital Signal Processing*, Nicosia, Cyprus, July 1993.
- [CPS96] C. Capurro, F. Panerai, and G. Sandini. Vergence and tracking fusing log-polar images. In *Int. Conf. on Pattern Recognition, ICPR'96*, Wien, august 1996.
- [CV92] M. Campani and A. Verri. Motion analysis from first-order properties of optical flow. *CVGIP: image understanding*, 56, N. 1:90–107, 1992.
- [Dan95a] K. Daniilidis. Computation of 3D-motion parameters using the log-polar transform. In *Int. Conf. on Computer analysis of images and patterns, CAIP'95*, pages 82–89, 1995.

- [Dan95b] K. Daniilidis. Optical flow computation in the log-polar plane. In *Int. Conf. on Computer analysis of images and patterns, CAIP'95*, pages 65–72, 1995.
- [DBC⁺90] I. Debusschere, E. Bronckaers, C. Claeys, G. Kreider, J. Van der Spiegel, G. Sandini, P. Dario, F. Fantini, B. Bellutti, and G. Soncini. A retinal CCD sensor for fast 2D shape recognition and tracking. *Sensors and Actuators*, pages 456–460, 1990.
- [DKHS96] K. Daniilidis, Ch. Krauss, M. Hansen, and G. Sommer. Real time tracking of moving objects with an active camera. *Journal of real time imaging*, 1996.
- [dR89] Carlos Sánchez del Río. *Análisis de Errores*. Temas de la física de hoy. EUDEMA, 1989.
- [DSM⁺96] Bart Dierickx, Danny Scheffer, Guy Meynants, Werner Ogiens, and Jan Vlummens. Random addressable active pixel image sensors. In *SPIE European Symposium on Advanced Imaging and Network Technologies, AFPAEC'96*, Berlin, Germany, October 1996.
- [DZ91] M. Jamal Deen and Z.P. Zuo. Edge effects in narrow-width MOSFET's. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 38(8):1815–1819, August 1991.
- [ea96] G. Sandini et al. Image-based personal communication based on an innovative space-variant sensor. In *Proc. of the ROMAN Workshop*, Japan, November 1996.
- [ERVDC⁺94] S. Espejo, A. Rodríguez-Vázquez, R. Domínguez-Castro, J.L. Huertas, and E. Sánchez-Sinencio. Smart-pixel cellular neural networks in analog current-mode CMOS technology. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 29(8):895–905, August 1994.
- [FBT93] Brian V. Funt, Michael Brockington, and Frank Tong. Conformal transplantation of lightness to varying resolution sensors. In *Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, pages 563–569, New York, June 1993.
- [FCG95] F. Panerai, C. Capurro, and G. Sandini. Space variant vision for an active camera mount. In *SPIE AeroSense95*, Orlando, Florida USA, April 1995.
- [FCSO93] Robert Forchheimer, Keping Chen, Christer Svensson, and Anders Odmark. Single-chip image sensor with a digital processor array. *Journal of VLSI Signal Processing*, pages 121–131, 1993.

- [FCSQ96] F. Ferrari, J.N. Consorzio, G. Sandini, and P. Questa. TIDE project IBIDEM - Image-based interactive device for effective communication. In *SPIE Advanced Focal Plane Arrays and Electronic Cameras, AFPAEC'96*, Berlin, Germany, October 1996.
- [Fer91] Sanath A. Fernando. Controller chip for the retinal CCD sensor. Technical report, University of Pennsylvania, Department of Electrical Engineering, March 1991.
- [FJPG95a] F.Ferrari, J.Nielsen, P.Questa, and G.Sandini. Space variant imaging. *Sensor Review*, 15(2):17–20, 1995.
- [FJPG95b] F.Ferrari, J.Nielsen, P.Questa, and G.Sandini. Space variant sensing for personal communication and remote monitoring. In *EU-HCM Smart Workshop*, Lisbon, Portugal, April 1995.
- [Fle93] Peter Fletcher. CMOS light-sensor process makes possible low-cost smart machine-vision systems. *Electronic Design*, pages 29–32, June 1993.
- [FS93] Tor A. Fjeldly and Michael Shur. Threshold voltage modeling and the subthreshold regime of operation of short-channel MOSFET's. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 40(1):137–145, January 1993.
- [GCK91] Andrew Gruss, L. Richard Carley, and Takeo Kanade. Integrated sensor and rangefinding analog signal processor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 26(3):184–191, March 1991.
- [GNF92] Marco Ghiretti, Luca Niccolai, and Fausto Fantini. Progettazione di una unità di pilotaggio per un sensore ottico CCD a struttura di campionamento spazio-variante. Technical Report E-1.92, Università di Parma, 1992.
- [GS94] Sudhir M. Gowda and Bing J. Sheu. BSIM_plus: An advanced SPICE model for submicron MOS VLSI circuits. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 13(9):1166–1170, September 1994.
- [HCD82] Hussein I. Hanafi, Lovell H. Camnitz, and Anthony J. Dally. An accurate and simple MOSFET model for computer-aided design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 17(5):882–891, October 1982.
- [HI92a] G.S. Himes and R.M. Iñigo. Automatic target recognition using a neocognitron. *IEEE Transactions on knowledge and data engineering*, 4(2):167–172, April 1992.
- [HI92b] G.S. Himes and R.M. Iñigo. Centroid calculation using neural networks. *SPIE Journal of Electronic Imaging*, 1(1):73–87, January 1992.

- [HM88] Malcolm R. Haskard and Ian C. May. *Analog VLSI design, nMOS and CMOS*. Prentice Hall, 1988.
- [HSDA88] Kelvin Kuey-Lung Hsueh, Julian J. Sanchez, Thomas A. Demassa, and Lex A. Akers. Inverse-narrow-width effects and small-geometry MOSFET threshold voltage model. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 35(3):325–338, March 1988.
- [Hyn88] Jarislav Hyneczek. A new device architecture suitable for high-resolution and high-performance image sensors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 35(5):646–652, May 1988.
- [IHN93] R.M. Iñigo, G.S. Himes, and C.Ñarathong. A neural network visual-tracking system. *Computers Electrical Engineering*, 19(4):299–313, April 1993.
- [IXAM92] R.M. Iñigo, C.Q. Xu, B.C. Arrúe, and E.S. McVey. Hardware-implementable neural network for rotation-scaling invariant pattern classification. *SPIE Journal of Electronic Imaging*, 1(3):293–312, July 1992.
- [JISF93] Christer Jansson, Per Ingelhart, Christer Svensson, and Robert Forchheimer. An addressable 256x256 photodiode image sensor array with an 8-bit digital output. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, pages 37–49, 1993.
- [JS83] Chao-Ren Ji and Chih-Tang Sah. Analysis of the narrow gate effect in submicrometer MOSFET's. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 30(12):1672–1677, December 1983.
- [JS93] Christer Jansson and Christer Svensson. A sensor array for phase and amplitude detection of synchronous modulated light sources. *IEEE proceedings: International Symposium on Circuits and Systems*, pages 164–167, May 1993.
- [KA90] Hiroyoshi Komobuchi and Takao Ando. A novel high-gain image sensor cell based on si p-n APD in charge storage mode operation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 37(8):1861–1868, August 1990.
- [KA93] Fritz J. Kub and Gordon Wood Anderson. Compressing photodetectors for long optical pulses using lateral blooming drain structure. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 40(10):1740–1744, October 1993.
- [KAM⁺93] H. Kawashima, F. Andoh, N. Murata, K. Tanaka, M. Yamawaki, and K. Taketoshi. A 1/4 inch format 250k pixel amplified MOS image sensor using CMOS process. *IEEE IEDM Conference*, pages 575–578, 1993.
- [Kre94] Greg Kreider. *Retina camera manual*. IMEC, March 1994.

- [Man91] J. Mann. Implementing early visual processing in analog VLSI: light adaptation. *SPIE: Visual Information Processing: from neurons to chips*, 1473:128–136, 1991.
- [Met91] Meta-Software. *Hspice user's manual*, 1991.
- [MH88] Lawrence G. Meares and Charles E. Hymowitz. *A Spice Cookbook*. Intusoft, 1988.
- [MKF94] Sunetra Mendis, Sabrina E. Kemeny, and Eric R. Fossum. CMOS active pixel image sensor. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 41(3):452–453, March 1994.
- [MP94] E. Martinuzzi and F. Pardo. DRV II nuova versione della driving unit per il sensore retinico. Technical report, University of Genoa, Dept. of Computing, LIRA Lab, June 1994.
- [MQ93] Enrico Martinuzzi and Paolo Questa. Calcolo del flusso ottico e del tempo all'impatto con un sensore visivo spazio-variante. Master's thesis, Università di Genova, Italy, 1993.
- [MTGS94] R. Manzotti, R. Tiso, E. Grosso, and G. Sandini. Primary ocular movements revisited. Technical Report TR7/94, LIRA-lab, DIST University of Genoa, <http://afrodite.lira.dist.unige.it:81>, 1994.
- [MTH91] A.P. Marriott, Ph. Tsalides, and P.J. Hicks. VLSI implementation of smart imaging system using two-dimensional cellular automata. *IEE PROCEEDINGS-G*, 138(5):582–586, October 1991.
- [MTS⁺91] Toyokazu Mizoguchi, Isao Takayanagi, Etsuro Shimizu, Hidetaka Nakajima, Sakae Hashimoto, Satoshi Yokoyama, Jun ichi Nakamura, and Masaharu Imai. A 250 k-pixel SIT image sensor operating in its high-sensitivity mode. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 38(5):1021–1027, May 1991.
- [Mul91] Karl Heinz Muller. *A Spice Cookbook*. Intusoft, 1991.
- [MW] D.V. McCaughan and J.C. White. *Handbook on Semiconductors - Device Physics - MOS transistors and Memories*, volume 4. World Scientific Publishing Co.
- [MYMH91] Yoshiyuki Matsunaga, Hirofumi Yamashita, Sohei Manabe, and Nozomu Harada. A high-sensitivity MOS photo-transistor for area image sensor. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 38(5):1044–1047, May 1991.
- [NMHY86] T. Nakamura, K. Matsumoto, R. Hyuga, and A. Yusa. A new MOS phototransistor operating in a non-destructive readout mode. *IEEE Tech. Dig.*, page 353, 1986.

- [NOM⁺92] Yoshio Nakamura, Hayao Ohzu, Mamoru Miyawaki, Akira Ishizaki, Tetsunobu Kochi, and Tadahiro Ohmi. Design of bipolar imaging devices (BASIS): Analysis of random noise. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 39(6):1341–1349, June 1992.
- [NOMT91] Yoshio Nakamura, Hayao Ohzu, Mamoru Miyawaki, and Nobuyoshi Tanaka. Design of bipolar imaging devices (BASIS). *IEEE Transactions on Electron Devices*, 38(5):1028–1036, May 1991.
- [NTO79] J. Nisizawa, T. Tamamushi, and T. Ohmi. Static induction transistor image sensor. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 26:1970–1977, December 1979.
- [OKN91] Toshifumi Ozaki, Hajime Kinugasa, and Takashi Nishida. A low-noise line-amplified MOS imaging devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 38(5):969–975, May 1991.
- [Par94] Fernando Pardo. Development of a retinal image sensor based on CMOS technology. Technical Report LIRA-TR 6/94, University of Genoa, Dept. of Computing, LIRA Lab, October 1994. <http://carpanta.eleinf.uv.es>.
- [PBP⁺96a] F. Pardo, J.A. Boluda, J.J. Pérez, B. Dierickx, and D. Scheffer. Design issues on CMOS space-variant image sensors. In *SPIE Proceedings: Advanced Focal Plane Arrays and Electronic Cameras, AFPAEC'96*, volume 2950, pages 98–107, Berlin, Germany, October 1996.
- [PBP⁺96b] F. Pardo, J.A. Boluda, J.J. Pérez, S. Felici, and B. Dierickx. Design of a foveated log-polar image sensor using standard CMOS technology. In *XI Design of Integrated Circuits and Systems, DCIS'96*, pages 49–54, Sitges, Spain, November 1996.
- [PBP⁺96c] F. Pardo, J.A. Boluda, J.J. Pérez, S. Felici, B. Dierickx, and D. Scheffer. Response properties of a foveated space-variant CMOS image sensor. In *IEEE, International Symposium on Circuits And Systems, ISCAS'96*, volume 1, pages 373–376, Atlanta, USA, May 1996.
- [PDS97] F. Pardo, B. Dierickx, and D. Scheffer. CMOS foveated image sensor: Signal scaling and small geometry effects. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(10):1731–1737, October 1997.
- [PDS98] F. Pardo, B. Dierickx, and D. Scheffer. Space-variant non-orthogonal structure CMOS image sensor design. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, (to appear) 1998.
- [PH94] Simon Perkins and Gillian Hayes. Real time optical flow based range sensing in mobile robots. Technical Report DAI-675, Dpto. of Artificial Intelligence, University of Edimburgh, UK, 1994.

- [PITS93] Cong-Kha Pham, Munemitsu Ikegami, Mamoru Tanaka, and Katsufusa Shono. CMOS digital retina chip with multi-bit neurons for image coding. *IEEE proceedings: International Symposium on Circuits and Systems*, pages 2752–2755, May 1993.
- [PM94a] F. Pardo and E. Martinuzzi. FG II new version of the CCD retinal sensor frame grabber. In *EU-HCM SMART Workshop: Semi-autonomous Monitoring and Robotics Technologies*, Ispra, Italy, April 1994.
- [PM94b] F. Pardo and E. Martinuzzi. Hardware environment for a retinal CCD visual sensor. In *EU-HCM SMART Workshop: Semi-autonomous Monitoring and Robotics Technologies*, Ispra, Italy, April 1994.
- [PMSB94] Fernando Pardo, Enrico Martinuzzi, Giulio Sandini, and J.A. Boluda. Sensor retínico espacio variante basado en tecnología CCD. *ACTA, Advanced Computation and Telematics Applications*, 2:19–26, April 1994.
- [PVBF95] F. Pardo, F. Vegara, J.A. Boluda, and S. Felici. Sensores CMOS para robótica e industria: Sensor retínico espacio variante y visión activa. In *Cuarto Congreso AER-ATP*, pages 101–106, Zaragoza, Spain, October 1995.
- [QGS95] Paolo Questa, E. Grossmann, and Giulio Sandini. Camera self orientation and docking maneuver using normal flow. In *Proc. SPIE, Aerosense '95*, Orlando, Florida, April 1995.
- [QS96] P. Questa and G. Sandini. Time to contact computation with a space-variant retina-like CMOS sensor. In *IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems, IROS'96*, Osaka, Japan, November 1996.
- [RD92] Nico Ricquier and Bart Dierickx. Pixel structure with logarithmic response for intelligent and flexible imager architectures. *Microelectronic Engineering*, 19:631–634, 1992.
- [RD93] Nico Ricquier and Bart Dierickx. Addressable imager with a logarithmic response for machine vision. In *ISIROM*. Brussels, 1993.
- [RDWL90a] D. Rensaw, P.B. Denyer, G. Wang, and M. Lu. ASIC image sensors. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 3038–3041, 1990.
- [RDWL90b] D. Rensaw, P.B. Denyer, G. Wang, and M. Lu. ASIC vision. In *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pages 7.3.1–7.3.4, 1990.
- [Saha] Chih-Tang Sah. *Fundamentals of Solid-State Electronics*. World Scientific Publishing Co.

- [Sahb] Chih-Tang Sah. *Fundamentals of Solid-State Electronics—Study Guide*. World Scientific Publishing Co.
- [SC79] David B. Scott and Savvas G. Chamberlain. A calibrated model for the subthreshold operation of a short channel MOSFET including surface states. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 14(3):633–644, June 1979.
- [Sch87] Dieter K. Schroder. *Advanced MOS Devices*. Modular Series on Solid State Devices. Addison-Wesley Publishing Company, 1987.
- [SDP+96] D. Scheffer, B. Dierickx, F. Pardo, J. Vlummens, G. Meynants, and L. Hermans. Log-polar image sensor in CMOS technology. In *SPIE Proceedings: Vision Systems: Sensors, Sensor Systems, and Components*, volume 2784, pages 2–11, Besancon, France, June 1996.
- [SGL93] Ulrich Seger, Heinz-Gerd Graf, and Marc E. Landgraf. Vision assistance in scenes with extreme contrast. *IEEE Micro*, pages 50–56, February 1993.
- [Sha93] Jack Shandle. Retina-like image sensor promises real-time systems. *Electronic Design*, pages 33–34, May 1993.
- [SSV96] C. Silva and J. Santos-Victor. Geometric approach for egomotion estimation using normal flow. In *Int. Symposium on Intelligent Robotics Systems, SIRS'96*, Lisbon, Portugal, July 1996.
- [Sze81] S.M. Sze. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & sons, 1981.
- [Tay78] Geoffrey W. Taylor. Subthreshold conduction in MOSFET's. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 25(3):337–350, March 1978.
- [THS+90] Nobuyoshi Tanaka, Seiji Hashimoto, MAhito Shinohara, Shighetoshi Sugawa, Masakazu Morishita, Shigeyuki Matsumoto, Yoshio Nakamura, and Tadahiro Ohmi. A 310K pixel bipolar imager (BASIS). *IEEE Transactions on Electron Devices*, 37(4):964–971, April 1990.
- [TS91a] M. Tistarelli and G. Sandini. Direct stimation of time-to-impact from optical flow. In *IEEE workshop on visual motion*, Princeton, New Jersey, October 1991.
- [TS91b] M. Tistarelli and G. Sandini. On the advantages of polar and log-polar mapping for direct estimation of time-to-impact from optical flow. *IEEE Trans. on PAMI*, PAMI-15, No. 4:401–410, 1991.
- [TS92] M. Tistarelli and G. Sandini. Dynamic aspects in active vision. *CVGIP: Image Understanding*, 56 No.1:108–129, 1992.

- [TS94] Yannis P. Tsividis and Ken Suyama. MOSFET modeling for analog circuit CAD: Problems and prospects. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 29(3):210–216, March 1994.
- [Tsi87] Yannis P. Tsividis. *Operation and Modeling of the THE MOS TRANSISTOR*. Electrical Engineering. McGraw-Hill, 1987.
- [Tui92] Paul W. Tuinenga. *A guide to circuit simulation & analysis using Pspice*. Prentice Hall, second edition, 1992.
- [TY94] Hilary Tunley and David Young. First order optic flow from log-polar sampled images. In *European Conference on Computer Vision*, Stockholm, May 1994.
- [VKC⁺89] J. Van der Spiegel, G. Kreider, C. Claeys, I. Debusschere, G. Sandini, P. Dario, F. Fantini, P. Belluti, and G. Soncini. *A Foveated Retina-Like Sensor using CCD Technology*. Kluwer Academic, Boston, 1989.
- [Wan86] Cheng T. Wang. A threshold voltage expression for small-size MOSFET's based on an approximate three dimensional analysis. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 33(1):160–164, January 1986.
- [WRL95] Robert Wodnicki, Gordon W. Roberts, and Martin D. Levine. A foveated image sensor in standard CMOS technology. In *Custom Integrated Circuits Conference*, Santa Clara, California, May 1995.
- [XIM91] C.Q. Xu, R.M. Inigo, and E.S. McVey. A combined approach for large-scaling pattern recognition with translational, rotational and scaling invariances. *SPIE, Automatic Object Recognition*, 1471:378–389, 1991.
- [YPGD91] Orly Yadid-Pecht, Ran Ginosar, and Yosi Shacham Diamand. A random access photodiode array for intelligent image capture. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 38(8):1772–1780, August 1991.

Publicaciones con relación a la tesis

- [PM94a] F. Pardo and E. Martinuzzi. FG II new version of the CCD retinal sensor frame grabber. In *EU-HCM SMART Workshop: Semi-autonomous Monitoring and Robotics Technologies*, Ispra, Italy, April 1994.
- [PM94b] F. Pardo and E. Martinuzzi. Hardware environment for a retinal CCD visual sensor. In *EU-HCM SMART Workshop: Semi-autonomous Monitoring and Robotics Technologies*, Ispra, Italy, April 1994.
- [PVBF95] F. Pardo, F. Vegara, J.A. Boluda, and S. Felici. Sensores CMOS para robótica e industria: Sensor retínico espacio variante y visión activa. In *Cuarto Congreso AER-ATP*, pages 101–106, Zaragoza, Spain, October 1995.
- [PBP⁺96c] F. Pardo, J.A. Boluda, J.J. Pérez, S. Felici, B. Dierickx, and D. Scheffer. Response properties of a foveated space-variant CMOS image sensor. In *IEEE, International Symposium on Circuits And Systems, ISCAS'96*, volume 1, pages 373–376, Atlanta, USA, May 1996.
- [SDP⁺96] D. Scheffer, B. Dierickx, F. Pardo, J. Vlummens, G. Meynants, and L. Hermans. Log-polar image sensor in CMOS technology. In *SPIE Proceedings: Vision Systems: Sensors, Sensor Systems, and Components*, volume 2784, pages 2–11, Besancon, France, June 1996.
- [BPP⁺96] J.A. Boluda, F. Pardo, J.J. Pérez, J. Domingo, and J. Pelechano. Seguimiento de objetos mediante una cámara log-polar con movimiento propio. In *XVII Jornadas de Automática*, pages 179–184, Santander, España, Septiembre 1996.
- [PBP⁺96a] F. Pardo, J.A. Boluda, J.J. Pérez, B. Dierickx, and D. Scheffer. Design issues on CMOS space-variant image sensors. In *SPIE Proceedings series: Advanced Focal Plane Arrays and Electronic Cameras, AFPAEC'96*, volume 2950, pages 98–107, Berlin, Germany, October 1996.

- [BPK⁺96] J.A. Boluda, F. Pardo, T. Kayser, J.J. Pérez, and J. Pelechano. A new foveated space-variant camera for robotic applications. In *IEEE, International Conference on Electronics Circuits And Systems, ICECS'96*, pages 680–683, Rodos, Greece, October 1996.
- [PBP⁺96b] F. Pardo, J.A. Boluda, J.J. Pérez, S. Felici, and B. Dierickx. Design of a foveated log-polar image sensor using standard CMOS technology. In *XI Design of Integrated Circuits and Systems, DCIS'96*, pages 49–54, Sitges, Spain, November 1996.
- [PDS97] F. Pardo, B. Dierickx, and D. Scheffer. CMOS foveated image sensor: Signal scaling and small geometry effects. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(10):1731–1737, October 1997.
- [PDS98] F. Pardo, B. Dierickx, and D. Scheffer. Space-variant non-orthogonal structure CMOS image sensor design. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, (to appear) 1998.

Índice de Materias

— A —

ADC, *véase*

- Conversor,
Digital/Analógico

Adquisición de imágenes, tarjeta, *véase*

- Framegrabber

AGC, 188, 195, 277

Amplificador operacional, 196

Automatic Gain Control, *véase*

- AGC

— B —

BASIS, 63

Beak bird, *véase*

- Pico de pájaro

blooming, 64, 150, 278

— C —

Cálculo de la retina, 36, 105

Cadence, 106, 159–160, 165–166,
186–187

Capacidad de salida, 140–141, 151

Centroide, 27

Chip 8255, 200

Circuito

de selección de circunferencia, 123,
179

de selección de radio, 122, 179

Control Automático del offset, *véase*

- AGC

Conversor

Analógico/Digital, 195, 198, 203,

211

Digital/Analógico, 197–198

Coordenadas

corticales, 17

polares, 17

— D —

DAC, *véase*

- Conversor,
Analógico/Digital

Design Rule Check, *véase*

- DRC

Desviación estándar, 214

Diafragma, 13, 208–209, 211

Dierickx, Bart, 82

Dispersión, 214, 222

DIST, 18, 284

Distribución

gaussiana, 234–235, 244, 246

normal, *véase*

- Distribución, gaussiana

DRC, 37–38, 41, 105–106, 129, 165,
167–168, 175–176, 186–187,
191, 205, 277

— E —

Ecuación

de Horn, 23

de Poisson, 23

de transformación de la luz en
corriente, 61

Efecto de cuerpo, 86, 110

Emparejamiento, 76, 78, 115, 150, 159,

244, 278, 289
 Errores, 214
 ES2, 117, 159
 Escalados, 21, 27, 275

— **F** —

Fóvea humana, 13
 Flujo óptico, 23, 286
 Fotodiodo de referencia, 188
 Fotodiodos, 66
 Fototransistores, 63
 FPN, 63–65, 205, 216, 242–243, 278
 Framegrabber, 49–50, 200

— **H** —

Histograma, 204, 234, 237
 HONN, 27
 Horn, ecuación de, 23
 Hspice, 130; *véase también*
 • Spice

— **I** —

Iñigo, Rafael, 26
 IBIDEM, 250, 283
 IMEC, 284
 Impedancia de salida, 139–140, 151
 Instituto de Robótica, *véase*
 • Universidad de Valencia
 Inversión débil, 72, 84, 121, 196, 276
 Célula básica, 72, 107
 canal corto, 94
 canal estrecho, 96
 corriente, 73, 87, 89, 92
 márgenes, 132
 respuesta, 132, 278
 Inversión fuerte, 85, 91, 138, 210
 Iris automático, *véase*
 • AGC

— **K** —

Kreider, Greg, 36

— **L** —

LIRA, 18
 LOCOS, 96, 220
 Log-espiral, 17, 27
 Log-polar, 17
 LUT, 54

— **M** —

Mapeador, 54
 Martinuzzi, Enrico, 18
 Matlab, 107, 109, 111, 295
 Microsistemas, 5
 Mietec, 130, 132, 159, 277, 293–294,
 311
 Mismatching, *véase*
 • Emparejamiento
 Movilidad de portadores, 85, 92, 118
 MPC, 129
 Mpeg, 252
Multi Project Chip, *véase*
 • MPC

— **N** —

Navegación, 18, 23–24, 207, 282, 288

— **O** —

Optical flow, *véase*
 • Flujo óptico

— **P** —

Patrón fijo de ruido, *véase*
 • FPN

Patrones, reconocimiento de, 26
 PCB, 198
 Pico de pájaro, 96
 Pixels de referencia, 188
 Potencial
 de Fermi, 86–87
 superficial, 86, 97
 Pspice, 130; *véase también*
 • Spice

— Q —

Questa, Paolo, 18

— R —

Redes neuronales, 26–27
 Reglas de diseño, *véase*
 • DRC
 Relación señal/ruido, 141
 Retina humana, 13–14
 conos y bastones, 14
 distribución de fotorreceptores, 15
 Retraso
 selección de circunferencia, 143,
 240
 selección de radio, 144, 238
 Retraso de grupo, 139, 151
 Rickier, Nico, 82
 Robot móvil, 286–287
 Rotaciones, 20, 27, 275
 Ruido, *véase*
 • FPN
 RMS, 141

— S —

Sandini, Giulio, 26
 Saturación, *véase*
 • Inversión fuerte
 Seguidor de surtidor, 65, 72, 82, 121,
 135, 147, 150, 152, 161, 164,

167, 196, 210, 214, 224, 230,
 236–237, 244, 247
 Seguimiento de objetos, *véase*
 • *Tracking*
 Sensor retínico CCD, 36
 Amplificador de salida, 44
 CCD circular, 39, 42, 46
 CCD radial, 38–39, 43, 46, 49
 Coupler, 38, 40, 43, 46–47, 54–55
 escalado de cargas, 38–39, 50
 Fóvea, 44, 49, 51, 55–56
 Layout, 46, 52, 55
 lectura de cargas, 36–37, 39, 45, 56
 Sensores CMOS
 acceso aleatorio, 59, 81
 acceso semialeatorio, 69
 de conducción, 61, 71, 115, 158,
 190, 276
 de integración, 51, 61–62, 115, 142
 SIT, 65
 SKILL, 106, 160, 165–166, 168,
 171–172, 177, 180–181, 184,
 186
 SNR, *véase*
 • Relación señal/ruido
 Soporte móvil, 28, 287
Source follower, *véase*
 • Seguidor de surtidor
 Spice, 86, 89, 92, 109, 129, 131–132,
 138, 143, 149, 151, 220, 293;
 véase también
 • Hspice
 • Pspice

— T —

Tecnología
 CCD, 31
 de dos fases, 31
 de tres fases, 32
 eficiencia, 31, 33, 35, 41
 CMOS, 59
 Tensión umbral, 81, 84, 87–88, 92, 219,

226
canal corto, 94
canal estrecho, 96
en CCD, 31
no uniformidad, 63
Threshold voltage, véase
 • Tensión umbral
Tiempo al impacto, 23–24, 267
Tracking, 27, 288
Transformada
 conforme, 23
 de Fourier, 26, 215, 228, 231, 278
 de Hough, 26
TTL, 56, 60, 180, 242

— U —

Universidad
 de Génova, 18, 29, 48, 284
 de Valencia, 198, 283, 287
 de Virginia, 26
 McGill, 51, 57, 276

— V —

Visión activa, 22, 27, 30
 objetivos, 27
Visión binocular, 27

— W —

Wodnicki, Robert, 51