

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



DESARROLLO DE FILTROS TRANSVERSALES PARA COMUNICACIONES  
INALÁMBRICAS DE BANDA ULTRA-ANCHA.

POR

ING. EDUARDO JOSÉ LORENZO CAÑIZARES

COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA  
CON ORIENTACIÓN EN TELECOMUNICACIONES

MAYO 2022

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



DESARROLLO DE FILTROS TRANSVERSALES PARA COMUNICACIONES  
INALÁMBRICAS DE BANDA ULTRA-ANCHA.

POR

ING. EDUARDO JOSÉ LORENZO CAÑIZARES

COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA  
CON ORIENTACIÓN EN TELECOMUNICACIONES

MAYO 2022

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**  
**Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica**  
**Posgrado**

Los miembros del Comité de Evaluación de Tesis recomendamos que la Tesis “Desarrollo de filtros transversales para comunicaciones inalámbricas de banda ultra-ancha”, realizada por el estudiante Eduardo José Lorenzo Cañizares, con número de matrícula 2032312, sea aceptada para su defensa como requisito parcial para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con Orientación en Telecomunicaciones.

**El Comité de Evaluación de Tesis**

Dr. Jorge Aguilar Torrentera  
Director

Dr. José Ramón Rodríguez Cruz  
Revisor

Dra. Gina María Idárraga Ospina  
Revisor

Dra. Giselle Monserrat Galván Tejada  
Revisor

Vo.Bo.

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Simón Martínez Martínez  
Subdirector de Estudios de Posgrado

Institución 190001

Programa 557520

Acta Núm. 4054

Ciudad Universitaria, a 4 de julio de 2022.

*A mis padres, Marta y Roberto*

# ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS .....	3
ÍNDICE DE TABLAS .....	6
RESUMEN.....	8
CAPÍTULO 1 .....	9
Introducción .....	9
1.1. Estado del arte de las redes inalámbricas de alta velocidad.....	9
1.2. Antecedentes de las arquitecturas de filtros de microondas.....	12
1.3. Descripción Del Problema .....	15
1.4. Hipótesis .....	15
1.5. Metodología.....	15
1.6. Objetivo .....	16
1.6.1 Objetivos particulares:.....	16
BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 1 .....	17
CAPÍTULO 2. Filtros transversales FIR basado en el principio de amplificación distribuida.....	19
2.1 Estado del arte de dispositivos activos de microondas.....	19
2.2 Líneas de transmisión artificiales para el método de amplificación distribuida.....	23
2.3 Respuestas transitorias .....	33
2.3.1 Análisis de respuesta de pulsos angostos.....	33
2.3.2 Análisis de Elmore.....	34
BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 2.....	45
CAPÍTULO 3. Diseño de filtros de banda ultra-ancha con control de banda de paso.....	47
3.1 Circuitos diferenciales basados en celdas activas.....	48
3.2 Análisis de topologías distribuidas .....	54
3.3 Diseño de filtros transversales .....	58
3.3.1 Diseño del filtro basado en doble línea de drenaje.....	58
3.3.2. Diseño del filtro basado en celdas de Gilbert .....	64
BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 3.....	71
CAPÍTULO 4. Comparación de desempeño. Método de modulación y conformación de pulsos para sistemas UWB.....	73
4.2 Capacidad de sintonización.....	74
4.3 Diseño del filtro con línea de Microcinta.....	77

4.4 Análisis de estabilidad.....	79
4.4.1 Circuito de alimentación.....	81
4.5 Análisis de ruido.....	83
4.6. Propuesta de conformación de pulsos.....	89
4.7 Síntesis de filtro para pulsos ultra-wide band (UWB).....	90
BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 4.....	99
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES.....	102
5.1 Resultados:.....	103
5.2 Trabajo a Futuro.....	104
Apéndice A.....	105
Apéndice B.....	108
Apéndice C.....	109
Apéndice D.....	110
Apéndice E.....	111

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Espectro UWB: (a) asignación de banda UWB y otras redes inalámbricas existentes; (b) Máscara de emisión UWB de diferentes regiones. [2].....	11
Figura 1.2 Estructura de línea de doble drenaje de varios GHz para codificadores y decodificadores [1].....	13
Figura 1.3 Filtro transversal distribuido basado en células de Gilbert [6].....	14
Figura 1.4 Prototipo de circuito de filtro transversal distribuido de 6 etapas en tecnología SMD [5]. .....	14
Figura 2.1.1 Sección transversal de un HEMT pseudomórfico con perfil triangular de compuerta [11] .....	22
Figura 2.2.1 Esquema de una sección T (a) forma generalizada (b) Red LC.....	23
Figura 2.2.2 Un esquema para definir las secciones T y $\Pi$ emparejadas según la imagen [6].....	25
Figura 2.2.3 Línea de transmisión artificial sin pérdidas [6]. .....	27
Figura 2.2.4 Fase y atenuación frente a frecuencia normalizada ( $\omega\omega c$ ) para filtros k constantes [6]. .....	28
Figura 2.2.5: Impedancia de entrada y salida de una sección de filtro LC. ....	29
Figura 2.2.6: Línea de transmisión de 6 secciones. ....	31
Figura 2.2.7: Aproximaciones de constantes de atenuación (ALPHA) y de fase (BETA).....	31
Figura 2.2.8: Parámetros de transmisión y reflexión de la línea ATL de 6 secciones. ....	32
Figura 2.3.1 Respuestas transitorias de la entrada escalón.....	35
Figura 2.3.2 Inserción de resistencia disipativa. ....	36
Figura 2.3.3 Respuestas transitorias de un pulso rectangular angosto. Se utiliza una resistencia disipativa de $10 \Omega$ .....	37
Figura 2.4.1. Diagrama de flujo de filtro transversal distribuido [27].....	39
Figura 2.4.2 Estructura básica del circuito de amplificación distribuida.....	40
Figura 2.4.3 Topologías presentes en la amplificación distribuida. ....	41
Figura 2.5.1 Esquema de preamplificador transversal adaptativo.....	42
Figura 3.1 Esquema conceptual para el filtro FIR con retardos de etapa desiguales y ganancias de derivación desiguales [Aguilar-Torrentera, J, IEICE, Transversal Filter].....	48
Figura 3.1: Estructura convencional de celda de Gilbert. ....	49
Figura 3.2: Celdas de Gilbert utilizadas por a) Lee y Freundofer y b) Wu, et al. ....	50
Figura 3.3.1: Estructura propuesta de filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida [2]. ....	51

Figura 3.3.2: Modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro transversal. Se presenta la capacitancia en serie $C_{div}$ .	52
Figura 3.4.1: Líneas de drenaje superior e inferior del filtro transversal.	55
Figura 3.4.2a: Filtro de doble línea de drenaje con el circuito diferencial balanceado.	57
Figura 3.4.2b: Circuito diferencial balanceado. Parámetros de configuración.	57
Figura 3.5 Celda distribuida y circuito de pequeña señal equivalente.	58
Figura 3.5.1. Comportamiento de la transconductancia ( $g_m$ ) con respecto al voltaje de entrada ( $V_{gs}$ ).	60
Figura 3.5.2. Interpolación lineal a la Capacitancia Compuerta a fuente ( $C_{gs}$ ) con respecto al voltaje de entrada ( $V_{gs}$ ).	60
Figura 3.5.3. Corriente de drenaje ( $I_d$ ) con respecto al voltaje de drenaje a fuente ( $V_{ds}$ ) del transistor NE3210S01.	61
Figura 3.5.4a. Componentes en el diseño del filtro de doble línea de drenaje.	62
Figura 3.5.4b. Parámetro de transmisión $S_{21}$ de la línea de drenaje superior (azul) y la inferior (magenta).	63
Figura 3.5.4c. Parámetro de transmisión $S_{21}$ (azul) y reflexiones a la entrada $S_{11}$ (magenta).	64
Figura 3.5.5. Modelo transconductor de un transistor HMET [9].	64
Figura 3.5.6. Red de dos puertos [9].	65
Figura 3.5.7. Diseño de la Celda de Gilbert.	66
Figura 3.5.8. Transistor doble.	67
Figura 3.5.9. Ubicación de los transistores dobles dentro de la Celda de Gilbert.	67
Figura 3.5.11. Filtro Transversal con Celdas de Gilbert	69
Figura 3.5.12. Respuesta en frecuencia para voltaje máximo $V_{GM} = -0.18V$ .	69
Figura 3.5.13. Respuesta en frecuencia para voltaje de referencia $V_{GM} = -0.39V$ .	70
Figura 4.1 Hexágono de desempeño para sistemas de microondas.	73
Figura 4.1.1 Filtro DTF de 5 taps optimizado para UWB.	75
Figura 4.1.2 Respuesta en Frecuencia del Filtro DTF. Comparación con la función objetivo.	76
Figura 4.1.3 Reflexiones filtro DTF.	76
Figura 4.3.1 Filtro de doble línea de drenaje con líneas de microcinta.	77
Figura 4.3.2 Respuesta en tiempo del Filtro de Doble Línea de drenaje con elementos concentrados (L y C).	78
Figura 4.3.3 Respuesta en tiempo del Filtro de Doble Línea de drenaje con líneas de microcintas.	78
Figura 4.4.1 Esquema del circuito amplificador que contiene el modelo esquemático no lineal (TOM).	79
Figura 4.4.2 Círculos de estabilidad del circuito amplificador.	80
Figura 4.4.3 Factor K de estabilidad vs Frecuencia.	80

Figura 4.4.4 Circuito de alimentación. ....	81
Figura 4.4.5 Estabilidad Mejorada (línea azul) vs estabilidad sin el circuito de polarización.....	83
Figura 4.5.1 Circuito para caracterizar la corriente de densidad de ruido de salida [1]. ....	84
Figura 4.5.3 Densidades de corriente de ruido de salida / entrada Filtro Distribuido basado en Celdas de Gilbert. ....	85
Figura 4.5.4 Densidades de corriente de ruido de salida / entrada Filtro Distribuido basado en doble línea de drenaje (fuente común). ....	85
Figura 4.5.5a Relación señal a ruido con Celdas de Gilbert. ....	86
Figura 4.5.5b Relación señal a ruido con Doble línea de drenaje. ....	86
Figura 4.5.6 Parámetro de reflexión S11 componentes SMD (marrón) y microcintas (magenta). ....	87
Figura 4.5.7 Parámetro de reflexión S21 componentes SMD (magenta) y microcintas (azul). ....	88
Figura 4.5.8 Parámetro de ruido con componentes SMD (azul) y microcintas (magenta). ....	88
Figura 4.6.1 Forma de onda de pulso UWB: portadora de RF con ventana de Hanning [34]. ....	89
Figura 4.7.1 Sintonizabilidad del filtro. ....	91
Figura 4.7.2 Pulso obtenido mediante el algoritmo con envolvente de Hanning. ....	93
Figura 4.7.3 Filtro transversal de doble línea de drenaje. ....	95
Figura 4.7.4 Respuesta transitoria del filtro DTF. ....	97
Figura a. Optimización en AWR. ....	105
Figura b. Optimización de las reflexiones a la entrada y a la salida. ....	107
Figura c. Optimización de la transmisión de entrada a salida. ....	107
Figura 4.5.2 Coeficientes de ruido del filtro. ....	110
Circuito equivalente de una línea de transmisión y la red agrupada en $\pi$ . ....	112
Dimensiones para el sustrato RO4350B. ....	115
Circuito de parámetros concentrados y modelos de microcinta. ....	116
Figura 4.4.4 Comparación de los parámetros de reflexión y transmisión de ambos circuitos. ....	116
Figura 4.4.5 Impedancia característica vs Impedancia característica de una línea de transmisión sin pérdidas. ....	118
Figura 4.4.6 Parámetros de transmisión y reflexión de la línea de microcinta (m3,m1) vs los del circuito(m4,m2). ....	119
Figura 4.4.7 Circuito y su síntesis en línea de microcinta. ....	120
Figura 4.4.8 Magnitud en dB del parámetro S21 (m1 microcinta, m2 circuito). ....	120
Figura 4.4.9 Magnitud en dB del parámetro S11 (m1 microcinta, m2 circuito). ....	121

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Algunos parámetros de redes Wifi y Bluetooth [12][13].....	9
Tabla 2.1 Parámetros de diseño de la línea de transmisión artificial.....	30
Tabla 2.3.1. Tiempo por etapas.....	37
Tabla 2.3.2. Tiempo diferencial entre etapas.....	38
Tabla 3.5.1. Valores de gm, Cgs y Cds optimizados para los voltajes de entrada Vgs. ....	59
Tabla 4.1 Valores utilizados para la sintonización. ....	75
Tabla 4.2 Valores obtenidos para las líneas de transmisión. ....	76
Tabla 4.7.1. Valores de ganancia de transconductancia (G) y signo para 5 muestras. Retardos diferenciales y Secciones básicas requeridas para el diseño.....	94
Tabla 4.7.2. Tiempos de compuerta y drenaje. Retardos diferenciales y Retardo efectivo. ....	95
Tabla 4.7.3. Valores de transconductancia y voltajes Vgs.....	96
Tabla 4.4.1. Materiales de Alta Frecuencia de Rogers Corporation RO4000R Series .....	114

## AGRADECIMIENTOS

- A toda mi familia, en especial a mis padres por su amor incondicional y por impulsarme hacia mis sueños.
  
- A mis tíos Eduardo, Rubén y Evelio, sin los cuales no hubiera sido posible la realización de este proyecto.
  
- A todos mis amigos y compañeros de la maestría que me ayudaron en mi formación personal y profesional.
  
- A Eyelin y Jaime por todo su apoyo incondicional.
  
- A todo el profesorado del Posgrado de Ingeniería Eléctrica de la FIME, en especial a mi asesor, el Dr. Jorge Aguilar Torrentera, por su ayuda en este proceso y por su actitud siempre alentadora.
  
- Por último, pero no menos importante, un agradecimiento especial a la Universidad Autónoma de Nuevo León, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, y a México, por darme esta oportunidad, estaré eternamente agradecido.

# RESUMEN

Ing. Eduardo José Lorenzo Cañizares

Candidato para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.

Universidad Autónoma de Nuevo León.

Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

Título del estudio: Desarrollo de filtros transversales para comunicaciones inalámbricas de banda ultra-ancha.

Número de páginas: 112.

El presente trabajo de tesis se centra en el diseño de un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida, que permite la síntesis de pulsos de banda ultra-ancha (UWB). La comparación de las dos estructuras de filtro de sección transversal basadas en el concepto de amplificación distribuida se realiza de forma que explora los máximos grados de libertad, es decir, configurando ganancias de derivación desiguales y retardos diferenciales. El filtro de sección transversal adopta una estructura de línea de drenaje dual con una línea de puerta común como entrada y dos líneas de drenaje como salida, y su modo de propagación diferencial permite la generación de señales codificadas de amplitud y signo variables. Como parte del estudio, se verificó el uso de filtros distribuidos para procesar pulsos de corta duración. Se verifica que se cumple el criterio de Elmore, lo que demuestra que es ahí donde radica la ventaja de esta estructura al comparar respuestas en tiempo con circuitos en cascada. Demuestra la factibilidad de implementar filtros transversales basados en conceptos de amplificación distribuida en tecnología de circuito integrado monolítico (MMIC) y componentes comerciales activos y pasivos con líneas de microcinta. El filtro transversal propuesto está diseñado para un número de 5 taps y, como prueba de concepto, opera a una velocidad ( $f_c, 3dB \approx 10 GHz$ ). Se analiza el desempeño de dos filtros transversales con la misma capacidad funcional. El filtro de doble línea TF-CS tiene características de rendimiento avanzadas. Logra una baja complejidad de implementación, mayor ancho de banda y menor rendimiento de ruido, y proporciona la capacidad de aumentar la ganancia unitaria mediante el uso de un proceso HEMT mejorado. Por el contrario, una celda de Gilbert se puede acoplar directamente a una línea de transmisión con amplificación de corto circuito; sin embargo, presenta una mayor complejidad de diseño y reduce el alcance para optimizar el rendimiento del filtro. El uso de la síntesis de filtro en la línea de microcinta mejora la forma del pulso al eliminar la distorsión causada por los parásitos. Utilizando técnicas de diseño de circuitos asistido por computadora (AWR Microwave Office). Se hace uso extensivo de simulación en el régimen del tiempo y las respuestas del filtro activo se obtienen mediante la técnica de Balance Armónico (HB) en AWR. Se utiliza el software Matlab y MathCAD en la creación de códigos que calculan diversos parámetros esenciales para el diseño de las estructuras.

# CAPÍTULO 1

## Introducción

### 1.1. Estado del arte de las redes inalámbricas de alta velocidad

El futuro de muchos sistemas actuales recae en la conectividad inalámbrica, la cual permitirá a todo tipo de dispositivos transmitir información sin necesidad de usar cables. La industria especializada en este campo está trabajando intensamente para incrementar la capacidad de transferencia de datos. El ecosistema digital en que vivimos avanza constantemente, y a día de hoy es imposible entenderlo sin las comunicaciones inalámbricas, que son la base de la conectividad de nuestros smartphones, ordenadores portátiles, wearables y dispositivos del hogar digital. Lo mismo puede aplicarse a las organizaciones, donde la conectividad inalámbrica facilita el trabajo en movilidad y la colaboración, dentro y fuera de las oficinas y las fábricas. En el ámbito profesional las comunicaciones inalámbricas están adquiriendo una relevancia muy superior a la del pasado, gracias a la llegada de nuevas tecnologías emergentes en el campo de la robótica, Internet of Things y los futuros vehículos autónomos, entre otras.

Las tecnologías inalámbricas de área local (WLAN) más utilizadas en nuestros días, como Wifi y Bluetooth [12], fueron desarrolladas con el objetivo de interconectar sin hilos distintos dispositivos en un entorno de cortas distancias a unas velocidades moderadas. Sin embargo, estas tecnologías presentan aún serias limitaciones, entre las que se destacan: incrementar la velocidad de transmisión, aumentar la autonomía de funcionamiento y aumentar la seguridad. En la tabla 1.1 se muestran algunos de los parámetros que caracterizan a este tipo de redes:

*Tabla 1.1. Algunos parámetros de redes Wifi y Bluetooth [12][13].*

<b>Parámetros</b>	<b>Redes Wifi 802.11ax (WiFi 6) 2,4 y 5 GHz</b>	<b>Bluetooth v5</b>
<b>Velocidad</b>	600 Mbps por stream (80 MHz) Máx. 10000 Mbps	2Mbps
<b>Alcance máximo</b>	70m	300m
<b>Seguridad. Protocolos existentes</b>	WEP, WPA, WPA2, and WPA3.	Proceso de pairing, envío de Passkey, LTK (Long Term key).

Uno de los retos de los sistemas inalámbricos es la coexistencia con otros sistemas que radian no intencionalmente energía electromagnética creando interferencia dentro de las bandas de los sistemas inalámbricos o, inclusive; operar con traslape de bandas de frecuencias como en los sistemas de banda ultra-ancha, como se mostrará en esta tesis.

Con el fin de mejorar notablemente estas tres características, aparece una tecnología, nueva en el ámbito civil, que tiene gran tradición de uso en el campo militar, conocida por banda ultra-ancha o UWB (Ultra Wide-Band). UWB, Es una tecnología de radiofrecuencia, que se ha desarrollado desde la década de los años 1960s en empresas relacionadas con instituciones militares y gubernamentales norteamericanas. Es por tanto una tecnología muy probada, que ha demostrado su potencial en comunicaciones personales y entre dispositivos. Además, si bien inicialmente en equipos UWB eran muy caros debido a la utilización de componentes discretos en los circuitos integrados, la situación ha cambiado radicalmente con la aparición de los circuitos integrados. UWB promete revolucionar las redes caseras en los hogares, teniendo aplicaciones tales como bajar imágenes de una cámara digital hacia una computadora, distribuir señales de alta densidad de televisión (HDTV) de un receptor a múltiples aparatos de televisión a lo largo de una casa, oficina, escuela, hospital, industria, etc.

El 14 de febrero de 2002, la FCC emitió 15 reglas que gobernarán los dispositivos que trabajen en bandas libres entre ellas los dispositivos para las UWB. El uso de UWB bajo la supervisión de la FCC ofrece capacidades con un potencial muy grande (algunos Gbps) sobre pequeñas distancias (menos de 10 metros) con una densidad espectral de potencia menor a ( $-43 \text{ dBm/MHz}$ ). La FCC define las señales de UWB como aquellas que tienen una fracción de ancho de banda (una proporción de banda base y ancho de banda en una portadora de RF) de a lo más 0.20, o una UWB con ancho de banda de al menos  $500 \text{ MHz}$ . La definición precisa de UWB es “la banda de frecuencias delimitada por los puntos que son 10 dB menores a la mayor radiación de emisiones”.

La tecnología UWB es muy prometedora para una amplia gama de nuevas aplicaciones que proporcionan beneficios significativos para la seguridad pública, las empresas y los consumidores. Con estándares técnicos apropiados, los dispositivos UWB pueden operar utilizando el espectro ocupado por los servicios de radio existentes, permitiendo así que los escasos recursos del espectro se utilicen más eficientemente. Esta tecnología incluye estándares diseñados para asegurar que los servicios de radio existentes y planificados, particularmente los servicios de seguridad estén adecuadamente protegidos. Los desarrollos recientes en la tecnología de generación de pulsos y conmutación de alta velocidad han impulsado una nueva mirada a la generación de señales UWB para propósitos muy diversos: tales como redes de corto alcance y alta velocidad en apoyo de una variedad de transporte multimedia potencial de bajo costo y bajo consumo en aplicaciones en entornos domésticos y empresariales. Samsung, por ejemplo, utiliza la función “Nearby Share” en sus dispositivos con UWB y muy recientemente las Smart Tag. En el caso de Apple, esta capacidad se utiliza en AirDrop.

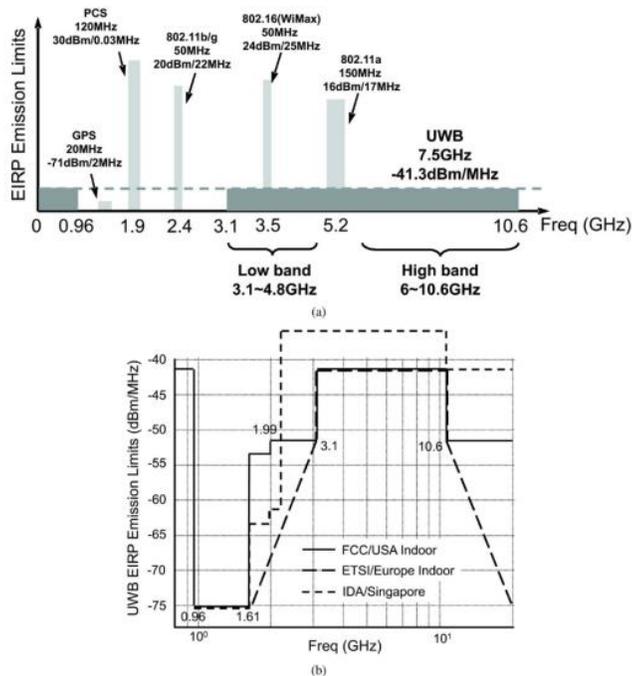


Figura 1.1 Espectro UWB: (a) asignación de banda UWB y otras redes inalámbricas existentes; (b) Máscara de emisión UWB de diferentes regiones. [2]

Las reglas de la FCC permiten a los dispositivos UWB operar en potencias bajas, un EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) de  $-41.3 \text{ dBm/MHz}$ , en un espectro libre de 3.1 a 10.6 GHz (ver Figura 1.1), con máscaras de emisión fuera de banda que tienen niveles de energía muy bajos. Los límites de las emisiones bajas en banda y fuera de banda, tienen el objetivo de asegurar que los dispositivos que trabajan con UWB no causen interferencia destructiva con servicios licitados y otras operaciones importantes de radio, entre las que se encuentran la telefonía celular, PCS, GPS, 802.11.a, frecuencias satelitales, y canales de radio terrestre.

Se ha propuesto (UWB) para los estándares de la capa física de las futuras redes de área personal inalámbricas de alta velocidad (WPAN). Una propuesta se denomina multiplexación por división de frecuencia ortogonal multibanda (MB-OFDM) y la otra es banda ultra ancha de secuencia directa (DS-UWB). En el caso de IEEE 802.15.4a, la propuesta de DS fue aprobada radios de baja velocidad debido a que el protocolo de transmisión utiliza espectro disperso. Además, se está discutiendo la incorporación de UWB como capa física para Bluetooth, en el caso de IEEE 802.15.1. Actualmente está aprobado el estándar ECMA-368, que coincide con el ISO/IEC 26907 y emplea OFDM multibanda (MB-OFDM).

La necesidad de dispositivos de baja complejidad con bajo consumo de energía motiva la aplicación de nuevos dispositivos de microondas de banda ultra-ancha (UWB). Con estándares técnicos apropiados, los dispositivos UWB pueden operar utilizando el espectro ocupado por los servicios de radio existentes sin causar interferencia, permitiendo así que los escasos recursos

del espectro se utilicen más eficientemente. Esta capacidad de banda ultra-ancha elimina la necesidad de conmutar entre distintos amplificadores de bandas más estrechas y, por lo tanto, contribuye a incrementar el rendimiento y ahorrar tiempo y coste. Los nuevos amplificadores se pueden instalar fácilmente junto a los equipos bajo test o integrar en bancos de prueba automáticos para compensar pérdidas en cables y en sistemas de conmutación de RF.

Debido a las grandes ventajas que se derivan del gran ancho de banda de los sistemas de comunicaciones UWB, dichos sistemas han motivado el desarrollo de sistemas inalámbricos de corto alcance (decenas de metros) que permiten velocidades de transmisión de varios  $Gb/s$ .

Para el desarrollo de estos sistemas, los amplificadores de banda ancha [4][13], así como filtros transversales que permiten generar pulsos de alta velocidad de acuerdo a una función preestablecida [1][4], ambos basados en el concepto de amplificación distribuida; son muy atractivos debido a su inherente ancho de banda de varias décadas. Además de amplificadores de RF como una función primordial de los sistemas, los filtros transversales de banda ancha posibilitan diferentes funciones como igualación de canal que son fundamentales para las técnicas de radio impulso" (IR, impulse radio por sus siglas en inglés). Es por ello que en la actualidad se proponen nuevas formas de diseñar y optimizar estos sistemas, haciéndolos más eficientes al menor costo posible, con el objetivo de lograr amplios anchos de banda. El presente trabajo de investigación tiene como propósito realizar un estudio comparativo entre estructuras distribuidas que se han publicado ampliamente en la literatura, p.ej [3][4] con el fin de evaluar su desempeño en los sistemas UWB.

## 1.2. Antecedentes de las arquitecturas de filtros de microondas.

En el año 1997 [14] se estudia por primera vez la analogía entre los circuitos generalizados de filtro transversal y de amplificación distribuida [9] para lograr el procesamiento electrónico de señales CDMA mediante filtros transversales distribuidos (DTF). En el campo de diseño de circuitos de RF para UWB posteriormente se diseñaron nuevos circuitos para la generación de formas de onda distribuidas y nuevas técnicas para la generación de pulsos de banda ultra-ancha [2], de baja potencia. Intercalaba en el tiempo múltiples generadores de impulsos y utilizaba técnicas de circuitos distribuidos para combinar impulsos de banda ancha generados [11]. El modelado de pulso incorporado podía realizarse programando el retardo y la amplitud de cada impulso similar a un filtro de respuesta finita al impulso (FIR).

En esta tesis, se propone el uso de filtros FIR como una técnica que tienen ciertas ventajas frente a los esquemas que convierten las componentes de frecuencia para su detección. Al respecto hay una gran cantidad de investigaciones de filtros transversales en el concepto de amplificación distribuida.

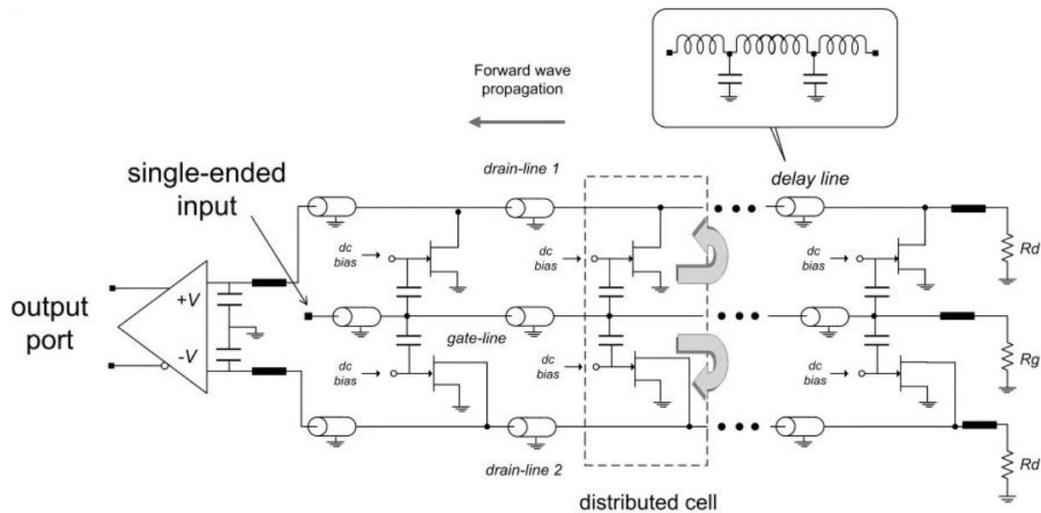


Figura 1.2 Estructura de línea de doble drenaje de varios GHz para codificadores y decodificadores [1].

La Figura. 1.2 y 1.3 muestran dos arquitecturas distribuidas que permiten diseñar formas de pulso con el mayor número de grados de libertad de las celdas: variación de ganancia y signos, así como el ajuste de retardos diferenciales al incluir líneas de retardo de impedancia acoplada de distinta longitud.

Se ha modelado al amplificador distribuido como principio subyacente al enfoque del filtro [1] utilizando una topología de Doble Línea de Drenaje. En [13] se desarrolló un filtro transversal adaptativo (ecualizador) utilizando Celdas de Gilbert para sistemas ópticos de alta velocidad, poniendo a prueba esta topología. En [6] se logran comparar las dos topologías demostrando que para sistemas ópticos la topología de Gilbert era menos ruidosa. Estas dos arquitecturas presentan los mismos grados de libertad, sin embargo, la topología de drenaje dual se puede modelar como un circuito activo que induce señales en modo diferencial después del circuito balanceado de salida mientras que la topología de celdas de Gilbert inducen señales principalmente diferenciales en cada nodo de la celda. Las señales diferenciales dan la capacidad de ajuste de celdas bipolares para manejo de ganancias de tap positivas y negativas.

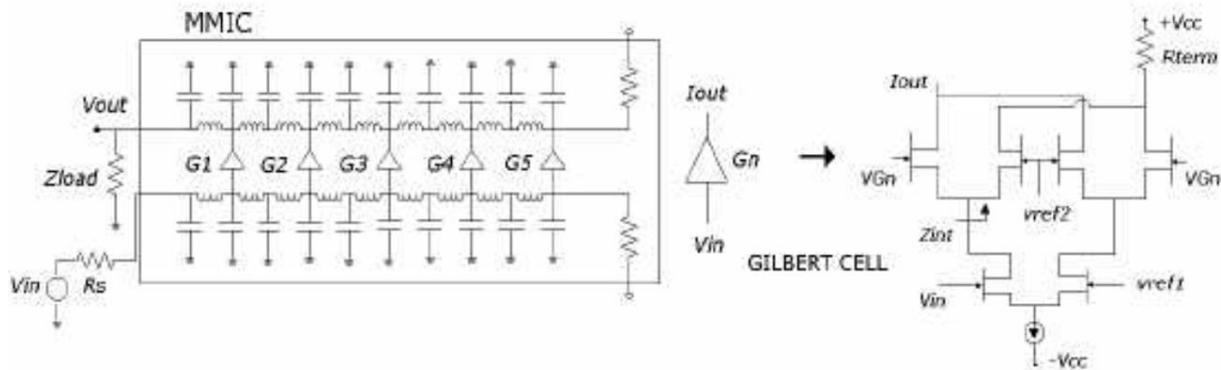


Figura 1.3 Filtro transversal distribuido basado en células de Gilbert [6].

Se han diseñado nuevos amplificadores de RF que ofrecen un alto nivel de potencia a la salida y bajo nivel de armónicos y ruido, por ejemplo, para las bandas de 100 MHz a 20 y 50 GHz [8], respectivamente, para aplicaciones de ensayo de compatibilidad electromagnética EMC, pruebas de antenas, compensación de pérdidas de transmisión en cables, departamentos de I+D y bancos de prueba automáticos ATE. Entre otras aplicaciones de los filtros transversales se pueden encontrar como igualadores de canal para sistemas de fibra óptica [9], como filtros para recepción de señales de tipo coseno alzado para comunicaciones digitales de alta velocidad, para generaciones de señales de tipo onda solitaria SOLITON para reducir los efectos de la distorsión 3 de pulsos e interferencia, como filtros que implementan la transformada Hilbert para reducir el ancho de banda de transmisión en la fibra óptica, en los sistemas de CDMA para sistemas de comunicaciones de fibra óptica [1][5], entre otros. El trabajo se enfocará en filtros conformadores de pulsos que cumplan con las especificaciones de los pulsos de banda ultra-ancha.

La Figura 1.4 muestra una implementación de filtro de doble drenaje que está hecho con componentes de montaje superficie, realizada en [14] con el objeto de diseñar un filtro de 6 taps, sin embargo, esos componentes tienen limitantes en frecuencia y por esa razón, se enfocará el diseño en líneas de microcintas.

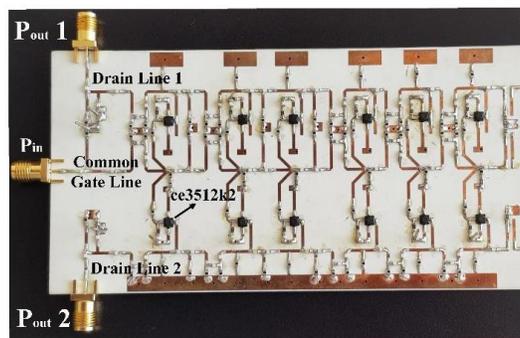


Figura 1.4 Prototipo de circuito de filtro transversal distribuido de 6 etapas en tecnología SMD [5].

El trabajo que presenta esta tesis, al igual que otras propuestas y demostraciones experimentales como en [1] y [6], pretende realizar un estudio comparativo de dos estructuras para banda ultra ancha (UWB) que son el filtro transversal distribuido de tres líneas y el filtro transversal basado en celdas de Gilbert.

### 1.3. Descripción Del Problema

El procesamiento de señales de banda ultra-ancha es muy costoso, complejo y tiene la desventaja que requiere, dentro de ese procesamiento, mezcladores y circuitos de amarre de fase para hacer una detección síncrona de los pulsos. Además del reto que existe de un diseño práctico de circuito monolítico integrado a frecuencias de hasta 10 GHz.

Por lo tanto, se necesita:

- Establecer una metodología de diseño de filtro transversal que cumpla con las especificaciones de un pulso de banda ultra-ancha.
- Hacer un estudio comparativo de las dos estructuras de filtro transversal para UWB mediante el uso de circuitos distribuidos y síntesis de microcintas.

### 1.4. Hipótesis

El filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida permitirá sintetizar pulsos de banda ultra-ancha (UWB).

### 1.5. Metodología

- Generar un modelo lineal del transistor requerido para un diseño de filtro transversal.
- Realizar un modelado nivel de circuito, estudiando las limitantes en frecuencia de la estructura que emplea acoplamiento capacitivos para incrementar el ancho de banda.
- Realizar un modelado a nivel de líneas de transmisión artificiales acopladas con líneas de microcinta.
- Establecer una propuesta de conformación de pulsos.

## 1.6. Objetivo general

Diseñar un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida que permita sintetizar pulsos de banda ultra-ancha (UWB).

### 1.6.1 Objetivos particulares:

Objetivo 1: Desarrollar una metodología de diseño de filtro transversal de circuito basado en el concepto de amplificación distribuida para sistemas de banda ultra ancha (UWB).

Objetivo 2: Revisar el desempeño de soluciones de diseño de circuito desde el punto de vista de ruido, estabilidad, ganancia, ancho de banda y complejidad.

Objetivo 3: Realizar una comparación entre las topologías de filtros transversales (TF), doble drenaje y celdas de Gilbert, que tengan capacidad de sintonización para funciones de filtrado.

Objetivo 4: Evitar utilizar componentes que presenten efectos parásitos a altas frecuencias y sustituirlos por componentes sintetizados como inductancias y capacitancias.

## BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 1

- [1] *J. Aguilar-Torrentera, Distributed-Based Transversal Filter Approach for Spectrally Encoded Multi-Gb/s CDMA Systems, vol. 16, n.o 4, p. 10, 2012.*
- [2] *Yunliang Zhu, Member, Jonathan D. Zuegel, John R. Marciante, and Hui Wu, Member, Distributed Waveform Generator: A New Circuit Technique for Ultra-Wideband Pulse Generation, Shaping and Modulation, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 44, NO.3, MARCH 2009.*
- [3] *T. T. Y. Wong, Fundamentals of Distributed Amplification, vol. 1, 1 vols. Norwood, MA: Artech House, 1993.*
- [4] *J. V. Terán, M. L. de la Fuente, E. Limiti, B. Aja, y E. Artal, Noise analysis in distributed amplifiers with feedback-active load, IET Microwaves, Antennas Propagation, vol. 10, n.o 15, pp. 1692-1700, dic. 2016, doi: 10.1049/iet-map.2016.0106.*
- [5] *J. Aguilar-Torrentera, G. G.-S. Nchez, R. Rodriguez-Cruz, y I. Z. Darwazeh, Extending Distributed-Based Transversal Filter Method to Spectral Amplitude Encoded CDMA, IEICE TRANS. ELECTRON., p. 11, 2018.*
- [6] *Aguilar-Torrentera J, Darwazeh I, Performance analysis of adaptive transversal filters for high-speed lightwave systems, University College London, 2003.*
- [7] *SUMIT ROY, JEFF R. FOERSTER, V. SRINIVASA SOMAYAZULU, AND DAVE G. LEEPER Ultrawideband Radio Design: The Promise of High-Speed, Short-Range Wireless Connectivity. PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 92, NO. 2, FEBRUARY 2004.*
- [8] *Amplificadores para banda ultra-ancha de RF y microondas. <http://www.mundo-electronico.com/?p=363881> (accedido jul. 30, 2020).*
- [9] *Börjak, A., et al., "High-Speed Generalized Distributed-Amplifier-Based Transversal-Filter Topology for Optical Communication Systems", Vol. 45, August, (1997).*
- [10] *Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., "Dual- Drain Line Distributed Cell Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations", Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2005).*
- [11] *Yunliang Zhu and Hui Wu, Integrated Distributed Transversal Filters for Pulse Shaping and Interference Suppression in UWB Impulse Radios, Laboratory for Advanced Integrated Circuits and Systems Department of Electrical and Computer Engineering University of Rochester, Rochester, NY 14627.*

- [12] *Stallings, William, and William Stallings. Wireless communications and networks. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall, 2005.*
- [13] *<https://www.incibe-cert.es/blog/seguridad-bluetooth-fortalezas-y-debilidades>*
- [14] *García Sánchez Gerardo A. “Desarrollo experimental de procesamiento electrónico para aplicaciones de redes cdma de alta velocidad”, Octubre (2017)*

# CAPÍTULO 2. Filtros transversales FIR basado en el principio de amplificación distribuida

## Introducción

### 2.1 Estado del arte de dispositivos activos de microondas

En los módulos de transmisión recepción actuales de antenas de matriz activa en fase para radares y aplicaciones de guerra electrónica se utilizan amplificadores híbridos y MMIC basados en GaAs [26]. Las primeras aplicaciones de los MMIC de ondas milimétricas fueron en sistemas militares, espaciales y astronómicos. Actualmente, su uso se ha extendido a aplicaciones civiles, dentro de los que se puede citar, comunicaciones y radares de automoción. Las bandas en la región de ondas milimétricas ( $> 30 \text{ GHz}$ ) tienen un alto potencial para uso en redes de alta velocidad. Estos sistemas se distinguen por proveer altas velocidades de transmisión, así como buena direccionalidad por el tipo de antena de apertura que se puede emplear. Sin embargo, la transmisión en longitudes de onda milimétrica presenta distintas características de propagación caracterizado por frecuencias donde la alta dispersión de oxígeno y  $\text{H}_2\text{O}$  limita la cobertura de las redes. El amplio ancho de banda disponible hace atractivo su uso para nuevas aplicaciones en redes inalámbricas 5G (Banda D (1 a 2 GHz), Banda J (10 a 20 GHz), etc.). La tecnología inalámbrica punto a punto representa una tecnología clave para el desarrollo en las telecomunicaciones de la actualidad, ya que puede reemplazar el cable de fibra óptica en áreas donde la fibra es demasiado difícil o costosa de instalar, pero la implementación más significativa en ondas milimétricas probablemente estará en los MMIC para dispositivos de sistemas de radar de automóviles para radar de corto alcance (24 GHz) y radar de largo alcance (77 GHz). Tales radares no solo se utilizarán para evitar y advertir colisiones, pero también para sensores de visión lateral y trasera para cambio de carril, advertencia de retroceso y asistencia de estacionamiento. Si bien solo está disponible en automóviles de alta gama en la actualidad, las reducciones de costos en la fabricación de MMIC podrían conducir a una implementación significativa en todos los autos en el futuro.

Los transistores de efecto de campo de semiconductor de metal (MESFET) de carburo de silicio (SiC) y los Transistor de alta movilidad de electrones (HEMT) de nitruro de galio (GaN) tienen características de amplio intervalo de banda de alto rompimiento eléctrico (breakdown) y alta velocidad de saturación de electrones. La alta potencia combinada con la impedancia relativamente alta que pueden alcanzar estos dispositivos también ofrece nuevas posibilidades para los sistemas de microondas de potencia de banda ancha (una impedancia de entrada alta no implica una ganancia de potencia alta, sino más bien una transconductancia alta y una

impedancia del canal baja que se pueda acoplar con las impedancias de componentes de microondas [2][14]). Los amplificadores de RF basados en la tecnología MMIC de materiales AlGaN / GaN, han demostrado niveles de potencia de salida más altos, ancho de banda más amplio, mayor eficiencia de potencia y voltajes operativos más altos en comparación con GaAs para mejorar el rendimiento para cumplir con los requisitos futuros. La tecnología GaN HEMT [1][2] demuestra resultados muy prometedores hasta 35 GHz. La densidad de potencia resultante es aproximadamente diez veces mayor que la demostrada en GaAs. Para hacer que GaN sea competitivo en costos con otras tecnologías, algunas compañías como Wolfspeed [24], han desarrollado transistores de GaN en sustratos de silicio de 100 mm de bajo costo (tecnología de crecimiento epitaxial de GaN sobre silicio). Estos transistores están disponibles comercialmente y se emplean en amplificadores de potencia de teléfonos móviles, redes de área local (LAN) inalámbricas y otras aplicaciones en el extremo inferior del espectro de frecuencias de microondas (1-5 GHz). Se cree que esto tiene un gran impacto en el desarrollo futuro de los sistemas de ondas milimétricas. Dado que el potencial de producción en masa de bajo costo impulsa la tecnología, es posible una integración muy alta de las funciones del circuito en un solo chip. Uno de los problemas es la selección de un mismo sustrato para la parte de baja señal y de potencia. Incluirlos en un solo chip es todo un reto... hay problemas desde el ruido de sustrato que puede causar una degradación de todo el sistema en chip (System on Chip) hasta el manejo de altas potencias [28].

El rendimiento de un amplificador está determinado en gran medida por la tecnología de dispositivo activo empleada para la implementación. Además de una Figura de ruido baja de los dispositivos activos, que es una Figura esencial para las implementaciones de la primera etapa amplificadora de los radiorreceptores (front-end), los dispositivos activos deben tener otra Figura de mérito que se vuelva relevante para los sistemas de alta velocidad. Por lo general, la frecuencia de transición de los transistores, o lo que es lo mismo, la frecuencia a la cual la corriente de drenaje del transistor cae a la unidad ( $f_t$ ) y la frecuencia de Bragg ( $f_{Bragg}$ ) son Figuras de mérito de gran importancia para sistemas de alta velocidad. Estas Figuras de mérito se definen en ecuación 2.1.1 y 2.1.2 [1][3]:

$$f_t = \frac{G_m}{2 * \pi * C_{gs}} \quad (2.1.1)$$

Dónde  $G_m$  es la transconductancia medida para un voltaje compuerta fuente  $V_{gs}$  determinado.  $C_{gs}$  es la capacitancia entre la compuerta y la fuente del transistor para un voltaje  $V_{gs}$  determinado. Esta Figura de mérito puede verse reducida si los transistores presentan un conjunto de efectos de segundo orden como resistencia e inductancia de acceso, capacitancia de canal a drenaje, etc. A la frecuencia de interés, los transistores basados en estructuras dopadas con modulación o heterouniones poseen Figuras de mérito mejoradas [28].

$$f_{Bragg} = \frac{1}{\pi * \sqrt{L_g C_{gs}}} \quad (2.1.2)$$

La frecuencia de Bragg, ecuación 2.1.2, a diferencia de la frecuencia de transición que depende de las características del dispositivo semiconductor, está determinada a partir de la inductancia característica  $L_g$  para la cual se diseñan las líneas de transmisión que a su vez depende de la impedancia característica  $L_g = Z_o^2 * C_{gs}$ . Esta Figura de mérito es muy útil en el diseño de las líneas de transmisión artificiales para los filtros transversales.

El transistor de alta movilidad de electrones, HEMT es un transistor de efecto de campo que permite grandes concentraciones de electrones de conducción confinados en la hetero interfaz formada entre las capas dopadas (mediante la utilización de semiconductores compuestos III-V) y las capas de GaAs no dopadas. Este confinamiento de electrones mejora el proceso de movilidad porque los electrones libres se separan físicamente de los donadores mediante mecanismos de difusión y la dispersión del donante ionizado disminuye drásticamente en la capa activa [9]. La mejora de la movilidad da como resultados dispositivos activos con mayores ganancias de transconductancia. Además, los avances en las técnicas de procesamiento litográfico han permitido la fabricación de HEMT con longitudes de puerta que se acercan a una décima de micra, lo que se traduce en una reducción de los elementos parásitos del dispositivo.

El transistor bipolar de heterounión, HBT, es otro dispositivo basado en heteroestructuras. El funcionamiento de estos dispositivos es similar al de los transistores de unión bipolar, en los que se utiliza una pequeña corriente de base para controlar la corriente de emisor mucho mayor. HBT tiene mejores Figuras de mérito que los de los transistores bipolares debido a la utilización de heteroestructuras que mejoran su ganancia transconductiva por lo que HBT presenta un  $f_t$  más grande, lo que indica su idoneidad para aplicaciones de alta velocidad. No obstante, una desventaja importante de los transistores bipolares es su dependencia de los cambios de temperatura y su linealidad, que para ciertas aplicaciones pueden ser críticos.

En la Figura 2.1.1 se muestra una estructura convencional de un HEMT pseudomórfico, que muestra un detalle de las diferentes capas utilizadas en la estructura vertical. El término pseudomórfico surge del hecho de que la capa activa basada en el sistema GaAlAs / GaInAs / GaAs introduce una constante de celosía diferente a la del semiconductor de GaAs en el sustrato, a diferencia de los sistemas GaAs / GaAlAs donde la constante de celosía es muy cercana a la de los GaAs [10]. La capa superior de n + - GaAs en la Figura 2.1.1 presente en la parte superior del dispositivo se usa para crear contactos óhmicos en las terminales de fuente y drenaje. Esto se vuelve esencial para la baja Figura de ruido que presentan los HEMT y las aplicaciones de alta velocidad.

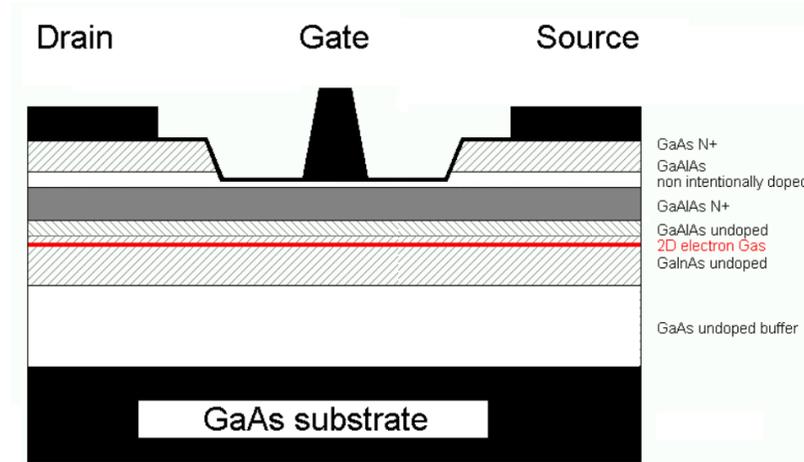


Figura 2.1.1 Sección transversal de un HEMT pseudomórfico con perfil triangular de compuerta [11]

Los sistemas de semiconductores InGaAs proporcionan discontinuidades de banda de conducción más grandes en el confinamiento de electrones bidimensionales y también se utilizan con mucha frecuencia en los dispositivos de microondas basados en heterouniones, por lo que se obtienen mayores concentraciones electrónicas. Concentraciones mayores conducen a transconductancias de dispositivo mayores sin modificar sustancialmente la capacitancia fijada por el espesor del donante de AlGaAs y las capas espaciales. La concentración de electrones en la capa bidimensional vertical se puede controlar variando la polarización del contacto Schottky. En la modulación de la capa, los electrones libres están confinados en la parte posterior de la capa; lo que reduce la conductancia de salida y proporciona menos irregularidades de voltaje cercanas al punto de estrangulamiento (pinch-off) [9]. Una variante del HEMT pseudomórfico es el uso de compuestos de InP en el sustrato y otros sistemas de materiales avanzados para la región del canal. Estos materiales han mejorado las elevadas movilidades de electrones y las velocidades máximas de deriva de HEMT [10].

Sin embargo, el diseño de circuitos integrados comprende limitaciones intrínsecas en términos de explorar las capacidades de las tecnologías empleadas en circuitos integrados (IC). A pesar de que algunos procesos IC tienen un muy alta  $f_t$ , circuitos convencionales raramente operan a frecuencias más altas que un tercio de este valor [4][5]. Las dos razones principales contribuyen a este comportamiento. Primera, la gran mayoría de los amplificadores modernos IC usan realimentación negativa operando efectivamente en un lazo cerrado. Mientras se realiza el diseño más resistente a variaciones de parámetros, la operación a lazo cerrado demanda una ganancia a lazo abierto muy alta y por tanto un producto ganancia- ancho de banda de los dispositivos de microondas mayor. Incluso cuando las operaciones a lazo abierto son aceptables, las ganancias más altas usualmente mejoran el comportamiento del ruido y la eficiencia de potencia. Segunda, los componentes parásitos asociados con los dispositivos pasivos tales como capacitores e inductores se vuelven una limitación a altas frecuencias que limitan el acoplamiento entre dispositivos activos y el circuito de acoplamiento de impedancias.

En general, el diseño analógico convencional de circuitos recae en la frase: "divide y vencerás". Esto significa que simples bloques son puestos en cascada para realizar funciones complejas. El diseñador puede optimizar los bloques individualmente y luego conectarlos para formar una trayectoria portadora de señal única a través de la cuál la información es procesada. Este paradigma puede ser considerado para un sistema de microondas como una reducción en el parámetro de reflexión entre dos circuitos de tal manera que la energía de la "portadora" se maximice. Además, conlleva a procesos significativos en este campo puesto que ello permite al diseñador del circuito pensar en el diseño del sistema sin preocuparse del comportamiento de cada transistor. Sin embargo, dado que todos los bloques tienen diferentes características, es muy difícil evitar lo que se conoce como enlace más débil, que no es más que un nodo que limita el rendimiento general del sistema y el ancho de banda general de un circuito es menor que el del menor ancho de banda del subcircuito. Existiría una mayor limitación en los circuitos en cascada debido a cargas capacitivas de las etapas sucesivas. Una solución para evitar estos dos efectos es la de distribuir la ganancia de las partes que constituyen el diseño y hacer uso de la carga capacitiva como parte integral de estructuras de alta frecuencia conocidas como líneas de transmisión artificiales.

## 2.2 Líneas de transmisión artificiales para el método de amplificación distribuida

En aras de entender los principios detrás de la amplificación de circuitos, es importante introducir el concepto de línea de transmisión artificial (ATL). El modelo presentado aquí ofrece un buen esquema de las características de los circuitos distribuidos y es un buen punto de partida para su diseño.

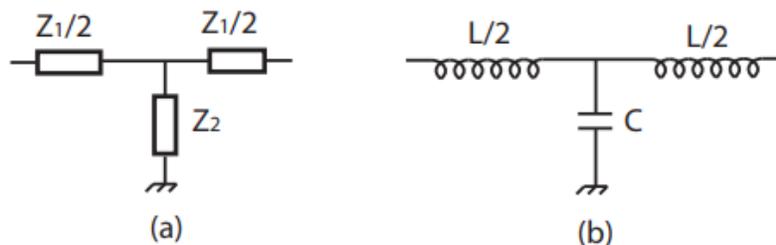


Figura 2.2.1 Esquema de una sección T (a) forma generalizada (b) Red LC.

Las líneas de transmisión artificiales difieren de líneas de transmisión reales en el hecho que una ATL está compuesta de elementos agrupados asociados con dispositivos activos e inductancias de interconexión (usualmente sintetizadas por líneas de transmisión cortas o inductores en espiral). Una línea de transmisión puede ser modelada con una escalera de secciones recíprocas

paso bajo tipo T como la mostrada en la Figura 2.2.1 [6]. La impedancia imagen de la que se define como la impedancia puede ser calculada a través de una impedancia a corto circuito ( $Z_{sc}$ ) y una impedancia a circuito abierto ( $Z_{oc}$ )

$$Z_{OT} = \sqrt{Z_{OC} \times Z_{SC}} = \sqrt{\frac{Z_1^2 + 4Z_1Z_2}{2Z_1 + 4Z_2} \times \frac{Z_1 + 2Z_2}{2}} \quad (2.2.1)$$

$$Z_{OT} = \sqrt{Z_1 Z_2} \times \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \quad (2.2.2)$$

De acuerdo a la Figura 2.2.1 (b), donde  $Z_1 = j\omega L$  y  $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$  la impedancia imagen está dada por

$$Z_{OT} = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \sqrt{1 - \omega^2 \frac{LC}{4}} \quad (2.2.3)$$

Basada en esta ecuación se puede definir la impedancia característica  $Z_0$  y la frecuencia angular crítica  $\omega_c$ .

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad , \quad \omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (2.2.4)$$

La ecuación puede ser reescrita como sigue,

$$Z_{OT} = Z_0 \times \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}} \quad (2.2.5)$$

Está claro que, de la ecuación 2.2.5, la impedancia imagen de la estructura es aproximadamente constante y asintóticamente se aproxima a la impedancia característica de la línea para  $\omega < \omega_c$ . Por lo tanto, es posible construir una línea de transmisión artificial conectando varios de esas estructuras y terminándolas con una carga resistiva cuyo valor sea igual a la impedancia

característica de la línea artificial. De acuerdo a la teoría de propagación en líneas de transmisión, una señal viaja por una línea con una impedancia característica constante sin reflexiones y es absorbida por una línea de transmisión periódica [6][7]. Un enfoque para el análisis del amplificador distribuido implica una descripción de las secciones de filtrado agrupadas que utilizan funciones de propagación. En este enfoque, se supone que la respuesta del amplificador depende esencialmente del efecto de carga de los elementos agrupados periódicamente distribuidos a lo largo de los ATL, mientras que la dispersión y otras características físicas de las líneas de transmisión no se tienen en cuenta en una primera aproximación. Las señales en amplificadores distribuidos se pueden tratar como propagación de ondas debido a la naturaleza distribuida de las líneas de transmisión de interconexión. En este sentido, una analogía completa entre señales y ondas sugiere que el amplificador distribuido pueda ser analizado mediante la teoría electromagnética en términos de parámetros distribuidos y agrupados [12]. No obstante, esta tarea no es fácil de realizar debido a las complejidades inherentes de los circuitos distribuidos prácticos [13].

En una línea de transmisión artificial transistorizada, la naturaleza de los elementos agrupados distribuidos a lo largo de la línea de transmisión es compleja en comparación con las secciones de filtro descritas anteriormente. De hecho, las líneas de transmisión resultantes del amplificador distribuido práctico toman una forma compleja cuando se incluyen modelos de dispositivos completos en líneas de transmisión artificiales [13][14]. El concepto de impedancia de imagen puede extenderse a estructuras más complejas asumiendo que las líneas de amplificador distribuidas terminan con sus impedancias de imagen. Se utilizan parámetros convencionales de circuitos lineales para representar cada sección de filtro, lo que facilita el análisis de los amplificadores distribuidos [6]. Para determinar los parámetros de propagación de etapas prácticas, las secciones constituyentes T o  $\Pi$  pueden generalizarse como se muestra en la Figura 2.2.2.

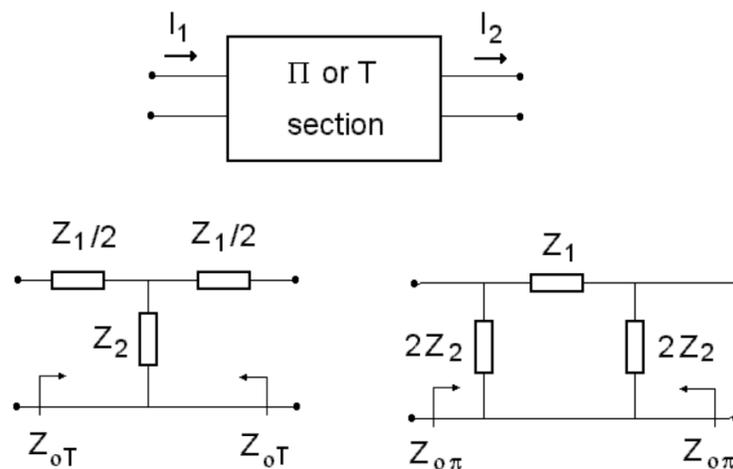


Figura 2.2.2 Un esquema para definir las secciones T y  $\Pi$  emparejadas según la imagen [6].

Las ecuaciones para las impedancias generalizadas de las secciones T ecuación 2.2.2 y  $\Pi$  ecuación 2.2.6 vienen dadas respectivamente por [6]:

$$Z_{O\pi} = \sqrt{Z_1 Z_2} \times \left( \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \right)^{-1} \quad (2.2.6)$$

La constante de propagación de los filtros  $\Pi$  o T recíprocos se define por la relación de corriente:

$$\gamma = \ln \left( \frac{I_1}{I_2} \right) \quad (2.2.7)$$

donde  $I_1$  e  $I_2$  son las corrientes de entrada y salida de la sección y  $\ln ()$  es la función logarítmica natural. La constante de propagación por sección se divide en una parte real e imaginaria:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.2.8)$$

donde  $\alpha$  se define como la atenuación de la onda eléctrica y  $\beta$  es la constante de fase, ambos son parámetros dependientes de la frecuencia. El retardo inherente definido por la analogía con las secciones agrupadas se puede obtener para cada sección de filtro a partir de la derivada de la constante de fase:

$$\tau_d = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (2.2.9)$$

La fase y la atenuación son parámetros fundamentales para determinar la respuesta del filtro en el dominio de la frecuencia. La razón corriente se determina fácilmente en secciones emparejadas en base a la imagen. Para las secciones en T o  $\Pi$  simétricas representadas en la Figura 2.2.2, la razón de corriente viene dada por [15]:

$$\frac{I_1}{I_2} = 1 + \frac{1}{2} \frac{Z_1}{Z_2} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1^2}{4Z_2^2}} \quad (2.2.10)$$

Estas ecuaciones fundamentales permiten obtener parámetros de propagación de secciones de filtro arbitrarias. La relación entre la constante de propagación y los parámetros de propagación de las estructuras generalizadas viene dada por [15]:

$$\gamma = \cosh^{-1}\left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2}\right) \quad (2.2.11)$$

Los conceptos y relaciones antes mencionados brindan información valiosa para analizar el desempeño de estructuras distribuidas de banda ancha utilizando funciones de propagación de imágenes y virtualmente se puede aplicar para obtener una descripción aproximada de cualquier estructura compleja con secciones agrupadas terminadas en impedancia de imagen [11][13].

Parámetros de propagación de ATL sin pérdidas:

Las líneas de transmisión artificial sin pérdidas basadas en secciones LC recíprocas terminadas con impedancia de imagen representan una primera aproximación a los circuitos distribuidos. Este modelo, lejos de ser utilizado en diseños detallados, permite delinear características importantes de circuitos distribuidos. Los elementos parásitos intrínsecos de los dispositivos activos y los elementos resistivos utilizados en los puertos de entrada y salida tienen un impacto sustancial en el comportamiento de los amplificadores distribuidos [6]. De manera similar, el uso de resistencias de entrada y salida en los puertos de entrada y salida da lugar a un desacople de impedancia que a su vez deteriora la transmisión de señales. Estos efectos de segundo orden no se tienen en cuenta en los ATL sin pérdidas.

Los ATL sin pérdida terminados en impedancia de imagen permiten mantener una impedancia constante en un intervalo de frecuencia limitado. Esta característica destacada se puede ilustrar en la siguiente representación agrupada en la que las ondas de voltaje y corriente se acoplan a la línea de transmisión artificial terminada en impedancia de imagen.

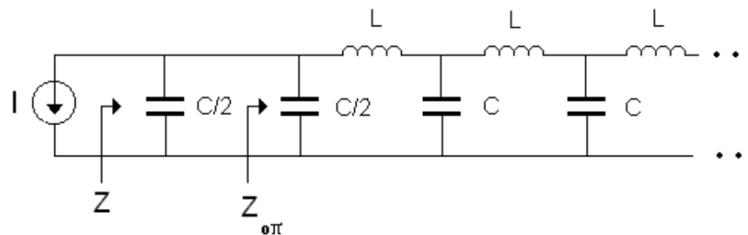


Figura 2.2.3 Línea de transmisión artificial sin pérdidas [6].

Al usar definiciones y conceptos anteriores, la impedancia de la línea de transmisión artificial mirando hacia otro lado de la fuente actual resulta ser:

$$|Z(j\omega)| = \begin{cases} \sqrt{\frac{L}{C}} & ; \omega \leq \omega_c \\ \frac{2}{c} \times \frac{1}{\omega + \sqrt{\omega^2 - \omega_c^2}} & ; \omega > \omega_c \end{cases} \quad (2.2.12)$$

Dónde  $\omega_c$  es la frecuencia crítica definida por la Ecuación 2.2.4.

La ecuación 2.12 muestra una impedancia constante hasta  $\omega_c$  donde las ondas viajeras se acoplan a las líneas de transmisión sin distorsión. Se introducirá una alta atenuación en frecuencias más allá de la frecuencia crítica  $\omega_c$ . En circuitos distribuidos prácticos, la característica de amplitud constante no se puede lograr fácilmente debido a las dificultades para obtener valores de impedancia de imagen apropiados, que se pueden usar para acoplar, con circuitos físicamente realizables. No obstante, un gran número de secciones de la línea de transmisión resulta en una buena aproximación a las características constantes [6].

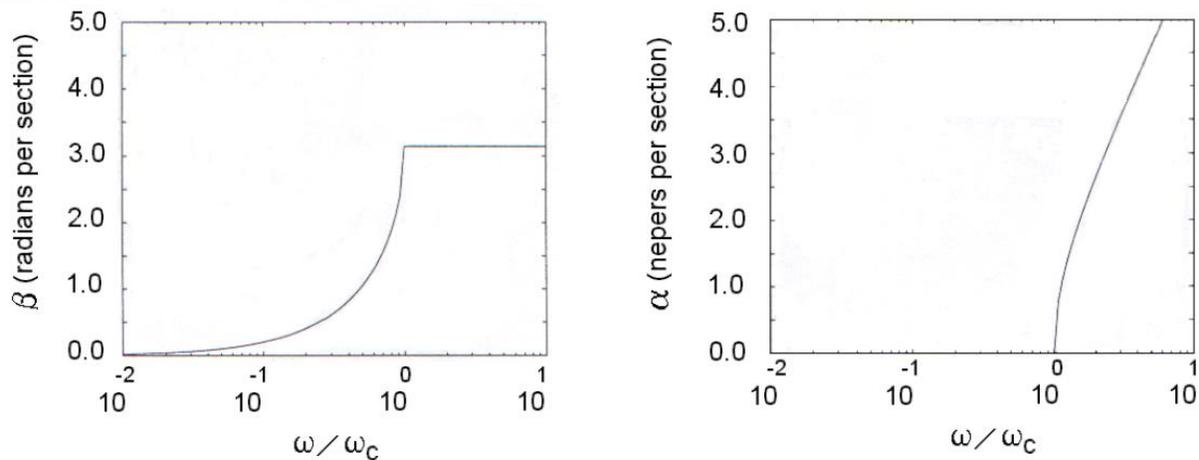


Figura 2.2.4 Fase y atenuación frente a frecuencia normalizada ( $\omega/\omega_c$ ) para filtros  $k$  constantes [6].

Otra propiedad importante del ATL sin pérdidas es la distorsión de fase introducida por las secciones en cascada. Dado que la impedancia de la imagen varía dentro de la banda de paso, la fase se aparta de una característica lineal. Al utilizar la ecuación de las líneas de transmisión, se puede obtener la atenuación y la distorsión de fase de una sola sección LC, como se muestra en la Figura 2.2.4. Muestra que la fase se aparta de la linealidad a medida que la frecuencia se acerca a la frecuencia de corte. Dado que la característica de fase no es lineal con la frecuencia, el retardo de grupo no es uniforme dentro de la banda de paso dando lugar a la dispersión de pulsos. En aplicaciones donde las características de la forma del pulso deben conservarse, tanto una fase lineal como una ganancia constante aseguran la amplificación de pulsos de banda limitada con distorsión moderada; sin embargo, este requisito impone severas restricciones a la viabilidad del amplificador distribuido. La investigación de las características transitorias de los amplificadores distribuidos está bien documentada en la literatura [16][17]. Esos informes se refieren a años en los que los tubos de vacío se empleaban predominantemente como dispositivos activos de amplificadores distribuidos. La emisión termiónica de tubos de vacío no implica efectos disipativos; por tanto, la línea de transmisión sin pérdidas como la descrita anteriormente es muy adecuada para describir un amplificador distribuido basado en tubos de vacío. La respuesta transitoria de tales amplificadores distribuidos muestra un tiempo de subida identificable y una oscilación amortiguada de amplitud significativa para aplicaciones de amplificación de pulsos [16].

Por el contrario, en los amplificadores distribuidos basados en dispositivos de estado sólido, la respuesta no puede analizarse con un modelo analítico [4]. Las pérdidas de los dispositivos activos y el efecto de acoplamiento superior de los amplificadores distribuidos solamente pueden ser analizados por simulación por computadora [18]. Por otra parte, las pérdidas asociadas con dispositivos activos mejoran la linealidad de fase de las secciones de líneas de transmisión artificiales, lo que reduce la amplitud de dichos componentes de oscilación [16].

Si considera la sección del filtro de paso bajo que se muestra en la Figura 2.2.5, por el concepto de impedancia imagen.

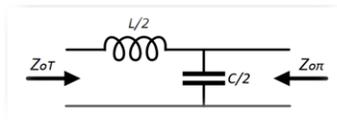


Figura 2.2.5: Sección básica de un filtro LC. Impedancia de entrada y salida.

Se derivan las siguientes ecuaciones, que indican las características de propagación de cada sección de filtro [3].

$$\theta = \cosh^{-1} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}} \quad (2.2.13)$$

donde  $\omega$  representa la frecuencia de operación y  $\omega = 2\pi f$ . La ecuación 2.2.13 representa la constante de propagación, donde la parte real representa la constante de atenuación  $\alpha$  y la parte imaginaria representa la constante de fase  $\beta$ .

En virtud de que la línea de transmisión presenta teóricamente ninguna reflexión dentro del ancho de banda, la metodología es útil para líneas artificiales con pequeñas reflexiones cuando la línea tiene un número finito de etapas básicas y se termina con una resistencia de terminación. Bajo estas condiciones, se tienen las siguientes aproximaciones [7]:

$$e^{-\gamma l} \approx S_{21}, \quad (2.2.14)$$

$$\ln(e^{-(\alpha+j\beta)l}) \approx \ln(S_{21}), \quad (2.2.15)$$

$$\alpha l = \text{real}(-\ln(S_{21})), \quad (2.2.16)$$

$$j\beta l = \text{imag}(-\ln(S_{21})), \quad (2.2.17)$$

donde  $\gamma$  representa la constante de propagación en la ecuación (2.2.14), la parte real representa la constante de atenuación en la ecuación (2.2.16) y la parte imaginaria representa la constante de fase en la ecuación (2.2.17). El parámetro  $l$  en la fórmula representa la longitud física del cable, que en este caso se considera que son las 6 secciones en T de la línea simulada. No hay atenuación en la banda de paso ( $0 - \omega_c$ ), y la fase ya no es lineal cerca de la frecuencia de corte ( $\omega_c$ ). Por encima de la frecuencia de corte ( $f_c$ ) se produce pérdida por reflexión.

Para mejorar la comprensión de las características de propagación de la sección en T, se realiza una simulación en una línea de transmisión artificial con 6 secciones en T. Las fórmulas se muestran en (2.2.9) -(2.3.1). La siguiente tabla muestra los parámetros de diseño:

*Tabla 2.1 Parámetros de diseño de la línea de transmisión artificial.*

$f_{Bragg}$	23.925 GHz
$f_c$	11.963 GHz
$Z_L$	50 $\Omega$
$L$	0.6652 nH
$L_{/2}$	0.3326 nH
$C$	0.266 pF

Las inductancias  $L$  y  $L/2$  y la capacitancia  $C$  se obtienen por extracción de parámetros. Se trabaja con la frecuencia de corte de Bragg ( $f_{Bragg}$ ) calculada a partir de la ecuación (2.1.2), la frecuencia de corte ( $f_c$ ) está definida por los criterios en [21], como ecuación (2.3.4) y la impedancia de terminación ( $Z_L$ ) de 50  $\Omega$ . La Figura 2.2.6 muestra el esquema de simulación para una línea ATL

de 6 secciones, y la 3.1.4 muestra la respuesta de atenuación (ALFA) y la respuesta de fase (BETA). Se hace uso del software de simulación AWR y, luego, se exporta el archivo de formato \*.mat, que contiene los datos de tamaño y ángulo del parámetro  $S_{21}$ , y se usa el código escrito en MATLAB. Se consideran modelos equivalentes para los componentes  $L$  y  $C$  para simular elementos parásitos y obtener resultados de comportamiento real.

Las respuestas presentadas en la Figura 2.2.7 se asemejan a unas respuestas de impedancia de imagen ideales. La Figura 2.2.7 (ALFA) muestra que la señal comienza a decaer dentro de la banda de paso ( $0 - 11,963 \text{ MHz}$ ) y continúa decayendo más allá de la frecuencia de corte definida. La Figura 2.2.7 (BETA) muestra que la constante de fase ya no es lineal en la banda de paso. A medida que se acerca a la frecuencia de corte  $f_c$ , la fase deja de parecer lineal y cae dentro de la banda de rechazo,  $f > f_c$ .

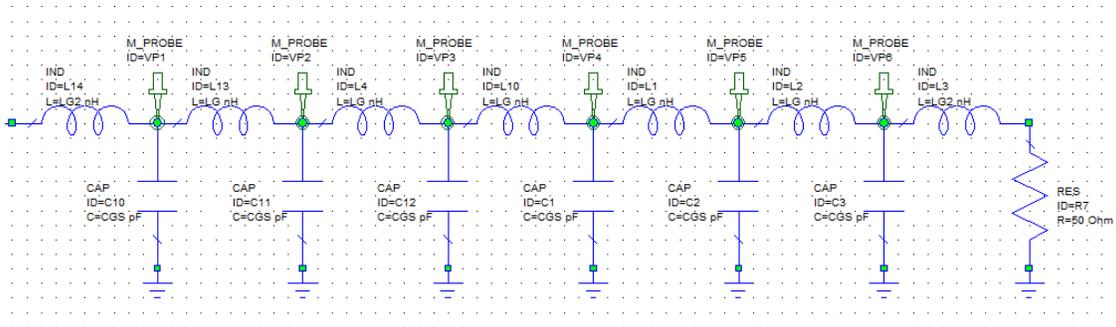


Figura 2.2.6: Línea de transmisión de 6 secciones.

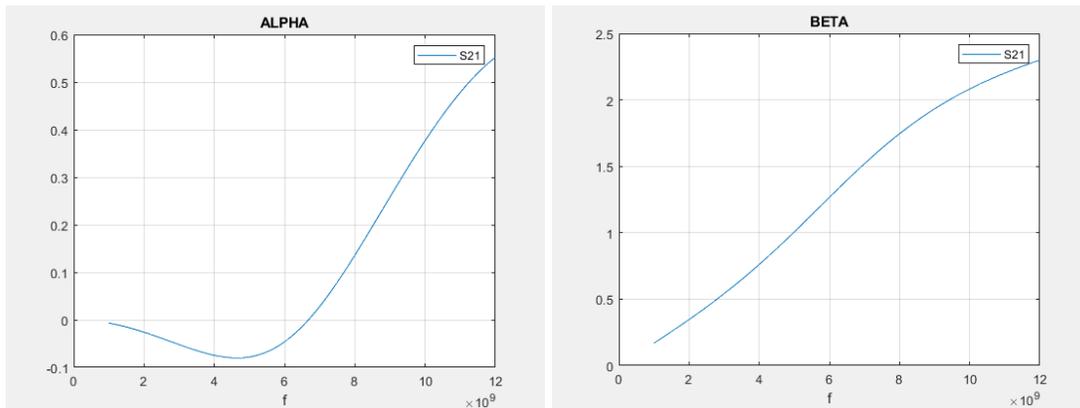


Figura 2.2.7: Aproximaciones de constantes de atenuación (ALPHA) y de fase (BETA).

Se observa que la constante de fase se aleja de linealidad a altas frecuencias, lo que explica la aparición de oscilaciones de alta frecuencia sin embargo la mayor parte de energía del pulso se propagará con baja dispersión hasta la frecuencia de corte ( $f_c$ ). Tratando esta estructura de línea de transmisión artificial como una red de 2 puertos, se miden los parámetros S, transmisión ( $S_{21}$ ) y reflexión ( $S_{11}$ ). La Figura 2.2.8 muestra estas respuestas simuladas. Estas gráficas de la Figura

2.2.7 no se asemejan a las ideales mostradas en la Figura 2.2.4 pero si se puede determinar un compromiso entre la frecuencia de corte y la distorsión que van a introducir estas celdas. En la siguiente sección se observará cómo la inclusión de una resistencia disipativa contribuye a mejorar la respuesta en tiempo de la línea de transmisión artificial (ATL).

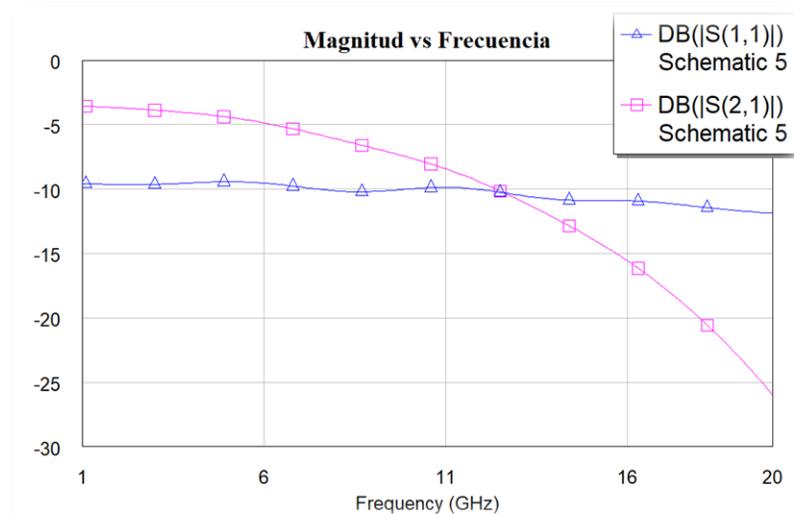


Figura 2.2.8: Parámetros de transmisión y reflexión de la línea ATL de 6 secciones.

## 2.3 Respuestas transitorias

### 2.3.1 Análisis de respuesta de pulsos angostos

Los circuitos de banda ancha se caracterizan por un comportamiento en frecuencia multi-décadas y por tal razón la respuesta de pulsos angostos permite analizar parámetros en el tiempo como retardo, dispersión y oscilaciones que proporcionan más información para nuestra aplicación. La aproximación por pulsos gaussianos permite una descripción en la frecuencia y tiempo que es empleado extensivamente para los sistemas de alta velocidad [6][7][9].

Bajo estas condiciones, se introduce el concepto de una frecuencia de corte a  $3\text{ dB}$ ,  $f_c, 3\text{dB}$ . Este es el nombre de la frecuencia en la que la amplitud de la respuesta de estado estable sinusoidal cae  $3\text{ dB}$  [21]. Como se muestra en los resultados de este capítulo, véanse las Figuras 2.3.1 y 2.3.3, la respuesta de amplitud del pulso depende en gran medida del número de segmentos de la línea, por lo que es difícil especificar una frecuencia de corte de  $3\text{dB}$ . Como se mencionó anteriormente, en cada respuesta transitoria el tiempo de subida aumentará de acuerdo con el número de secciones. En [22] se muestra una relación para determinar la degradación del tiempo de subida en  $n$  secciones básicas  $T$ , siendo válida en el intervalo de 3 a 30 secciones [6]. Esta relación es:

$$t.r.n = (\sqrt[3]{n}) * (t.r.) \quad (2.3.1)$$

donde  $n$  considera valores entre 3 y 30 y  $t.r.$  es el tiempo de subida en la entrada  $T$  de la primera sección. La ecuación (2.3.1) da una medida de la degradación del tiempo de subida de un pulso a medida que se propaga por  $n$  secciones de la línea de transmisión artificial. La siguiente ecuación muestra la relación entre el tiempo de subida de la parte  $n$  y la frecuencia de corte de  $3\text{ dB}$  de la línea ATL:

$$(t.r.n) \times (f_c, 3\text{dB}) \cong 0.35 \quad (2.3.2)$$

De esta forma, la respuesta transitoria del pulso refiere un ancho de banda constante en toda la estructura.

## 2.3.2 Análisis de Elmore

Es muy significativo estudiar la respuesta temporal de una línea ATL, ya que en desarrollos prácticos permite introducir retardos en la señal del filtro distribuido. Teniendo en cuenta los estrechos pulsos rectangulares que se propagan a lo largo de cada segmento T de la línea, los pulsos exhibirán atenuación y dispersión dependientes de la frecuencia cuando se propaguen a lo largo de la línea de transmisión artificial. Para una mejor comprensión se presentan las siguientes simulaciones, considerando una línea de transmisión artificial construida a partir de 6 partes básicas T con valores  $L$  y  $C$  de  $0.3326 \text{ nH}$  y  $0.266 \text{ pF}$  respectivamente y luego se incluyen constantes de disipación para mejorar la linealidad de la fase ver fig. 2.3.3. Estos valores de  $L$  y  $C$  se seleccionaron de acuerdo al modelo lineal del transistor, básicamente por la extracción de la capacitancia de unión de compuerta que determina la frecuencia de Bragg [1] y por supuesto los elementos resistivos que determina la linealidad de fase de las líneas artificiales ver Figura 2.2.4 (estos valores de  $L$  y  $C$  se seleccionaron de acuerdo al procedimiento detallado en Apéndice A), respectivamente. Se calcula la frecuencia de Bragg mediante la ecuación (2.1.2):

$$f_{c, Bragg} = \frac{1}{\pi\sqrt{L * C}} = 22 \text{ GHz}$$

Al describir la frecuencia de corte  $f_{c,3dB}$  o  $f_c$  como la mitad de la frecuencia de corte de Bragg ( $f_{c, Bragg}$ ) como en [21], se mantiene un compromiso entre atenuación dependiente de la frecuencia y linealidad de fase. También se ha encontrado que este criterio permite construir filtros FIR con un número viable de etapas, mientras que otros criterios como en [16] el punto de 3dB se sitúa a la mitad de ( $f_{c, Bragg}$ ) de los dispositivos activos. Este último criterio es el que se utiliza en esta tesis y se muestra en la ecuación 2.3.4.

$$f_{c, 3dB} \approx (0.5) * (f_{c, Bragg}) = 11 \text{ GHz} \quad (2.3.4)$$

Se logran bajos niveles de distorsión de la señal dentro de la banda de paso de la línea de transmisión artificial (intervalo de frecuencia de 0 a  $f_c, 3dB$ ). Se busca el perfil del pulso angosto en la entrada del filtro, así que utiliza la relación de la frecuencia de corte ( $f_{c,3dB}$ ) a 3 dB al tiempo de subida ( $t. r.$ ) para encontrar valor inicial del tiempo de subida del pulso a la entrada:

$$(t. r.)x(f_{c, 3dB}) \cong 0.35 \quad (2.3.5)$$

$$(t.r.) \cong \frac{0.35}{11 \text{ GHz}} \approx 0.03 \text{ ns}$$

En la salida se utiliza una resistencia de terminación de  $50 \Omega$ . Se ingresa un pulso rectangular de ancho  $0.2069 \text{ ns}$ . La Figura 2.3.1 presenta la respuesta transitoria a una entrada escalón con tasa de crecimiento limitado por la frecuencia de corte,  $f_c, 3dB$  visualizada por cada sección T.

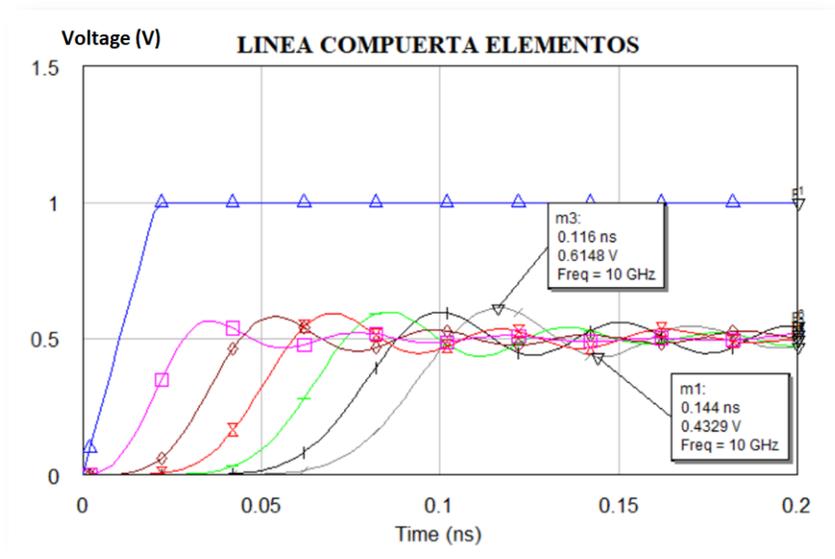


Figura 2.3.1 Respuestas transitorias de la entrada escalón.

En la Figura, la señal de color azul representa una función escalón de crecimiento constante correspondiente a la frecuencia de corte, a la entrada y de la curva magenta a la negra se representan las respuestas de la sección 1 a la sección 6. Estas simulaciones fueron hechas con AWR, algoritmo de simulación temporal APLAC [25].

Las respuestas se normalizaron al pulso de mayor voltaje. Se puede observar que a medida que el pulso se propaga a través de la línea de transmisión artificial, su amplitud comienza a disminuir y la tasa de crecimiento disminuye. Además de exhibir el decaimiento y la dispersión del pulso, los derivados de estas respuestas dan como resultado pulsos de mayor duración. El tiempo de subida de un pulso aumenta a medida que se propaga a través de la línea debido a las limitaciones de ancho de banda que presenta la línea. En la Figura 2.3.1, la respuesta transitoria exhibe un sobreimpulso cercano a  $0,5 \text{ V}$ , decayendo a medida que el transitorio se propaga a lo largo de la línea ATL. La sexta respuesta transitoria con una amplitud de  $0,6128 \text{ V}$  exhibe el sobreimpulso más grande, correspondiente al 11,28% de su valor de amplitud. Para el estudio de filtros

transversales distribuidos, se requieren respuestas transitorias con niveles mínimos de sobreimpulso y formas de pulso simétricas. Para reducir los niveles de oscilación se puede acoplar una resistencia disipativa ( $R_{gs}$ ) de pocos Ohm en serie con la capacitancia en derivación de la línea de transmisión artificial [21]. La Figura 2.3.2 ilustra la conexión de  $R_{gs}$  en todos los nodos de observación.

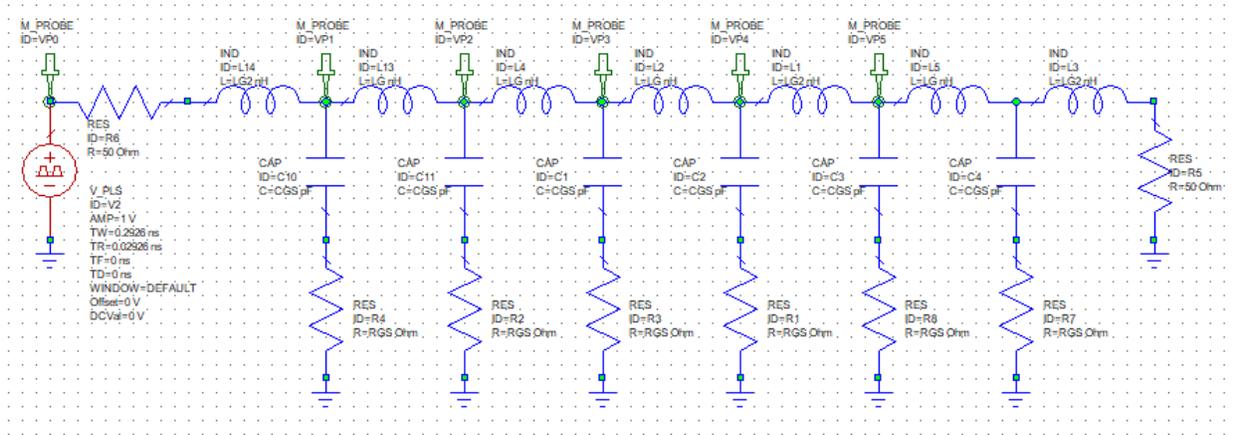


Figura 2.3.2 Inserción de resistencia disipativa.

Como se muestra en la Figura 2.3.2, la resistencia  $R_{gs}$  está en serie con la capacitancia en paralelo de cada nodo de observación. Para esta simulación,  $R_{gs}$  está conectado a cada una de las 6 secciones T. Considerando el filtro transversal distribuido propuesto, la resistencia  $R_{gs}$  se conectará al capacitor de la línea de compuerta común, el cual se acoplará a la etapa activa del filtro. La Figura 2.3.3 ilustra la respuesta transitoria de la función escalón, introduciendo una resistencia de disipación de  $10 \Omega$ . Con referencia a la Figura 2.3.3, normalice la respuesta al pulso de mayor amplitud. El principal cambio es que el nivel de oscilación es mucho más bajo de lo que ya se ha presentado. Para el sexto pulso, el sobreimpulso que se muestra en la Figura 2.3.1 prácticamente se elimina. Se puede observar una forma de pulso más uniforme que la que se muestra en la Figura 2.3.1.

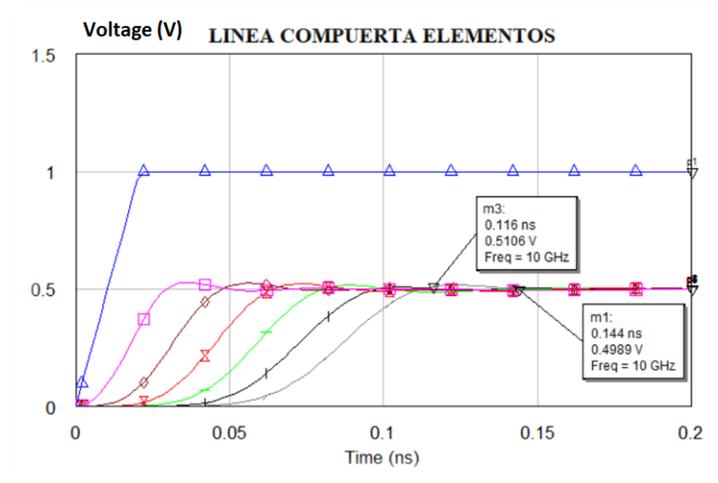


Figura 2.3.3 Respuestas transitorias al pulso rectangular angosto. Se utiliza una resistencia disipativa de 10  $\Omega$ .

Si se calcula el tiempo de retardo promedio teórico entre etapas establecido por Elmore [22]

$$tr = \sqrt{L * C} = 0.01 \text{ ns} \quad (2.3.6)$$

Las simulaciones de estas respuestas fueron exportadas a archivos \*.mat y posteriormente procesadas por el software Matlab R2018a mediante el desarrollo del siguiente algoritmo mostrado en el Apéndice B.

Tabla 2.3.1. Tiempo por etapas.

<b>Etapa</b>	<b>Tiempo de levantamiento (ns)</b>	<b>Tiempo de retardo (ns)</b>
2	0.025085	0.032
3	0.029716	0.044
4	0.033714	0.058
5	0.037935	0.072
6	0.040723	0.086

Para comprobar este resultado simplemente se compara el tiempo de levantamiento de la etapa 6 con el producto calculado en la ecuación (2.3.1).

Tabla 2.3.2. Tiempo diferencial entre etapas.

<b>Etapas</b>	<b>Tiempo de retardo entre etapas (ns)</b>
2-3	0.012
3-4	0.014
4-5	0.014
5-6	0.014
<b>Tiempo de retardo promedio entre etapas (ns)</b>	0.0135

En un circuito compuesto por estas partes básicas, el tiempo de retardo aumenta linealmente con el número de partes básicas  $T$  en la línea. Este retraso no depende de las pérdidas, solo depende de la inductancia y la capacitancia distribuidas. Se considera que el tiempo de retardo total para la  $n$  secciones como:

$$\tau_{d,n} = (n)(\tau_d) = (6)(0.0135) = 0.081 \quad (2.3.7)$$

Para comprobar este resultado simplemente se compara el tiempo de retardo de la etapa 6 con el producto del tiempo de retardo promedio entre etapas calculado en la ecuación (2.3.7). Las respuestas transitorias del pulso angosto mostradas en la Figura 2.3.3 presentan en promedio un retardo entre etapas que confirma lo obtenido en [22]. Este estudio es de utilidad para el desarrollo de un filtro transversal, como se advierte en la siguiente sección.

## 2.4 Analogía del filtro transversal con la topología del amplificador distribuido

Los filtros de respuesta de impulso finito (FIR) se utilizan en telecomunicaciones. Estos filtros son causales, son lineales e invariantes en el tiempo y, lo que es más importante, tienen fase lineal, lo que los hace adecuados para procesar señales de alta velocidad. Por la forma en que procesan la señal, se denominan filtros transversales [19]. Rausher [27], en su implementación de filtros no recursivos (FIR) comienza por diferenciar entre componentes de circuito distribuido que proveen la ganancia y retardo de fase de los componentes de circuito que limitan la frecuencia máxima en las rutas de señal del filtro.

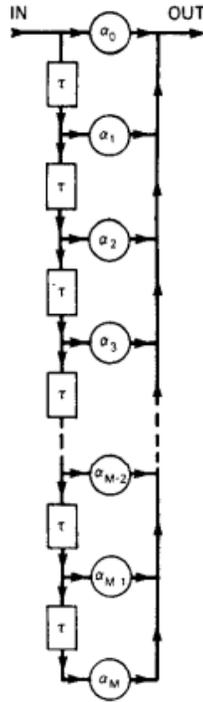


Figura 2.4.1. Diagrama de flujo de filtro transversal distribuido [27].

Un filtro transversal consta de  $N$  etapas de retardo, cada una con un tiempo de retardo  $\tau N$ . A medida que viaja por la línea de retardo, el pulso se deriva y se multiplica por un factor de ganancia  $GN$ . Finalmente, debido a la limitación de ancho de banda inherente  $H(f)$  del filtro, las respuestas se suman y sufren dispersión y decaimiento en el tiempo. Cuando estos filtros se diseñan correctamente, las limitaciones inherentes de las derivaciones se pueden eliminar, lo que afecta a todas las señales que se propagan a través de la ruta del filtro de la misma manera. Además, los circuitos de amplificación distribuida están diseñados para propagar ondas con la misma velocidad de fase en las líneas de transmisión de puerta y drenaje. La figura 2.4.2 ilustra la estructura del circuito amplificador distribuido tradicional. Los retardos diferenciales en las líneas de transmisión artificiales y la ganancia de tap producida por el circuito amplificador suelen permanecer iguales. Si esta estructura está diseñada con ganancia y retardo variables, actúa como un filtro transversal de respuesta finita. Esto tiene un gran número de aplicaciones en diferentes sistemas de telecomunicaciones como se describe en bibliografía utilizada, puesto que el diseño de sistemas de filtro transversal en la Figura. 2.4.1 es muy difícil de implementar con componentes de microondas [18].

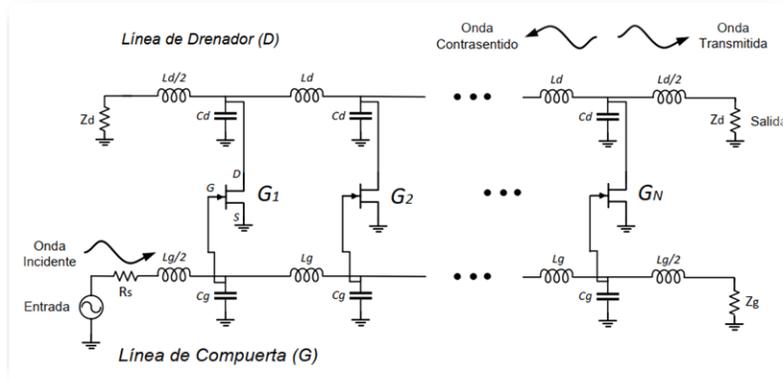


Figura 2.4.2 Estructura básica del circuito de amplificación distribuida.

Borjak y otros [20] establecieron la primera analogía entre los circuitos de amplificación distribuidos y los filtros cruzados. Esta analogía permite el uso de circuitos de filtros transversales basados en operaciones de amplificación distribuida. Esto tiene un gran número de aplicaciones en diferentes sistemas de telecomunicaciones como da cuenta la bibliografía, ya que el diseño de sistemas de filtro transversal en la Figura. 2.4.1 es muy difícil de implementar con componentes de microondas. Primeramente, se considera un filtro transversal como el ilustrado en la Figura 2.4.2, el cual presenta la siguiente ecuación de respuesta del filtro en el dominio de frecuencia [11]:

$$X_{TF}(\omega) = \sum_{k=1}^{N+1} G_k \exp(-j\omega \sum_{i=0}^{k-1} \tau_i) \quad (2.4.1)$$

donde  $G_k$  representa el valor de ganancia de la derivación del filtro y  $\tau_i$  representa el retardo resultante entre taps. La capacidad de diseñar a través de los diferentes grados de libertad de los amplificadores convencionales facilita el desarrollo de filtros transversales como se muestra en la Figura 2.4.2, lo cual no es fácil para componentes de microondas como mezcladores y circuitos de acoplamiento/división de potencia [18]. La figura 2.4.3 muestra dos escenarios posibles para que un amplificador distribuido realice la función de filtrado transversal. Con referencia a la Figura 2.4.3, cuando la dirección de propagación de la onda es la dirección de salida (Figura 2.4.2), se presenta la ruta que se muestra en la Figura 2.4.3.a. Si se tienen en cuenta los diferentes tiempos de retardo de cada sección de compuerta y drenaje, se puede establecer la siguiente expresión para describir el comportamiento temporal en un circuito distribuido:

$$\tau_k = \tau_{gk} - \tau_{dk} \quad (2.4.2)$$

donde  $\tau_k$  representa el tiempo de retardo de la k-ésima sección del filtro transversal y  $\tau_{gk}$  y  $\tau_{dk}$  representan el retardo generado por cada k-ésima sección del amplificador en las líneas de compuerta y drenaje, respectivamente. La ecuación (2.4.2) representa la etapa de retardo diferencial del amplificador distribuido.

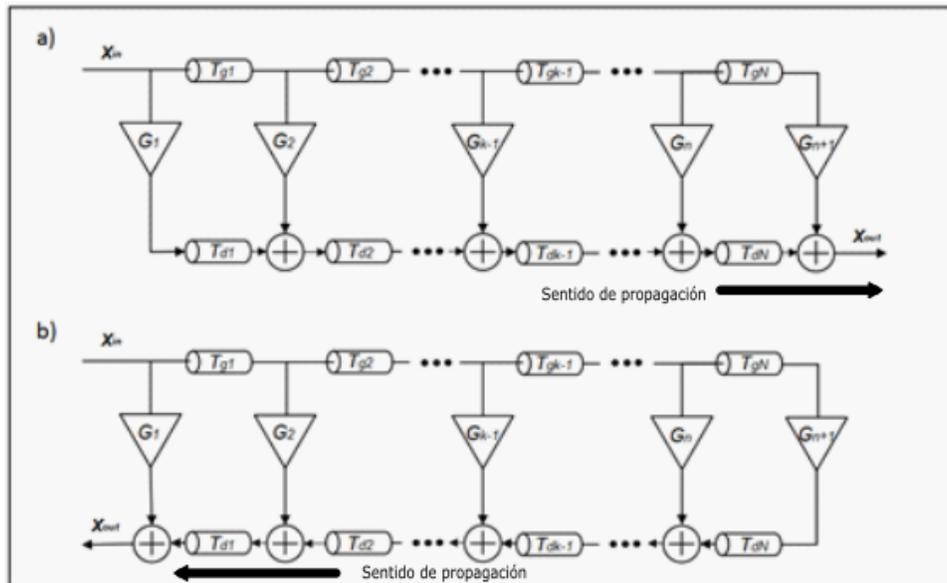


Figura 2.4.3 Topologías presentes en la amplificación distribuida.

Cuando la propagación de la onda se realiza en dirección de contrasentido respecto a la salida (Figura 2.4.2) se presenta una ruta como la mostrada en la Figura 2.4.3.b. Si se consideran los tiempos de retardo en cada sección de compuerta y drenaje, se puede establecer la siguiente expresión que describe el comportamiento en el tiempo del circuito distribuido:

$$\tau_k = \tau_{gk} + \tau_{dk} \quad (2.4.3)$$

donde  $\tau_k$  es el tiempo de retardo de la k-ésima sección del filtro transversal y  $\tau_{gk}$  y  $\tau_{dk}$  representan el retardo que se genera por cada k-ésima sección del amplificador para las líneas de compuerta y drenaje, respectivamente. La ecuación (2.4.3) representa la etapa de retardo aditivo del amplificador distribuido. Se logra establecer de esta forma, que el retardo entre etapas del filtro transversal es equivalente a cada topología del circuito amplificador, ya sea de retardo diferencial o retardo aditivo. En general, la topología propuesta puede presentar retardos desiguales en cada sección del circuito.

## 2.5 Filtros distribuidos con ajuste de ganancia de tap y cambio de fase.

Freundorfer, et al [7][8] propusieron un filtro transversal adaptativo basado en celdas en cascada como bloques de ganancia variable. En este enfoque, un filtro transversal MMIC fue diseñado para mejorar los grados de libertad de las funciones de filtrado transversal y así extender la funcionalidad a la preamplificación, control automático de ganancia y control de retardo de grupo entre otras funciones. La Figura 2.5.1 muestra el esquema de filtro transversal adaptativo basado en celdas de ganancia en cascada [2].

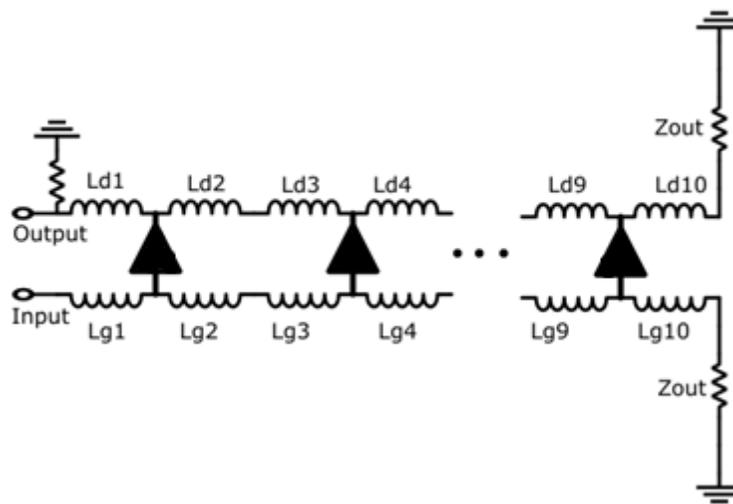


Figura 2.5.1 Esquema de preamplificador transversal adaptativo.

El concepto subyacente a la adaptabilidad de los filtros transversales se refiere a la capacidad del filtro para preservar la integridad de la forma del pulso en todas las ATL, mientras que las ganancias de derivación del filtro se ajustan para obtener una respuesta predeterminada. Sin embargo, el diseño de alta frecuencia depende de la capacidad de mantener constante la impedancia de carga (capacitiva) en las líneas de transmisión artificiales de otra manera las respuestas dependerían en gran medida de las reflexiones por desacoplo de impedancia. Esto limita el proceso de sintonización del filtro a las condiciones variables de ajuste de ganancia ya que las reflexiones pueden ser altas relativas a las señales acopladas activamente por las transconductancias en las líneas de transmisión.

El filtro transversal basado en bloques de ganancia en cascada es esencialmente un amplificador distribuido con capacidad de variación de ganancia de celda individual, donde la ganancia de las celdas se establece aplicando voltajes de polarización externa a las etapas de compuerta común. Para el filtro transversal, se utiliza la configuración del modo de ganancia inversa con capacidad

de ajuste de signo de tap, en el que las ganancias de derivación se ajustan por separado, ver Figura 2.4.3 b.

La configuración del modo de ganancia inversa permite aumentar el retardo de tap por etapa; reduciendo así el retardo de tiempo adicional requerido por etapa. El uso de etapas en cascada tiene ventajas inherentes; la celda en cascada presenta un fuerte desajuste interno, el de la alta impedancia de salida de la etapa de fuente común y la baja impedancia de entrada de la etapa de compuerta común, lo que permite lograr amplificación en un amplio intervalo de frecuencias [11][12]. La alta resistencia de salida proporciona buenas condiciones de adaptación para acoplar el ATL de drenaje, mientras que la baja impedancia de la etapa de compuerta común reduce la capacitancia Miller y proporciona un buen aislamiento de salida / entrada. En la implementación del filtro, la ganancia de las etapas individuales se puede variar continuamente desde un valor máximo a un mínimo en función de la transconductancia de la etapa de compuerta común [7][8].

La analogía entre el amplificador distribuido (Figura 2.4.3 a) y el filtro transversal (Figura 2.4.3 b) se estableció como un método potencial para compartir la optimización entre el front-end del amplificador y el filtro de configuración de la señal posterior a la detección. Los pulsos entrantes se pueden amplificar y remodelar satisfaciendo el primer y segundo criterio de Nyquist utilizando la estructura de filtro transversal antes mencionada [5][6]. Estos objetivos de diseño se pueden lograr en el régimen de múltiples Gbit / s mediante filtros transversales distribuidos en los que los parámetros del circuito se pueden ajustar para obtener una amplia gama de funciones de filtrado. Esas estructuras se denominan filtros transversales adaptativos y son componentes útiles para sistemas de comunicación de alta velocidad y corta distancia [6-9].

El filtro transversal eléctricamente sintonizable permite implementar una amplia gama de funciones de filtrado. La capacidad de sintonizar el filtro transversal para obtener una respuesta específica se logra mediante la aplicación de voltajes de polarización externas para ajustar el elemento de ganancia de las celdas distribuidas. Para obtener una amplia gama de funciones de filtrado, las características de transmisión deseadas de las líneas de transmisión artificiales deben mantenerse sin cambios; es decir, facilitar el ajuste de la función de transferencia manteniendo constantes las características del circuito distribuido.

## Conclusiones del capítulo:

Para diseñar el filtro se debe comenzar buscando la máxima frecuencia a la que se pueda trabajar ( $f_{bragg}$ ). Esto está dado con el criterio de impedancia imagen. Al final de la sección 2.2 se demuestra que se deja de comportar idealmente amplitud y fase con respecto a la frecuencia. La fase se linealiza.

Se necesita una alta frecuencia de transición  $f_t$  puesto que esta última es la Figura de mérito de la cual depende todo el diseño del circuito ver ecuación 2.1.1 ya que representa un límite superior, por encima de este, ocurrirán reflexiones importantes que no son favorables para el diseño de estos filtros. Esto pasa puesto que, a esta frecuencia, la ganancia de corriente,  $h_{fe}$  del transistor en configuración emisor común, se hace igual a la unidad, con lo cual se considera que es la máxima frecuencia de operación del transistor.

Como una primera aproximación, podemos decir que la “ATL transistorizada” mantiene baja dispersión de pulsos. Se cumple el criterio de  $f_{c3dB} = 0.5 f_{bragg}$ .

Se cumple el criterio de Elmore y se obtuvo un valor disipativo de  $10 \Omega$  que permite mantener un buen tiempo de levantamiento.

Se dice que el tiempo de levantamiento de los amplificadores distribuidos es pequeño con respecto al número de etapas [3, 6], lo que indica que de ahí viene su superioridad en términos de la respuesta temporal comparado con los circuitos en cascada; otra razón por la cual utilizar la estructura de amplificación distribuida para el diseño.

Además de eso, el tiempo de retardo se mantiene muy constante de acuerdo a los análisis de Elmore con respecto al número de etapas.

## BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 2

- [1] A. M. Darwish, K. Boutros, B. Luo, B. D. Huebschman, E. Viveiros, and H. A. Hung. *Algan/gan ka-band 5-w mmic amplifier*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12):4456– 4463, 2006.
- [2] W.L. Pribble, J.W. Palmour, S.T. Sheppard, R.P. Smith, S.T. Allen, T.J. Smith, Z. Ring, J.J. Sumakeris, A.W. Saxler, and J.W. Milligan. *Applications of sic mesfets and gan hemts in power amplifier design*. *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTTs International*, 3:1819–1822 vol.3, 2002.
- [3] [www.freescale.com/files/rf\\_if/doc/data\\_sheet/MRF6VP11KH.pdf](http://www.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF6VP11KH.pdf)
- [4] R. Amaya, N. Tarr, and C. Plett, "A 27 GHz fully integrated CMOS distributed Amplifier using Coplanar waveguides," in *Pro. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 8 June 2004, pp. 193-196.
- [5] M. A. M. Madureira, D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, R. L. Aguiar, and P. M. P. Monteiro, "Adjustable Electrical Dispersion Compensation in a 40-Gb/s Optical Single Sideband System," *Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 24, pp. 2689-2691, 2006.
- [6] T. Wong, *Fundamentals of Distributed Amplification*, T. Wong, Ed. Artech House, 1993.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, D. M. Pozar, Ed. John Wiley and Sons, 1998.
- [8] Stallings, W., "Comunicaciones y Redes de Computadoras", 6ta Edición, Prentice Hall.
- [9] Chang, C. and Francis, K., *GaAs High-Speed Devices, Physics, Technology and Circuit Applications*, John Wiley & Sons., New York, 1994
- [10] Ali, F., Bahl, I and Gupta, A., *Microwave and Millimeter-Wave Heterostructure Transistors and their Applications*, Artech House, Norwood, MA, 1989
- [11] *OMMIC-Philips GaAs Foundry User Manual, ED02AH Library Libra-EESOF Simulator, Release v2.3 March 2000*
- [12] Niclas, B., Wilser, T., Kritzer, R. And Pereira, R., "On Theory and Performance of SolidState Microwave Distributed Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 31 (6), June 1983, pp 447-456.
- [13] Karakash, J.J., *Transmission Lines and Filter Networks*, New York. The Macmillan Company, 1950.
- [14] Iqbal, A., *Heterojunction Bipolar Transistor Based Distributed Amplifiers for Fibre Optic Receiver Front-end Applications*, PhD thesis, UMIST, Department of Electrical Engineering and Electronics, September 1999, Manchester, UK
- [15] Chen W. K, "Distributed Amplification: A New Approach", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-14(4), April 1967, pp. 215-221
- [16] Bassett, H. and Kelley, L., "Distributed Amplifier: Some New Methods for Controlling Gain / Frequency and Transient Responses of Amplifiers Having Moderate Bandwidths", *Proceedings of IEE*, vol 101, pt. HI, pp. 5-14, 1954
- [17] Bianucci, G and Aitchison, C., "Predicted Transient Response of the Distributed Amplifier", *Electronics Letters*, 28 (22), October 1992, pp2096-2098

- [18] *García Sánchez Gerardo A. "Desarrollo experimental de procesamiento electrónico para aplicaciones de redes cdma de alta velocidad", Octubre (2017)*
- [19] *Proakis, J. G., Manolakis, D. G., "Digital Signal Processing", 4th Edition, Prentice Hall*
- [20] *Börjak, A., et al., "High-Speed Generalized Distributed-Amplifier-Based Transversal-Filter Topology for Optical Communication Systems", Vol. 45, August, (1997)*
- [21] *Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: "Transversal Filter MMIC Design for MultiGbit/s optical CDMA Systems", August, (2004).*
- [22] *Elmore, W. C., "The Transient Response of Damped Linear Networks with Particular Regard to Wideband Amplifiers", University of California, New Mexico, Vol. 19, January, (1948)*
- [23] *LIN ZHISHENG, LIN HAITAO, LIN YU, WU HONGXIONG, Sloted-line System Measures S Parameters Automatically, Department of Electronic and Communication Engineering, Zhongshan University, January 2001.*
- [24] *Wolfspeed. A Cree Company GTVA220701FA, Thermally-Enhanced High Power RF GaN on SiC HEMT*
- [25] *Manual del AWR*
- [26] *ROY et al.: Ultrawideband radio design: the promise of high-speed, short-range wireless connectivity, PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 92, NO. 2, FEBRUARY 2004*
- [27] *Rauscher, '85, MTT, Mwave active filters*
- [28] *I.D. Robertson, RFIC and MMIC Design and Technology, Circuits Devices and Systems Series 13, 2009*

# CAPÍTULO 3. Diseño de filtros de banda ultra-ancha con control de banda de paso

## Introducción

El diseño del filtro transversal distribuido debe satisfacer las respuestas transitorias definidas para su aplicación potencial en la conformación de pulsos adecuados en sistemas UWB. La respuesta transitoria del circuito distribuido está influenciada en gran medida por los elementos parásitos de dispositivos activos que modifica la impedancia característica de las líneas de transmisión artificiales a altas frecuencias. Por tal razón, es esencial llevar a cabo un análisis en el dominio del tiempo basado en modelos completos de los dispositivos, de lo contrario, la respuesta predicha basada en dicho análisis podría dar lugar a grandes inexactitudes. En [13], Bianucci y Aitchison presentaron un análisis de la respuesta transitoria del amplificador distribuido de estado sólido. Las pérdidas y los elementos parásitos de los amplificadores distribuidos basados en MESFET dan lugar a respuestas transitorias que difieren de los modelos analíticos previamente establecidos [11]. El análisis realizado en este capítulo permite una evaluación del rendimiento del diseño de filtro transversal para aplicaciones de pulsos de alta frecuencia. El siguiente análisis se basa en simulaciones por computadora utilizando los modelos completamente caracterizados del transistor para MMIC de alta frecuencia.

El filtro transversal ideal con distancia entre taps del orden de la duración del pulso de entrada o símbolo (filtro FIR de tasa de símbolo) se puede describir mediante una suma de pulsos retardados, cada uno de los cuales se pondera con una ganancia de derivación correspondiente, como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 3.1.1 los pulsos en la salida sufren las mismas limitaciones de ancho de banda asociadas con cada derivación de filtro [1, 6, 27]. En el diagrama, el bloque de salida corresponde a un filtro paso bajo lineal con función de transferencia  $H_p(j\omega)$ . Las características de los pulsos de salida están influenciadas tanto por los efectos de paso bajo como por la forma de los pulsos de entrada. Además, la función de conformación  $H_p(j\omega)$  posee una amplitud plana y funciones de fase lineal en el intervalo de frecuencia  $(-2\pi f_c, 2\pi f_c)$ , donde  $f_c$  es igual a la frecuencia de corte del filtro.

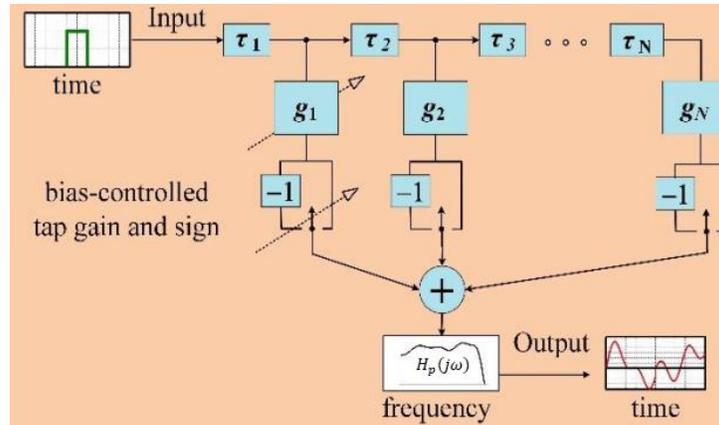


Figura 3.1.1 Esquema conceptual para el filtro FIR con retardos de etapa desiguales y ganancias de derivación desiguales [Aguilar-Torrentera, J, IEICE, Transversal Filter].

Las implementaciones de UWB modulan directamente una forma de onda similar a un impulso con tiempos bruscos de subida / bajada que ocupa varios GHz de ancho de banda. La frecuencia de corte de Bragg representa un límite superior para el diseño de estos sistemas como se puede observar en los resultados obtenidos en la sección 2.1 del capítulo anterior. A partir de esa frecuencia la linealidad de fase se pierde a medida que aumenta la frecuencia y esto representa un efecto de distorsión importante. El diseño es viable para frecuencias de corte de un tercio del valor del a frecuencia de Bragg según [4][5] en el capítulo anterior, pero autores como [21] han demostrado que se pueden obtener buenos resultados utilizando el criterio de la mitad esta frecuencia como frecuencia de corte, lo que beneficia al diseño al poder operar a mayores frecuencias. El análisis de Elmore del capítulo anterior (sección 2.3) muestra que el diseño de líneas de transmisión artificiales puede cumplir potencialmente con los requerimientos de los sistemas UWB.

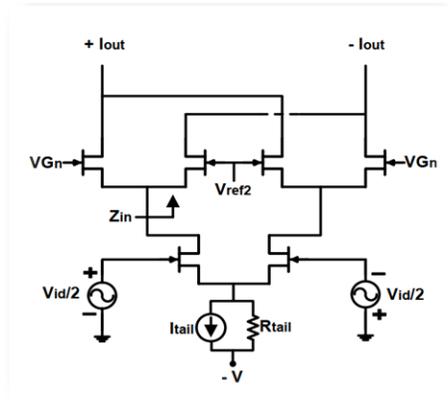
### 3.1 Circuitos diferenciales basados en celdas activas

Los circuitos idealmente balanceados son aquellos que responden solo a señales de modo diferencial, pero en la práctica, los circuitos reales no son perfectamente balanceados, produciendo componentes de modo común y modo diferencial [15]. La señal de modo común ingresa a la entrada del circuito balanceado con la misma relación de amplitud y fase, y la cancelación de modo común se obtiene a la salida de la celda diferencial [15]. Las señales de modo diferencial mantienen una relación inversa, es decir, la primera señal mantiene una diferencia de  $180^\circ$  con respecto a la segunda [15]. Se consideran dos métodos para generar señales diferenciales en estructuras distribuidas como una funcionalidad incluida en el filtro transversal para el ajuste de signo de la función FIR. En primer lugar, se describe el principio de

funcionamiento de la celda de Gilbert y, en segundo lugar, se describe en detalle el filtro transversal (filtro DTF) basado en el concepto de amplificación distribuida. Para este último, las líneas de transmisión artificial del filtro actúan como un par diferencial, produciendo señales de modo común y modo diferencial a la salida del filtro. También, este último produce una señal en modo común muy grande que permite la propagación simultánea de los modos de propagación ortogonales. Por lo que a esta clase de circuitos se les puede considerar como circuitos diferenciales generalizados.

### Celda de Gilbert

La celda de Gilbert es un componente electrónico que tiene la ventaja de usar un nivel de voltaje externo para controlar el nivel de amplitud y la fase de la señal invertida [5]. Dado que el circuito de la celda está balanceado, las celdas de Gilbert permiten la amplificación de señales diferenciales y el rechazo de señales de modo común [5]. La figura 3.1 ilustra la estructura general básica de una celda de Gilbert.



*Figura 3.1: Estructura convencional de celda de Gilbert [14].*

Con referencia a la Figura 3.1, la señal de RF etiquetada como  $V_{id/2}$  proporciona corriente diferencial a la batería de la izquierda y la derecha. El voltaje de control se llama  $V_{Gn}$ , y el nivel de transconductancia se controla para producir la corriente de salida correspondiente, llamada  $+I_{out}$  e  $-I_{out}$ . en la estructura. La corriente diferencial resultante depende de la diferencia en la transconductancia del dispositivo [5]. Un trabajo importante en el campo de los filtros transversales distribuidos y las celdas de Gilbert incluye a Lee, J. y Freundorfer, P. en [14] y Wu, H. y otros en [16]. Cada autor utiliza una variante de la estructura celular tradicional de Gilbert. La Figura 3.2 muestra las celdas propuestas por cada autor.

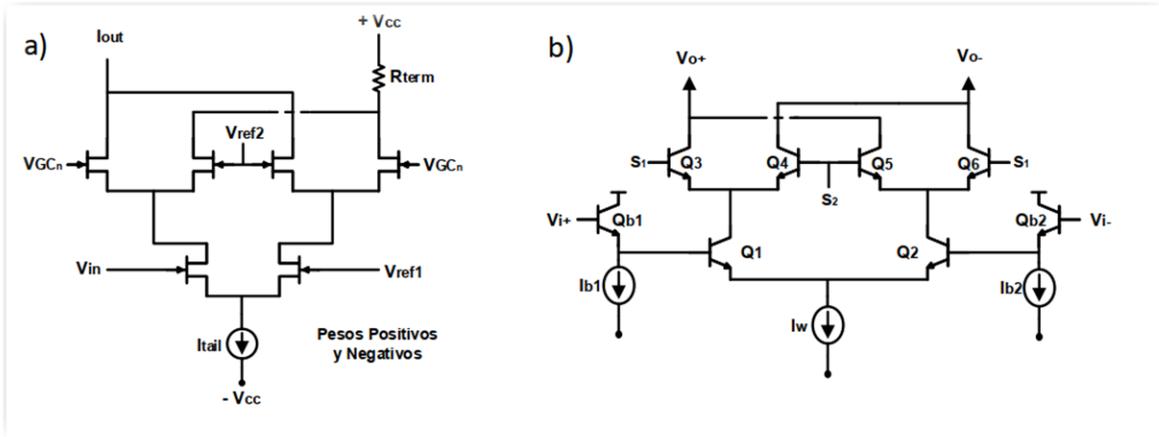


Figura 3.2: Celdas de Gilbert utilizadas por a) Lee y Freundorfer y b) Wu, et al.

Los filtros basados en celdas de Gilbert actúan como ecualizadores para la compensación de la dispersión del canal óptico y exhiben retrasos. La transconductancia de las células de Gilbert se controla para producir una ganancia positiva o negativa en la respuesta de cada paso del filtro. Se considera la salida del filtro a la línea de drenaje (modo de ganancia invertida). Esta estructura se utiliza para dar forma a pulsos binarios aplicados a sistemas de radiofrecuencia de alta velocidad. Las celdas de Gilbert generan coeficientes de ecualización, es decir, pesos para cada etapa de ganancia en el filtro [14]. La fase de la ganancia se modifica para producir pesos con signo negativo en el filtro [14]. En general, los símbolos de pulso se implementan en los grupos de transistores  $Q3, Q4, Q5$  y  $Q6$  (ver pestaña Figura 3.2.b). Se tiene en cuenta la salida del filtro en la dirección opuesta a la línea de drenaje. Esta estructura se aplica como solución para compensar la dispersión de los enlaces de fibra óptica de alta velocidad. Una ventaja de utilizar una celda de Gilbert es que se conecta directamente a la línea de transmisión artificial sin necesidad de un capacitor de acoplamiento.

Entre las desventajas se encuentran el uso de altos niveles de voltaje de polarización, lo que genera implementaciones poco prácticas delimitando el número de etapas del filtro transversal [5]. Otro inconveniente es que la topología de cada celda de Gilbert utiliza una gran cantidad de dispositivos activos, por ejemplo, seis en [14] y ocho en [16].

Filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida (filtro DTF)

La estructura de filtro transversal propuesta como centro del sistema UWB se basa en la amplificación distribuida (DTF). Se utilizan dos líneas de transmisión artificial (ATL) de drenaje como líneas de salida, la propagación se establece como acoplamiento activo y provoca los modos común y diferencial del filtro. Dado que la propagación de la onda en el drenaje es síncrona, también se conoce como filtro transversal de drenaje dual. La estructura del filtro transversal distribuido para procesar señales UWB se basa en (13). En estos trabajos se acota el funcionamiento del filtro para manejar señales bipolares durante las etapas de codificación y decodificación. Una vez entendidos los conceptos anteriores, la Figura 3.3.1 ilustra la estructura de un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida.

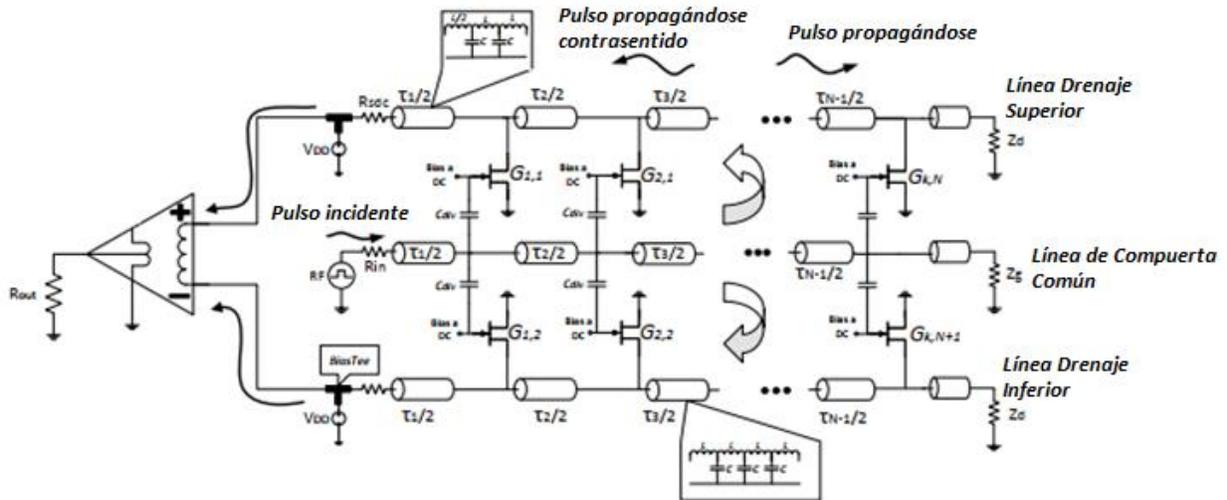


Figura 3.3.1: Estructura propuesta de filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida [2].

La estructura se modela como tres líneas ATL artificiales acopladas a través de la transconductancia de los transistores. La línea media se denomina línea de transmisión artificial de puerta común (G) y es la línea de entrada del filtro DTF. Las líneas en la parte superior e inferior de la estructura son las líneas de salida del filtro DTF, llamadas líneas de transmisión artificial de drenaje superior (D), respectivamente. Las estructuras transversales periódicas en forma de T de las líneas ATL comunes de compuerta y drenaje están representadas por cilindros. Para diseños simétricos con puerta artificial y líneas fuente, el tiempo de retardo generado por la línea ATL para cada derivación se considera la mitad del tiempo de demora total para esa derivación, es decir,  $\tau_1 / 2, \tau_2 / 2, \dots, \tau_N / 2$ , como se muestra en la Fig. 3.1.1. Por ejemplo, se debe generar un tiempo de retardo de  $2 \text{ ns}$  en la primera pulsación del filtro DTF.

Esto requiere  $1 \text{ ns}$  para  $n$  secciones en T básicas en la línea de compuerta común y  $1 \text{ ns}$  para el mismo número de secciones en T básicas en las líneas de drenaje superior e inferior. Por lo dado en la ecuación (2.4.2), el tiempo de retardo resultante en las dos líneas ATL del filtro DTF será aproximadamente el tiempo de retardo total ( $\approx 2 \text{ ns}$ ) de las derivaciones resultantes. Funciona de la siguiente manera [1][2], se ingresa un pulso de corta duración (estrecho) a la entrada del circuito y se propaga a lo largo de toda la línea de puerta común. Se deriva un voltaje de la derivación y se acopla a la terminal de puerta de cada dispositivo activo. Estos voltajes son amplificados por los componentes activos de cada celda activa y acoplados a las líneas de drenaje superior e inferior. En la salida, se considera que el voltaje amplificado que se propaga a la estructura (consulte la etiqueta en la Figura 3.3.1) gana un retraso adicional. Al final de la propagación del pulso en la línea de puerta, la impedancia  $Z_g$  absorbe el pulso. Debido a su estructura, la ganancia y el signo de la respuesta del filtro se obtienen a través del modo de propagación diferencial común. Para una mejor comprensión, la Figura 3.3.2 ilustra el modelo de señal pequeña de la unidad activa de filtro DTF.

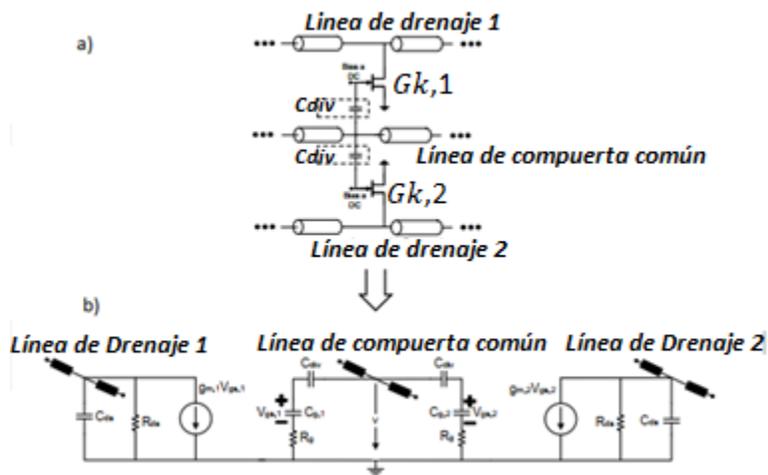


Figura 3.3.2: Modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro transversal. Se presenta la capacitancia en serie  $C_{div}$ .

Para tener esta funcionalidad se tienen dos aspectos particulares de esta topología: Figura 3.3.2.a el control de ganancia de celdas y Figura 3.3.2.b la técnica de división de voltaje capacitivo en la, se requiere de dos etapas de amplificación para controlar la ganancia y el signo de cada *tap*. La Figura 3.3.2 ilustra ambas etapas de amplificación en una versión simplificada de su modelo a pequeña señal. Por otro lado, Aguilar-T [1] propuso un método de control de ganancia de taps por el cual la capacitancia de carga de las celdas activas en la línea de compuerta se puede mantener constante e independiente a los ajustes de voltaje de las celdas. La transconductancia de cada dispositivo activo ( $G_{k,1}$  y  $G_{k,2}$ ) se divide en una transconductancia de referencia y una

transconductancia incremental representadas por  $g_{m,0}$  y  $\Delta g_k$ , respectivamente. Los valores de transconductancias se relacionan en las siguientes ecuaciones [1][2]:

$$g_{max,k} = g_{m,0} + \frac{\Delta g_k}{2}, \quad (3.3.1. a)$$

$$g_{min,k} = g_{m,0} - \frac{\Delta g_k}{2}, \quad (3.3.1. b)$$

donde  $k$  representa el  $k$ -ésimo toque de la matriz. La transconductancia de referencia  $g_{m,0}$  es el valor promedio sobre el rango de transconductancia utilizado en el FET. El valor incremental  $\Delta g_k$ , es el cambio de transconductancia simétrica en relación con la transconductancia de referencia  $g_{m,0}$ . Estas ecuaciones determinan los niveles máximos y mínimos de transconductancia exhibidos por cada elemento del filtro transversal.

En el ajuste de ganancia, el voltaje de referencia  $V_{ref}$  entre los dos componentes activos mantiene el incremento de transconductancia en cero porque este voltaje genera la transconductancia de referencia  $g_{m,0}$ . Con referencia a la Figura 3.3.2.b, la corriente de referencia  $g_{m,0}V_{gk}$  fluye en las dos líneas de drenaje, produciendo ondas unidireccionales con la misma amplitud y fase. De manera similar, una corriente incremental  $\Delta g_k V_{gk}$  fluye a través de ambas líneas de drenaje, produciendo ondas de la misma amplitud, pero manteniendo un cambio de fase de  $180^\circ$ . Se establece que el componente actual  $g_{m,0}V_{gk}$  es constante en todas las celdas activas.

Por las razones anteriores, la corriente de referencia  $g_{m,0}V_{gk}$  produce una excitación de modo común en cada nodo de la estructura, mientras que el cambio simétrico en la transconductancia  $\Delta g_k$ , alrededor de  $g_{m,0}$  en ambas líneas generan excitación en modo diferencial [1][2], por lo tanto la respuesta de filtro depende de la propagación de las señales en modo diferencial. La transconductancia total por cada celda activa del filtro se determina por la siguiente ecuación [1][2]:

$$G_k = g_{max,k} - g_{min,k} \cdot (3.3.2)$$

Por lo tanto, el filtro transversal de doble línea de drenaje posee una línea de compuerta referida a tierra (*single-ended*) como entrada mientras que las dos líneas de drenaje se pueden agrupar en un par de líneas acopladas que permitan la propagación de señales en modo común y modo diferencial (*differential-paired*) a la salida del filtro. Por otro lado, en la Figura 3.3.2.a se

muestran capacitancias de acoplamiento entre la línea de compuerta común y la terminal de compuerta de ambos dispositivos activos. Estas capacitancias se denominan  $C_{div}$ . Con una elección apropiada, estas permiten acoplar casi la totalidad del voltaje presente en la línea de compuerta a la unión de compuerta de ambos transistores. Además de reducir la capacitancia equivalente en paralelo de ambas uniones de compuerta cuando se diseña con una capacitancia  $C_{div}$  baja, esta tiene la funcionalidad de desacoplar la fuente de voltaje y mejorar el comportamiento de RF. En la Figura 3.3.2 se puede observar el modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro DTF. La capacitancia de división  $C_{div}$  se observa como una capacitancia en serie con la capacitancia  $C_{gs}$  de cada dispositivo activo. La onda de voltaje que se propaga por la línea de compuerta se acopla a ambas terminales de la compuerta de los dispositivos activos, pasando a través de las capacitancias  $C_{div}$ . Este método de conexión forma un divisor de voltaje de capacitancia por el cual solo una parte del voltaje de RF en la línea de entrada aparecerá en la unión de la compuerta. Para simplificar el modelo se utiliza un factor de división de capacitancias,  $M$  descrito en [2] y [22]. Se selecciona un valor de capacitancia  $C_{div}$  que permita un acoplamiento casi constante de voltaje a la terminal de compuerta del FET. Aplicando un voltaje de referencia en cada FET se puede asegurar un incremento de transconductancia de  $0\text{ mS}$ , entonces:

$$M = \frac{C_{div}}{C_{div} + C_{g,0}} \quad (3.3.3)$$

donde  $C_{g,0}$  se corresponde a la capacitancia de entrada intrínseca del FET para un voltaje de referencia aplicado. Usualmente esta capacitancia es muy pequeña. Se elige una capacitancia de división  $C_{div}$  tal que el factor  $M$  de la ecuación (3.3.3) se aproxime a la unidad, estableciendo que casi la totalidad del voltaje presente en la línea de compuerta se acople a las terminales de compuerta de los transistores.

Una de las ventajas de esta estructura es la cantidad reducida de dispositivos activos en cada etapa, solamente dos transistores por etapa activa de filtro [1]. Otra ventaja es que ofrece una baja complejidad en el diseño. Dentro de las desventajas que tiene la doble línea de drenaje es que se presentan pérdidas relacionadas con efectos de retroalimentación en los circuitos activos de cada *tap* [2].

## 3.2 Análisis de topologías distribuidas

Una característica de interés en el diseño de celdas de filtro de banda ancha es la generación de señales diferenciales para lograr una función de filtrado predeterminada. Con la necesidad de circuitos diferenciales que funcionen a frecuencias de microondas, el análisis de circuitos concentrados convencionales se vuelve inapropiado dada la naturaleza de las señales a procesar y el comportamiento inherente de tipo distribuido de tales circuitos. La teoría de los parámetros

de dispersión se ha extendido a los circuitos diferenciales de microondas en los que la respuesta se puede describir por una propagación simultánea de modos de propagación ortogonal y que puede contemplar circuitos de parámetros distribuidos asimétricos evaluados con Rechazo al modo común (CMRR) en un amplio intervalo de frecuencias. [16][17].

La propagación de señales diferenciales en ambas líneas de drenaje está asociada con ondas de nodo inducidas por celdas espaciadas periódicamente. La estructura del filtro en consideración tiene un puerto de entrada de un solo extremo y un puerto de salida de dos extremos en los nodos terminales de ambas líneas de drenaje; es decir, la etapa del inversor no se incluye en el análisis. La Figura 3.4.1 muestra las líneas de drenaje utilizadas para definir las ondas de voltaje y corriente en ambas líneas de drenaje. La propagación de señales se describe mediante dos modos principales de propagación; esas son ondas diferenciales y de modo común. En la salida, ambos modos ortogonales de propagación se pueden caracterizar tomando la diferencia o suma de fasores de voltaje  $V_1(z)$  y  $V_2(z)$  en ambas líneas de drenaje, donde  $z$  ver Figura 3.4.1). El modo de propagación diferencial se obtiene tomando la diferencia:

$$V_{dm}(z) = V_1 - V_2 \quad (3.4.1)$$

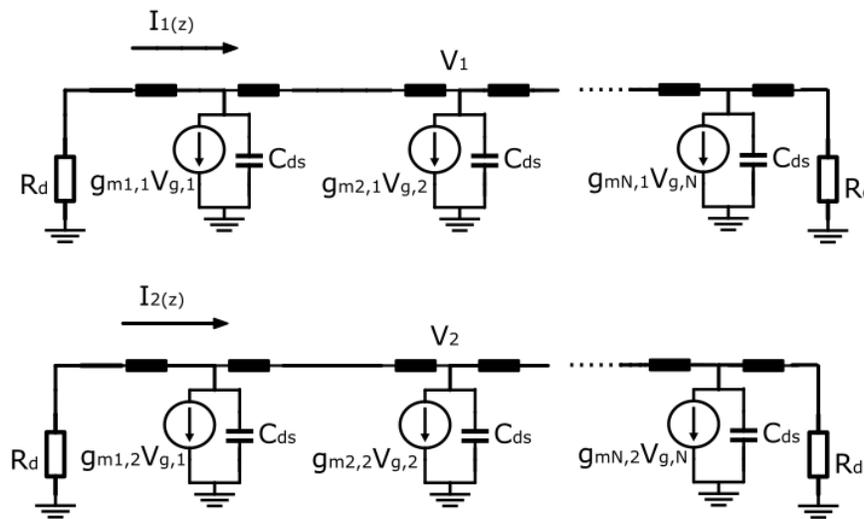


Figura 3.4.1: Líneas de drenaje superior e inferior del filtro transversal.

Por otro lado, la transconductancia fija de los dispositivos constituyentes  $g_{m,0}$  es una referencia común en el ajuste de transconductancias en ambas filas de dispositivos activos. De las ecuaciones 3.3.1.a y 3.3.1.b, las transconductancias máxima y mínima de cada celda activa

están relacionadas por la relación:  $g_{max,k} + g_{min,k} = 2g_{m,o}$ . Por lo tanto; el voltaje correspondiente asociado con la transconductancia fija que induce el modo común de propagación viene dado por:

$$V_{cm}(z) = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \quad (3.4.2)$$

El modo diferencial de propagación se ha asociado principalmente con corrientes diferenciales inducidas por generadores de corriente  $\frac{\Delta g_k * V_{g,k}}{2}$  que fluyen hacia ambas líneas de drenaje en direcciones opuestas (Figura 3.3.1 y 3.3.3). En los circuitos diferenciales, las corrientes con magnitudes iguales aparecen 180 grados fuera de fase en el puerto de salida. Por lo tanto; la corriente de modo diferencial se define como la mitad de la diferencia entre las corrientes que fluyen en ambas líneas de drenaje y está dada por:

$$I_{dm}(z) = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (3.4.3)$$

La componente de modo común actual es simplemente la corriente total inducida por la transconductancia de todos los elementos distribuidos. La corriente de modo común y de modo diferencial viene dada por el fasor de corriente [17]:

$$I_{cm}(z) = I_1 + I_2 \quad (3.4.4)$$

Las definiciones anteriores se utilizan para caracterizar los modos de propagación ortogonales como resultado del nivel de ganancia de las celdas distribuidas y las características distribuidas. Las ondas incidente y reflejada en ambos puertos se definen terminando las impedancias de entrada y salida con una impedancia idéntica a la impedancia característica de la línea artificial [17] [18].

Para obtener la respuesta al pulso del filtro transversal distribuido, se permite la propagación de señales en modo diferencial con bajo nivel de distorsión en ambas líneas de drenaje mientras que la señal en modo común se cancela por un circuito diferencial balanceado [14]. Esto se muestra en el circuito de la Figura 3.4.2 el cual cancela las respuestas en modo común mientras que las componentes en modo diferencial producen la respuesta al pulso del filtro. El voltaje a

través de la resistencia de salida representa la respuesta del filtro. La Figura 3.4.2 ilustra la etapa de salida con un circuito diferencial balanceado en la que se cancela la señal en modo común.

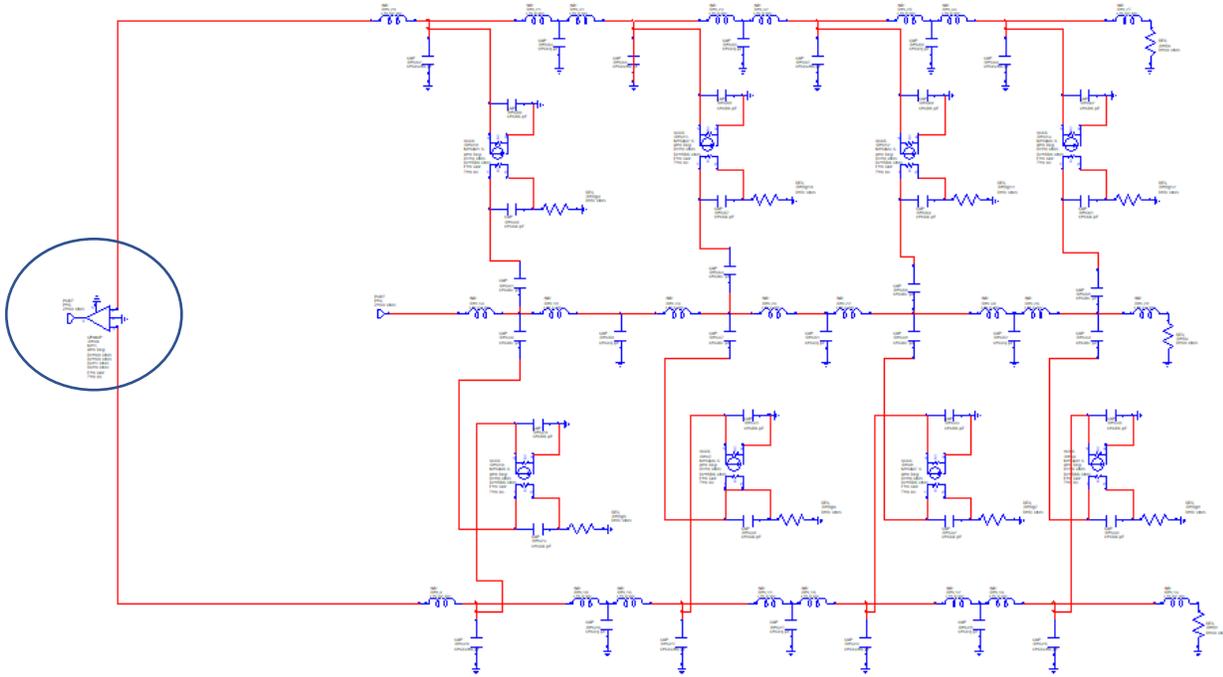


Figura 3.4.2a: Filtro de doble línea de drenaje con el circuito diferencial balanceado.

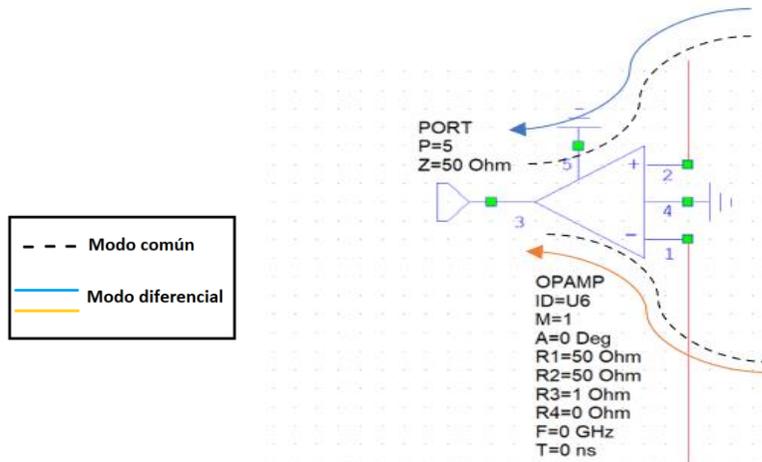


Figura 3.4.2b: Circuito diferencial balanceado. Parámetros de configuración.

### 3.3 Diseño de filtros transversales

#### 3.3.1 Diseño del filtro basado en doble línea de drenaje.

Los parámetros más relevantes para el diseño con transistores HEMT son:

- Ganancia de transconductancia ( $g_m$ ).
- Capacitancia Compuerta a fuente ( $C_{gs}$ ).
- Capacitancia Drenaje a fuente ( $C_{ds}$ ).
- Capacitancia equivalente ( $C_{eq}$ ).
- Capacitancia de referencia ( $C_{g,o}$ ).
- Capacitancia de División ( $C_{div}$ ).
- Capacitancia Extra ( $C_{extra}$ ).

Se propone el método de control de ganancia. La técnica de control de ganancia se basa en la relación existente entre la transconductancia y la capacitancia de entrada de los dispositivos activos en diferentes puntos de polarización [8, 13], se esperan variaciones pequeñas de capacitancia de carga al usar voltajes de polarización apropiados. La técnica se describe a continuación con el fin de establecer su importancia en el desempeño de la propuesta de filtro. A frecuencias por debajo de las frecuencias de corte del filtro, se muestra un circuito equivalente simplificado (circuito sin pérdidas) en la Figura 3.5.

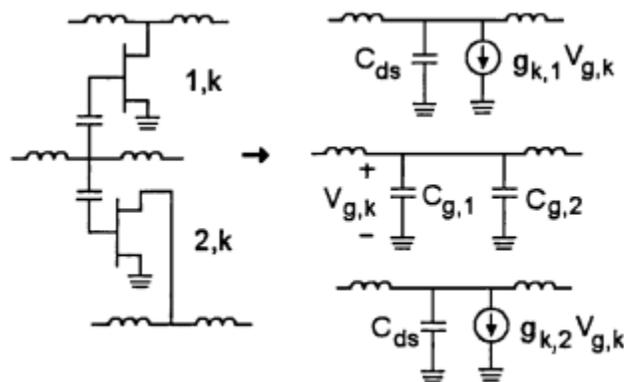


Figura 3.5 Celda distribuida y circuito de pequeña señal equivalente.

Cuando los dispositivos activos de celda están polarizados a dos voltajes de polarización diferentes, la capacitancia equivalente de ambos dispositivos activos conectados en paralelo es aproximadamente igual a  $C_{g,1} + C_{g,2}$ . Para frecuencias por debajo de la frecuencia de corte de la ATL con inductancia por sección  $L_g$ , tanto el retardo de tiempo como la sección de impedancia entre compuerta y ATL están dadas por  $td \cong \sqrt{L_g(C_{g,1} + C_{g,2})}$  y  $Z_{og} \cong \sqrt{L_g/C_{g,1} + C_{g,2}}$ , respectivamente. Por lo tanto, la impedancia y el retardo de tiempo sufrirán variaciones a medida que los voltajes de polarización se ajusten a diferentes transconductancias. Se podrían lograr condiciones de coincidencia adecuadas en la línea de puerta si ambos dispositivos constituyentes de todas las celdas distribuidas estuvieran polarizados en dos niveles de polarización de compuerta porque los nodos de la línea de entrada siempre están conectados a la compuerta de un transistor polarizado para una transconductancia máxima y la de un transistor polarizado para una transconductancia mínima, lo que da como resultado una línea de transmisión con la misma carga de capacitancia.

Se obtuvo una relación tanto de  $C_{gs}$  vs Voltaje Compuerta a fuente ( $V_{gs}$ ) y otra de  $g_m$  vs  $V_{gs}$  para distintos valores de  $V_{gs}$ . Se aplica la rutina de extracción y optimización de parámetros descrita en el Apéndice A y se extraen por optimización los parámetros del transistor para cada voltaje de entrada  $V_{gs}$  y se muestran en la siguiente tabla y gráficamente en la Figura 3.5.1. El valor subrayado se elige como voltaje de referencia de tal manera que el método de control de ganancias permita acoplamiento activo de señales diferenciales en ambas líneas de drenaje limitados en su amplitud en el mismo intervalo; por el voltaje de estrangulamiento y por degradación de máxima transconductancia.

*Tabla 3.5.1. Valores de  $g_m$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{ds}$  optimizados para los voltajes de entrada  $V_{gs}$ .*

VGS(V)	gm (S)	CGS(pF)	CDS(pF)
-0.6	0.044304	0.120255	0.000501
-0.558	0.0516001	0.1091239	0.0005
-0.516	0.0589534	0.0998992	0.0005
-0.474	0.0662567	0.0929362	0.0005
-0.432	0.0735661	0.0884162	0.000502
-0.39	0.0807954	0.0854089	0.000509
-0.348	0.0878176	0.1013654	0.013651
-0.306	0.0948181	0.1245239	0.028819
-0.264	0.1036018	0.2450718	0.110886
-0.222	0.1110889	0.2530345	0.110338
-0.18	0.1185225	0.2609193	0.109787

A la mitad de estos valores se define un voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) de -0.39 volts. Para este voltaje de referencia se define una transconductancia cero, o de referencia  $g_{m,o}$  y una capacitancia de referencia  $C_{g,o}$ . Para esta última se realiza una aproximación lineal para calcularla,  $C_{g,o} = \frac{C_{g,máx} + C_{g,min}}{2} = 0.19pF$ , ver Figura 3.5.2.

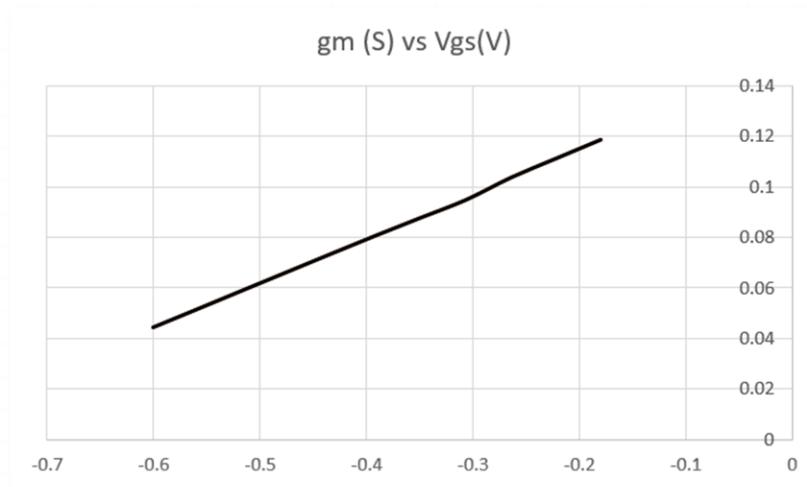


Figura 3.5.1. Comportamiento de la transconductancia ( $g_m$ ) con respecto al voltaje de entrada ( $V_{gs}$ ).

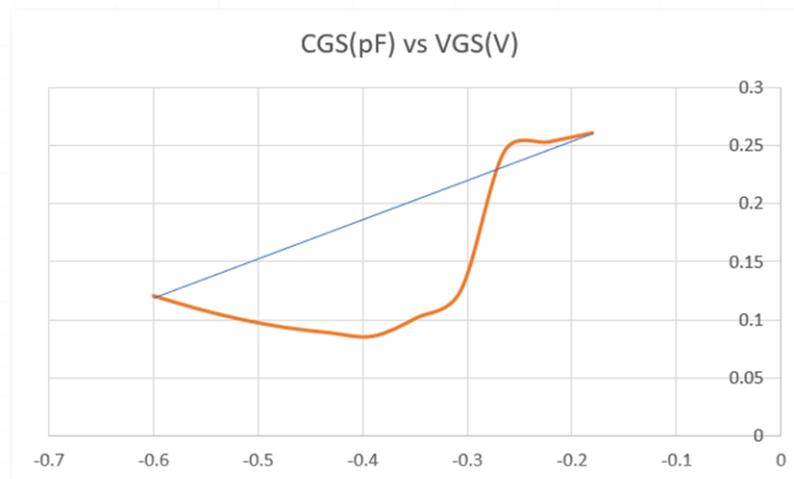
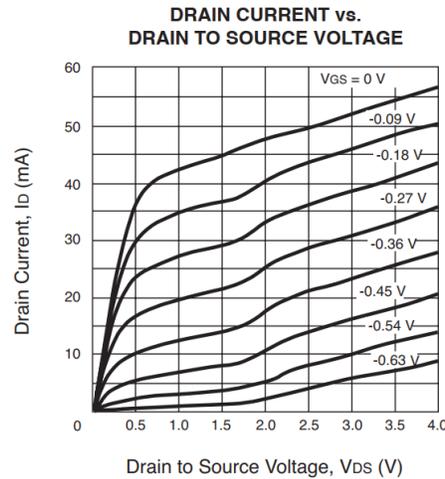


Figura 3.5.2. Interpolación lineal a la Capacitancia Compuerta a fuente ( $C_{gs}$ ) con respecto al voltaje de entrada ( $V_{gs}$ ).

Es importante mencionar que esta capacitancia extraída tiene una alta variación con respecto a  $V_{gs}$ . Esto contrasta con la variación de  $C_{gs}$  con la variación de los anchos de modulación del canal que se tiene en HEMTs en substratos de fundición. La variación de capacitancia y transconductancia en la misma proporción mantiene un  $f_t$  casi constante [4] lo cual es fundamental para los filtros distribuidos. Para la Figura 3.5.2. se realiza una interpolación lineal

para obtener la capacitancia de referencia  $C_{g,o}$ . Para asegurar que el transistor NE3210S01 está trabajando en saturación se comprobó la configuración referente a su polarización en la hoja de datos del mismo. En la Figura 3.5.3 se muestran las curvas de voltaje de entrada  $V_{gs}$  para obtener una corriente de drenaje  $I_d$  que esté en la Zona de Saturación. En este diseño se utilizó un Voltaje de Drenaje a Fuente ( $V_{ds}$ ) de 2V. Para el desarrollo del filtro, se tomará en cuenta este transistor y la optimización de las líneas de transmisión artificiales.



*Figura 3.5.3. Corriente de drenaje ( $I_d$ ) con respecto al voltaje de drenaje a fuente ( $V_{ds}$ ) del transistor NE3210S01 [23].*

Es necesario recordar que, en el modelo equivalente descrito en la Figura 3.3.3 de las celdas acopladas capacitivamente, en la compuerta se pueden observar las capacitancias de división ( $C_{div}$ ) y en dicho modelo, tanto la capacitancia  $C_{g,1}$  como la  $C_{g,2}$  son funciones de  $V_{gs}$ . En este caso, el arreglo presentado en la Figura 3.3.3 se busca modelarlo con una Capacitancia de Compuerta equivalente  $C_{g,eq}$ . Aquí se supone una extrapolación lineal de la capacitancia con  $V_{gs}$  como se muestra en la gráfica de la Figura 3.5.2. Entonces,  $C_{g,eq} = C_{g,1} * M1 + C_{g,2} * M2$ . Resulta que M1 es muy aproximado a M2 ( $M1 \approx M2 = M$ ) siendo M el factor de división descrito en la ecuación 3.3.3 y por tanto se puede tener una buena aproximación (suponiendo la extrapolación lineal):

$$C_{g,eq} = 2M * C_{g,o} \quad (3.5.1)$$

donde  $C_{g,o}$  es la capacitancia para el voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) [2]. De esta ecuación se puede obtener otra ecuación para M, pero esta vez en función de la capacitancia de referencia ( $C_{g,o}$ ) y de la capacitancia equivalente ( $C_{g,eq}$ ):

$$M = \frac{C_{g,eq}}{2 * C_{g,o}} \quad (3.5.2)$$

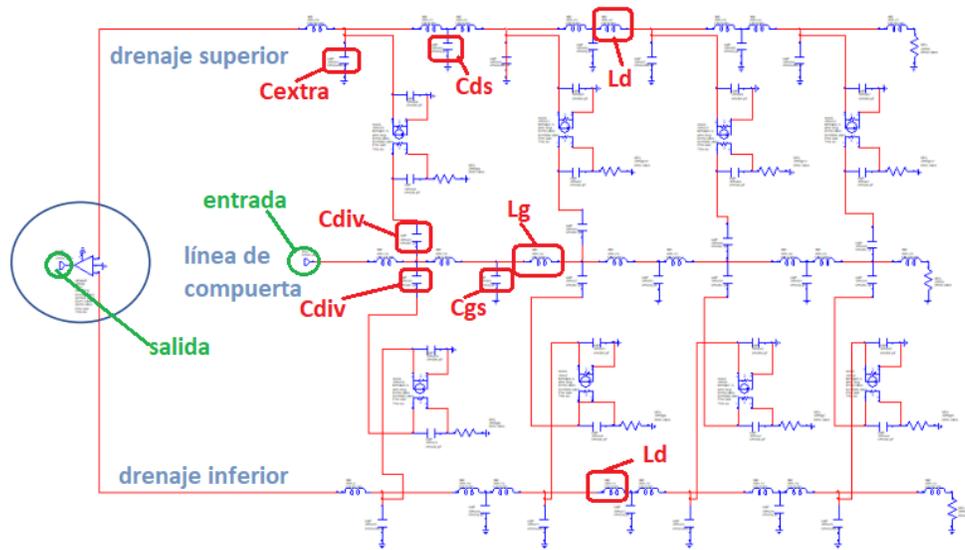


Figura 3.5.4a. Componentes en el diseño del filtro de doble línea de drenaje.

La Figura 3.5.4a muestra el circuito con los componentes que se están tratando en cuestión. La ecuación 3.5.2 permite calcular el mejor factor M para asegurar el mejor acoplamiento posible, es decir; reducir las variaciones de las capacitancias intrínsecas de los HEMTs. Utilizando dicha ecuación  $M=0.225$ . Si se realiza un despeje de la ecuación 3.3.3 se puede obtener una ecuación de  $C_{div}$  en función de  $C_{g,o}$  y de M.

$$C_{div} = \frac{M * C_{g,o}}{1 - M} \quad (3.5.3)$$

Luego  $C_{div} = 0.05524 \text{ pF}$ . Para las líneas de transmisión de drenaje es fundamental que ambas presenten la misma velocidad de transmisión para las señales en modo común y señales en modo diferencial. Para que exista una impedancia constante en la línea de drenaje se debe asegurar que la Capacitancia que conecta el elemento activo con dicha línea,  $C_{extra} = C_{gs} - C_{ds}$  ya que  $C_{ds}$  es pequeña en comparación con  $C_{gs}$ , y se necesita una capacitancia  $C_{extra}$  que compense

estos efectos capacitivos para obtener impedancia constante en toda la línea en cuestión [2]. Luego  $C_{extra} = 0.08508 \text{ pF}$ . Se calcula  $L_g$  y  $L_d$  despejando la ecuación 2.2.4 y se obtiene  $L_g = 0.214 \text{ nH}$  y  $L_d = 0.001294 \text{ nH}$  respectivamente. Se realiza el diseño mediante el modelo unilateral VCCS de AWR con un arreglo de secciones tipo T y se diseña un filtro de doble línea de drenaje de 4 taps que se observa en la Figura 3.4.2. Se puede observar que al utilizar una función objetivo donde se utiliza el factor de división dependiente de la capacitancia de referencia  $C_{g,0}$  se mantiene la uniformidad en la impedancia en todas las líneas del filtro. Las respuestas en frecuencia se pueden observar en la Figura 3.5.4b. y 3.5.4c.

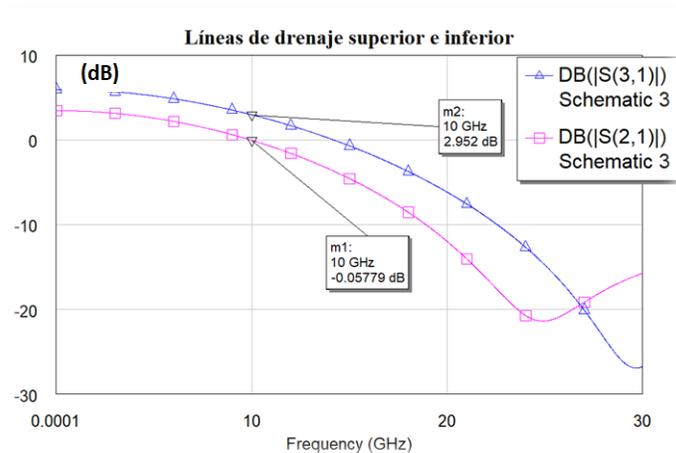


Figura 3.5.4b. Parámetro de transmisión S21 de la línea de drenaje superior (azul) y la inferior (magenta).

Al incorporar el circuito diferencial balanceado a la salida se puede obtener la conversión de modo diferencial a single-ended. La respuesta en frecuencia luego de incluir dicho elemento se observa en la Figura 3.4.4.

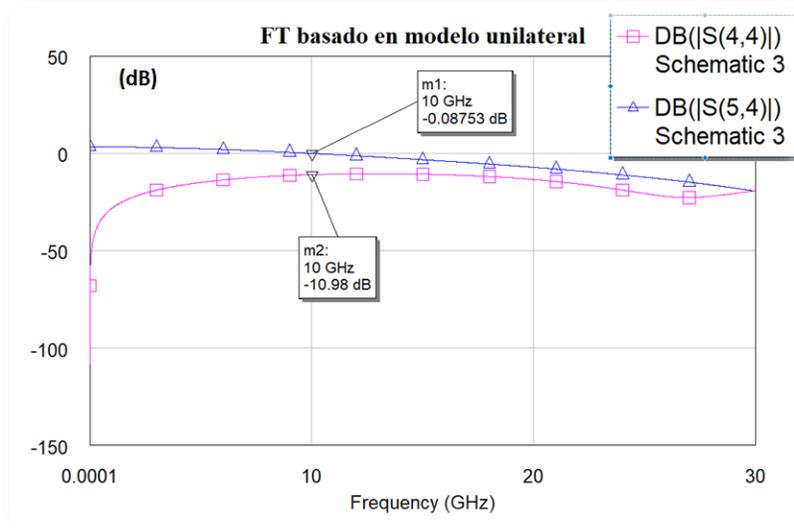


Figura 3.5.4c. Parámetro de transmisión S21 (azul) y reflexiones a la entrada S11 (magenta).

### 3.3.2. Diseño del filtro basado en celdas de Gilbert.

Para el diseño con celdas de Gilbert primeramente es necesario definir la limitante en frecuencia de la celda,  $f_t$ .

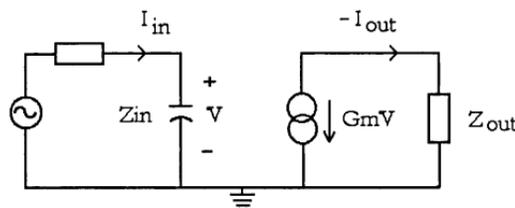


Figura 3.5.5. Modelo transconductor de un transistor HMET [9].

De la Figura 3.5.5 la transconductancia (extrínseca) de un dispositivo activo conectado a una carga resistiva,  $Z_{out}$  está definida por la ecuación 3.5.4.

$$G_m = \frac{I_{out}}{V} \tag{3.5.4}$$

La impedancia de entrada del dispositivo activo,  $Z_{in}$  es predominantemente capacitiva (aproximadamente  $C_{gs} + C_{gd}$ ) por el teorema de Miller; sin embargo, la ganancia de transconductancia  $G_m$  tiende a incrementarse con la frecuencia hasta el limite dado por la corriente máxima que el dispositivo puede proveer a la carga. El diseño del filtro transversal con ganancias por arriba de la ganancia máxima  $G_I$  resulta en inestabilidad del filtro [1]. La ganancia en corriente con la impedancia de carga corto circuitada está definida por la ecuación 3.5.5.

$$H_{21} = \left. \frac{I_{out}}{I_{in}} \right|_{Z_{out}=0} \quad (3.5.5)$$

Para un dispositivo activo en configuración fuente común, la ganancia de corriente máxima con una impedancia de salida cortocircuitada está dada por la ecuación 3.5.6.

$$G_I = \frac{g_m}{\omega(C_{gs} + C_{gd})} \quad (3.5.6)$$

Donde  $g_m$  y  $C_{gs} + C_{gd}$  son la transconductancia intrínseca y la capacitancia de entrada del dispositivo activo, respectivamente. El parámetro de ganancia de corriente  $G_I$  es usualmente obtenido a una impedancia de salida a corto circuito asumiendo una impedancia de entrada predominantemente capacitiva.  $|G_I| = 1$  a la frecuencia de corte. Si se usa la ecuación 3.5.6, la frecuencia de corte sería la mostrada en la ecuación 3.5.7 [19].

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (3.5.7)$$

La matriz ABCD se define para una red de dos puertos en términos de los voltajes y corrientes totales como se muestra en la Figura 3.5.6 y en forma matricial en la ecuación 3.5.8:

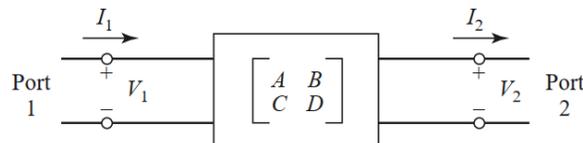


Figura 3.5.6. Red de dos puertos [9].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.5.8)$$

De 3.5.8 se tiene que:

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0}$$

Puesto que el parámetro B se define como la relación entre voltaje a la entrada y la corriente de salida para cuando la salida está cortocircuitada, se puede tomar al inverso de B como el valor de la transconductancia intrínseca a corto circuito.

Para el diseño de la celda de Gilbert se utilizó el modelo TOM del transistor para poder variar los voltajes de compuerta fuente y obtener una respuesta controlada de la celda. Se corroboró que los puntos de polarización de todos los elementos activos trabajaran en saturación comprobando directamente con la hoja de datos del fabricante, ver Figura 3.5.3. La Figura 3.5.7 muestra el diseño de la celda.

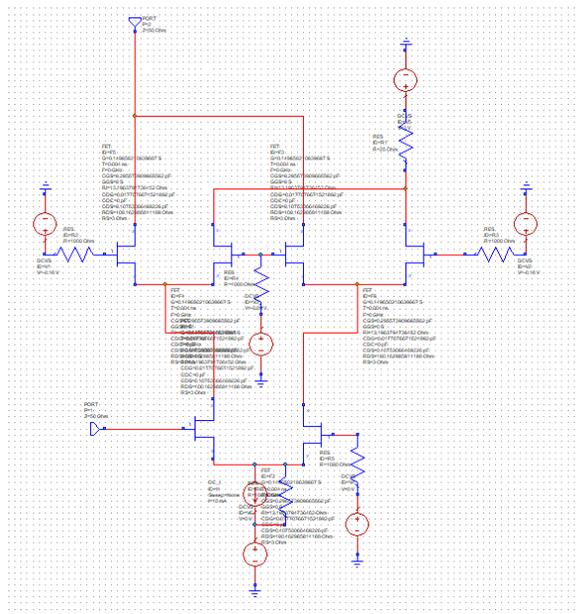


Figura 3.5.7. Diseño de la Celda de Gilbert

Se utilizó el mismo voltaje de referencia  $V_{gs}$  de  $-0.39V$  que con la estructura de Doble Línea de Drenaje. Se obtuvo por la rutina de optimización  $C_{ds}$  y  $C_{dg}$  para ese valor de voltaje de entrada gracias a la rutina de extracción y optimización de parámetros descrita en el Apéndice A. Los voltajes de referencia de la etapa de entrada  $V_{ref}$  son de  $-0.6V$  y  $V_{ds} = 4V$ .

En la celda de entrada se utilizaron transistores dobles como se muestra en la Figura 3.5.8. Se realizó de tal manera que en estos transistores se pudiera incrementar la corriente de alimentación en el par diferencial de entrada (inferior) para poder polarizar a ambos pares diferenciales con la misma corriente en ambas ramas para ajuste de ganancia y signo de los taps.

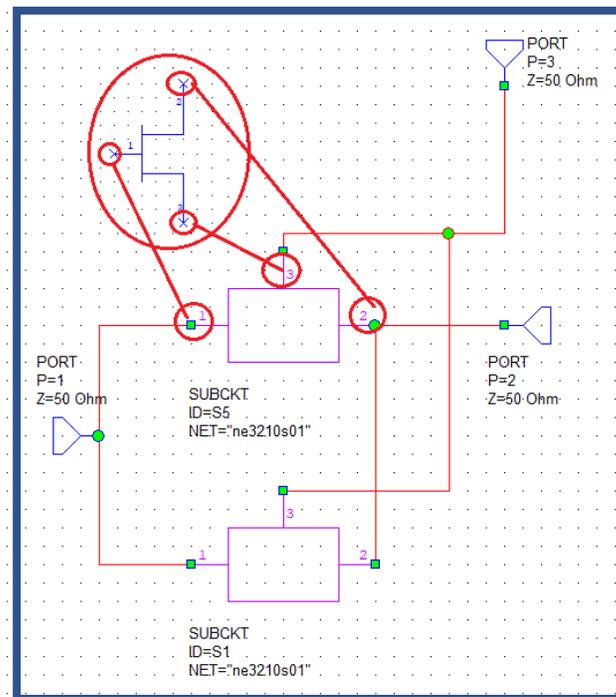


Figura 3.5.8. Transistor doble.

En la Figura 3.5.9 se pueden observar dentro de la celda

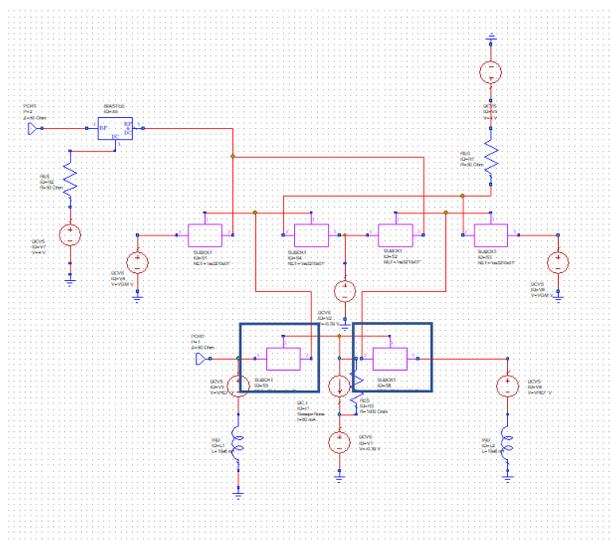


Figura 3.5.9. Ubicación de los transistores dobles dentro de la Celda de Gilbert

Se realizó un código de MATLAB para obtener un modelado de la transconductancia con respecto a la frecuencia para los voltajes de control VGM mínimo ( $-0.9V$ ), referencia ( $-0.39V$ ) y máximo ( $-0.18V$ ). El código está descrito en el Apéndice C.

El análisis se efectuó a prueba y error. Se escogió una frecuencia de corte de  $14.3\text{ GHz}$ , las señales en promedio se comienzan a atenuar de manera considerable a partir de este punto puesto que la celda constituye la carga de las líneas de transmisión artificiales. Para esa frecuencia de corte y para el voltaje de control  $V_{GM}$  de referencia se determinó el valor de la transconductancia mediante simulación en AWR, mediante el inverso del parámetro B obteniendo una  $g_m = 0.0256\text{ mS}$ , prácticamente  $0\text{ mS}$ . Mediante la ecuación 3.5.7 se puede hallar el valor de la capacitancia de referencia para la entrada a partir de los parámetros que ya tenemos:

$$C_{gs} = \frac{g_m}{2 * \pi * f_t} - C_{gd} = 0.02839\text{ pF}$$

Luego podemos calcular la capacitancia extra  $C_{extra}$  que como se explicó anteriormente es la capacitancia para lograr un buen acoplamiento entre las líneas de transmisión:

$$C_{extra} = C_{gs} - 2C_{ds} = 0.02829\text{ pF}$$

También se obtiene el valor de L sustituyendo en la ecuación 2.2.4

$$L = Z_0^2 * C_{gs} = 0.7098\text{ nH}$$

Luego se diseñó el filtro con los parámetros antes descritos con 5 celdas de Gilbert que se muestra en la Figura 3.5.11.

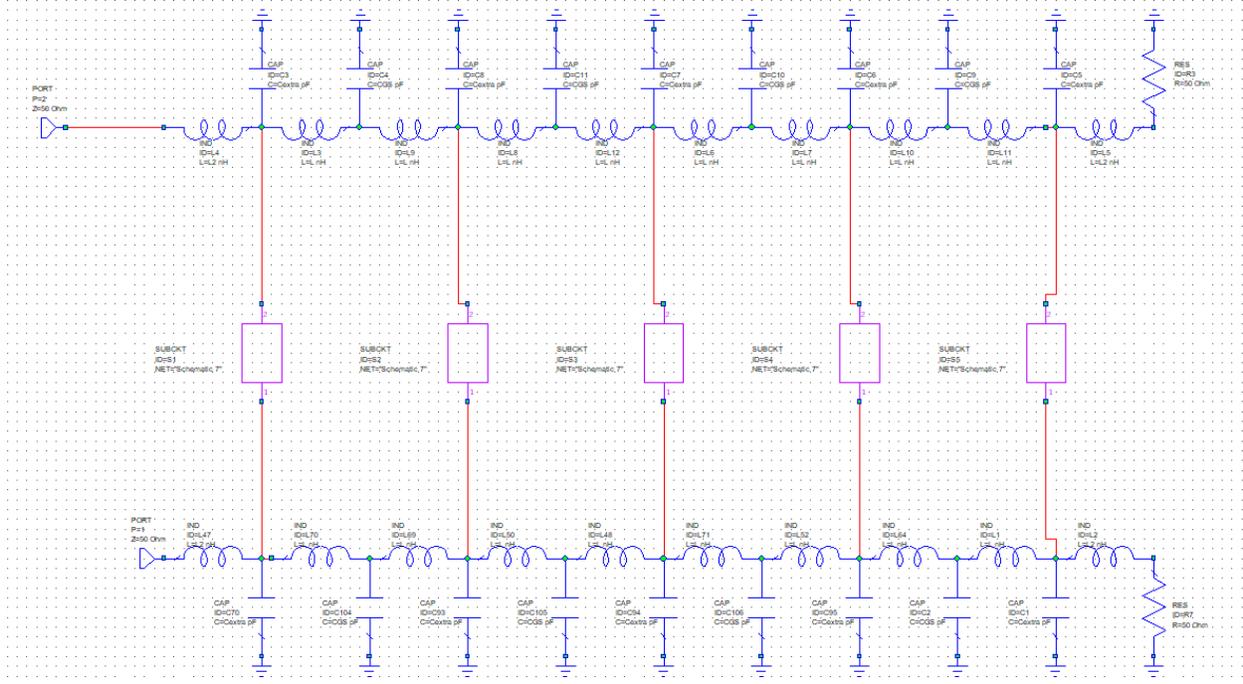


Figura 3.5.11. Filtro Transversal con Celdas de Gilbert

Las respuestas en frecuencia de este filtro se pueden observar en las Figuras 3.5.12 y 3.5.13.

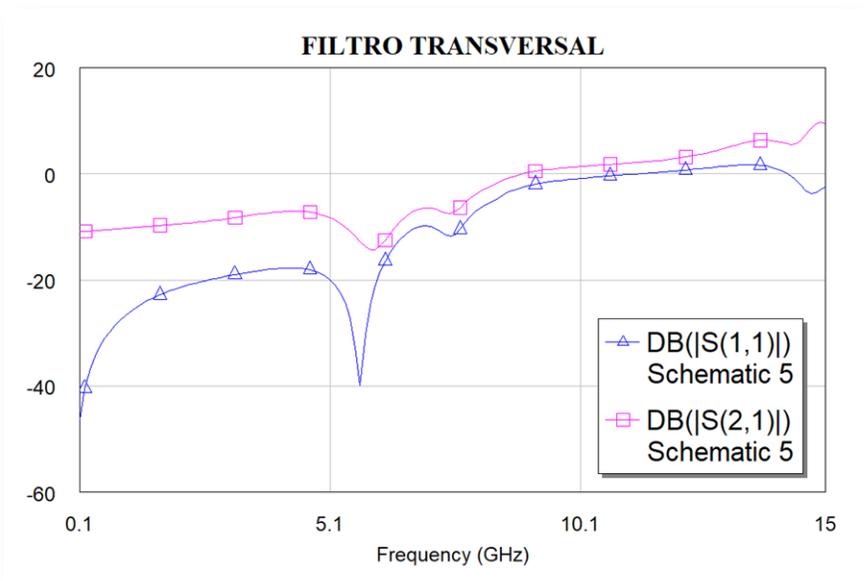


Figura 3.5.12. Respuesta en frecuencia para voltaje máximo  $V_{GM} = -0.18V$

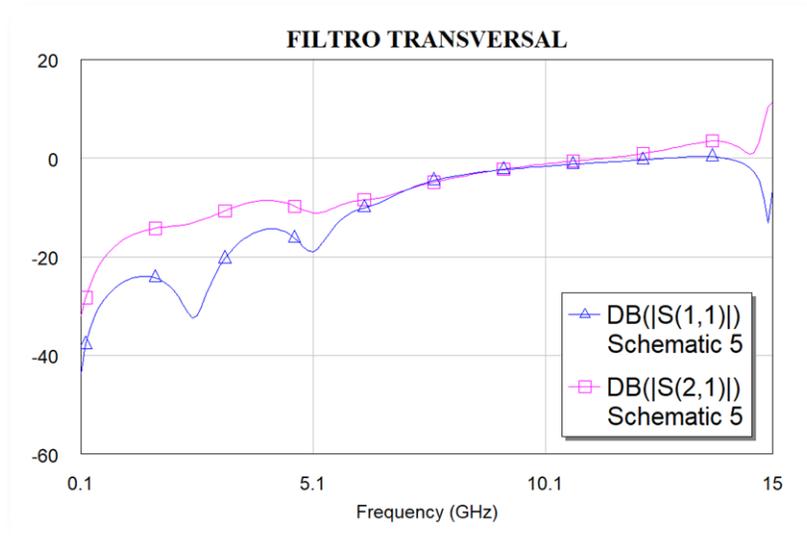


Figura 3.5.13. Respuesta en frecuencia para voltaje de referencia  $V_{GM} = -0.39V$

Se puede observar en la Figura de arriba que a medida que se acerca a la frecuencia de corte (10 GHz) van aumentando las reflexiones.

## Conclusiones del capítulo:

Es necesario recalcar el gran efecto que tiene en las estructuras las redes de acoplamiento tipo T. De su buen diseño depende en su totalidad el rendimiento del filtro en general. Este modelo circuital permite determinar la frecuencia de Bragg, y a partir de esta frecuencia se pueden determinar las frecuencias de corte suponiendo el criterio [1]. El método de buscar el mejor factor M para calcular dichas redes tiene un gran impacto en el desempeño del filtro ya que mejora considerablemente las reflexiones y transmisiones de la estructura en su conjunto. Para la celda de Gilbert el uso de los transistores dobles mejoró considerablemente el funcionamiento de la celda puesto que, con el uso de estos transistores dobles en la etapa de entrada de cada celda, las altas corrientes se dividen de manera uniforme sin afectar el punto de polarización de los elementos activos. Otro aspecto clave es la correcta elección de la frecuencia de transición de la estructura puesto que de ello depende la capacitancia de entrada que es el parámetro que rige el diseño de las redes de acoplamiento. Se observa que para lograr un filtro transversal distribuido para la estructura basada en celdas de Gilbert se utilizan 8 transistores por celda mientras que para la de doble línea de drenaje se utilizan solo 2. Se utiliza el criterio de la mitad de la frecuencia de Bragg puesto que para criterios anteriores de  $1/3$  de esta frecuencia el diseño se limita en frecuencia y con la mitad de esta frecuencia se utiliza ancho de banda que antes no se utilizaba.

## BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 3

- [1] Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., "Dual- Drain Line Distributed Cell Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations", Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2005).
- [2] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: "Transversal Filter MMIC Design for MultiGbit/s optical CDMA Systems", August, (2004).
- [3] Wong, Thomas T. Y., "Fundamentals of Distributed Amplification", Artech House, (1993).
- [4] Pozar, D. M., "Microwave Engineering", 4th Edition, Wiley & Sons, (2011).
- [5] Boijak, A., Monteiro P., Darwazeh I. and O'Reilly, "High-Speed Generalized Distributed Amplifier-Based Transversal", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.45 (8), August 1997, pp. 1453-1456
- [6] Monteiro, P., Boijak, A., da Rocha, F., O'Reilly, J. And Darwazeh, I., "10-Gb/s Pulse Shaping Distributed-Based Transversal Filter Front-end for Optical Soliton Receivers", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 8 (1), January 1998, pp 4-6
- [7] Jamani, Y and Freundorfer, A., "An Active Transversal Filter MMIC for Very High-Speed Lightwave Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(6), June 1997, pp 836-838
- [8] Freundorfer, A., Choi, D and Jamani, Y., "Adaptive Transversal Preamplifier for High Speed Lightwave Systems", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11(7), July 2001, pp 293-295
- [9] Jutzi, W., "Microwave Bandwidth Active Transversal Filter Concept with MESFETs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 19 (9) Sept 1971, pp 760-767.
- [96] Kimura, S and Imai, Y., "0-40 GHz GaAs MESFET Distributed Basedband Amplifier ICs for High-Speed Optical Transmission", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(11), November 1996, pp 2076-2081
- [10] Moreira, P., Darwazeh, I., and O'Reilly, J., "Distributed Amplifier Signal Shaping Strategy for Multigigabit Digital Optical Transmission", *Electronics Letters*, 29(8), April 1993, pp 655-657
- [11] Abidi, A., "On the Operation of Cascode Gain Stages", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 23 (6), December 1988, pp 1434-1437
- [12] Rein, H. and Moller, M., "Design Considerations for Very-High-Speed Si-bipolar ICs Operating up to 50 Gb/s", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31 (8), Aug. 1996, pp 1076-1090.

- [13] Yunliang Zhu and Hui Wu, *Integrated Distributed Transversal Filters for Pulse Shaping and Interference Suppression in UWB Impulse Radios*, Laboratory for Advanced Integrated Circuits and Systems Department of Electrical and Computer Engineering University of Rochester, Rochester, NY 14627.
- [14] Lee, J., Freundorfer, A., "MMIC Adaptive Transversal Filtering using Gilbert Cells and is Suitable for High-Speed Lightwave Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 12, February, (2000)
- [15] Betts, L., "Comparing Differential Measurements Techniques", *Applied Microwave & Wireless, Technical Feature*, November, (2001).
- [16] Wu, H., et al., "Integrated Transversal Equalizers in High-Speed Fiber-Optic Systems", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, December, (2003).
- [15] Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., "Performance Analysis of a Monolithic Integrated Transversal Filter using Mixed-Mode Scattering Parameters", *IET Microwave, Antennas Propagation*, February, (2007).
- [17] Bockelman, D and Eisenstadt, W., "Combining Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(7), July 1995, pp 1530-1539
- [18] Gonzalez, G., *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design, Second Edition*, New Jersey USA: Prentice Hall, 1996.
- [19] Golio, M., *Microwave MESFETs & HEMTs*, Artech House, 1991
- [20] Golio, M. and Golio, J., "Projected Frequency Limits of GaAs MESFETs", *IEEE*
- [21] Bassett, H. and Kelley, L., "Distributed Amplifier: Some New Methods for Controlling Gain / Frequency and Transient Responses of Amplifiers Having Moderate Bandwidths", *Proceedings of IEE*, vol 101, pt. HI, pp. 5-14, 1954
- [22] Ayasli, Y., Miller, S., Mozzi, R and Hanes, L., "Capacitively Coupled Traveling-Wave Power Amplifier", *IEEE Transactions on Electron Devices*, 31 (12), December 1984, pp 1937-1942
- [23] CEL, California Eastern Laboratories Datasheet NE3210S01, NEC's SUPER LOWNOISE HJ FET. [www.cel.com](http://www.cel.com)

# CAPÍTULO 4. Desempeño de filtros transversales de conformación de pulsos para sistemas de banda ultra-ancha.

## Introducción

Dentro del área de banda ultra-ancha (UWB) el uso de la amplificación distribuida se ha explorado en varios trabajos como por ejemplo [19, 33, 34]. Lo novedoso de esta tesis reside en el uso de la síntesis a través de amplificación distribuida, pero con formas ya monocíclicas (ej, envolvente de Hanning). En la Figura 4.1 se observa el hexágono de desempeño para sistemas de microondas. Para el desarrollo de sistemas de microondas en general se busca un equilibrio entre estos parámetros mostrados. Uno de los objetivos de esta tesis es realizar la revisión de desempeño de soluciones de diseño de circuito desde el punto de vista de ruido, estabilidad, ganancia, ancho de banda y complejidad.



Figura 4.1 Hexágono de desempeño para sistemas de microondas.

A partir de los resultados mostrados en capítulos anteriores, se prevé que el efecto de la limitante de ancho de banda presente en los filtros transversales distribuidos (DTF) permita realizar la síntesis de señales de banda ultra ancha (UWB) que se implementan en la respuesta FIR de los filtros transversales y que depende de una función temporal cuyo contenido espectral depende a su vez, de la fase de sub-bandas (en el ámbito de sistemas con codificación espectral, las funciones FIR se conoce como función temporal con codificación de fase [33] ). Para sintetizar señales de este tipo, la respuesta al pulso se debe aproximar a formas de onda de amplitud variable cuyos cambios de estado requieren que el pulso responda a transiciones suaves.

El criterio de capa física 15.3 para UWB [36] requiere que los filtros sean compatibles con velocidades tan altas como los 110  $Mb/s$  suponiendo una distancia ( $d$ ) igual a 10  $m$  y 480  $Mb/s$  para distancia de 4  $m$ . Por otro lado, para distancias menores de 4  $m$ , las velocidades sean escalables y que no sobrepasen el límite superior de 480  $Mb/s$ .

## 4.2 Capacidad de sintonización

Para mostrar la capacidad de sintonización del filtro se utilizaron 3 modelos de circuito, un modelo unilateral, un modelo con parámetros solo intrínsecos, y el modelo TOM del transistor que incluye a los parámetros extrínsecos. Se utilizó una secuencia alternada dada por la función de transferencia de la ecuación 4.1 mediante la cual se obtuvieron los componentes de ganancia de la función de filtro objetivo [1]. Se utilizó la secuencia +1,-1, +1,-1, +1 con voltajes de compuerta  $V_{min} = -0.6$  y  $V_{máx} = -0.18 V$  para generar ganancias de tap  $g_{min} = 44.3 mS$  y  $g_{máx} = 118.5 mS$ .

$$H_T(j\omega) = \sum_{k=1}^N a_k \exp\left(-\frac{j2\pi k\omega}{\omega_s}\right) \quad (4.1)$$

En esta función,  $a_k$  corresponde a los coeficientes del filtro  $k = \{1, \dots, 7\}$  y la frecuencia máxima mostrada en la Figura 4.1.2, a 10  $GHz$  corresponde a un  $T_s = 0.1 ns$ ,  $\omega_s$  también es inversamente proporcional al tiempo de muestreo  $T_s$ .

Para la sintonización se consideran valores de tiempo de subida que cumplan con la limitante de ancho de banda del filtro, lo que ayuda a la conformación de este tipo de señales. Por otro lado, los filtros transversales distribuidos limitados en frecuencia tienen la capacidad de procesar señales limitadas en la frecuencia, como las utilizadas en la Figura 4.1.1.

Usando la rutina de extracción y optimización de parámetros descrita en el Apéndice A y para los parámetros mostrados en la Tabla 4.1, se obtiene una capacitancia de referencia para el diseño de las líneas de transmisión mediante la ecuación 4.1.1

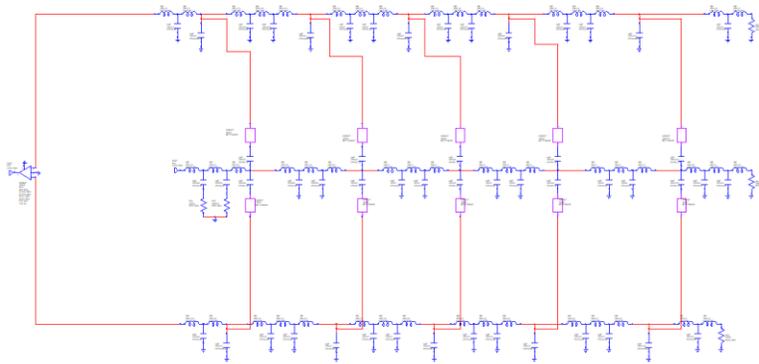


Figura 4.1.1 Filtro DTF de 5 taps optimizado para UWB.

Tabla 4.1 Valores utilizados para la sintonización.

Voltaje compuerta a fuente	$V_{gs} = -0.39 V$
Ganancia de transconductancia	$G = 0.08 S$
Capacitancia drenaje a fuente	$C_{ds} = 0.11 pF$
Impedancia característica	$Z_o = 50 \Omega$
Frecuencia de Bragg	$f_{bragg} = 22 GHz$
Capacitancia obtenida por interpolación	$C_{go} = 0.22 pF$

$$C_{gs} = \frac{1}{\pi * Z_o * f_{bragg}} = 0.29 pF \quad (4.1.1)$$

Se mantiene el criterio de que la capacitancia equivalente es similar a la capacitancia de referencia [1], entonces  $C_{g,eq} = C_{gs} = 0.29 pF$ . Luego mediante la ecuación 3.5.2 se calcula el factor M.

$$M = \frac{C_{g,eq}}{2 * C_{g,o}} = 0.66$$

Despejando en la fórmula 2.2.4 se obtienen los valores para las líneas de transmisión descritos en la Tabla 4.2. Mediante la ecuación 3.5.3 se calcula la capacitancia de división ( $C_{div}$ ) y se calcula la capacitancia extra  $C_{extra} = C_{gs} - C_{ds}$  como se explica en la sección 3.5.1 del Capítulo 3.

Tabla 4.2 Valores obtenidos para las líneas de transmisión.

Inductancia para drenaje	$L_d = 0.28 \text{ nH}$
Inductancia para compuerta	$L_g = 0.72 \text{ nH}$
Capacitancia de división	$C_{div} = 0.43 \text{ pF}$
Capacitancia extra	$C_{extra} = 0.18 \text{ pF}$

La respuesta en frecuencia se aprecia en la Figura 4.1.2.

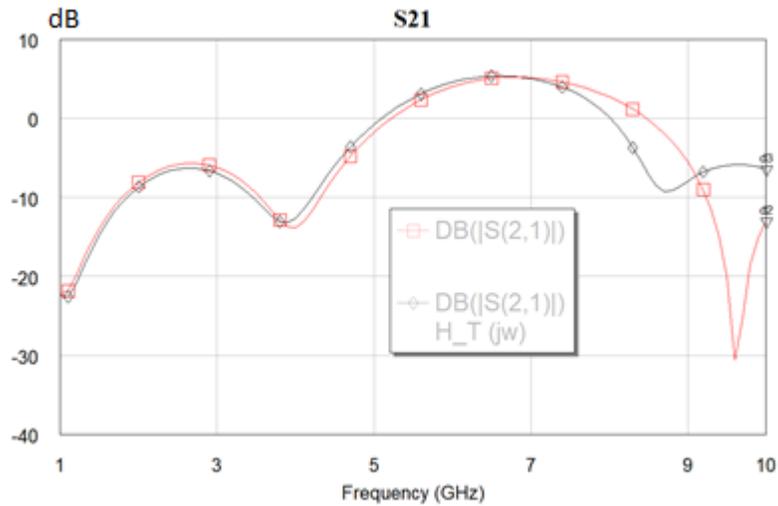


Figura 4.1.2 Respuesta en Frecuencia del Filtro DTF. Comparación con la función objetivo.

La Figura 4.1.2 muestra cómo la función de transferencia obtenida con el filtro se asemeja a la función objetivo descrita en la ecuación 4.1. Se observa como las dos respuestas se van aproximando, lo que corrobora que existe controlabilidad de las ganancias de taps y por lo tanto los ajustes de respuestas.

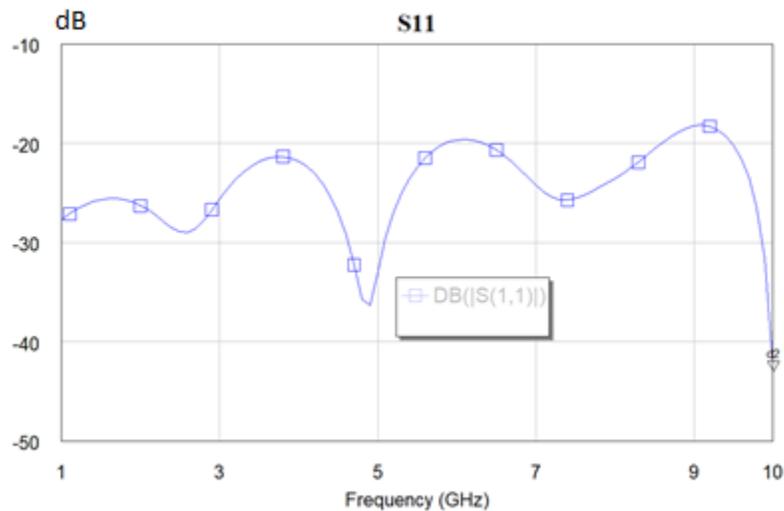


Figura 4.1.3 Reflexiones filtro DTF.

La Figura 4.1.3 muestra el comportamiento de las reflexiones a la entrada del filtro DTF. Se puede observar que incluso a la frecuencia de corte se mantienen las reflexiones por debajo de los  $-15\text{ dB}$  incluso iguales y menores a  $-20\text{ dB}$  en la mayor parte del rango de frecuencias. Esto demuestra que, aunque el transistor no tenga cierta linealidad en la Capacitancia compuerta a fuente en todo el rango de frecuencias se puedan generar señales rápidas de banda ultra-ancha (UWB).

### 4.3 Diseño del filtro con línea de Microcinta.

Puesto que los componentes de montajes superficie poseen muchos elementos parásitos, a las frecuencias cercanas a la de corte ( $f_{3dB}$ ), se van a crear inestabilidades que pueden deformar estos pulsos UWB. El diseño del filtro con línea de microcinta mejora su respuesta considerablemente. Esto se puede apreciar en la presente sección.

Utilizando los procedimientos y materiales descritos en la Apéndice E, se diseñó el filtro transversal de doble línea de drenaje que se muestra en la Figura 4.3.1

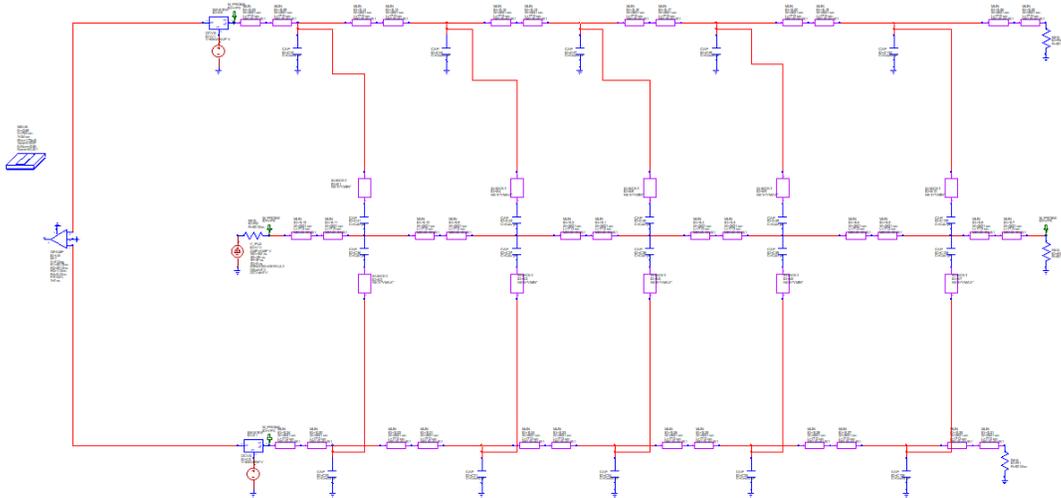


Figura 4.3.1 Filtro de doble línea de drenaje con líneas de microcinta.

El uso de las líneas de microcinta mejora la respuesta en tiempo y en frecuencia del filtro. Las Figuras 4.3.2 y 4.3.3 muestran la respuesta en tiempo para la secuencia  $+1,-1,+1,-1,+1$  en ambos diseños respectivamente.

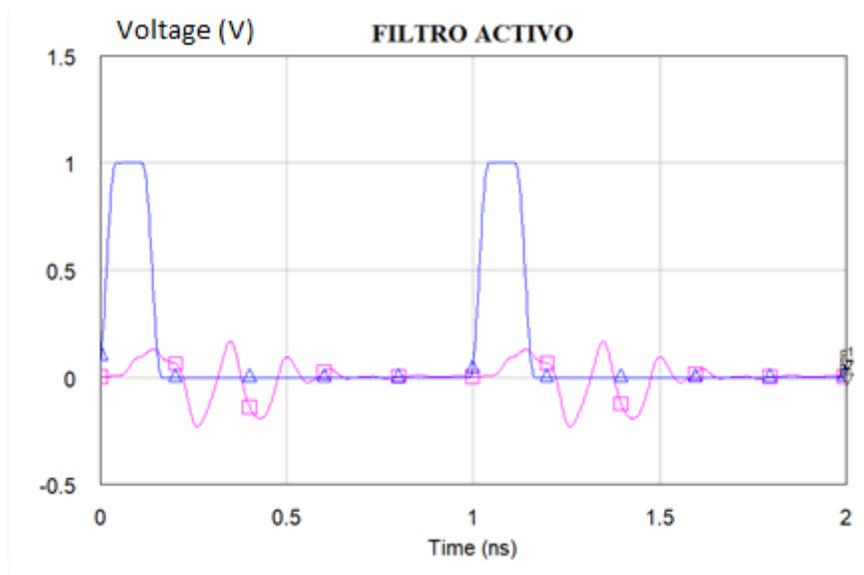


Figura 4.3.2 Respuesta en tiempo del Filtro de Doble Línea de drenaje con elementos concentrados (L y C).

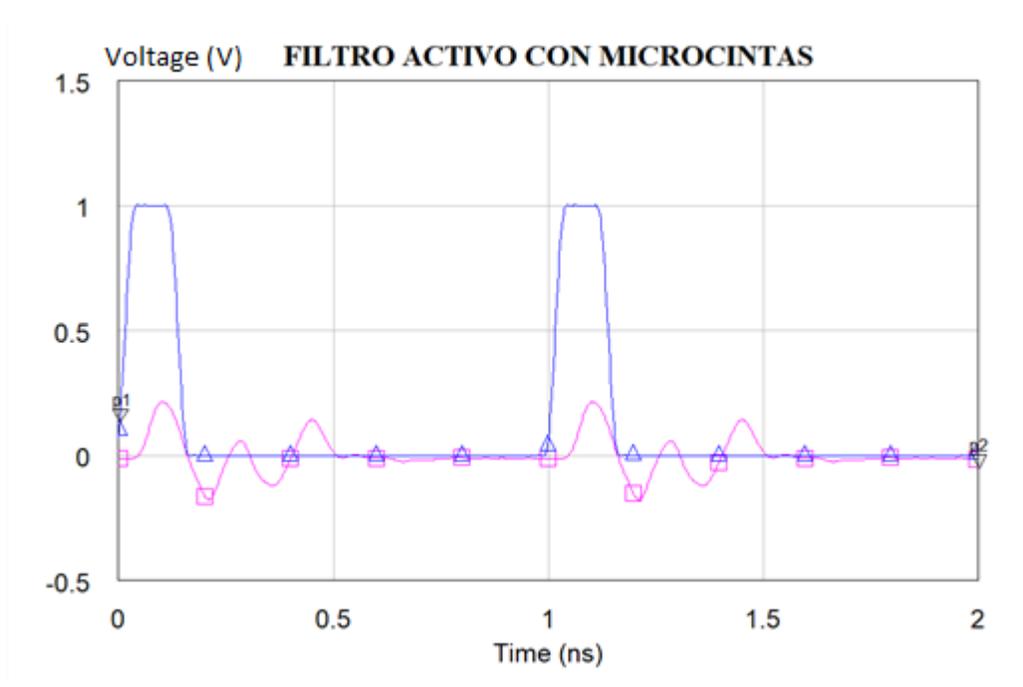


Figura 4.3.3 Respuesta en tiempo del Filtro de Doble Línea de drenaje con líneas de microcintas.

Se puede observar en la Figura 4.3.3 como el diseño con microcintas mejora la forma de los pulsos eliminando la distorsión producida por los parásitos [30].

## 4.4 Análisis de estabilidad

El filtro transversal distribuido es un circuito incondicionalmente estable. Sin embargo, el análisis de estabilidad es necesario debido a que los componentes activos pueden oscilar, por ejemplo; cuando las transconductancias de los transistores son altas a bajas frecuencias, los dispositivos activos presentan inestabilidades por elementos parásitos intrínsecos o los elementos de desacoplo de alimentación pueden presentar resonancias a bajas frecuencias como los dispositivos de montaje superficie y crear oscilaciones. Existen dos importantes métodos en el análisis de la estabilidad en función de los parámetros S, el análisis numérico consiste en calcular el término Factor de Estabilidad de Rollet K [25, 26] y una cantidad intermedia delta ( $\Delta$ ) para simplificar el cálculo del factor K. Las ecuaciones 4.4.1 y 4.4.2 describen el método analítico.

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (4.4.1)$$

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (4.4.2)$$

Un segundo método se aplica para el cálculo de la estabilidad, este método es puramente gráfico y se implementa utilizando el software Microwave Office (MWO) en el cual se incluyen los parámetros S del transistor [27]. Una de las ventajas de utilizar el método gráfico es la de poder apreciar el factor de estabilidad sobre un intervalo de frecuencias muy amplio y por medio del método analítico es un proceso tardado. Una vez agregados los datos, se procede a realizar un circuito que contenga estas características en un esquemático, como lo muestra la Figura 4.4.1.

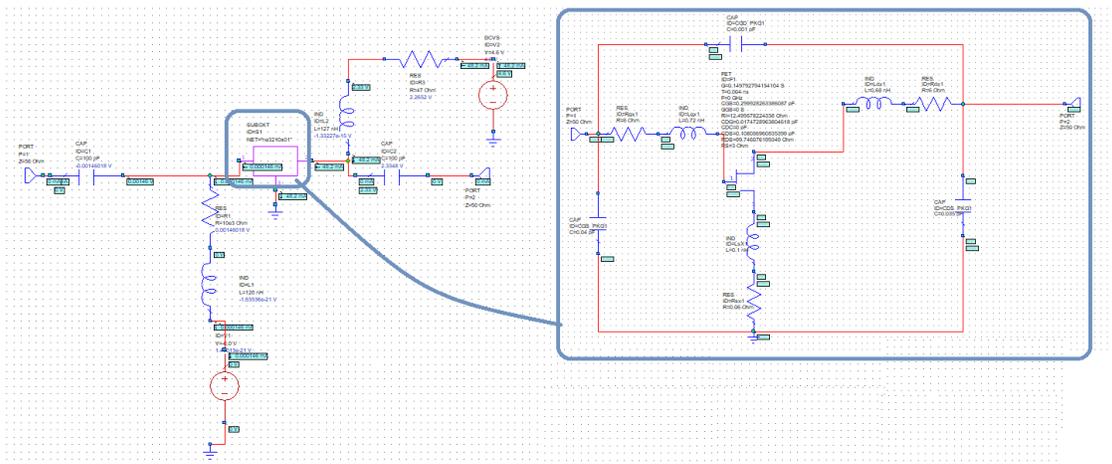


Figura 4.4.1 Esquema del circuito amplificador que contiene el modelo esquemático no lineal (TOM).

Con el objetivo de conocer la estabilidad del dispositivo sobre un intervalo de frecuencias, se obtiene la gráfica de estabilidad mediante el software MWO en el intervalo de 100MHz a 22GHz, ya que se debe conocer la estabilidad fuera de la banda de operación para asegurar el funcionamiento óptimo del circuito. La Figura 4.4.2 muestra la estabilidad del dispositivo para el intervalo de frecuencias de 100MHz a 22GHz para el cual el dispositivo cuenta con una estabilidad menor a 1 para frecuencias menores a 22GHz.

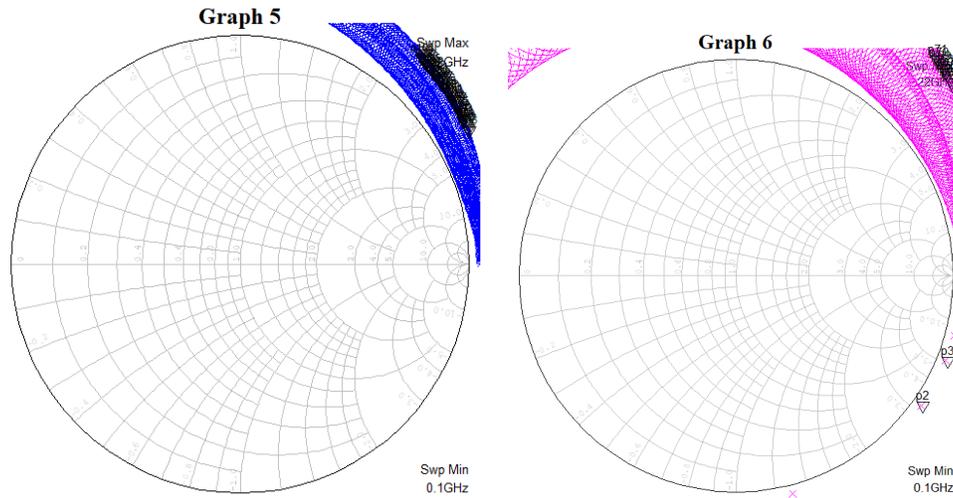


Figura 4.4.2 Círculos de estabilidad del circuito amplificador.

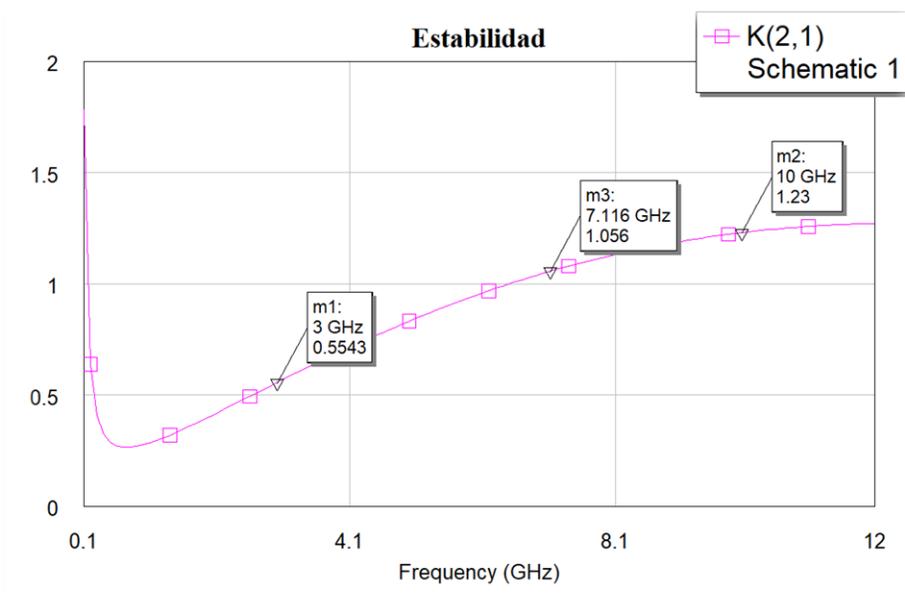


Figura 4.4.3 Factor K de estabilidad vs Frecuencia.

Para una frecuencia de  $3\text{GHz}$  el dispositivo es condicionalmente estable, debido a que  $K < 1$ , lo que implica que un diseño físico podría ser inestable. A partir de la frecuencia de  $7\text{GHz}$  ya el circuito es incondicionalmente estable.

Basado en los ejercicios de simulación, si no se utilizan resistencias de realimentación se presentan inestabilidades pronunciadas a “bajas” frecuencias. Al contrario, si se utiliza una de las técnicas de estabilidad, la cual es colocar una resistencia de realimentación de drenaje (Drain) a compuerta (Gate), se observan mejores resultados de estabilidad.

#### 4.4.1 Circuito de alimentación

Se requiere de un circuito de polarización que proporcione al transistor una corriente de drenaje  $I_D = 10\text{mA}$ ,  $V_{ds} = 1.5\text{V}$  con un  $V_{DD} = 3\text{V}$  para lo cual se implementa un circuito de polarización para lograr esto. Se propone el circuito de polarización mostrado en la Figura 4.4.4.

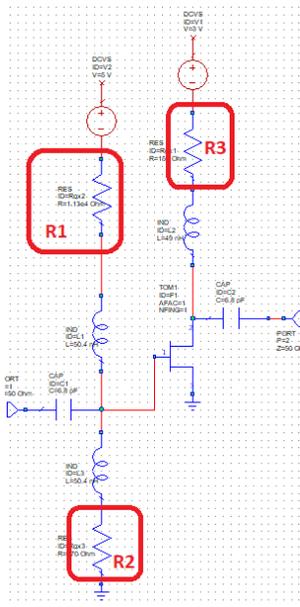


Figura 4.4.4 Circuito de alimentación.

En la Figura 4.4.4 se muestra el diagrama de conexión del circuito de alimentación para el transistor en donde los valores se obtuvieron de las ecuaciones (4.4.3) y (4.4.4).

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D * (R_S + R_D) \quad (4.4.3)$$

$$V_{R1} = \frac{VG * R1}{(R1 + R2)} \quad (4.4.4)$$

El valor de la resistencia de drenaje fue calculado mediante el despeje de la ecuación 4.4.3:

$$Rd = \frac{Vdd - Vds}{Id}$$

Resolviendo para  $VDD = 3V$  e  $ID = 10mA$  se obtiene:

$$Rd = 150\Omega = R3$$

Se toma un valor comercial para  $R1 = 470\Omega$  y se calcula  $R2$  despejando la ecuación 4.4.4:

$$R2 = \frac{Vg * R1 - VR1 * R1}{VR1}$$

Resolviendo para  $VG = -5V$  y  $VR1 = -0.2V$  se obtiene:

$$R2 = 11.280K\Omega$$

Recordar que  $VR1$  es el voltaje que se requiere en la compuerta para lograr el punto de operación deseado. Los capacitores  $C1$  y  $C2$  de la Figura 4.4.4 ayudarán al aislamiento del circuito en referencia de la señal de entrada y salida. Es necesario revisar la estabilidad el circuito polarizado por lo que en la Figura 4.4.5 se presenta la estabilidad del circuito.

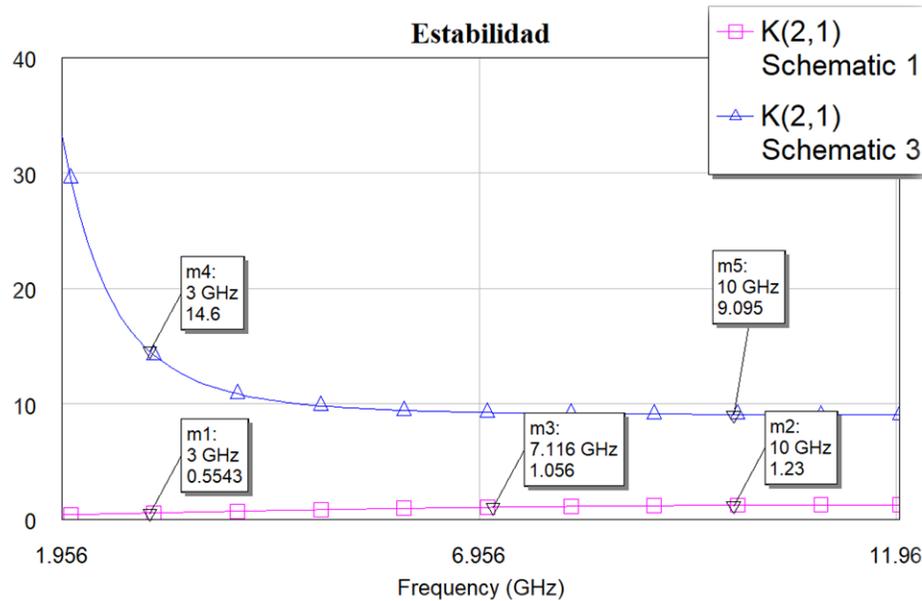


Figura 4.4.5 Estabilidad Mejorada (línea azul) vs estabilidad sin el circuito de polarización.

De la Figura 4.4.5 se aprecia que la estabilidad se mejora de una manera significativa y el circuito de polarización lleva al circuito a la región de estabilidad incondicional  $K > 1$ .

## 4.5 Análisis de ruido

El rendimiento de ruido resultante en amplificadores distribuidos (DA) es uno de los elementos más importantes que se deben tener en cuenta a la hora del diseño. Siempre que la frecuencia aumenta, el ruido de los dispositivos activos comienza a ser más importante que la contribución de terminación de línea. Una posible técnica para minimizar el ruido implica una reducción de temperatura de terminación de línea. Trabajos anteriores han adoptado cargas activas como terminaciones de línea para mejorar el comportamiento del ruido [20–21], aunque solo se han presentado los resultados de la simulación y la influencia de la carga activa en el amplificador general, en términos de ruido, no se explica completamente. En [22, 23], las terminaciones de carga activa se utilizan para ampliar la ganancia de baja frecuencia, pero no se evalúa el comportamiento del ruido. El proceso HEMT utilizado es muy adecuado para el diseño de alta frecuencia y bajo ruido [9, 10]. Aunado al uso de transistores de bajo ruido, la selección del punto de polarización es fundamental para amplificadores de bajo ruido. Sin embargo, generalmente, se establece un compromiso entre alta ganancia y bajo ruido [29]. Por tal razón, para filtros transversales que tienen ajuste activo de ganancia, no se puede cumplir condiciones de bajo ruido sin reducir los intervalos de control de ganancia de celdas. La opción para reducir los efectos de ruido dependerá en la selección de celdas activas de baja complejidad en su diseño. No obstante, el comportamiento no ideal del HEMT a altas frecuencias llevó a la elección de dispositivos con áreas de puerta HEMT pequeñas y, en consecuencia, la transconductancia se

vuelve baja. En particular, el diseño de un amplificador distribuido de baja Figura de ruido implica necesariamente un alto nivel de ganancia. Cabe mencionar que la baja complejidad del filtro puede resultar en densidades de corriente de ruido de salida más bajas que se traducirán en un ruido de entrada equivalente bajo, a pesar de la baja ganancia [11, 12]. A continuación, se estudian estructuras de celda de Gilbert y las celdas de doble línea de drenaje acopladas en la compuerta.

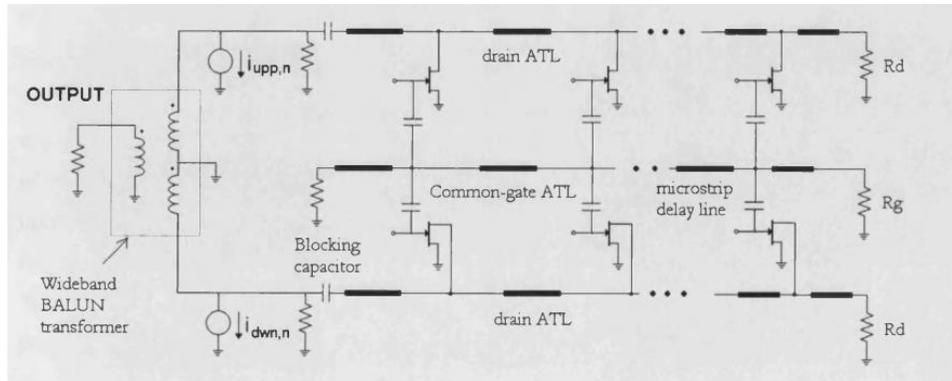


Figura 4.5.1 Circuito para caracterizar la corriente de densidad de ruido de salida [1].

En la Figura 4.5.1, las fuentes de corriente  $i_{upp,n}$  y  $i_{dwn,n}$ , representan las corrientes de ruido de las líneas de transmisión artificiales de drenaje superior e inferior del filtro, respectivamente, e incluyen el ruido térmico de las resistencias terminales. Es interesante ver que esas corrientes presentan componentes de ruido correlacionadas significativas ya que la línea de compuerta se comparte para ambas filas de la topología. La conexión de dispositivos activos que comparten una sola línea de entrada permite agregar las fuentes de corriente de ruido que modelan el ruido de puerta de ambos dispositivos activos. Como resultado, las corrientes de ruido de salida en ambos brazos presentan un nivel de correlación. Al realizar la inversión en el puerto de salida, asumiendo un componente BALUN ideal que combina señales en contrafase, la corriente de densidad de ruido de salida,  $\overline{i_{no}^2}$  tiene la ecuación:

$$\overline{i_{no}^2} = \overline{(i_{dwn,n} + i_{upp,n})^2} = \overline{i_{dwn,n}^2} + \overline{i_{upp,n}^2} + 2 * Re(\overline{i_{dwn,n} i_{upp,n}}) \quad (4.5.1)$$

Para entender las distintas contribuciones del ruido a la salida y comparar el ruido de las resistencias, ruido en la compuerta del HEMT y ruido en el canal del HEMT, AWR tiene la opción de cálculo de fuentes de ruido, de esa manera se podrá ver las contribuciones "dominantes". Ambas corrientes dependerán del ruido térmico de la resistencia terminales y del ruido del canal del transistor donde Re es la parte real de la correlación entre ambas fuentes de corriente de

ruido. Estos valores se obtuvieron a partir del Simulador AWR calculando los elementos de la matriz de correlación de ruido ( $C_i$ ) de todo el filtro y que se explica más detalladamente en el Apéndice D. Con el uso del código de Matlab en el Apéndice D se obtuvieron las curvas de densidad de corriente de ruido a la entrada y a la salida del dispositivo basado en celdas de Gilbert que se muestra en la Figura 4.5.3 y para el filtro con doble línea de drenaje en la Figura 4.5.4.

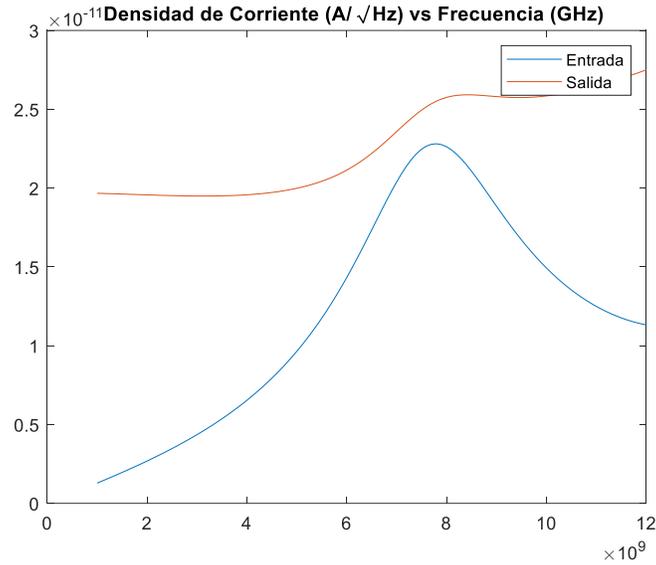


Figura 4.5.3 Densidades de corriente de ruido de salida / entrada Filtro Distribuido basado en Celdas de Gilbert.

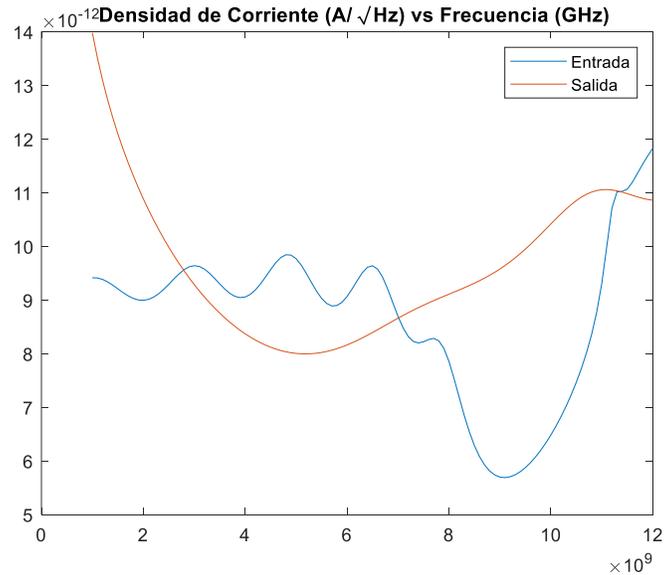


Figura 4.5.4 Densidades de corriente de ruido de salida / entrada Filtro Distribuido basado en doble línea de drenaje (fuente común).

En la Figura 4.5.5 a y b se muestra el comportamiento de la señal contra el ruido total del dispositivo (a. SNR del Filtro basado en Celdas de Gilbert) y (b. SNR del Filtro basado en doble línea de drenaje), lo que comprueba que existe un intervalo de señal que va a estar por encima del ruido propio de la circuitería y se van a poder detectar las señales tipo UWB.

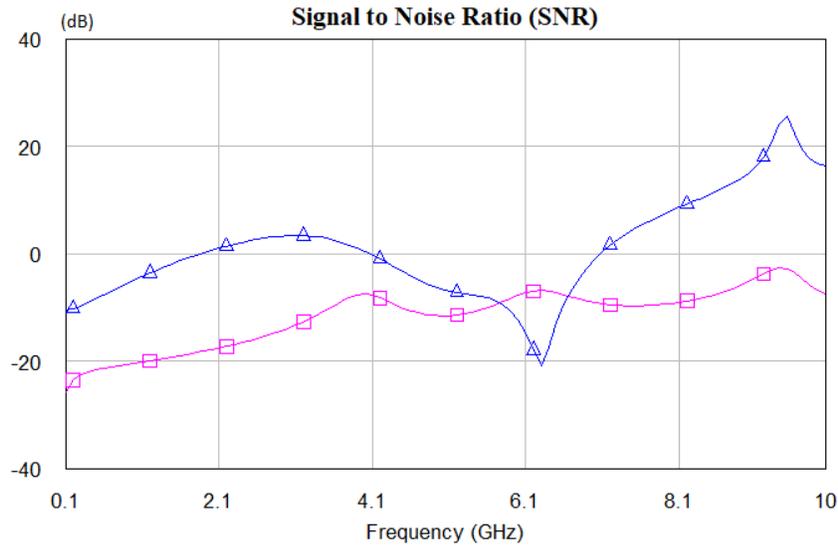


Figura 4.5.5a Relación señal a ruido con Celdas de Gilbert.

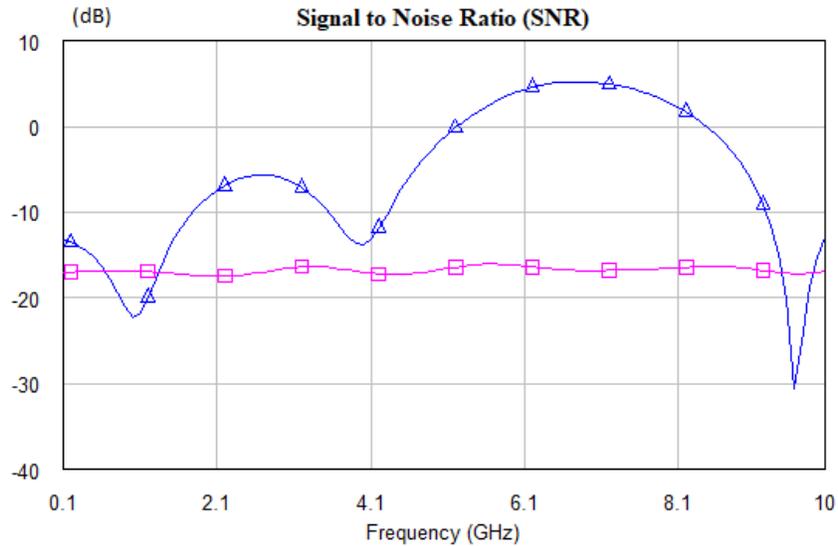


Figura 4.5.5b Relación señal a ruido con Doble línea de drenaje.

Se puede observar como en la Figura 4.5.5a en la Celda de Gilbert en un rango aproximado entre los 5.6 a los 6.7 GHz el ruido se hace predominante en la estructura, cosa que no sucede en la Figura 4.5.5b donde la señal predomina frente al ruido en casi todo el rango de frecuencias de operación, lo que ratifica la elección de esta última para el diseño del filtro UWB.

Por otro lado, los componentes de montaje superficial introducen ruido y provocan mayores reflexiones en la circuitería. Esto se puede ver reflejado en las simulaciones realizadas al mismo dispositivo, pero con componentes de montaje superficial (SMD) que se muestran a continuación. Las Figuras 4.5.6, 4.5.7 y 4.5.8 muestran el efecto considerable, sobre todo a las más altas frecuencias que tienen los componentes de montaje superficial sobre el dispositivo. El uso de la síntesis del filtro en líneas de microcinta mejora la forma de los pulsos eliminando la distorsión producida por los parásitos, obteniendo así una mejor respuesta y un menor ruido.

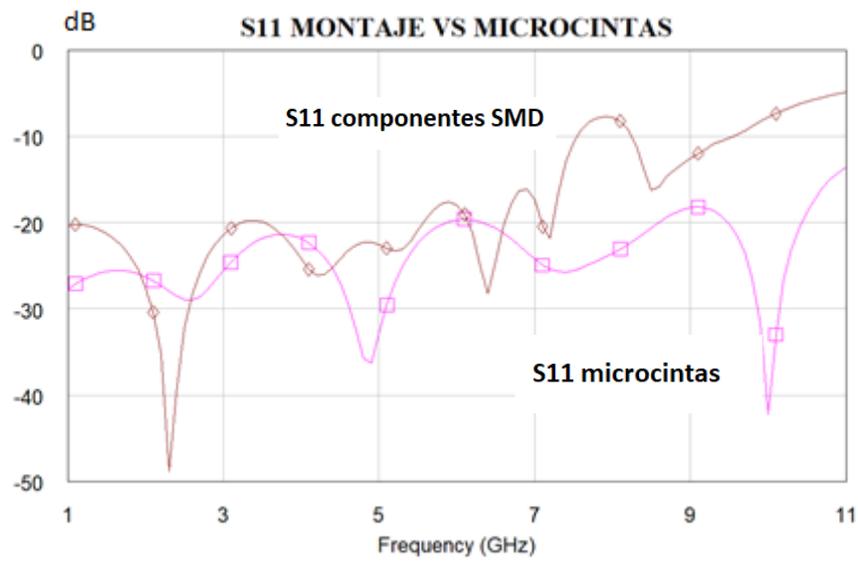


Figura 4.5.6 Parámetro de reflexión S11 componentes SMD (marrón) y microcintas (magenta).

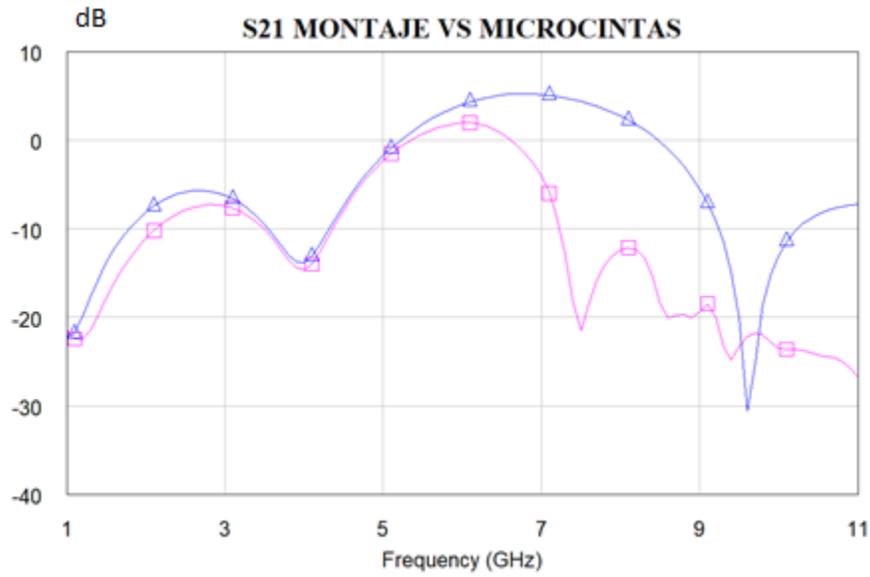


Figura 4.5.7 Parámetro de reflexión S21 componentes SMD (magenta) y microcintas (azul).

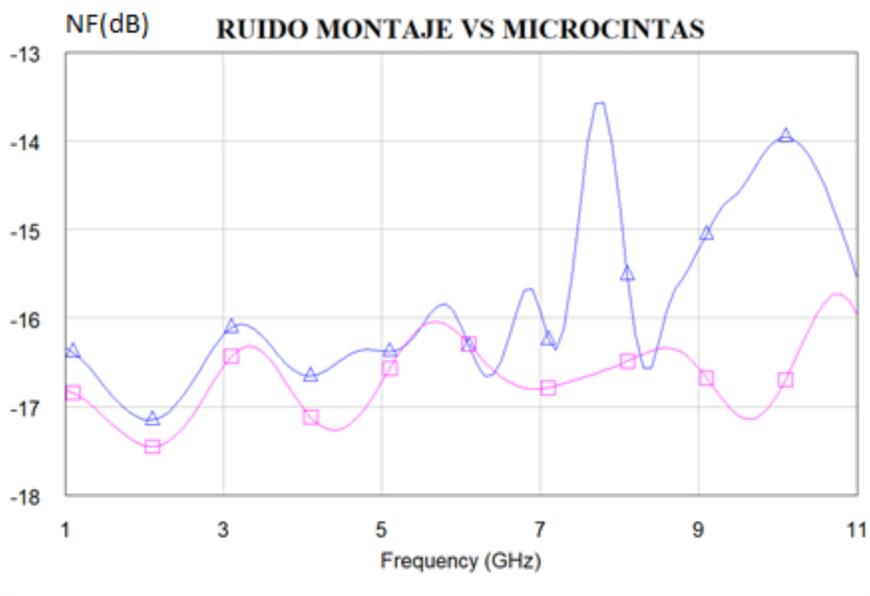


Figura 4.5.8 Parámetro de ruido con componentes SMD (azul) y microcintas (magenta).

## 4.6. Propuesta de conformación de pulsos.

Para comprender los retos de los sistemas UWB se han citado en [34] algunos parámetros de los sistemas UWB en cuanto a la capa física. Se requieren velocidades de Tx de desde los 110 *Mbps* en 10 *m*, 480 *Mbps* a un metro y hasta 1,6*Gbps* en distancias más cortas.

En [34], también se puede observar un pulso de banda base UWB típico (ecuación 4.6.1). Este pulso se ha utilizado con frecuencia para la evaluación analítica de sistemas UWB. La forma de onda viene dada por:

$$u_g(t) = A \left[ 1 - 4\pi \left( \frac{t}{T_d} \right)^2 \right] e^{-2\pi(t/T_d)^2} \quad (4.6.1)$$

donde la amplitud se puede utilizar para normalizar la energía del pulso. Se puede observar que la transformada de Fourier del pulso posee una energía significativa hasta el ancho de banda del sistema  $B_S \approx 1/T_d$ . Tales pulsos de banda base no son adecuados para la máscara espectral FCC descrita en la Figura 1.1 del capítulo 1 y apuntan a la necesidad de formas de pulso alternativas. Uno de estos pulsos de banda ancha que se adapta mejor al control espectral dentro de esta máscara se muestra en la Figura 4.6.1.

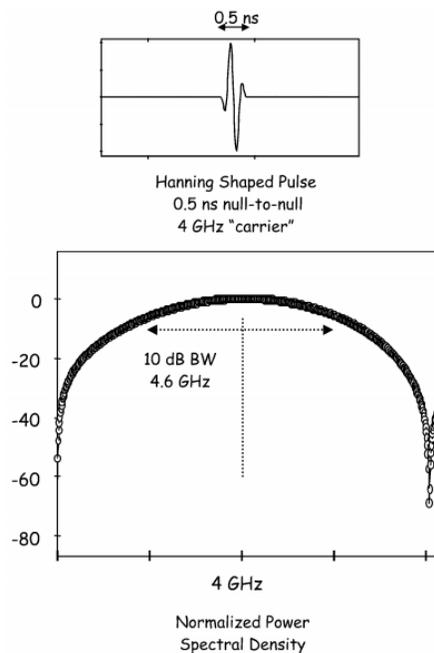


Figura 4.6.1 Forma de onda de pulso UWB: portadora de RF con ventana de Hanning [34].

Se caracteriza por dos parámetros  $f_c, f_s$ , donde  $f_c$  es la frecuencia deseada en el centro de banda y  $f_s$  es una frecuencia de modulación que afecta principalmente al ancho de banda de la señal transmitida. El pulso es generado modulando una señal portadora RF a la frecuencia central deseada  $f_c$  con una ventana de Hanning dada por la ecuación 4.6.2

$$u_h(t) = 0.5[1 - \cos(2\pi f_s t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (4.6.2)$$

La ventana de Hanning garantiza de que se tenga poca energía por encima de las bandas de las frecuencias de corte, en el intervalo de frecuencias, o sea, una concentración de la potencia alrededor de la frecuencia deseada a la que se va a transmitir con los niveles de potencia descritos en la Figura 1.1. Un diseño práctico de circuitos de microondas que generen una portadora con "la envolvente de Hanning" implica la utilización de mezcladores con anchos de banda de modulación amplios. Esto es complicado además de requerir demodulación síncrona para detección del pulso en el receptor. Sin embargo se puede utilizar una función de filtrado (función objetivo) que contribuya a generar pulsos de banda ultra-ancha (UWB) utilizando dicha envolvente de Hanning lo cual se describe en la próxima sección.

## 4.7 Síntesis de filtro para pulsos ultra-wide band (UWB).

La función de filtrado de paso bajo introduce una atenuación infinita fuera del intervalo de frecuencia establecido por  $f_c$ . El filtro de paso bajo ideal que predetermina la respuesta de dicho filtro viene dado por la transformada de Fourier,  $\mathfrak{F}(\cdot)$  de la función seno cardinal [33, 37]:

$$H_p(j\omega) = \mathfrak{F}(\text{sinc}(2\pi f_c t)) \quad (4.7.1)$$

Dicho filtro satisface el criterio de cero interferencias Inter símbolo (ISI) si se aplican en la entrada [7] pulsos delta de Dirac modulados por una secuencia de tiempo discreto. Un enfoque más realista contempla el uso de pulsos de duración finita y un ancho de banda del orden de la frecuencia de corte del filtro. Se puede obtener un conocimiento básico sobre el comportamiento del filtro calculando la respuesta utilizando pulsos rectangulares con un ancho de pulso de  $\tau$  segundos. El ancho de pulso se establece en el recíproco de la frecuencia de corte del filtro ver ecuación 4.7.3. El filtro de paso bajo ideal puede mantener la mayor parte de la energía de los pulsos de entrada para definir características transitorias adecuadas.

Para la optimización en tiempo se escoge como frecuencia de corte la mitad de la frecuencia de Bragg (ecuación 4.7.2):

$$f_{3dB} = \frac{f_{bragg}}{2} = 11 \text{ GHz} \quad (4.7.2)$$

$$\tau = \frac{1}{f_{3dB}} = 0.09 \text{ ns} \quad (4.7.3)$$

Despejando en la ecuación 2.3.2 se obtiene el tiempo de subida a la entrada en base a la frecuencia de corte  $f_c$ ,  $tr = 0.03 \text{ ns}$ . Estos parámetros son necesarios para configurar la fuente de voltaje del tren de pulsos (V\_PLS) en AWR que proporcionará los pulsos de entrada para el análisis transitorio del filtro.

Se utilizan pulsos con envolvente Hanning. Utilizando identidades trigonométricas en la ecuación 4.6.2, se puede observar que el pulso tiene tres componentes con un perfil cosenoidal que están limitadas por una ventana en tiempo a las frecuencias  $f_s, f_c - f_s, f_c + f_s$ . La duración de la función compuerta es igual al tiempo de bit.

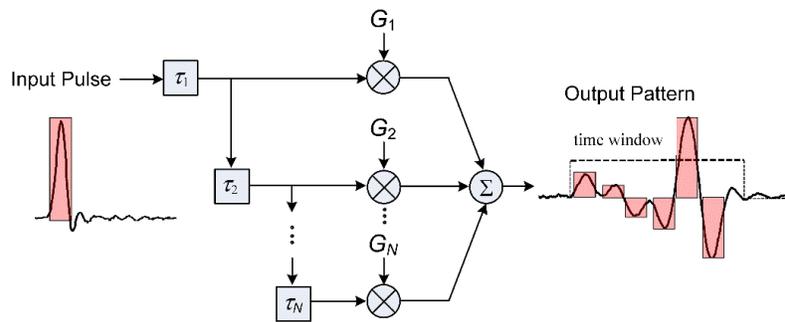


Figura 4.7.1 Sintonizabilidad del filtro.

El principio de generación de pulsos [34] establece que los pulsos pueden mantener integridad en sus características temporales (tiempo de levantamiento y oscilaciones de alta frecuencia) si las limitantes en frecuencia se pueden representar como una función auxiliar [38] que factorice a la función suplementaria (dada por las características ideales de las líneas de retardo y ganancia de tap). Por lo tanto, si todas las rutas del filtro transversal tienen la misma función auxiliar, la respuesta del filtro se puede sintonizar por la selección adecuada de ganancia de tap y retardos. La sintonizabilidad ver Figura 4.7.1, va estar limitada por el número máximo de taps ( $N_{m\acute{a}x}$ ).  $N_{m\acute{a}x}$  será igual a la razón del tiempo de span de línea de retardo del filtro transversal ( $T$ ) entre la duración elemental de los pulsos ( $D$ )

$$N_{m\acute{a}x} = \frac{T}{D} \quad (4.7.4)$$

Entonces, los pulsos de entrada tendrán una duración  $D$  (ns) y se pueden propagar por la línea de retardo manteniendo sus características temporales. En [34] se muestra un método de filtro

que puede aplicarse a la síntesis de pulsos limitados en tiempo y definida por sus componentes espectrales. Se considera que pulsos que tengan la componente de mayor frecuencia del pulso ( $f_c + f_s$ ) pueden sintetizarse si la duración del pulso de entrada  $D$  puede proveer el cambio requerido para la generación del patrón de pulsos a la salida. Luego:

$$f_{m\acute{a}x} = f_c + f_s = \frac{1}{2(D)} \quad (4.7.5)$$

Donde  $\Delta_T$  es igual a  $t_{rise} + t_{fall}$ . Como ambos tiempos son casi simétricos,  $D = 2 * t_{rise}$  (aprox.). Tomando en cuenta el producto  $t_{rise} * f_{3dB} = 0.35$ , entonces el punto de 3dB del filtro deberá ser cuando menos igual a  $1.4 * f_{m\acute{a}x}$  [4]:

$$f_{3dB} = 1.4 * f_{m\acute{a}x} = 1.4 * (f_c + f_s) \quad (4.7.6)$$

A continuación, se describe la metodología para síntesis del filtro mediante el análisis de pulsos de Hanning.

## Metodología

Para una impedancia característica  $Z_o = 50 \Omega$ , una frecuencia de Bragg  $f_{bragg} = 22 \text{ GHz}$ , una capacitancia de referencia obtenida  $C_{gs} = 0.28 \text{ pF}$  y  $L_g = 0.72 \text{ nH}$ .

- 1- Se escoge como frecuencia de corte  $f_{3dB}$  la mitad de la frecuencia de Bragg. Luego:

$$f_{3dB} = \frac{f_{bragg}}{2} = 11 \text{ GHz}$$

- 2- Se escoge como frecuencia central  $f_c$  la mitad de la frecuencia de corte  $f_{3dB}$ . Luego:

$$f_c = \frac{f_{3dB}}{2} = 5.5 \text{ GHz}$$

- 3- Luego mediante un despeje en la ecuación 4.7.6 se obtiene la  $f_s = 2.36 \text{ GHz}$

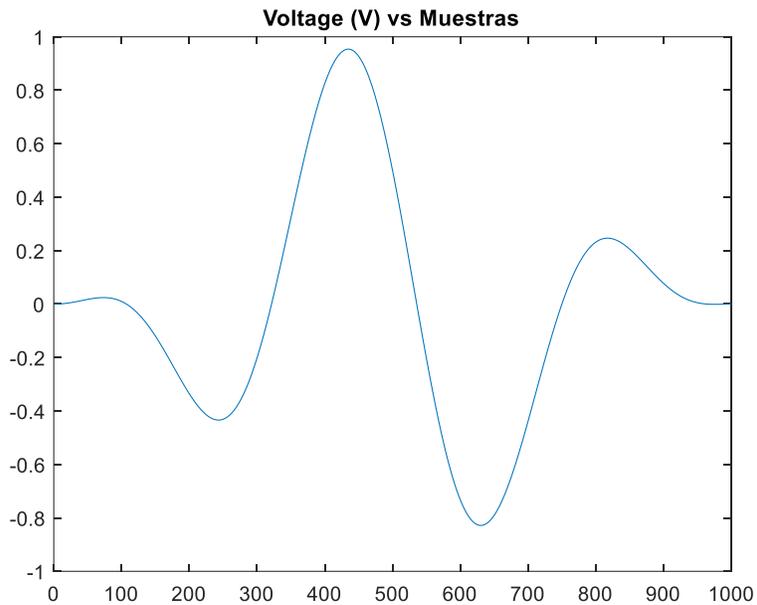
- 4- Se calcula el ancho del pulso por la relación 4.7.3. Luego:

$$\tau = \frac{1}{f_{3dB}} = 0.09 \text{ ns}$$

5- Tomando en cuenta el producto  $t_{rise} \times f_{3dB} = 0.35$  se calcula el tiempo de levantamiento. Luego:

$$t_{rise} = 0.03 \text{ ns}$$

Mediante el código implementado en MATLAB descrito más ampliamente en el Apéndice C, se pudo obtener un pulso de banda ultra-ancha como función objetivo para el diseño. En la Figura 4.7.2 se puede observar gráficamente el pulso obtenido mediante el algoritmo.



*Figura 4.7.2 Pulso obtenido mediante el algoritmo con envolvente de Hanning.*

- 6- En los máximos de cada pulso de la Figura 4.7.2, tanto positivo como negativo, se obtuvo el valor de G y el tiempo normalizado para las 1000 muestras.
- 7- Despejando en la ecuación (4.7.6) se calcula la  $f_{m\acute{a}x} = 7.86 \text{ GHz}$
- 8- Se calcula la base de tiempo que será usada para desnormalizar el tiempo para los 1000 puntos mediante la siguiente fórmula:

$$t = \frac{1}{f_{m\acute{a}x}} = 0.13 \text{ ns}$$

- 9- Se desnormalizan los tiempos a partir de la base de tiempo calculada.

10- Se proceden a calcular los retardos diferenciales ( $\Delta\tau_1 = S2 - S1$ ,  $\Delta\tau_2 = S3 - S2$ ,  $\Delta\tau_3 = S4 - S3$ ,  $\Delta\tau_4 = S5 - S4$ ) siendo  $Sx$  las muestras y  $\Delta\tau_x$  los retardos diferenciales.

11- Se calcula el retardo básico mediante la ecuación:

$$T_D = \sqrt{L_g * C_{gs}} = 0.14 \text{ ns} \quad (4.7.7)$$

12- El número de secciones básicas requeridas va a estar dado por el cociente del retardo diferencial entre el retardo básico:

$$N = \frac{\Delta\tau_x}{T_D} \quad (4.7.8)$$

En la siguiente tabla se muestran los valores obtenidos de todos estos parámetros:

*Tabla 4.7.1. Valores de ganancia de transconductancia (G) y signo para 5 muestras. Retardos diferenciales y Secciones básicas requeridas para el diseño.*

Muestra	Valor de G	Tiempo normalizado (1000 puntos)	Tiempo (ns)	Retardo diferencial $\tau$ (ns)	Secciones básicas requeridas
S1	0.02418	74	0.03364	---	
S2	-0.4341	243	0.1105	0.07686	5.311679337
S3	0.9539	435	0.1977	0.0872	6.02626123
S4	-0.8283	630	0.2864	0.0887	6.129923981
S5	0.2465	817	0.3714	0.085	5.874222529
			Spam del filtro (ns)	0.33776	
				Secciones básicas totales requeridas	23.34208708

En el filtro se tiene un retardo diferencial promedio de 0.088 ns. El retardo diferencial es aproximadamente igual al ancho del pulso que es 0.09 ns. Esto último valida que se pueda utilizar la estructura de la Figura 4.7.3 para síntesis de pulsos tipo Hanning.

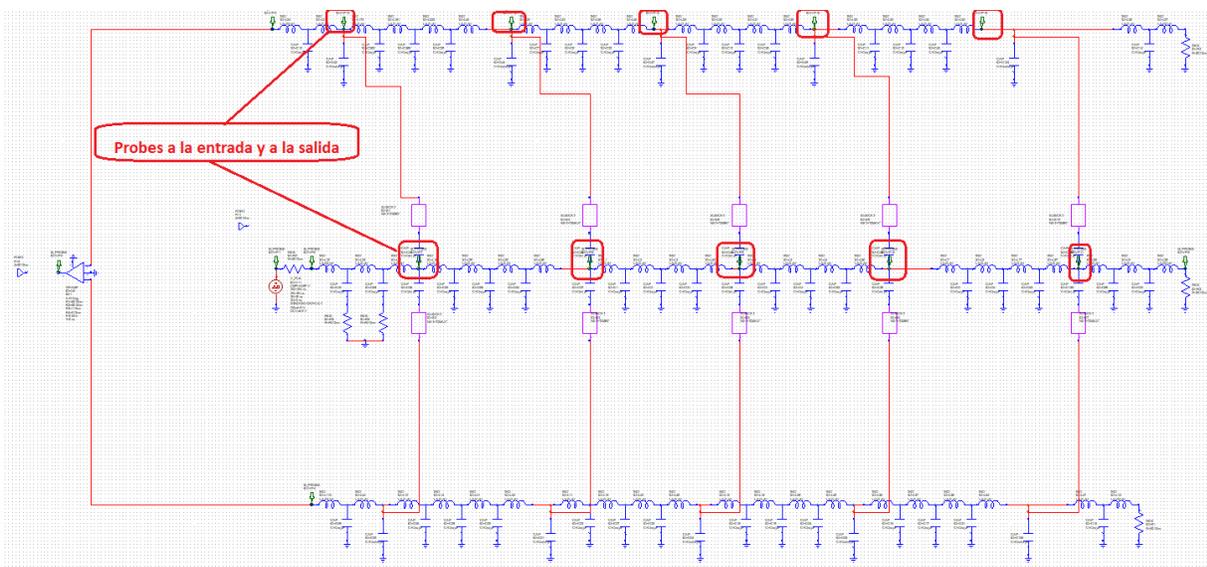


Figura 4.7.3 Filtro transversal de doble línea de drenaje.

La estructura de la Figura 4.7.3 tiene la peculiaridad de que el tiempo de compuerta y el tiempo de drenaje son distintos, sin embargo, el retardo efectivo que se va a tener va a ser la diferencia entre estos retardos  $\tau d_k - \tau g_k$  [14]. Este filtro tiene como característica interesante que la sincronización garantiza una transmisión diferencial por eso es que los retardos de las líneas de drenaje deben estar sincronizados.

Sea realiza una comprobación entre los resultados obtenidos mediante MATLAB y los medidos en el software AWR por simulación. En la Figura 4.7.3 se muestra el Filtro transversal con probes añadidos a la entrada y a la salida de cada celda con el fin de hallar los retardos efectivos para cada celda. En la Tabla 5.2 se muestran los resultados de calcular los retardos diferenciales para la compuerta  $\tau g_k$  y para el drenaje  $\tau d_k$  y el retardo diferencial total  $\tau(ns)$ . Además, se calculó un margen de error en por ciento con respecto al obtenido por MATLAB. Como se puede observar en la Tabla 4.7.2 el margen de error absoluto entre 10 y 15 %.

Tabla 4.7.2. Tiempos de compuerta y drenaje. Retardos diferenciales y Retardo efectivo.

Tiempo de compuerta (ns)	Retardo diferencial $\tau g(ns)$	Tiempo de drenaje (ns)	Retardo diferencial $\tau d(ns)$	Retardo diferencial $\tau(ns)$	Margen de error en %
0.06771	---	0.06183	---	---	---
0.1302	0.06249	0.09057	0.02874	0.09123	15.75139757
0.1919	0.0617	0.128	0.03743	0.09913	12.03470191
0.2535	0.0616	0.1653	0.0373	0.0989	10.31344793
0.3157	0.0622	0.2017	0.0364	0.0986	13.79310345

A continuación, se aplica esta síntesis de pulsos de Hanning al diseño realizado en AWR. Recordando el capítulo 3, la transconductancia de cada dispositivo activo ( $Gk,1$  y  $Gk,2$ ) se divide en una

transconductancia de referencia y una transconductancia incremental representadas por  $gm, 0$  y  $\Delta gk$ , respectivamente. En este caso el valor de la transconductancia de referencia  $gm,0$  dado en la Tabla 3.5.1 es  $gm, 0 = 80 \text{ mS}$ . Esta estructura requiere una señal en modo común y una señal en modo diferencial. A partir de la señal en modo común  $gm, 0 = \frac{1}{2}(gmax, k + gmin, k)$ , se va a incluir un  $\Delta gk$ , de tal manera que se vayan ajustando a las ganancias requeridas. Para que esto sea una señal diferencial, los  $\Delta gk$  tienen que ser simétricos. De ecuación 3.3.1a y 3.3.1b, si se substraee  $gmax, k - gmin, k = \Delta gk$  y se multiplica por una impedancia característica  $Zo$  esto da como resultado una señal en modo diferencial.

Es importante tener en cuenta que  $\Delta gk$  puede variar no solamente en forma digital, sino que se pueden tener variaciones finas, es decir, que no vayan de un valor mínimo (por ejemplo, pinchoff) y el de máxima transconductancia, por lo tanto, a manera de entendimiento, estos valores se llamaran  $gm, 2$  para el máximo y  $gm, 1$  para el mínimo.

Si se quiere obtener la señal en modo diferencial a la salida entonces se va a cancelar la señal en modo común y solamente se queda con el pulso en modo diferencial, entonces lo que conviene es desnormalizar con respecto a la impedancia característica  $Zo$  los valores de las muestras de transconductancia  $G$ . Luego se calculan los extremos máximos y mínimos  $gm, 2$  y  $gm, 1$  respectivamente para luego hallar los valores de voltajes de compuerta fuente correspondientes para generar las transconductancias  $Gk, 1$  y  $Gk, 2$  del filtro, ver Figura 3.3.2. Los voltajes se hallan mediante la siguiente ecuación 4.7.9:

$$V_k = \frac{V_{REF} gm_k}{gm_o} \quad (4.7.9)$$

Tabla 4.7.3. Valores de transconductancia y voltajes Vgs.

Muestra	Valor de G	Valor de Δg	gm2	gm1	V2	V1
S1	0.02418	0.0004836	0.0810372	0.0805536	-0.39116717	-0.38883283
S2	-0.4341	-0.008682	0.0764544	0.0851364	-0.369045961	-0.410954039
S3	0.9539	0.019078	0.0903344	0.0712564	-0.436044824	-0.343955176
S4	-0.8283	-0.016566	0.0725124	0.0890784	-0.350017897	-0.429982103
S5	0.2465	0.00493	0.0832604	0.0783304	-0.401898573	-0.378101427

Como resultado del diseño, la Figura 4.7.4 muestra cómo el pulso UWB obtenido con el filtro se asemeja a la función objetivo mostrada en la Figura 4.7.2. Se observa como los dos pulsos se van aproximando, lo que corrobora que existe sintonizabilidad en esta estructura para filtros de banda ultra-ancha (UWB.)

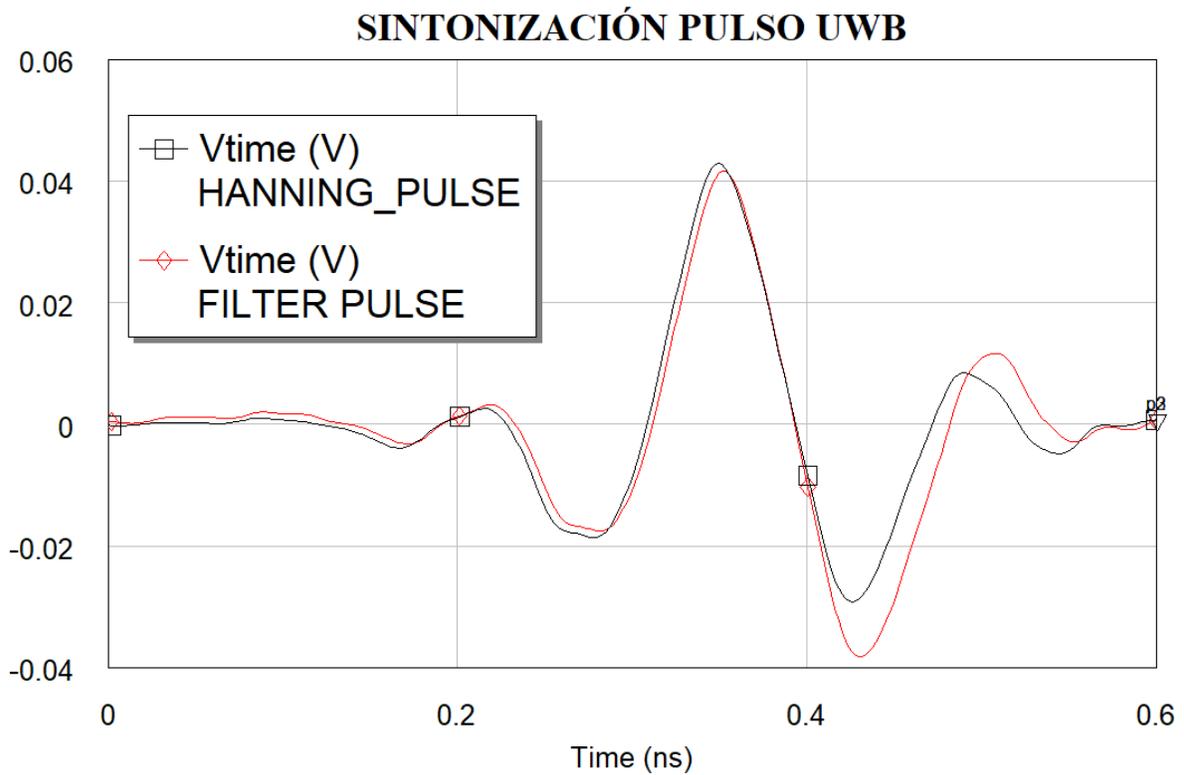


Figura 4.7.4 Respuesta transitoria del filtro DTF

## Conclusiones del capítulo

Se han analizado los rendimientos de dos filtros transversales con las mismas capacidades funcionales. El filtro de doble línea de drenaje presenta características de rendimiento avanzadas. Permite una baja complejidad en la implementación, mayores anchos de banda y menor ruido y ofrece la posibilidad de aumentar la ganancia de la celda mediante el uso de un proceso HEMT mejorado. Por el contrario, las celdas de Gilbert se pueden acoplar directamente a líneas de transmisión; sin embargo, presenta mayor complejidad en el diseño y margen reducido para optimizar el rendimiento del filtro.

La Figura 4.7.4 muestra la respuesta calculada del filtro transversal con distancia entre taps igual a la duración del pulso de entrada, lo cual se crea un patrón de pulsos generados por un filtro transversal de tasa de símbolo. Asumiendo los pesos de ganancia del filtro a un pulso de entrada (+1, -1, +1, -1, +1) y un pulso de salida con un ancho finito,  $\tau$ . Las amplitudes de pico resultantes muestran interferencia intersimbólica. Se muestra la respuesta transitoria como limitación del ancho de banda del filtro. Dado que la amplitud y la forma de un solo pulso están influenciadas por pulsos anteriores como resultado de los componentes oscilatorios en la respuesta, esto da como resultado una interferencia entre pulsos.

Los resultados se han visto en [29, 33, 34, 37, 39] donde se muestra que los pulsos mientras se van propagando van a tener un tiempo de levantamiento mayor, lo cual indica que hay un producto de tiempo de levantamiento por la frecuencia de corte que representa una limitante en frecuencia. Sin embargo, si esa limitante en frecuencia se puede factorizar entonces se puede hacer alguna síntesis de tal manera que se pueda realizar una conformación de pulsos de acuerdo a una función objetivo. Para ello se deben recalcar las siguientes consideraciones:

1. Siendo  $D$  igual a  $t_{rise} + t_{fall}$ . Como ambos tiempos son casi simétricos, entonces se aproxima  $D = 2 * t_{rise}$ .
2. El número máximo de taps que se va a tener va a depender del tiempo de span  $T$  entre la duración de los pulsos de entrada  $D$  (ecuación 4.7.8). Como esta relación  $D$  corresponde al tiempo de subida más el tiempo de bajada en la implementación electrónica, entonces se tiene que hacer que la frecuencia máxima sea igual al recíproco de 2 veces  $D$  (ecuación 4.7.5). Esto último va a dar una limitante en el ancho de banda del filtro.

## BIBLIOGRAFÍA - CAPÍTULO 4

- 1 Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: "Transversal Filter MMIC Design for MultiGbit/s optical CDMA Systems", August, (2004).
- 2 Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., "Dual- Drain Line Distributed Cell Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations", Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2005).
- 3 Chen W. K, "Distributed Amplification: A New Approach", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-14(4), April 1967, pp. 215-221
- 4 Wong T, *Fundamentals of Distributed Amplification*, Artech House, 1993
- 5 Han. K and Wong, T., "Coupled-Wave Small-Signal Transient Analysis of GaAs Distributed Amplifier", *IEEE Transactions on Microwave and Theory and Techniques*, 38 (1), January 1990, pp 23, 29
- 6 Bianucci, G and Aitchison, C., "Predicted Transient Response of the Distributed Amplifier", *Electronics Letters*, 28 (22), October 1992, pp2096-2098
- 7 Proakis, J, *Digital Communications*, 4th Edition, McGraw Hill Company, Boston, 2001
- 8 Feher, K. *Advanced Digital Communications: Systems and Signal Processing Techniques*, N.J. USA, Prentice Hall, 1986
- 9 Legros, E., Vuye, S. and Giraudet, L., "High-Sensitivity 40 Gb/s Photoreceiver Using GaAs HEMT Distributed Amplifiers", *Electronics Letters*, 34(13), June 1998, pp 1351-1352
- 10 OMMIC-Philips GaAs Foundry User Manual, ED02AH Library Libra-EESOF Simulator, Release v2.3 March 2000
- 11 Aguilar-Torrentera, J and Darwazeh, I, "Performance Analysis of Transversal Filters for High-Speed Lightwave Systems", *Proceedings of the London Communication Symposium 2003*, pp 81-86, Sept. 2003
- 12 Aguilar-Torrentera, J. and Darwazeh, I, "High-speed Electrical Encoder/Decoder for Fibre Optic CDMA Systems", *Proceedings of the International Symposium on Telecommunications, 1ST 2003*, Organised by the University of Iran, Isfahan, Iran, August 2003, pp 484-8
- 13 Aguilar-Torrentera, J and Darwazeh, I., 'A MMIC Transversal Filter for Fibre-Optic CDMA Receiving Systems', *Proceedings of the 1st International Conference on Photonic Access Technologies*, Savoy Place, London, 2002, paper no 5
- 14 Borjak,A., Monteiro, P., O'Reilly,J., Darwazeh,I., 'High-Speed Generalized Distributed-Amplifier-based Transversal-Filter Topology for Optical Communication Systems', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol 45, No 8, pp 1453-1457, August 1997.
- 15 Monteiro,P., Borjak, A., da Rocha, F., O'Reilly, J., Darwazeh, I., 'Electrically tunable post-detection filter for optically amplified soliton systems', *Proceedings of the ISSSE '01, International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp 367-369

- 16 Lee, J. and Freundorfer, P.A., 'MMIC Adaptive Transversal Filtering using Gilbert Cells and is suitable for High-speed Lightwave Systems', *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol 12, No 2, Feb. 2000
- 17 García Sánchez Gerardo A. "Desarrollo experimental de procesamiento electrónico para aplicaciones de redes cdma de alta velocidad", Octubre (2017)
- 18 Aitchison, C.S.: 'The Intrinsic noise figure of the MESFET distributed amplifier', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1985, 33, (6), pp. 460–466
- 19 Moez, K., Elmasry, M.I.: 'A low-noise CMOS distributed amplifier for ultra-wide-band applications', *IEEE Trans. Circuits Syst.*, 2008, 55, (2), pp. 2076–2082
- 20 Ikalainen, P.K.: 'Low-noise distributed amplifier with active load', *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, 1996, 6, (1), pp. 7–9
- 21 Kimura, S., Imai, Y.: '0–40 GHz GaAs MESFET distributed baseband amplifier IC's for high-speed optical transmission', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 1996, 44, (11), pp. 2076–2082
- 22 Kobayashi, K.W., Cowles, J., Tran, L.T., et al.: 'A 50-MHz–55-GHz multidecade InP-based HBT distributed amplifier', *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, 1997, 7, (10), pp. 353–355
- 23 Jeong, J., Kwon, Y.: 'Monolithic distributed amplifier with active control schemes for optimum gain and group-delay flatness, bandwidth, and stability', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2004, 52, (4), pp. 1101–1110
- 24 Vicente Terán, J., "Noise analysis in distributed amplifiers with feedback-active load", 10th June 2016, ISSN 1751-8725
- 25 Lorenzo Cañizares, E "Diseño de un amplificador de bajo nivel de ruido a 3GHz para aplicaciones de radar.", Universidad Tecnológica de la Habana, CUJAE, 2017
- 26 SAMUEL Y. LIAO, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, Ed. Prentice Hall, 1988, pp. 123-160.
- 27 MICROWAVE OFFICE, *Quick Start Reference Manual, Data Files Format*, pp 35-48.
- 28 Rogers Corporation RO4000R Series – High Frequency Circuit Materials <https://www.rogerscorp.com/acs/products/55/RO4350B-Laminates.aspx>
- 29 D. Pozar, *Microwave Eng.*, Amherst Massachusetts: Adison-Wesley, 1990 (chapter 9).
- 30 David A. Hill, Fellow, ZEEE, Kenneth H. Cavcey, and Robert T. Johnk, Member, ZEEE, "Crosstalk Between Microstrip Transmission Lines" *IEEE TRANSACTION ELECTROMAGNETICCOMPATIBILITY*, VOL. 36, NO. 4, NOVEMBER 1994
- 31 Ludwing, R., Bretchko, P., "RF Circuit Design Theory and Applications", Prentice Hall, (2000).
- 32 <https://www.johansontechnology.com/>
- 33 Yunliang Zhu and Hui Wu, *Integrated Distributed Transversal Filters for Pulse Shaping and Interference Suppression in UWB Impulse Radios*, Laboratory for Advanced Integrated Circuits and Systems Department of Electrical and Computer Engineering University of Rochester, Rochester, NY 14627.

- 34 Roy, S., et. al. "Ultrawideband Radio Design: The Promise of High-Speed, Short-Range Wireless Connectivity," *Proc. of IEEE.*, vol. 92 (2), pp. 295-311, Feb. 2004.
- 35 "Channel Modeling Sub-Cchanommittee Final Report," IEEE, IEEE P802.15-02/02 490r0-SG3a.
- 36 "SG3a Alternate PHY Selection Criteria," IEEE, IEEE P802.15-02/105r25, 2002
- 37 Penn, J. E., "Distributed Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) Design", Army Research Laboratory, October (2012)
- 38 Rauscher C. Microwave Active Filters Based on Transversal and Recursive Principles." *IEEE Transactions on Microwave THeory and Techniques*, Vol. MTT-33, NO. 12, December 1985"
- 39 Wu, H., et al., "Integrated Transversal Equalizers in High-Speed Fiber-Optic Systems", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, December, (2003)
- 40 Elmore, W. C., "The Transient Response of Damped Linear Networks with Particular Regard to Wideband Amplifiers", *University of California, New Mexico*, Vol. 19, January, (1948)

## CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES

Este trabajo de tesis se ha enfocado al diseño de un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida que utiliza el mayor número de grados de libertad, es decir, logra ganancias de tap y retardos diferenciales desiguales con el fin de controlar las interferencias entre pulsos y así sintetizar señales de amplitud variable. De esta manera, el filtro propuesto se aproxima a una señal de banda ultra-ancha.

En el capítulo 2 se explora el estado del arte en cuanto a los dispositivos de microondas. Se exponen los tipos de líneas de transmisión artificiales (ATL) para el método de amplificación distribuida y sus parámetros de propagación. Se analizan las respuestas transitorias a través del análisis de Elmore y se describe la analogía del filtro transversal con la topología del amplificador distribuido. Los resultados obtenidos muestran la necesidad de una alta frecuencia  $f_t$  puesto que esta última es la Figura de mérito de la cual depende todo el diseño del circuito ya que representa un límite superior, por encima de este, ocurrirán reflexiones importantes que no son favorables para el diseño de estos filtros. Como una primera aproximación, se expone que la “ATL transistorizada” mantiene baja dispersión de pulsos. Se cumple el criterio de  $f_c 3dB = 0.5 F_{bragg}$ . Se cumple el criterio de Elmore y se obtienen valores disipativos de  $10 \Omega$  y  $20 \Omega$  que permiten mantener un buen tiempo de levantamiento. Se dice que el tiempo de levantamiento de los amplificadores distribuidos es pequeño con respecto al número de etapas [6], lo que indica que de ahí viene su superioridad en términos de la respuesta temporal comparado con los circuitos en cascada. Además de eso, el tiempo de retardo se mantiene muy constante de acuerdo a los análisis de Elmore con respecto al número de etapas.

En el capítulo 3 comienzan los pasos para el diseño de filtros de banda ultra-ancha (UWB) con control de banda de paso. Se describe el desempeño del amplificador distribuido. Se exponen los filtros distribuidos con ajuste de ganancia de tap y cambio de fase y las topologías propuestas en la literatura. Se realizan dos diseños, uno de cada topología (basado en celdas de Gilbert y de doble línea de drenaje). De los resultados obtenidos se muestra la necesidad de recalcar el gran efecto que tiene en las estructuras las redes de acoplamiento tipo T. De su buen diseño depende en su totalidad el rendimiento del filtro en general. El método de buscar el mejor factor M para calcular dichas redes tiene un gran impacto en el desempeño del filtro ya que mejora considerablemente las reflexiones y transmisiones de la estructura en subconjunto. Para la celda de Gilbert el uso de los transistores dobles mejora considerablemente el funcionamiento de la celda puesto que, con el uso de estos transistores dobles en la etapa de entrada de cada celda, las altas corrientes se dividen de manera uniforme sin afectar el punto de polarización de los elementos activos. Otro aspecto clave es la correcta elección de la frecuencia de transición de la estructura puesto que de ello depende la capacitancia de entrada que es el parámetro que rige el diseño de las redes de acoplamiento. Se observa que para lograr un filtro transversal distribuido para la estructura basada en celdas de Gilbert se utilizan 8 transistores por celda mientras que para la de doble línea de drenaje se utilizan solo 2.

En el capítulo 4 se realiza la comparación de desempeño para señales de banda-base UWB. Se realiza una sintonización y optimización frecuencia vs tiempo. Se realizan análisis de ruido, estabilidad y la síntesis de microcinta para las ATL con materiales comerciales. Se analizan los rendimientos de dos filtros transversales con las mismas capacidades funcionales. El filtro de doble línea de drenaje TF-CS presenta características de rendimiento avanzadas. Permite una baja complejidad en la implementación, mayores anchos de banda y menor rendimiento de ruido y ofrece la posibilidad de aumentar la ganancia de la celda mediante el uso de un proceso HEMT mejorado. Por el contrario, las celdas de Gilbert se pueden acoplar directamente a líneas de transmisión con amplificación de CC; sin embargo, presenta mayor complejidad en el diseño y margen reducido para optimizar el rendimiento del filtro. El uso de la síntesis del filtro en líneas de microcinta mejora la forma de los pulsos eliminando la distorsión producida por los parásitos. Por último, se comprueba que el filtro es capaz de detectar señales de tipo UWB mediante el comportamiento de la señal contra el ruido. Se utiliza un método de modulación y conformación de pulsos para sistemas UWB y se realiza la síntesis del filtro para pulsos UWB. Se implementa un código en Matlab para obtener un pulso de banda ultra-ancha como función objetivo para el diseño.

## 5.1 Resultados:

- Se compararon dos topologías de filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida para procesar señales de banda ultra ancha UWB.
- Se desarrolló una metodología de diseño de filtro transversal de circuito para el filtrado de señales de banda ultra-ancha (UWB) mediante el uso de estructuras periódicas y la síntesis de las misma en líneas de transmisión artificiales.
- Se revisó el desempeño de soluciones de diseño de circuito desde el punto de vista de ruido, estabilidad, ganancia, ancho de banda y complejidad.
- Mediante la rutina de optimización y extracción de parámetros en AWR se pudo seleccionar un transistor para su posterior implementación en el diseño del filtro.
- El análisis transitorio concuerda con los estudios teóricos de Elmore [40].
- Se pudieron obtener las limitantes de frecuencia de las estructuras.
- Se pudo implementar la conformación de un pulso UWB para su posterior uso en un sistema de procesamiento UWB.

- Se utilizaron componentes sintetizados como inductancias y capacitancias.

## 5.2 Trabajo a Futuro

El desarrollo de este trabajo de tesis puede derivar en varios trabajos a futuro como los enlistados:

- 1- Realizar el estudio de los Parámetros S mezclados relacionados con la teoría para ondas de potencia normalizadas diferenciales y de modo común combinadas en términos de impedancias de modo par e impar y constantes de propagación para un sistema de línea acoplado de microondas. Estos están relacionados con corrientes y voltajes de terminal de modo par e impar. Desarrollar parámetros s generalizados de dos puertos para ondas que se propagan en varios modos acoplados. Los parámetros s de dos puertos forman una matriz de 4 por 4 que contiene parámetros s de modo diferencial, modo común y modo cruzado. Un caso especial de la teoría permite el uso de líneas de transmisión desacopladas para medir las ondas de modo acoplado. Las simulaciones con estos parámetros verificarán el concepto de estos parámetros s de modo mixto y demostrarán la conversión de modo a modo para estructuras de microondas asimétricas.
- 2- Realizar un estudio del Efecto Kink. Con el escalado continuo del dispositivo, la ruptura por avalancha en los transistores degrada gravemente las características de salida del dispositivo y la confiabilidad general. Es muy deseable comprender el origen de dicha ruptura eléctrica para explorar transistores de alto rendimiento.
- 3- Dentro de las posibilidades de la facultad de conseguir los PDK de circuitos activos de microondas. Los PDKs son extensas librerías con todos los modelos de transistores y dispositivos comerciales muy útiles para el diseño y estudios electromagnéticos para la implementación de circuitos de microondas. Estudiar los Efectos de Layout a nivel electromagnético. El estudio de estos efectos podrá contribuir a una mejor implementación del diseño.
- 4- Dentro de las posibilidades de la facultad de conseguir los componentes físicos para su futura implementación en físico.

## Apéndice A

### Rutina de extracción y optimización de parámetros

En el programa AWR Microwave Office (AWR), las ecuaciones y el bloque de variables se copian en la lista de redes de cada subcircuito. Los archivos se importan de esta manera para garantizar que cada subcircuito sea un circuito medible independiente. Debido a este método de importación, algunas de las variables y ecuaciones no se aplican a los elementos de la lista de redes de subcircuitos de AWR. Esto puede causar confusión con respecto a qué variables se están ajustando u optimizando en la lista de redes de varios subcircuitos. La rutina de optimización de este programa permite determinar los valores de las variables que intervienen en un elemento o sistema circuital para que el resultado que se obtenga sea el mejor posible.

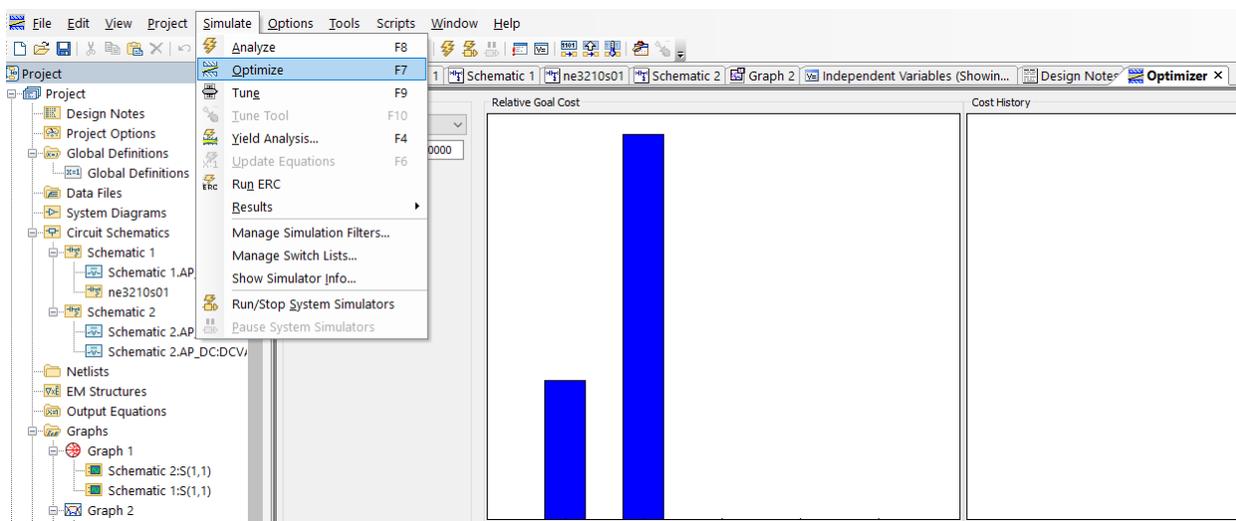


Figura a. Optimización en AWR.

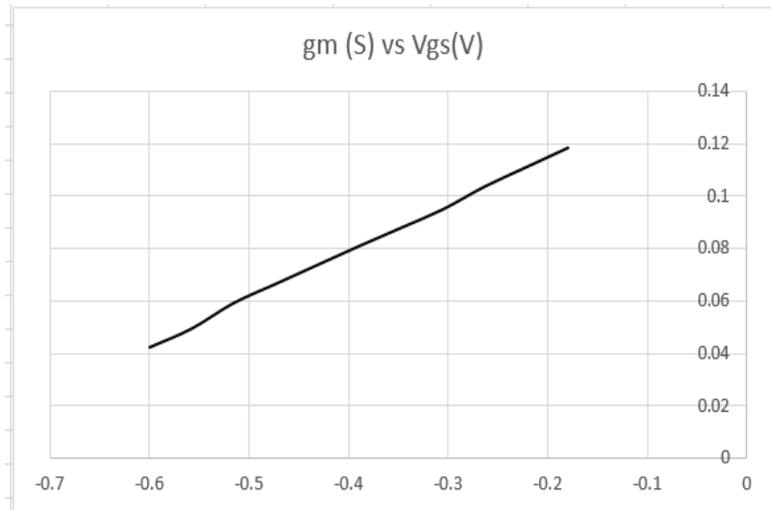
Se efectuó la elección del transistor que cumple con los requerimientos de diseño mediante el uso del modelo TOM de este que permite variar los voltajes  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$  del transistor aplicando un voltaje de  $V_{gs}$  cercano a pinch-off. El voltaje necesario para estrangular el canal se conoce como voltaje de “pinch-off”,  $V_p$ ; y se define como el voltaje de puerta necesario para estrangular el canal. En un transistor FET de canal n este voltaje será negativo, mientras que en un transistor de canal p será positivo.

Se le aplicó una rutina de optimización y extracción de parámetros para poder establecer una equivalencia entre un circuito lineal y los resultados de un modelo TOM. En la Figura se puede

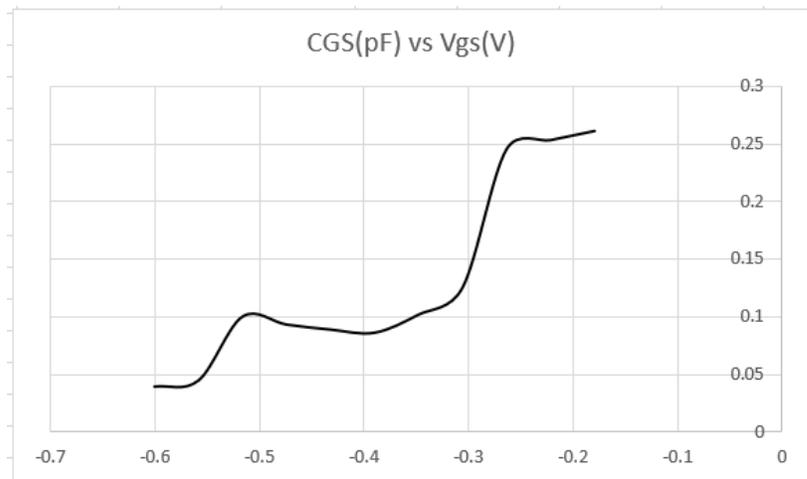
observar el resultado de la optimización de las reflexiones de entrada y de salida. Para propósitos de modelado se utilizará el modelo unilateral del transistor ya que para el diseño del filtro se acoplarán unilateralmente dos líneas de transmisión a través de la transconductancia.

### Resultados de la optimización:

VGS(V)	gm (S)
-0.6	0.0420644
-0.558	0.0491779
-0.516	0.0589609
-0.474	0.0662646
-0.432	0.0735497
-0.39	0.0808141
-0.348	0.0878005
-0.306	0.0948636
-0.264	0.1036123
-0.222	0.11110872
-0.18	0.1185272



VGS(V)	CGS(pF)
-0.6	0.0389324
-0.558	0.0442453
-0.516	0.0997058
-0.474	0.0928353
-0.432	0.088486
-0.39	0.085732
-0.348	0.1014541
-0.306	0.1249052
-0.264	0.2450935
-0.222	0.2530177
-0.18	0.2609245



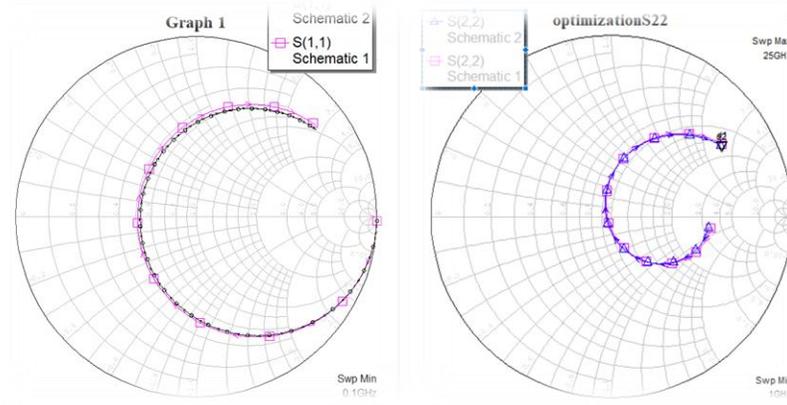


Figura b. Optimización de las reflexiones a la entrada y a la salida.

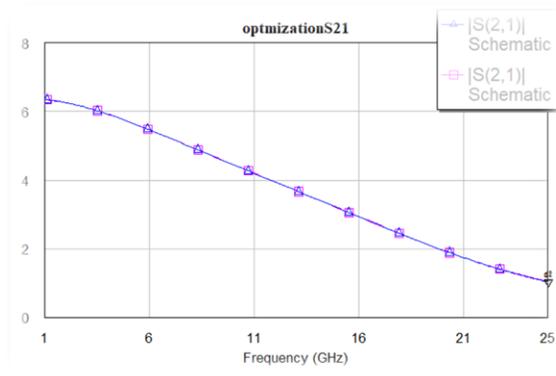


Figura c. Optimización de la transmisión de entrada a salida.

## Apéndice B

### Código para obtener las respuestas transitorias

Se cargan las muestras de voltaje con respecto al tiempo (Vtime) previamente exportados de AWR desde la etapa 2 hasta la etapa 6. Luego se calcula el tiempo de levantamiento y el tiempo de retardo para cada etapa.

```
load('VP2.mat'); vp2 = a
bs(Y); t = X/100*0.2E-9;

load('VP3.mat'); vp3 = abs(Y);
load('VP4.mat'); vp4 = abs(Y);
load('VP5.mat'); vp5 = abs(Y);
load('VP6.mat'); vp6 = abs(Y);

vp2info = stepinfo(vp2,t)
plot(t,vp2,'LineWidth',2); hold on;
[d,ix] = min(abs(vp2-vp2info.Peak/2));
delay2 = t(ix)

vp3info = stepinfo(vp3,t)
plot(t,vp3,'LineWidth',2); hold on;
[d,ix] = min(abs(vp3-vp3info.Peak/2));
delay3 = t(ix)

vp4info = stepinfo(vp4,t)
plot(t,vp4,'LineWidth',2); hold on;
[d,ix] = min(abs(vp4-vp4info.Peak/2));
delay4 = t(ix)

vp5info = stepinfo(vp5,t)
plot(t,vp5,'LineWidth',2); hold on;
[d,ix] = min(abs(vp5-vp5info.Peak/2));
delay5 = t(ix)

vp6info = stepinfo(vp6,t)
plot(t,vp6,'LineWidth',2); hold on;
[d,ix] = min(abs(vp6-vp6info.Peak/2));
delay6 = t(ix)

legend('Vp_2','Vp_3','Vp_4','Vp_5','Vp_6');
xlabel('Tiempo (s)')
ylabel('Voltaje (V)')
grid on;
title('Respuesta al Impulso Compuerta')
```

## Apéndice C

Código en MATLAB para obtener los valores de transconductancia con respecto a la frecuencia para los voltajes de control VGM mínimo (-0.6), referencia (-0.39) y máximo (-0.18).

```
load('VC1.mat'); H1 = Y;  
G1 = -H1;  
  
load('VC2.mat'); H2 = Y;  
G2 = -H2;  
  
load('VC3.mat'); H3 = Y;  
G3 = -H3;  
  
% TRANSCONDUCTANCIA DE LA CELDA  
Figuraure  
plot(X,G1); hold on;  
plot(X,G2);  
plot(X,G3);  
  
title('TRANSCONDUCTANCIA DE LA CELDA');  
xlabel('f');  
legend('G1', 'G2', 'G3');  
grid on;  
  
% GRAFICAS DE B  
Figuraure  
plot(X,H1); hold on;  
plot(X,H2);  
plot(X,H3);  
title('GRAFICAS DE B');  
xlabel('f');  
legend('B1', 'B2', 'B3');  
grid on;
```

## Apéndice D

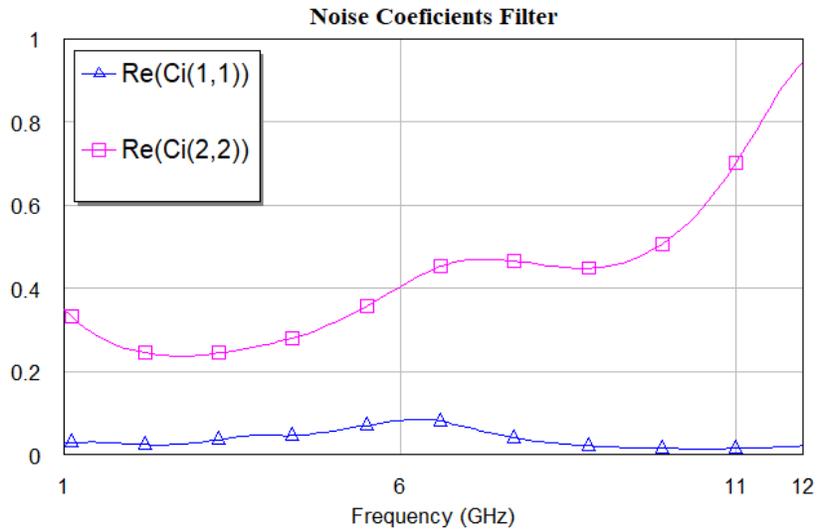


Figura 4.5.2 Coeficientes de ruido del filtro.

Ci en el AWR se calcula como la matriz de correlación de corriente de puerto N de una red lineal (o no lineal linealizada a cortocircuito).

$$C = \begin{bmatrix} \overline{I_{n1}^2} & \overline{I_{n1}I_{n2}^*} \\ \overline{I_{n2}I_{n1}^*} & \overline{I_{n2}^2} \end{bmatrix}$$

La matriz de correlación se normaliza a  $4kT_o$ , donde  $T_o = 290K$  que es la temperatura ambiente y ( $k$  la constante de Boltzmann ( $k = 1.380649 * 10^{-23}$ )).

Los resultados que se muestran en la Figura 4.5.2 se encuentran normalizados tanto para la entrada como para la salida. El piso de ruido o umbral de ruido (noise floor) es el producto de la constante de Boltzmann ( $k = 1.380649 * 10^{-23} J/K$ ) por la temperatura ambiente de 290 K. Luego:

$$N_{Floor} = k * 290 = 4.004 * 10^{-21} J \quad (4.5.2)$$

El siguiente script de Matlab lo que realiza básicamente es el cálculo de las corrientes de ruido para un  $N_{Floor} = 4.004 * 10^{-21} J$ . Para cada valor real de Ci lo multiplica por el umbral de ruido ( $N_{Floor}$ ) para así obtener la potencia de ruido. Luego se calcula la raíz cuadrada de cada resultado para obtener la Densidad de Corriente a la entrada y a la salida respectivamente.

```

nf=4.004e-21;
load('re11.mat','-mat')
Y1=sqrt(Y*nf);
load('re22.mat','-mat')
Y2=sqrt(Y*nf);
plot (X,Y1);
hold on
plot (X,Y2);
legend('Input','Output')
title ('Noise current densities Gilbert-Cell based DA')

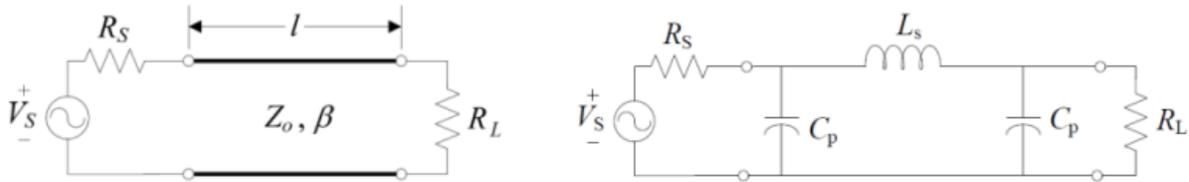
```

## Apéndice E

### Síntesis y análisis de Microcinta para líneas de transmisión artificiales.

Desde el inicio de esta tesis se consideró el diseño del filtro transversal en forma de un circuito monolítico de microondas que trabaje satisfactoriamente hasta 10 GHz. Para cumplir este objetivo, se propone una síntesis de inductores y capacitores en tecnología planar. Los objetivos de diseño buscan, en lo que sea posible, omitir el uso de componentes de montaje superficie dado el conjunto de efectos reactivos a bajas frecuencias relacionados al encapsulado. Para tal efecto, se hace la síntesis de inductancias mediante líneas de transmisión de baja impedancia. En esta sección se muestra la metodología seguida y los resultados obtenidos para la síntesis de inductancias de parámetros concentrados.

En algunos casos, a altas frecuencias, los inductores agrupados presentan un comportamiento no deseado asociado con una gran cantidad de parásitos. Se eligió diseñar una línea de transmisión sin pérdidas que se aproxime al comportamiento de una inductancia cuasi-agrupada (como regla general, los dispositivos cuasi-agrupados tienen una longitud física,  $l$ , que no debe exceder  $\frac{\lambda_g}{10}$ , siendo  $\lambda_g$  la longitud de onda en el medio). Para incrementar la reactancia inductiva de la línea, la línea de transmisión debe diseñarse con una impedancia característica baja ( $<50\Omega$ ) dado que  $Z_o = \sqrt{L/C}$ , siendo  $L$  y  $C$  la inductancia y capacitancia distribuidas por unidad de longitud. En el diseño de dicha línea de transmisión, se debe establecer una equivalencia entre la línea de transmisión y la red agrupada en  $\pi$  (que se muestra en la siguiente Figura),



Circuito equivalente de una línea de transmisión y la red agrupada en  $\pi$ .

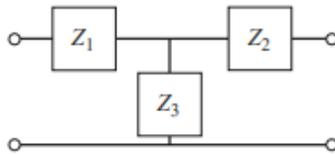
donde  $L_s$  es la inductancia en serie y  $C_p$  es la capacitancia en paralelo (parásita).

La equivalencia entre los modelos es establecida a una frecuencia dada. Sin embargo, la aproximación sigue siendo válida para un intervalo de frecuencias por debajo de una frecuencia máxima a la cual el circuito comienza a actuar como un circuito distribuido. Sobre este intervalo de frecuencia, el circuito se comporta como un circuito cuasi agrupado. Esto es para  $\frac{l}{\lambda_g} < 0.1$ .

Para una línea de transmisión sin pérdidas de longitud  $l$  e impedancia característica  $Z_0$ , los parámetros son:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \sin(\beta l) \\ j\sin(\beta l)/Z_0 & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad (4.4.1)$$

Para la red  $\pi$ , tenemos los parámetros basados en Y y su relación con las susceptancias de la red equivalente [29]:



$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 L_p C_s & 2j\omega L_p - j\omega^3 L_p^2 C_s \\ j\omega C_s & 1 - \omega^2 L_p C_s \end{bmatrix} \quad (4.4.2)$$

a) La ecuación de la capacitancia en derivación se obtiene igualando  $C' = C$ , así:

$$\frac{\sin(\beta l)}{Z_0} = \omega C_s \quad (4.4.3)$$

Usando la aproximación  $\sin(x) \approx x$ :

$$C_s \cong \frac{\beta l}{\omega Z_0} = \frac{l}{v_p Z_0} \quad (4.4.4)$$

b) La ecuación para la inductancia parásita se obtiene igualando  $A' = A$  y la fórmula anterior para  $C_s$ , así:

$$\cos(\beta l) = 1 - \omega^2 L_p C_s \quad (4.4.5)$$

Para aplicar la aproximación  $\sin(x) \approx x$  hacemos uso de la identidad trigonométrica de doble ángulo:

$$\cos(\beta l) = 1 - 2\sin^2\left(\frac{\beta l}{2}\right) \quad (4.4.6)$$

Por lo tanto,

$$2\sin^2\left(\frac{\beta l}{2}\right) = \omega^2 L_p C_s \cong 2\left(\frac{\beta l}{2}\right)^2 \quad (4.4.7)$$

Podemos obtener la aproximación para la inductancia parásita:

$$L_p \cong \frac{1}{2C_s} \left(\frac{l}{v_p}\right)^2 = \frac{Z_0 l}{2v_p} \quad (4.4.8)$$

En la Tabla 4.4.1 se muestran los materiales utilizados [28].

Tabla 4.4.1. Materiales de Alta Frecuencia de Rogers Corporation RO4000R Series

DUROID RO4350B LAMINATE	
Parameter	Value
relative permittivity, $\epsilon_r$	3.48 at 10 GHz
substrate thickness, H	1.524mm(0.06'')
copper conductivity, $\sigma$	$5.8 * 10^7$ S/m
metal thickness, t	34.0 $\mu$ m
loss tangent, $\tan\delta$	0.0037 at 10 GHz

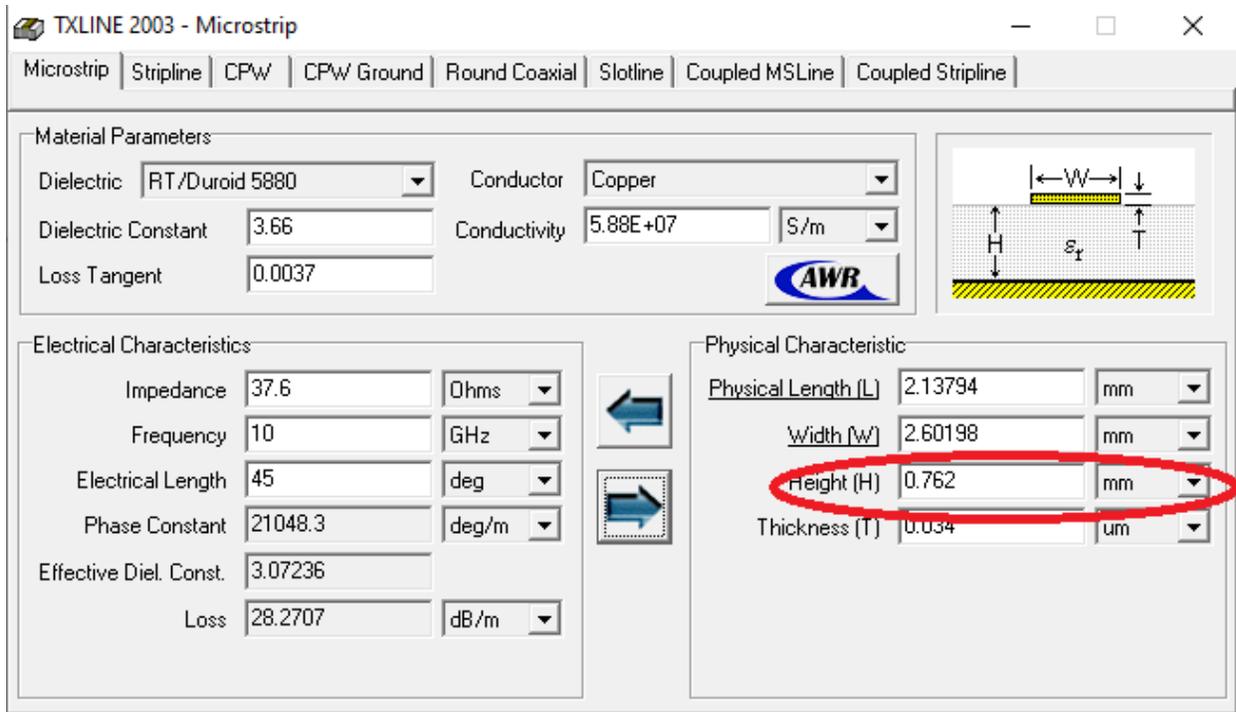
Basado en la equivalencia establecida anteriormente y a las fórmulas aproximadas, se necesita sintetizar una línea de transmisión corta en la cual el circuito equivalente tiene una inductancia  $C=0.266$  pF a la frecuencia de operación de 10 GHz.

La frecuencia a la cual el circuito comienza a actuar como un circuito distribuido está determinada por la relación  $l/\lambda_g = 0.1$ . Para la inductancia en serie y haciendo uso de la relación  $l/\lambda_g = 0.1$  y  $v_p = f\lambda_g$ :

$$C_s \cong \frac{l}{v_p Z_0} = \frac{1}{Z_0 f} \left( \frac{l}{\lambda_g} \right) \quad (4.4.9)$$

De la ecuación 4.4.9, para  $C_s = 0.266$  pF and  $f = 10$  GHz, se tiene:  $Z_0 = 37.6 \Omega$ . Ahora, la inductancia parásita es:

$$L_p \cong \frac{Z_0}{2f} \left( \frac{l}{\lambda_g} \right) = 0.188nH \quad (4.4.10)$$

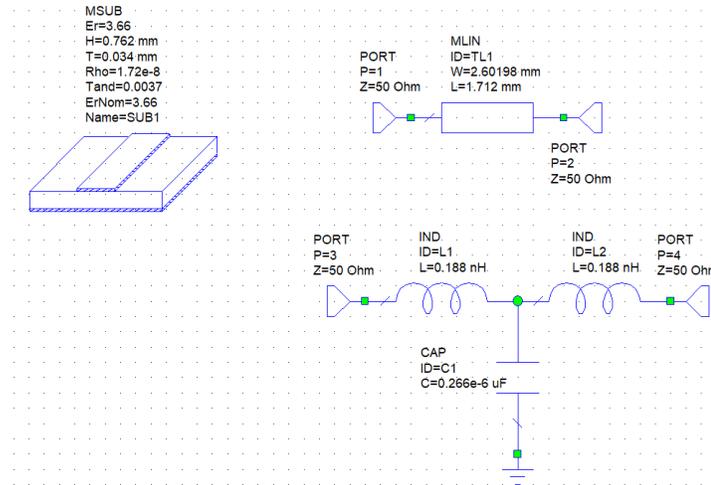


*Dimensiones para el sustrato RO4350B.*

Ahora se puede calcular la longitud de onda usando las relaciones:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} = f\lambda_g, \quad \lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{3 \times 10^{11} \text{ mm/s}}{10 \text{ GHz} \times \sqrt{3.07}} = 17.12 \text{ mm} \quad (4.4.11)$$

A tal frecuencia, se tiene  $l/\lambda_g = 0.1$  y luego  $l = 1.712 \text{ mm}$ .



Circuito de parámetros concentrados y modelos de microcinta.

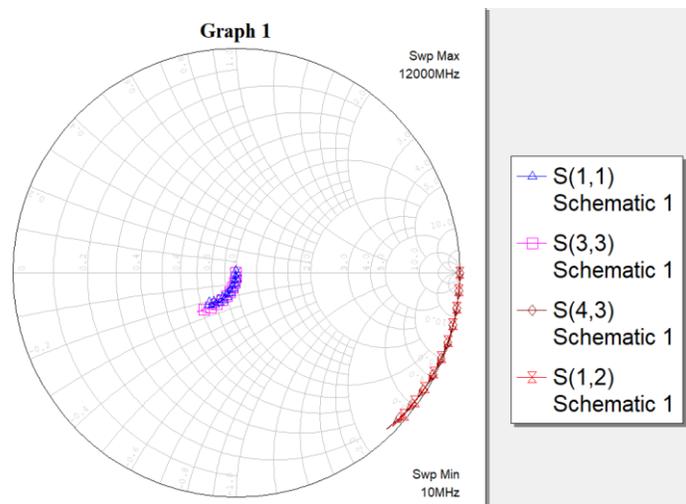


Figura 4.4.4 Comparación de los parámetros de reflexión y transmisión de ambos circuitos.

## Metodología de síntesis de redes tipo T:

- 1- Con el valor de C, la impedancia característica se calcula por la relación  $l/\lambda_g = 0.1$  a la frecuencia de trabajo  $f = 10 \text{ GHz}$ .

Datos:  $E_{eff} = 3.07$ ,  $c = 3 * 10^{11} m/s$ ,  $C = 0.26608848240816 pF$ ,  $vp = 1.712 * 10^{11} m/s$ ,  $\lambda_g = 17.122$ ,  $Z_o = 37.581 \Omega$ ,  $L_p = 1.879 * 10^{-10} H$

2- Se calcula la inductancia parásita y la longitud de la microcinta.

$$L_p = \frac{Z_o * 0.1}{2 * f} = 1.879 * 10^{-10} H$$

$$l = 0.1 * \lambda_g = 1.71$$

4- Para:

$$Z_o = \frac{1}{C} * \frac{0.1}{f} = 37.581$$

$$H = 0.762$$

Se plotea en la Figura 4.4.5 para hallar la relación y calcular W

$$W = H * 3.44 = 2.621$$

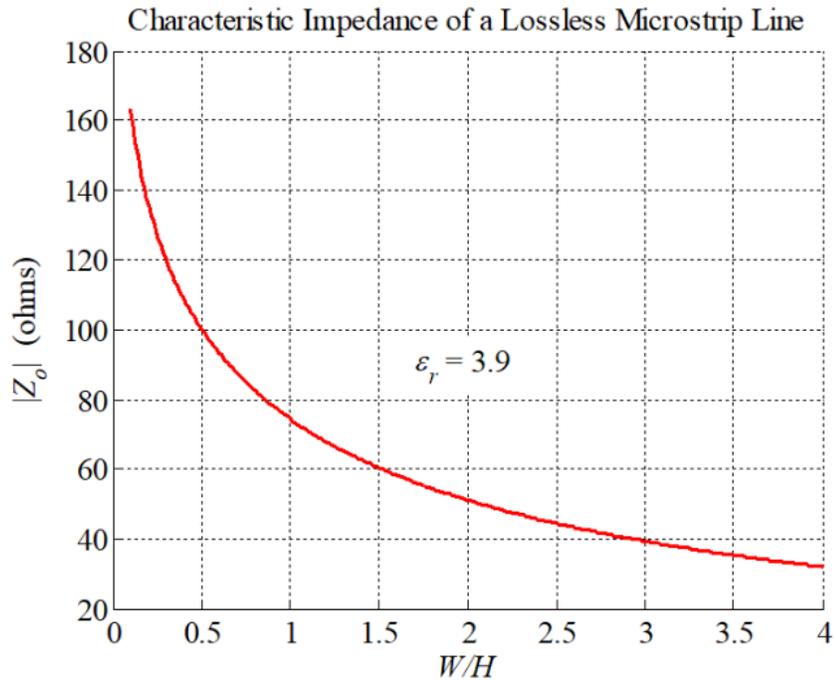


Figura 4.4.5 Impedancia característica vs Impedancia característica de una línea de transmisión sin pérdidas.

### Metodología de síntesis de redes tipo $\pi$ :

- 1- Con el valor de la constante efectiva del dieléctrico se calcula la velocidad de fase:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{E_{eff}}} = 1.763 * 10^{11} \quad (4.4.11)$$

- 2- Se calcula la longitud de onda en el medio,

$$\lambda_g = \frac{c}{f * \sqrt{E_{eff}}} = 17.626 \quad (4.4.12)$$

- 3- Se calcula la impedancia característica  $Z_0$  con el valor de L, y de la relación  $\frac{l}{\lambda_g} = 0.1$  a la frecuencia de trabajo  $f = 10 \text{ GHz}$ .

$$Z_o = \frac{f * L}{0.1} = 69.18 \quad (4.4.13)$$

4- Se calcula la capacitancia parásita de la línea de microcinta.

$$C_p = \frac{l}{2 * Z_o * f * \lambda_g} = 7.228 * 10^{-14} \quad (4.4.14)$$

Nota: La longitud de la microcinta se calcula mediante la ecuación 4.4.15

$$l = \frac{L * v_p}{Z_o} = 1.763 \quad (4.4.15)$$

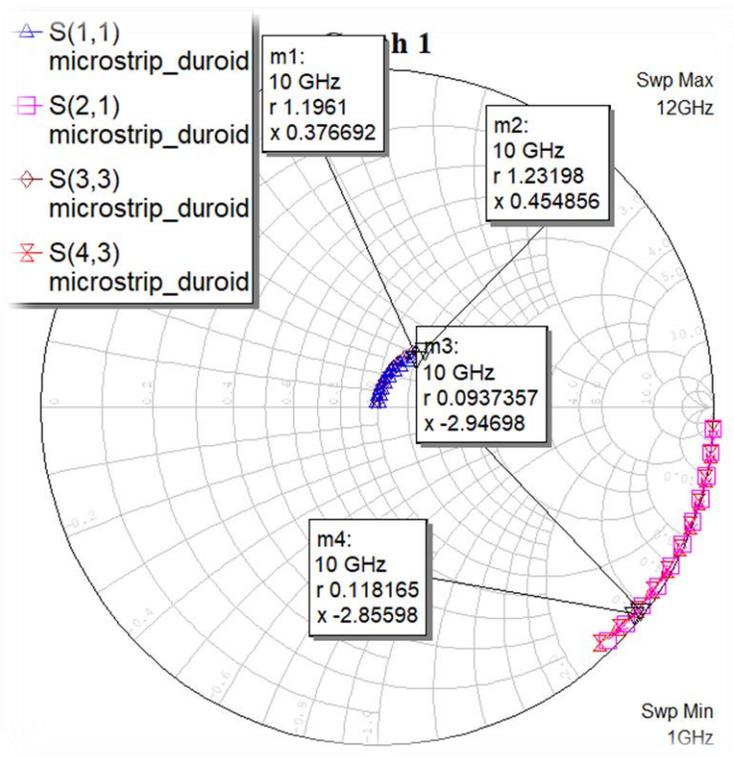


Figura 4.4.6 Parámetros de transmisión y reflexión de la línea de microcinta (m3,m1) vs los del circuito(m4,m2).

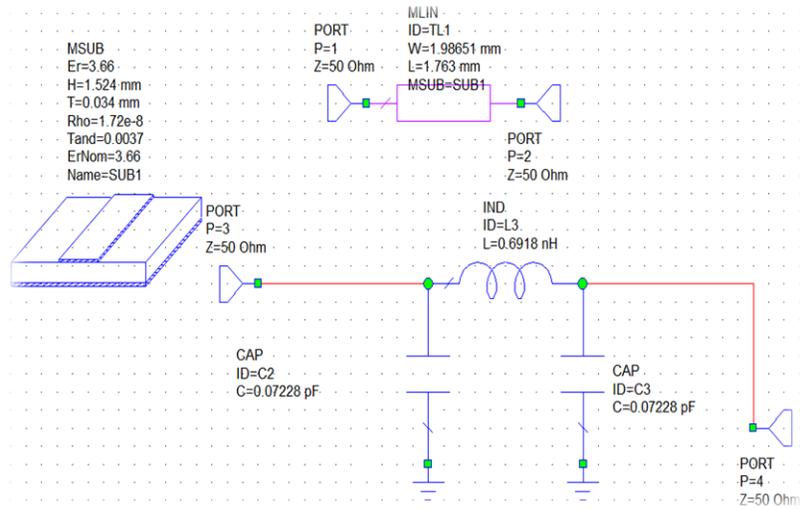


Figura 4.4.7 Circuito y su síntesis en línea de microcinta.

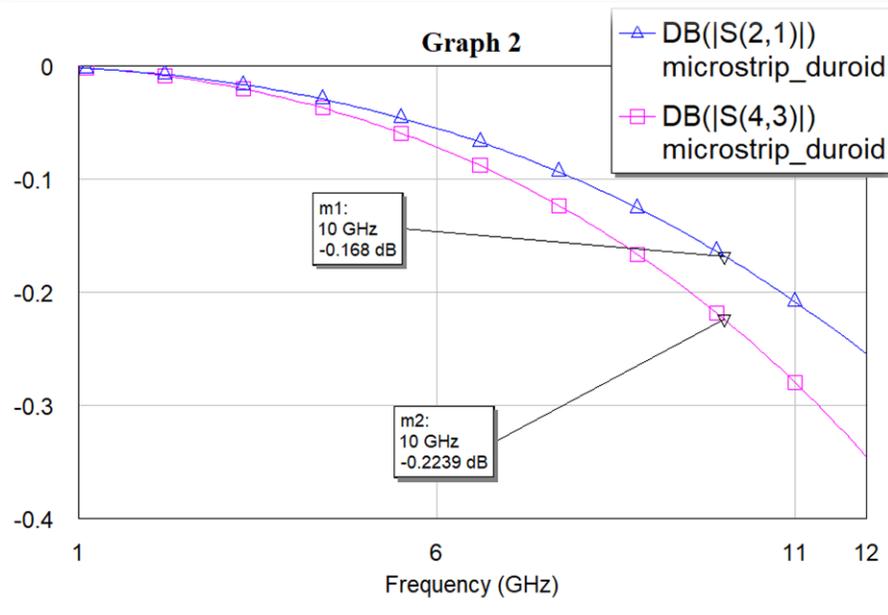


Figura 4.4.8 Magnitud en dB del parámetro S21 (m1 microcinta, m2 circuito).




Figura 4.4.9 Magnitud en dB del parámetro S11 (m1 microcinta, m2 circuito).

## Resumen autobiográfico

Ing. Eduardo José Lorenzo Cañizares

Candidato para obtener el grado de  
Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica  
con orientación en Telecomunicaciones

Universidad Autónoma de Nuevo León  
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica

Tesis:

Desarrollo de filtros transversales para comunicaciones inalámbricas de banda ultra-ancha.

Eduardo José Lorenzo Cañizares, hijo de Sebastián Lorenzo Suárez y Marta Cañizares Hernández, nació en Cuba el 9 de diciembre de 1992, en la provincia Villa Clara, municipio Santa Clara. Estudió en las escuelas Guerrillero Heroico, E.S.B.U Abdala y ESFA Giraldo Córdoba Cardín, la educación primaria, secundaria y preuniversitaria respectivamente. Realizó sus estudios universitarios en el Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, en La Habana, Cuba, graduándose como ingeniero en telecomunicaciones y electrónica en julio de 2017. Comenzó su vida laboral en la Empresa de Cuba-Petróleo como Ingeniero en Sistemas y luego en la misma empresa se desempeñó como Jefe de Tecnologías de Información y Comunicaciones.