

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

INFLUENCIA DE LOS COMPONENTES PARÁSITOS EN EL
ANÁLISIS Y DISEÑO DE INVERSORES RESONANTES
PARALELO PARA APLICACIONES DE CALENTAMIENTO
POR INDUCCIÓN

VICENTE ESTEVE GÓMEZ

UNIVERSITAT DE VALENCIA
Servei de Publicacions
2003

Aquesta Tesi Doctoral va ser presentada a València el dia 12 de Novembre de 1999 davant un tribunal format per:

- Dr. D. José Espí López
- Dr. D. Enrique Muset Sancho
- Dr. D. José Luis Marín Galón
- Dr. D. Luis Martínez Solomero
- Dr. D. Gabriel Garcerá Sanfeliu

Va ser dirigida per:

Dr. D. Enrique S. Dede

©Copyright: Servei de Publicacions
Vicente Esteve Gómez

Depòsit legal:

I.S.B.N.:84-370-5774-4

Edita: Universitat de València
Servei de Publicacions
C/ Artes Gráficas, 13 bajo
46010 València
Spain
Telèfon: 963864115



UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA

**Influencia de los Componentes Parásitos en el
Análisis y Diseño de Inversores Resonantes
Paralelo para Aplicaciones de Calentamiento
por Inducción**

Tesis Doctoral

Presentada por:

Vicente Esteve Gómez

Valencia, Junio 1999



UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA

D. Enrique J. Dede García-Santamaría, Catedrático de Universidad del Departamento de Informática y Electrónica de la Universidad de Valencia.

HACE CONSTAR: Que el Licenciado en Ciencias Físicas D. Vicente Esteve Gómez ha realizado bajo su dirección el trabajo titulado " Influencia de los Componentes Parásitos en el Análisis y Diseño de Inversores Resonantes Paralelo para Aplicaciones de Calentamiento por Inducción" que se presenta en esta memoria para optar al grado de Doctor en Ingeniería Electrónica.

Y para que así conste, firma el presente documento en Valencia a dieciocho de Junio de mil novecientos noventa y nueve.

Fdo. Enrique J. Dede García-Santamaría

Catedrático de Universidad
del Departamento de Informática y Electrónica
de la Universidad de Valencia

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi agradecimiento a todas aquellas personas que con su ayuda han hecho posible la realización de este trabajo.

En primer lugar a mi director de Tesis Doctoral, D. Enrique J. Dede, por enseñarme todo lo que sé en Electrónica y por tutorizar este trabajo, pero sobre todo, por brindarme la oportunidad de trabajar, durante ya mucho tiempo, codo con codo con él y formar así parte de su equipo de lo cual debo enorgullecerme.

Ha sido necesario, además, recurrir al consejo de las personas cuya experiencia en Electrónica Industrial y Calentamiento por Inducción ha servido para definir precisamente las necesidades y problemas que se plantean hoy en día en este campo de la industria. Aquí, por lo tanto, mi agradecimiento a toda la plantilla de la empresa G.H. Electrotérmia, encabezada por su presidente D. José Vicente González, cuyo verdadero trabajo en equipo ha permitido encontrar las soluciones de las que nace el presente trabajo. Quiero destacar entre todos ellos a mis buenos compañeros José Jordán, Cesar Cases y José Vidal junto con los que espero seguir acorralando los problemas que nos plantea la Electrónica.

También he de expresar mi agradecimiento a todos los componentes de nuestro grupo de investigación (L.E.I.I.) del departamento de Informática y Electrónica de la Universidad de Valencia y en especial a Esteban Sanchis, José Miguel Espí y Enrique Maset por su apoyo y colaboración.

Y como no, de manera especial a mi mujer, mi hija y toda mi familia por su presencia, apoyo y ánimo imprescindible para seguir trabajando.

A Estrella y Alba

OBJETIVOS Y RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL

Desde hace ya mucho tiempo se ha venido acudiendo a la Electrónica para resolver los problemas que plantea la alimentación de equipos eléctricos tanto en la industria como en otros sectores. En el sector industrial del calentamiento por inducción se ha pasado en pocos años de los primitivos sistemas electromecánicos y osciladores con tubo electrónico a sofisticados circuitos electrónicos con el objeto la mejorar las prestaciones de la instalación.

La aparición de nuevos dispositivos semiconductores de conmutación cada vez más rápidos y capaces junto con el uso de modernas técnicas de control ha permitido la mejora de parámetros básicos de los equipos industriales como son la fiabilidad, la seguridad y el rendimiento. En calentamiento por inducción, el uso de estos nuevos dispositivos ha permitido además el aumento de la potencia y frecuencia de funcionamiento con lo que se han evidenciado los efectos perjudiciales que provocan las diversas magnitudes parásitas que aparecen en los componentes y conexiones de estos equipos.

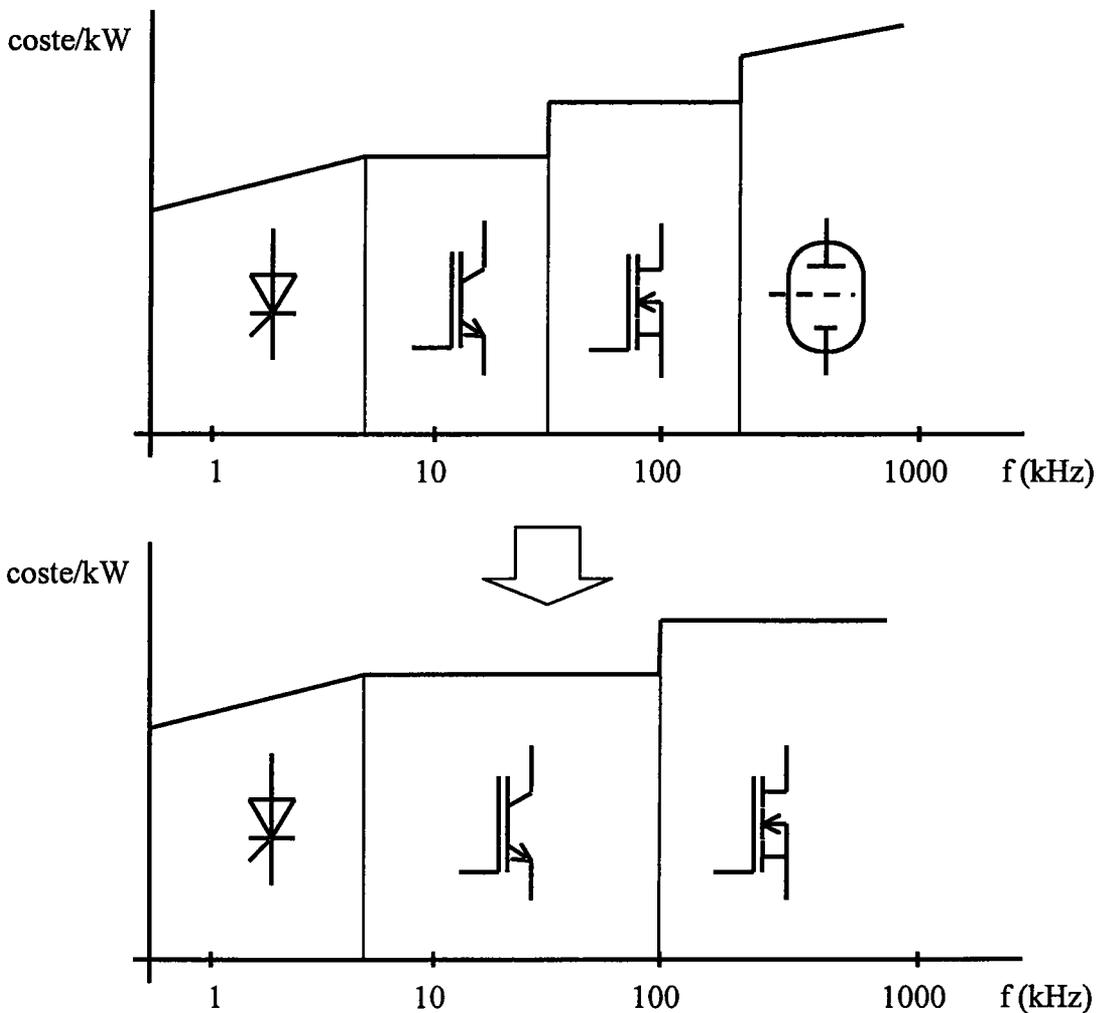
El presente trabajo se basa en el estudio de estos efectos y en el análisis y diseño de circuitos capaces de resolver los problemas que estos plantean en inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción con el objeto de aumentar su rendimiento y fiabilidad trabajando a altas frecuencias.

En la actualidad la gama de frecuencias en las aplicaciones de calentamiento por inducción está cubierta mediante convertidores cuyas tecnologías han sido elegidas optimizando criterios de coste, fiabilidad y rendimiento. En la siguiente figura se muestran dos gráficos en los que el eje horizontal representa la frecuencia de trabajo requerida por la aplicación y el eje vertical muestra el coste por unidad de potencia.

El primero de estos gráficos muestra los rangos de frecuencia cubiertos por cada tecnología sin tener en cuenta las mejoras en el control de los procesos de conmutación que se indican en este trabajo. El coste de los convertidores con tiristores crece con la frecuencia debido fundamentalmente al aumento de precio de estos semiconductores cuando sus prestaciones mejoran. Se puede apreciar que los convertidores con transistores IGBT vienen a sustituir a los convertidores con tiristores en la frecuencia en la que sus costes son comparables.

A partir de algunas decenas de kilohercios y con las técnicas tradicionales de control, el rendimiento y la fiabilidad de los convertidores con transistores IGBT baja haciendo aconsejable cubrir las aplicaciones en estas frecuencias con convertidores con transistores MOS cuya gama de frecuencia se extiende hasta alrededor de 200 kHz a partir de donde, por razones análogas, deben de ser sustituidos por convertidores con tubo electrónico cuyo coste es superior.

En el segundo gráfico se muestra la situación que se puede alcanzar incorporando las técnicas que aquí se presentan. La gama de frecuencias de los convertidores con transistores IGBT se extiende hasta alcanzar los 100 kHz con lo que pueden sustituir en este segmento de frecuencias a los transistores MOS reduciendo consecuentemente el coste del equipo. De un modo análogo se incrementará la frecuencia de trabajo de los convertidores con transistor MOS que podrán sustituir en la práctica totalidad de aplicaciones a los generadores con tubo electrónico.



Evolucion del coste por kilovatio de los generadores del calentamiento por inducción.

A continuación se hace un breve resumen de los contenidos de cada uno de los capítulos de esta memoria.

El primer capítulo muestra una introducción al calentamiento por inducción dando una relación de las necesidades de este sector industrial y las soluciones aportadas por la Electrónica Industrial en el transcurso de los últimos años.

Los equipos generadores utilizados en caldeo por inducción tienen como punto común que la carga es un circuito resonante. En el segundo capítulo se aborda el análisis y condiciones de carga de las distintas configuraciones resonantes paralelo así como la caracterización de los componentes básicos de los convertidores y el estudio de sus estructuras topológicas dando una especial atención a los circuitos inversores con carga resonante paralelo.

Una vez caracterizados los circuitos de salida y definidas las topologías del convertidor, en el tercer capítulo se estudian los procesos de conmutación de los dispositivos conmutadores en inversores con carga resonante paralelo para diferentes condiciones de funcionamiento. Estos procesos se pueden mejorar con el uso de redes de ayuda a la conmutación cuyo funcionamiento también será analizado. En este capítulo se introducen las técnicas del disparo de los conmutadores del inversor para conseguir conmutaciones suaves que reduzcan las pérdidas de conmutación permitiendo así la posibilidad de aumentar tanto la potencia como la frecuencia del convertidor. El estudio de este sistema de control se hará en el cuarto capítulo y se completará mediante su modelización y estudio dinámico.

En el capítulo quinto se estudiará el funcionamiento del inversor resonante paralelo en condiciones de cortocircuito exponiéndose los problemas que implica esta circunstancia y la efectividad de las soluciones propuestas.

Finalmente, en los dos últimos capítulos se mostrarán los resultados experimentales obtenidos sobre generadores con inversor resonante paralelo de alta frecuencia con transistores IGBT y MOS para calentamiento por inducción y la relación de aportaciones de este trabajo.

ÍNDICE

1. Introducción al calentamiento por inducción	1
1.1. Principio del calentamiento por inducción.	1
1.2. Propiedades del calentamiento por inducción.....	3
1.3. Aplicaciones del calentamiento por inducción.	4
1.4. Características del calentamiento por inducción.	6
1.5. Efecto piel. Profundidad de penetración.....	8
1.6. Resistencia equivalente.....	12
1.7. Equipos para calentamiento por inducción.....	13
1.7.1. Convertidores rotativos.	15
1.7.2. Generadores con tubo electrónico.	16
1.7.3. Generadores estáticos con tiristores.	18
1.7.3.1. Generadores con carga paralelo.	18
1.7.3.2. Generadores con carga serie.....	20
1.7.4. Generadores con transistores.	21
1.7.5. Tipos de generadores en relación con la aplicación.	23
1.8. Bibliografía	24
2. Conceptos básicos en inversores resonantes paralelo	26
2.1. Introducción	26
2.2. Circuitos resonantes y resistencia equivalente.	27
2.2.1. Modelo serie	27
2.2.2. Modelo paralelo.....	28
2.3. Circuito resonante paralelo.....	29
2.3.1. Circuito resonante paralelo con modelo paralelo	29
2.3.2. Circuito resonante paralelo con modelo serie	34
2.3.3. Respuesta en frecuencia del circuito resonante paralelo	38
2.3.4. Ganancia de corriente del circuito resonante paralelo.....	42
2.4. Transformadores en circuitos resonantes paralelo.....	45

2.4.1. Transformadores de aislamiento	45
2.4.2. Transformadores de adaptación.....	46
2.5. Circuitos resonantes con tres elementos reactivos.....	48
2.5.1. Circuito resonante CLC.....	48
2.6. Componentes de un circuito convertidor.....	53
2.6.1. Caracterización de las fuentes.....	53
2.6.2. Caracterización de los conmutadores.....	57
2.6.2.1. Característica estática.....	58
2.6.2.2. Característica dinámica.....	61
2.6.2.3. Clasificación de los conmutadores.....	62
2.7. Estructura de los convertidores estáticos.....	67
2.8. Celdas elementales de conmutación.....	69
2.9. Inversores resonantes.....	73
2.9.1. Inversores resonantes alimentados por tensión.....	75
2.9.2. Inversores resonantes alimentados por corriente.....	77
2.9.3. Propiedades de los inversores resonantes.....	79
2.10. Generadores con circuito resonante paralelo.....	80
2.10.1. Convertidor de entrada.....	80
2.10.2. Sistemas de regulación y control	83
2.11. Bibliografía	85
3. Estudio de los procesos de conmutación del inversor resonante	87
paralelo	
3.1. Introducción	87
3.2. Circuito inversor	88
3.2.1. Formas de onda y ecuaciones básicas de diseño	88
3.2.2. Circuito de control.....	91
3.3. Procesos de conmutación en caso ideal	92
3.3.1. Conmutación en modo capacitivo	92
3.3.1.1. Estados de conducción y corte	92
3.3.1.2. Procesos de conmutación	94
3.3.2. Conmutación en modo inductivo	95
3.3.2.1. Estados de conducción y corte	95
3.3.2.2. Procesos de conmutación	97
3.3.3. Conmutación en fase	98
3.3.3.1. Estados de conducción y corte	99
3.3.3.2. Procesos de conmutación	99

3.3.4. Simulaciones	99
3.4. Proceso de conmutación con componentes reales	102
3.4.1. Conmutación en modo capacitivo	102
3.4.1.1. Mecanismos de conmutación	102
3.4.1.2. Simulaciones	103
3.4.1.3. Recuperación inversa de los diodos	104
3.4.1.4. Evaluación de pérdidas	106
3.4.2. Conmutación en modo inductivo	110
3.4.2.1. Mecanismos de conmutación	110
3.4.2.2. Simulaciones	111
3.4.2.3. Evaluación de pérdidas	112
3.4.3. Conmutación en fase	114
3.4.4. Estudio comparativo de pérdidas	115
3.4.5. Redes de ayuda a la conmutación.....	116
3.4.6. Conclusiones	117
3.5. Procesos de conmutación con componentes parásitos	118
3.5.1. Componentes parásitos del inversor.....	118
3.5.2. Conmutación con componentes parásitos	120
3.5.2.1. Conmutación en modo inductivo	120
3.5.2.1.1. Mecanismos de conmutación	121
3.5.2.1.2. Simulaciones	122
3.5.2.2. Conmutación en modo capacitivo.....	126
3.5.2.2.1. Mecanismos de conmutación	126
3.5.2.2.2. Simulaciones	127
3.5.2.3. Estudio de pérdidas	128
3.5.3. Conmutación suave de las inductancias parásitas	131
3.5.3.1. Ecuaciones de la conmutación	132
3.5.3.2. Conmutación óptima.....	136
3.5.3.2.1. Mecanismos de conmutación	136
3.5.3.2.2. Simulaciones	136
3.5.3.3. Conmutación a conducción adelantada.....	137
3.5.3.3.1. Mecanismos de conmutación	137
3.5.3.3.2. Simulaciones	137
3.5.3.4. Conmutación a conducción retrasada.....	139
3.5.3.4.1. Mecanismos de conmutación	139
3.5.3.4.2. Simulaciones	140
3.5.3.5. Conmutación a corte adelantada	140
3.5.3.5.1. Mecanismos de conmutación	141
3.5.3.5.2. Simulaciones	141
3.5.3.6. Conmutación a corte retrasada.....	141
3.5.3.6.1. Mecanismos de conmutación	142
3.5.3.6.2. Simulaciones	142
3.5.4. Estudio comparativo de pérdidas	142
3.5.5. Factor de potencia en la salida del inversor.....	146
3.6. Conclusiones	147
3.7. Bibliografía	148

4. Análisis y diseño del circuito de control	150
4.1. Introducción	150
4.2. Técnicas de control del disparo.....	150
4.2.1. Circuito de control del ángulo de corte	150
4.2.2. Circuito de control del ángulo de conducción.....	153
4.2.3. Generación de los disparos.....	155
4.3. Modelización.....	156
4.3.1. Modelo de gran señal del inversor	157
4.4. Respuesta dinámica.....	161
4.4.1. Respuesta en frecuencia de pequeña señal	161
4.4.2. Modelización del circuito de control del ángulo de corte	162
4.4.3. Respuesta dinámica del circuito de control del ángulo de corte	165
4.5. Bibliografía	169
5. Comportamiento del inversor ante Cortocircuitos	171
5.1. Introducción	171
5.2. Comportamiento en caso ideal.....	172
5.2.1. Descripción teórica.....	172
5.2.2. Simulaciones	176
5.3. Comportamiento en caso real	179
5.3.1. Descripción teórica.....	179
5.3.2. Simulaciones	180
5.4. Circuitos de protección	182
5.5. Conclusiones	185
5.6. Bibliografía	185
6. Resultados experimentales.....	187
6.1. Introducción	187
6.2. Inversor con transistores MOS.....	187
6.3. Inversor con transistores IGBT.....	189

6.4. Verificación de las formas de onda.....	191
6.4.1. Inversor con transistores MOS	191
6.4.2. Inversor con transistores IGBT	193
6.5. Verificación de las potencias de pérdidas	195
6.5.1. Método de medida	195
6.5.2. Inversor con transistores MOS	196
6.5.3. Inversor con transistores IGBT	197
6.6. Funcionamiento en cortocircuito.....	198
6.7. Respuesta dinámica.....	199
6.8. Conclusión.....	200
7. Principales conclusiones y aportaciones.....	201
7.1. Conclusiones	201
7.2. Aportaciones de este trabajo.....	202
7.3. Aplicaciones	203
7.4. Sugerencias para estudios futuros.....	204
A1. Especificaciones térmicas.....	205
A1.1. Transistor MOS.....	207
A1.2. Transistor IGBT.....	207
A1.3. Diodo	208
A1.4. Método de medida de la potencia de pérdidas	208
A1.5. Bibliografía	209
A2. Simulaciones pspice	210
A2.1. Ficheros "netlist"	210
A2.1.1. Inversor en caso ideal.....	210

A2.1.2. Inversor con inductancia parásita y red RC	211
A2.1.3. Inversor con conmutación óptima.....	212
A2.1.4. Simulación de los cortocircuitos.....	213
A2.1.5. Modelo de gran señal del inversor con carga resonante paralelo	214
A2.1.6. Modelo de gran señal del circuito de control del ángulo de corte	215
A2.2. Modelos de diodos y transistores	216
A2.2.1. Diodo.....	216
A2.2.2. Transistor MOS.....	216
A2.2.3. Conmutador ideal controlado por tensión.....	217

GLOSARIO

Seguidamente se presentan las abreviaturas utilizadas a lo largo de esta memoria al tiempo que se realiza una breve descripción de las mismas. Estas nomenclaturas se han agrupado por capítulos, encontrándose cada abreviatura en el apartado correspondiente al capítulo donde fue introducida por primera vez.

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN AL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

$\frac{dP}{dS}$	Densidad de potencia por unidad de superficie.
$\frac{dP}{dV}$	Densidad de potencia por unidad de volumen.
σ	Conductividad del material conductor.
ε	Constante dieléctrica del medio.
\mathcal{E}	fem o fuerza electromotriz.
ϕ	Flujo del campo magnético.
ω	Frecuencia en radianes segundo de variación de campos y corrientes.
ρ	Resistividad eléctrica.
ρ_C	Densidad de carga.
δ	Profundidad de penetración.
μ	Permeabilidad magnética del material conductor.
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío $4\pi 10^{-7}$.
μ_r	Permeabilidad magnética relativa del material.
B	Inducción magnética,
E	Campo eléctrico.
f	Frecuencia de trabajo.
fem	Fuerza electromotriz
H	Campo magnético.
H_0	Campo magnético en la superficie.
i, I	Corriente por el inductor.

i_F	Corrientes inducidas en la pieza
J	Densidad de corriente.
J_o	Densidad de corriente en la superficie.
K_R	Factor de corrección de la resistencia equivalente.
l	Longitud del circuito magnético o inductor
N	Número de espiras del inductor.
P	Potencia disipada en la resistencia equivalente de la pieza a calentar.
P_o	Potencia disipada en la superficie.
r	Radio del cilindro.
R_{eq}	Resistencia equivalente por la que circula la corriente inducida.
R_S	Resistencia superficial.
S	Superficie total calentada de la pieza.
x	Coordenada radial del cilindro.
Z_S	Impedancia superficial de la pieza.

Capítulo 2. **CONCEPTOS BÁSICOS EN CONVERTIDORES RESONANTES PARALELO**

β	Parte imaginaria del polo de la función de transferencia.
α	Parte real del polo de la función de transferencia.
ω_0	Frecuencia de resonancia dada en radianes segundo.
ω_{0P}	Frecuencia de resonancia paralelo del circuito LLC.
ω_{0S}	Frecuencia de resonancia serie del circuito CLC.
ω_1, ω_2	Frecuencias que definen el ancho de banda del circuito
ω_N	Frecuencia en radianes por segundo normalizada a la frecuencia de resonancia.
BW	Ancho de banda del circuito.
C	Capacidad del condensador.
C_{eq}	Condensador equivalente en el circuito CLC.
C_p	Condensador paralelo en el circuito CLC.
C_s	Condensador serie en el circuito CLC.
D	Factor de disipación.
$H(s)$	Función de transferencia.

H_i	Ganancia de corriente.
H_{iC}	Ganancia de corriente en el condensador.
H_{iL}	Ganancia de corriente en el inductor.
H_v	Ganancia de tensión.
H_{vC}	Ganancia de tensión en el condensador.
H_{vL}	Ganancia de tensión en el inductor.
$i(t)$	Corriente alterna del circuito.
i_C	Corriente por el condensador.
I_K	Corriente por el conmutador.
i_L	Corriente por el inductor.
L	Inductancia de la bobina
L_{eq}	Inductancia equivalente en el circuito LLC.
L_p	Inductancia paralelo en el circuito LLC.
L_s	Inductancia serie en el circuito LLC.
N	Relación de transformación.
P_{act}	Potencia activa.
p_i	Polo de la función de transferencia.
P_{react}	Potencia reactiva.
PWM	Modulación por anchura de pulso.
Q	Factor de calidad.
Q_P	Factor de calidad del circuito resonante paralelo.
Q_S	Factor de calidad del circuito resonante serie.
R_{eq}	Resistencia equivalente conectada en serie
R_p	Resistencia equivalente conectada en paralelo.
s	Variable de la Transformada de Laplace.
s_N	Variable de la Transformada de Laplace normalizada a la frecuencia de resonancia.
$v(t)$	Tensión alterna del circuito.
v_C	Tensión en bornes del condensador.
V_K	Tensión en los bornes del conmutador.
v_L	Tensión en bornes del inductor.
$Z(j\omega)$	Función impedancia.
ZCS	Conmutación con corriente nula.
ZVS	Conmutación con tensión nula.

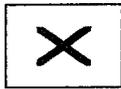
Capítulo 3. ESTUDIO DE LOS PROCESOS DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE PARALELO

α	Angulo de control de un rectificador controlado.
β	Angulo de conmutación a conducción.
γ	Angulo de conmutación a corte.
φ	Fase entre tensión y corriente en la salida del inversor.
η	Rendimiento del inversor.
η	Rendimiento del inversor.
β_0	Angulo de conmutación a conducción óptimo.
C_{oss}	Capacidad de salida del transistor.
D	Ciclo de conducción
DF	Detector de fase.
D_i	Diodo i del inversor
I_C	Valor eficaz de la corriente por el condensador.
I_d	Valor medio de la corriente de entrada al inversor.
I_D	Corriente de drenador del transistor MOS.
I_L	Valor eficaz de la corriente por el inductor
I_{MF}	Valor eficaz de la corriente de salida del inversor.
L_i	Inductancia parásita del componente i .
L_p	Inductancia parásita total.
L_x	Inductancia parásita de las conexiones.
P	Potencia activa del salida del inversor.
P_{cond}	Potencia de pérdidas de conducción.
P_{conm}	Potencia de pérdidas de conmutación.
P_D	Potencia total de pérdidas en los diodos.
P_E	Potencia activa de entrada del inversor.
P_O	Potencia de salida del inversor.
P_R	Potencia total de pérdidas en las resistencias de la red RC.
P_T	Potencia total de pérdidas en los transistores.
Q_i	Transistor i del inversor.
R_0	Resistencia paralelo equivalente del circuito resonante.

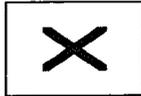
R_{Dson}	Resistencia drenador-surtidor en conducción del transistor MOS.
t_{rr}	Tiempo de recuperación inversa el diodo.
V_{20}	Valor eficaz de la tensión entre fases de la red trifásica de alimentación.
VCO	Oscilador controlado por tensión.
V_d	Valor medio de la tensión de entrada al inversor
V_{di}	Valor medio de la tensión de salida de un rectificador no controlado.
V_{Gi}	Tensión de disparo del transistores i del inversor.
V_{MF}	Valor eficaz de la tensión de salida del inversor.
V_o	Valor medio de la tensión de salida.
V_o	Amplitud de la tensión V_{MF} .
V_p	Tensión de pico de la salida del inversor.

Capítulo 4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

τ	Constante de tiempo de la red RC.
ϕ	Fase en general.
ϕ_e	Fase de error en la entrada del detector de fase.
A_C	Módulo de la tensión del condensador.
i_L	Corriente del inductor.
i_{Lc}	Corriente del inductor en el circuito coseno.
i_{Ls}	Corriente del inductor en el circuito seno.
P_C	Argumento de la tensión del condensador.
PLL	Circuito de enganche de fase.
S_β	Señal de sincronismo para el ángulo de conducción.
S_γ	Señal de sincronismo para el ángulo de corte.
S_D	Señal S_γ retrasada.
t_e	Tiempo de error en la entrada del detector de fase.
v_c	Tensión del condensador.
V_{CC}	Tensión de alimentación de circuito de control.
v_{Cc}	Tensión del condensador en el circuito seno.
v_{Cs}	Tensión del condensador en el circuito coseno.
V_Q	Salida del detector de cruces por cero de V_{MF} .
V_{VCO}	Entrada al VCO.
V_{VCOF}	Tensión final de la red RC de salida del detector de fase.

ANEXO1. ESPECIFICACIONES TÉRMICAS

El número de Prandtl.



El número de Reynolds.



Número de Nusselt.

P	Potencia disipada por el dispositivo.
R_{thch}	Resistencia térmica carcasa del módulo al disipador.
R_{thha}	Resistencia térmica del disipador.
R_{thjc}	Resistencia térmica unión carcasa del módulo.
$T_a (max)$	Temperatura máxima del agua de refrigeración.
T_a	Temperatura de entrada del agua de refrigeración del disipador.
T_c	Temperatura de la carcasa del módulo.
T_h	Temperatura de la superficie del disipador en contacto con el módulo.
$T_j (max)$	Temperatura máxima en la unión semiconductor.
T_j	Temperatura de la unión del semiconductor.

1. INTRODUCCION AL CALENTAMIENTO POR INDUCCION

1.1. PRINCIPIO DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCION.

El calentamiento por inducción es una aplicación muy directa de la conjunción de las leyes de la inducción (ley de Faraday y Ampere) y del efecto Joule. Si en un dispositivo apropiado llamado inductor, que normalmente es el arrollamiento bobinado de un conductor, se hace pasar una determinada corriente eléctrica, se genera un campo magnético cuya amplitud y distribución viene dado por la ley de Ampere.

$$Ni = \oint \vec{H} d\vec{l} = Hl \quad (1.1)$$

Donde N es el número de espiras del inductor, i la corriente que lo atraviesa, H el campo magnético y l la longitud del circuito.

Si la corriente introducida en el inductor es alterna se conseguirá crear un campo magnético variable en el tiempo que en la sección especificada generará un flujo magnético también alterno. Según la ley de Faraday en toda sustancia conductora que se encuentra en el interior de un campo magnético variable se genera una fuerza electromotriz cuyo valor es:

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.2)$$

Donde ε la fem inducida, N el número de espiras del inductor y ϕ el flujo del campo magnético.

A las corrientes provocadas por esta fem en el interior de la sustancia conductora les llamaremos corrientes inducidas o corrientes de Foucault i_F y son las responsables últimas del calentamiento por efecto Joule cuya ley es:

$$P = i_F^2 R_{eq} \quad (1.3)$$

Donde P es la potencia disipada en la resistencia equivalente de la pieza a calentar R_{eq} por la que circula la corriente inducida i_F .

La figura 1.1 muestra una imagen gráfica del fenómeno.

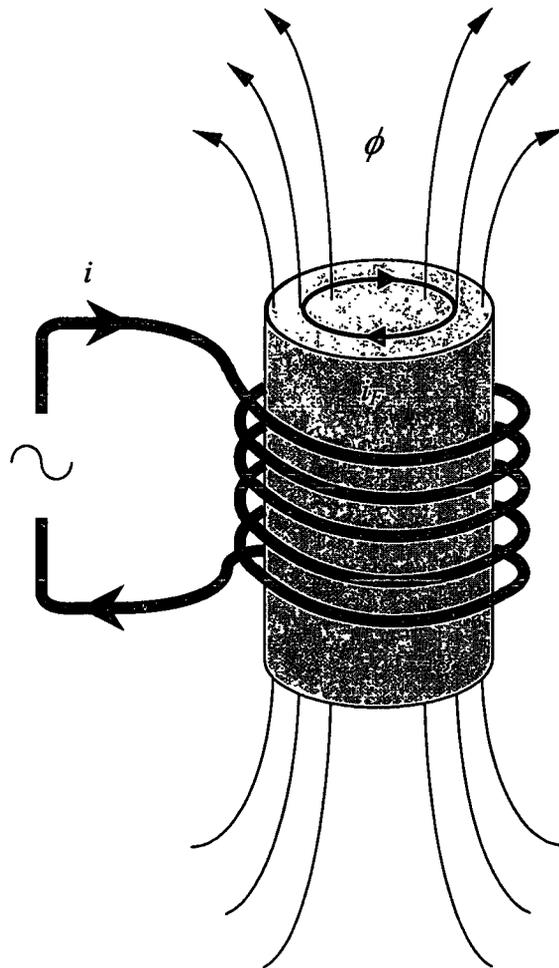


Figura 1.1. Principio del calentamiento por inducción.

El proceso de transferencia de energía entre el inductor y el material a calentar es similar por su principio al de un transformador en el que el primario está constituido por el arrollamiento del inductor y la superficie de la pieza representa un secundario de una sola espira.

La resistencia equivalente de la pieza es de valor muy pequeño por lo que para generar pérdidas apreciables por efecto Joule (i^2R) son necesarias grandes corrientes inducidas.

La disipación de calor por efecto Joule se realiza en el interior mismo de la sustancia donde han sido creadas las corrientes inducidas con lo que el calentamiento por inducción se convierte en un método de calentamiento de materiales conductores en el que no hay transferencia de calor desde una fuente externa de modo que no hay pérdidas de energía por este proceso de transmisión. Es decir, desde el inductor se transfiere energía "electromagnética" que se convierte en energía "calorífica" directamente en el material a calentar.

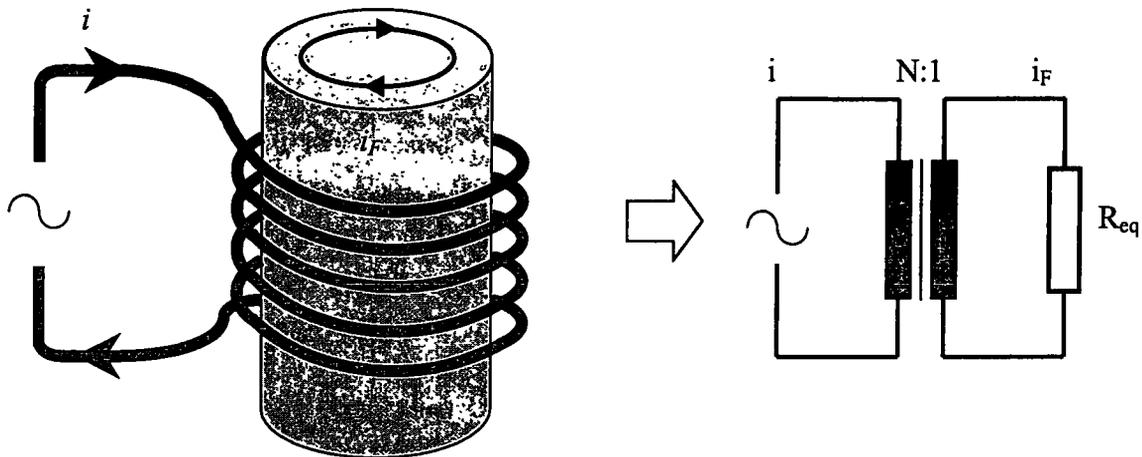


Figura 1.2. Circuito equivalente del inductor-carga

Por lo tanto, en el calentamiento del material no hay piezas de la fuente de energía en contacto con la pieza a tratar térmicamente, ni gases en combustión, ni cualquier otro elemento que limite la posición o forma del material a calentar que puede estar en un entorno aislado de la fuente, sumergido en un líquido, cubierto por sustancias aislantes, en atmósferas gaseosas o incluso en el vacío.

1.2. PROPIEDADES DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCION.

El calentamiento es controlado pues, por un "generador electrónico" de corrientes alternas con lo que es fácil conseguir un óptimo control de la cantidad de calor que se entrega a la pieza y por lo tanto se puede fijar con precisión la temperatura final o incluso la curva de evolución de la temperatura del material a calentar en función del tiempo.

En el caso del calentamiento por inducción el cuerpo a calentar se puede llevar a una temperatura mucho más elevada que el de la "fuente" cosa que no se puede conseguir por métodos de calentamiento clásicos. De este modo se pueden conseguir, prácticamente sin limitaciones, grandes densidades de potencia en el material a calentar.

La bobina inductora no tiene porque tener forma de solenoide ya que cualquier conductor atravesado por corrientes alternas crea un campo magnético también alterno que genera corrientes inducidas en un cuerpo conductor situado en su proximidad. Por lo tanto, se puede decir que no hay ninguna limitación en las dimensiones y forma de material a calentar. Esto supone una nueva ventaja ya que no solo es posible calentar materiales conductores de cualquier dimensión o forma, sino que además, se puede calentar solo la porción del material que se desea. Es incluso posible calentar diferentes zonas de la pieza con la misma o diferentes temperaturas mediante un correcto diseño de la geometría del inductor o la asociación de varios de ellos.

Además, y gracias al efecto piel que más tarde analizaremos, se puede utilizar la energía transmitida en calentar sólo la superficie del material, lo que supone, frente a otros procesos de calentamiento, un gran ahorro de energía.

Por lo tanto, el calentamiento por inducción representa para la industria y demás campos de aplicación un método de calentamiento de materiales conductores de alta fiabilidad, versatilidad, eficacia y seguridad. Fiabilidad porque supone un proceso fácilmente controlable. Versatilidad porque siempre es posible realizar el calentamiento especificado sin prácticamente limitaciones. Eficacia porque el rendimiento del proceso es muy elevado. Seguridad porque el calentamiento se realiza sin emisión de gases u otros residuos, radiaciones electromagnéticas peligrosas ni cualquier otro elemento que ponga en peligro la seguridad de las personas.

1.3. APLICACIONES DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCION.

Las aplicaciones típicas del calentamiento están localizadas fundamentalmente en la industria de transformaciones metálicas. A continuación se da una relación de las más importantes.

Fusión.

Los materiales son llevados a su temperatura de fusión en el interior de un crisol.

Forja.

Se consigue un calentamiento homogéneo del material para un posterior proceso de conformado mecánico.

Tratamientos térmicos.

Los más comunes son los temple, revenidos y normalizados de piezas de acero.

En el temple la superficie de la pieza es sometida a un calentamiento rápido y a un posterior enfriamiento con lo que se consigue una transformación de la estructura y composición del acero con objeto de aumentar su dureza.

En los revenidos y normalizados un calentamiento controlado de la pieza reduce tensiones mecánicas o defectos de estructura del acero.

Soldadura.

Mediante un calentamiento a alta temperatura de partes de una misma pieza o piezas distintas se consiguen soldaduras de alta calidad.

Una aplicación especial de soldadura, en la que es prácticamente imprescindible el uso del calentamiento por inducción, es la soldadura de tubo en la que los bordes de una banda de acero previamente conformado se sueldan longitudinalmente para producir de modo continuo tubo de alta calidad.

Existen además otras posibles aplicaciones como son:

Sellado de envases.

La embocadura de algunos envases de material plástico se consiguen sellar añadiendo una fina cubierta metálica que se calienta por inducción consiguiéndose un posterior pegado debido a la fusión del plástico del envase que está en contacto con la lámina metálica.

Curado de adhesivos y pastas sellantes (bonding).

En el sector del automóvil se suelen usar pastas especiales para asegurar el perfecto sellado y unión de diversas piezas sobretodo de la carrocería de los vehículos. Mediante calentamiento por inducción de las superficies metálicas donde han sido depositadas estas pastas se obtiene una gran mejora del curado de estas, optimizando su distribución y acelerando su fraguado.

Cocinas de inducción

Mediante la inducción es posible construir cocinas con las que se consigue calentar ciertos utensilios metálicos de cocina con gran rapidez, seguridad y rendimiento.

Sobrecalentamiento de gases ionizados.

En la generación de plasmas gaseosos de alta temperatura es posible, mediante la inducción, aumentar aun más la temperatura del gas ya que este, en forma de plasma, es conductor.

Fabricación de semiconductores.

El calentamiento por inducción se utiliza también en procesos de crecimiento de cristales de germanio y silicio, dopaje y deposición epitaxial.

1.4. CARACTERISTICAS DEL CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.

Para las aplicaciones del calentamiento por inducción, son dos las características más importantes que definen la eficacia térmica y energética del proceso:

- El efecto piel que caracteriza la distribución de las corrientes inducidas en la pieza. La intensidad del campo magnético alterno que penetra en el material decrece rápidamente al aumentar su penetración y por lo tanto también las corrientes inducidas.
- La potencia disipada en la pieza que caracteriza el rendimiento del fenómeno eléctrico.

Los parámetros más importantes que intervienen en el proceso del calentamiento por inducción son:

- La frecuencia de la corriente
- La naturaleza del material a calentar y su estado.
- La intensidad de campo magnético inductor.
- El acoplamiento entre el inductor y la pieza a calentar.
- El tipo de inductor y sus características geométricas.
- La naturaleza del material conductor del inductor.

La distribución de la corrientes y la energía disipada en la pieza pueden ser determinadas rigurosamente utilizando las leyes de Maxwell que resumen las leyes fundamentales del Electromagnetismo.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho_c}{\epsilon} \quad (1.4)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad (1.5)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.6)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \epsilon \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \approx \vec{J} = \frac{\vec{E}}{\rho} \quad (1.7)$$

Donde E es el campo eléctrico, B la inducción magnética, H el campo magnético, J la densidad de corriente, ρ_c la densidad de carga, ϵ la constante dieléctrica del medio y ρ la resistividad eléctrica. La aproximación realizada en la ecuación 1.7 se debe a que en calentamiento por inducción los materiales son buenos conductores y presentan un valor ϵ despreciable.

Con algunas aproximaciones, es posible encontrar soluciones analíticas aunque en la mayoría de las ocasiones es mejor obtener soluciones numéricas.

1.5. EFECTO PIEL. PROFUNDIDAD DE PENETRACION.

La profundidad de penetración determina el anteriormente citado efecto piel cuyo enunciado se puede resumir de esta manera:

"Contra más grande sea la frecuencia de las corrientes en un conductor más se concentrarán estas en su superficie."

Esto es consecuencia del efecto de difusión del campo magnético y se puede decir que es la noción fundamental que rige el calentamiento por inducción. En una primera aproximación, para un cilindro la distribución del campo magnético se puede dar como:

$$\vec{H}(x) = \vec{H}_0 e^{-\frac{(1+j)x}{\delta}} \quad (1.8)$$

donde x representa la coordenada radial del cilindro, H_0 es la intensidad del campo magnético en la superficie y δ es la profundidad de penetración definida como:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (1.9)$$

Siendo ω la frecuencia de variación del campo magnético y σ y μ la conductividad y permeabilidad magnética respectivamente del material conductor.

El valor medio temporal de la potencia disipada por unidad de volumen en el conductor vendrá dada por la siguiente expresión:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{\sigma}{2} |\vec{E}|^2 = \frac{\sigma}{2} |Z_s|^2 |\vec{H}_0|^2 e^{-\frac{2x}{\delta}} \quad (1.10)$$

donde E es la intensidad del campo eléctrico y Z_s es la impedancia superficial definida como:

$$Z_z = \frac{1+j}{\sigma\delta} \quad (1.11)$$

La potencia disipada por unidad de superficie será:

$$\frac{dP}{dS} = \frac{\sigma |Z_s|^2 |\vec{H}_0|^2}{2} \int_0^\infty e^{-\frac{2x}{\delta}} dx = \frac{R_s}{2} \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \right) |\vec{H}_0|^2 \quad (1.12)$$

donde r es el radio del cilindro y R_s su resistencia superficial dada por:

$$R_s = Re(Z_s) = \frac{1}{\sigma \delta} = \frac{\rho}{\delta} \quad (1.13)$$

con ρ la resistividad del material.

La distribución de potencia en la pieza cilíndrica vendrá dada por:

$$P(x) = P_0 e^{-\frac{2x}{\delta}} \quad (1.14)$$

donde P_0 es la potencia disipada en la superficie.

Además la densidad de corriente en el cilindro se expresa con:

$$J(x) = J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (1.15)$$

donde J_0 es la densidad de corriente en la superficie.

Para un cilindro de radio suficientemente grande, se puede calcular P la potencia total disipada y J la densidad de corriente total que atraviesa la pieza mediante la siguiente aproximación:

$$P = \int_0^{\infty} P_0 e^{-\frac{2x}{\delta}} dx = P_0 \frac{\delta}{2} \quad (1.16)$$

$$J = \int_0^{\infty} J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} dx = J_0 \delta \quad (1.17)$$

Y para $x = \delta$ se tiene que:

$$P(\delta) = P_0 \frac{1}{2e} \approx 0.13 P_0 \quad (1.18)$$

$$J(\delta) = J_0 \frac{1}{e} \approx 0.37 P_0 \quad (1.19)$$

Por lo tanto, en la capa de espesor δ se tiene un 87% de la potencia total disipada debida a un 63% de la densidad total de corriente. En consecuencia, se puede decir que el efecto calorífico se concentra en esta zona.

En la figura 1.3 se muestra gráficamente la distribución de la corriente en función de la distancia desde la superficie al centro del material.

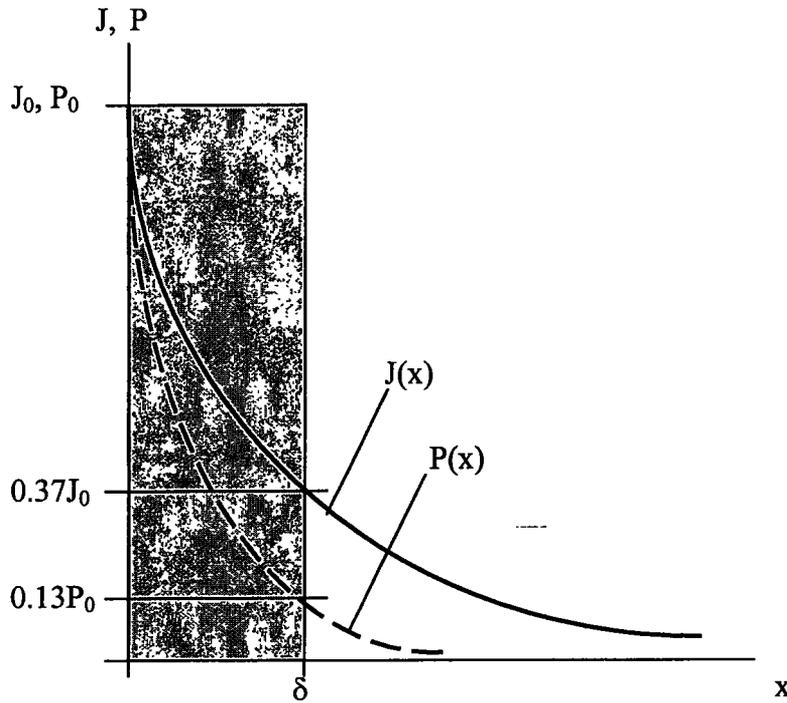


Figura 1.3. Distribución de la corriente en función de la profundidad.

Las expresiones anteriores conducen a la siguiente definición de δ .

"Todo ocurre como si reemplazáramos la distribución decreciente real de la corriente por otra corriente uniforme i_0 (corriente en la superficie) en el espesor δ (profundidad de penetración)."

Recordando que el valor de la profundidad de penetración es:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \tag{1.20}$$

donde se tiene :

ρ resistividad del material.

μ_0 permeabilidad magnética del vacío $4\pi 10^{-7}$.

μ_r permeabilidad magnética relativa del material.

f frecuencia de trabajo.

La profundidad de penetración disminuye cuando la frecuencia aumenta o cuando la permeabilidad magnética del material es mayor, mientras que aumenta cuando lo hace la resistividad de cuerpo conductor a calentar.

En la figura 1.4 se encuentran las curvas de evolución de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para algunos materiales.

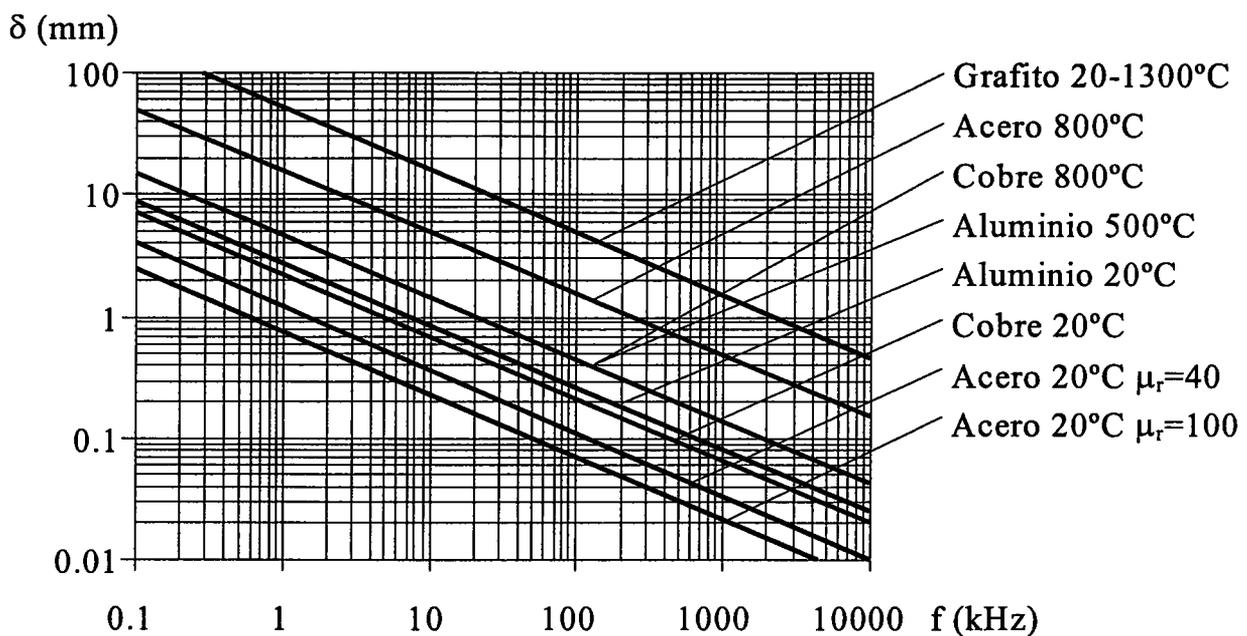


Figura 1.4. Curva de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diversos materiales.

Por lo tanto la elección de la frecuencia de funcionamiento es uno de los parámetros más importantes que se ha de tener en cuenta en el diseño de una aplicación de calentamiento por inducción.

Así, por ejemplo, para la forja de metales con simetría cilíndrica donde se pretende un calentamiento homogéneo de la pieza en todo su diámetro, se ha de utilizar una frecuencia tal que se asegure que la profundidad de penetración sea mayor que el radio de la pieza.

Sin embargo para temples donde se especifique una profundidad reducida, la frecuencia de trabajo debe ser alta. También lo ha de ser, como veremos en el próximo apartado, para los calentamientos de materiales de poca permeabilidad magnética como el aluminio, cobre o determinados aceros.

De ahí que en muchas aplicaciones sea necesario generar corrientes alternas por el inductor de frecuencia altas por lo que es importante el análisis de los circuitos electrónicos capaces de ello.

1.6. RESISTENCIA EQUIVALENTE

Si en la ecuación 1.12 incluimos el valor de la amplitud del campo magnético en la superficie de la pieza $H_0 = NI/l$ e integramos para toda la superficie se puede obtener la potencia total disipada dada por:

$$P = \frac{1}{2} R_S K_R S \frac{N^2}{l^2} I^2 \quad (1.21)$$

donde N es el número de espiras de inductor de calentamiento, l su longitud, I la corriente que lo atraviesa y S la superficie total calentada de la pieza. El valor de K_R viene dado por:

$$K_R = 1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \quad (1.22)$$

De la ecuación 1.21 se deduce que, a efectos disipativos, la pieza a calentar por inducción se comporta como una resistencia de valor:

$$R_{eq} = R_S K_R S \frac{N^2}{l^2} \quad (1.23)$$

que estará en serie con el inductor de calentamiento y en la que se disipa toda la potencia correspondiente a la energía transmitida a la pieza.

Para piezas con geometría cilíndrica la expresión anterior puede escribirse como:

$$R_{eq} = K_R N^2 \rho \frac{2\pi r}{\delta l} \quad (1.24)$$

siendo r el radio de la pieza cilíndrica.

Teniendo en cuenta que la potencia disipada, para un valor de corriente del inductor I determinada, va a ser directamente proporcional a la R_{eq} , de esta última ecuación se pueden extraer las siguientes consecuencias:

- Los inductores con mayor número de espiras obtendrán una disipación mayor de energía.
- La potencia disipada aumentará cuando mayor sea la resistividad del material. Así se explica que en materiales como el acero se disipe mayor energía a medida que aumenta su temperatura (dentro de un rango limitado por la temperatura de Curie) puesto que también aumenta su resistividad.
- Se disipa mayor energía cuando disminuye la profundidad de penetración de las corrientes inducidas. Ello explica que para aumentar la eficacia del calentamiento por inducción de algunos materiales como cobre o aluminio de bajo valor de resistividad y permeabilidad magnética, haya que aumentar la frecuencia de la corriente con el objeto de disminuir δ y con ello aumentar la potencia disipada. También se puede explicar que en el acero caiga bruscamente la potencia cuando se alcanza la temperatura de Curie puesto que en esas condiciones la permeabilidad magnética desciende y por lo tanto la profundidad de penetración aumenta.

1.7. EQUIPOS PARA CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.

Un equipo de calentamiento por inducción se compone esencialmente de los siguientes componentes:

- Uno o varios inductores de calentamiento. Como se dijo anteriormente, el inductor es el responsable directo de la generación de los campos magnéticos en las proximidades del material a calentar.
- Sistema de alimentación eléctrica. Es necesario un generador eléctrico para la alimentación del inductor con la frecuencia y potencia que requiere la aplicación.

- Batería de condensadores de compensación. Se requiere para conseguir que el factor de potencia de la carga del sistema de alimentación eléctrica sea próximo a la unidad a la frecuencia de funcionamiento.
- Equipo de refrigeración. El inductor y demás componentes (condensadores, elementos de potencia, etc.) necesitan disipar grandes potencias. El elemento refrigerante usado suele ser agua en la mayoría de los casos.
- Sistema de control de la aplicación. Comprende un manipulador de las piezas a calentar y un control de los parámetros del calentamiento (potencia, tiempo de calentamiento, etc.).

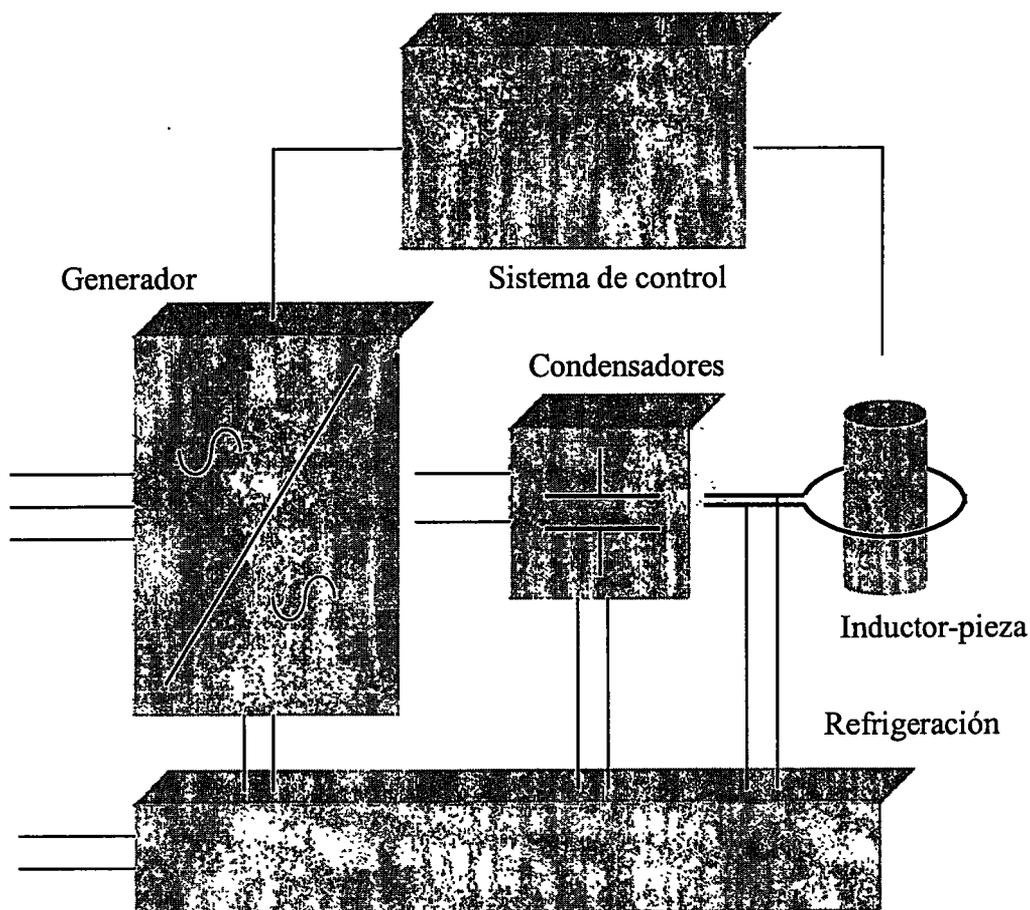


Fig. 1.5. Esquema de una aplicación de calentamiento por inducción.

Los inductores se construyen generalmente con cobre electrolítico para reducir al máximo las pérdidas por efecto Joule. Aún así, estas pérdidas son grandes y es necesario utilizar perfiles de cobre que permitan el paso de agua de refrigeración ya que en la mayoría de los casos la refrigeración por aire es insuficiente.

La concepción geométrica del inductor está en función de la aplicación del calentamiento y su diseño es, en ciertos casos, de gran dificultad.

El sistema de alimentación eléctrica está constituido por un convertidor que a partir de corrientes a la frecuencia de red obtiene otra corriente de la frecuencia deseada destinada a la alimentación del inductor de calentamiento.

A continuación se da una relación de los diferentes tipos de convertidores según fueron apareciendo en el transcurso de los últimos años:

1.7.1. Convertidores rotativos.

Su utilización corresponde a las aplicaciones de media frecuencia (250 Hz a 10 kHz). Se compone esencialmente de un motor asíncrono trifásico alimentado por la red de 50Hz acoplado mecánicamente a un alternador monofásico de la frecuencia requerida. Este alternador alimenta la carga formada por el inductor y los condensadores de compensación. La frecuencia de funcionamiento es, por lo tanto, fija ya que el acople entre el motor y el alternador así lo es.

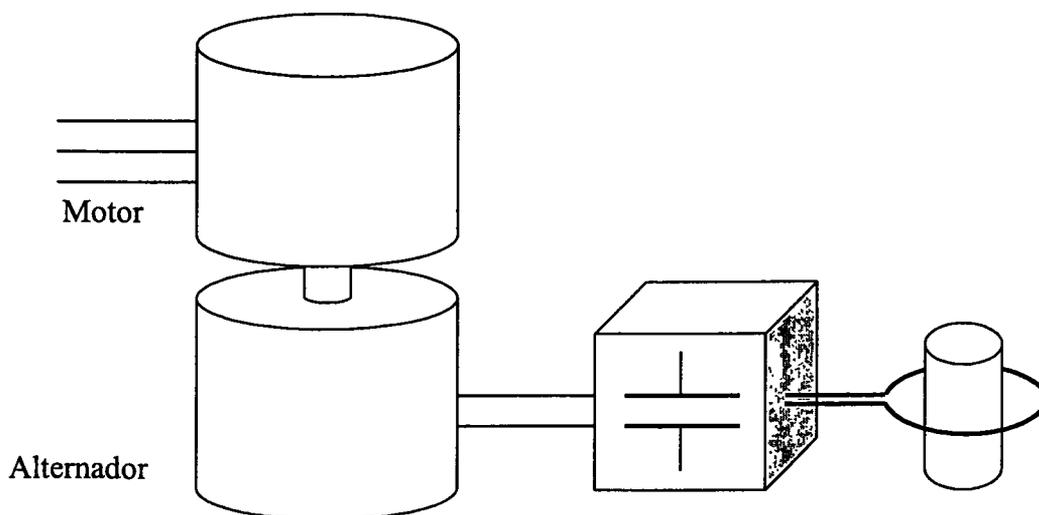


Fig. 1.6. Esquema de un generador rotativo.

La única misión de la batería de condensadores es conseguir factores de potencia en la carga cercano a la unidad. En muchas aplicaciones la impedancia de la carga varía durante el calentamiento y es necesario un sistema electromecánico capaz de quitar o añadir capacidad en la batería para mantener la compensación durante el proceso.

Dispositivos de excitación variable permiten variar progresivamente la tensión de salida del alternador con lo que se puede regular la potencia en la carga.

Los convertidores rotativos tienen rendimientos a potencia nominal del orden del 85% en la gama de frecuencia de 1 a 3 kHz y del 75% al 80% en la gama de 3 a 10 kHz. Sin embargo, cuando se utilizan con potencias por debajo de su valor nominal los rendimientos bajan mucho.

En la actualidad los convertidores rotativos han quedado prácticamente en desuso ya que han sido ampliamente superados por otros tipos de generadores estáticos en calidad y rendimiento.

1.7.2. Generadores con tubo electrónico.

Hasta la aparición de los generadores a transistores las aplicaciones de frecuencias por encima de 10 kHz se han resuelto mediante el uso de generadores con tubo electrónico que pueden funcionar desde 4 kHz hasta 2 MHz con potencias entre 1 kW y más de 1 MW

Se componen esencialmente de las siguientes partes:

- Una fuente de tensión continua de 5 kV a 15 kV compuesta por un transformador trifásico elevador y un rectificador de alta tensión. Normalmente la regulación de la tensión de salida se realiza mediante un control de fase en el primario del transformador.
- Una etapa osciladora compuesta por un circuito oscilante con uno o varios triodos (tubo electrónico) para su excitación.
- Un transformador de adaptación del circuito de carga.

Dentro de este esquema general existen dos variantes dependiendo de cual es la conexión de los condensadores de compensación. Los generadores "clásicos" tienen estos condensadores en el circuito de alta tensión mientras que en los generadores "aperiódicos" van conectados en el secundario del transformador de adaptación, en el circuito de baja tensión.

Una de las mayores ventajas de estos generadores es que son circuitos autooscilantes y por lo tanto, su funcionamiento es, en principio, independiente de la frecuencia de resonancia de la carga

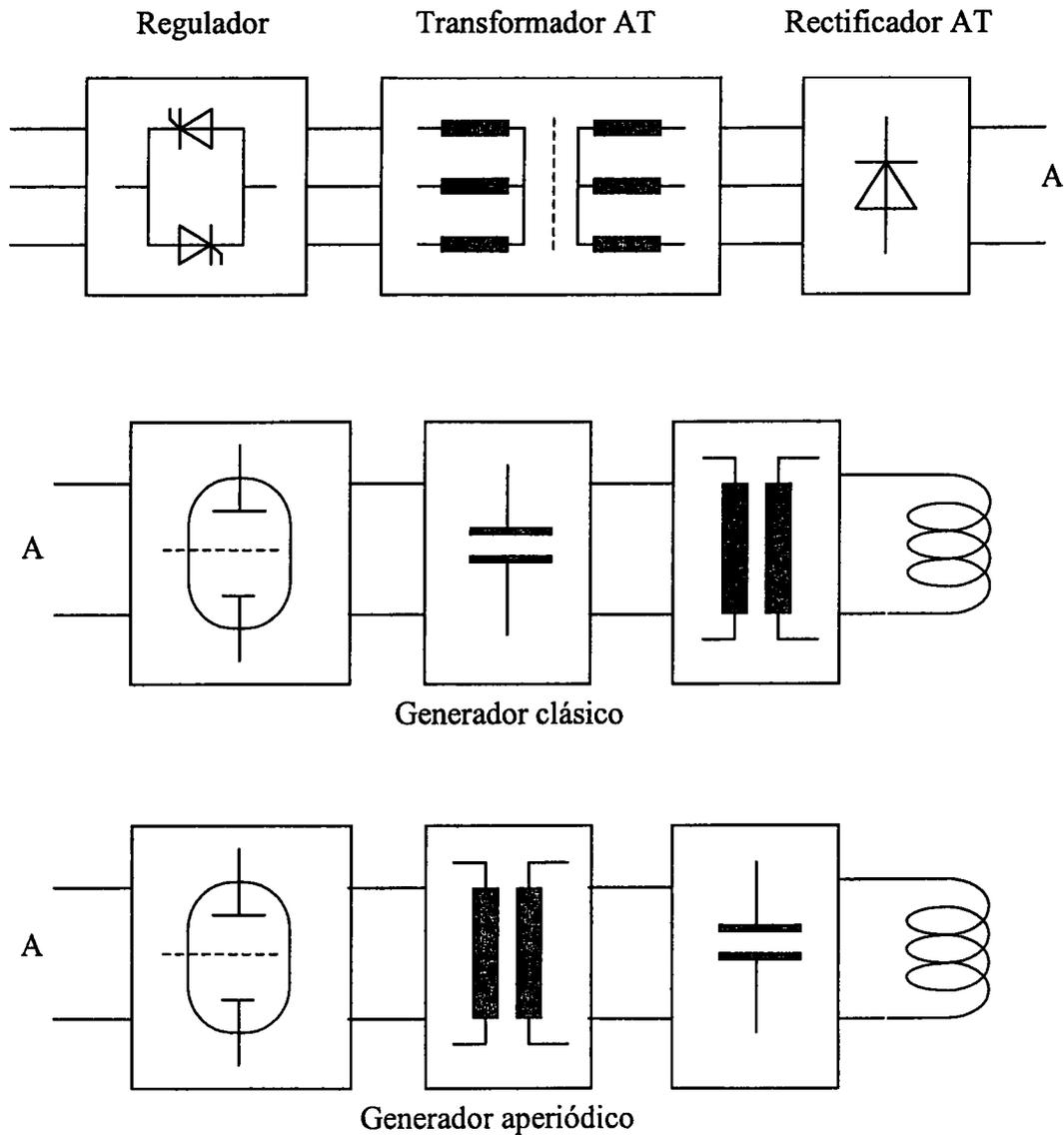


Figura 1.7. Diagrama de bloques de los generadores con válvula.

El rendimiento de estos generadores es del orden del 70% con frecuencias de funcionamiento de hasta 100 kHz. Para frecuencias mayores el rendimiento baja al 55%. Con el uso de los transformadores aperiódicos los condensadores están en el secundario y sólo se

transporta potencia activa desde el generador al circuito de carga. En este caso el rendimiento mejora de 5 a 10 puntos.

Una desventaja de estos generadores es la limitada duración del triodo cuya vida esta comprendida generalmente entre 7000 y 10000 horas.

Otro problema de estos equipos esta relacionada con la seguridad de las personas debido a la presencia de alta tensión. En algunas aplicaciones con generadores de tubo electrónico clásicos los condensadores de la etapa oscilante están en la estación de calentamiento con lo que aparece alta tensión en los cables de transporte y los condensadores. En cualquier caso, el triodo siempre se alimenta con alta tensión.

1.7.3. Generadores estáticos con tiristores.

Este tipo de generadores trabaja en media frecuencia de 100 Hz a 10 kHz. Existen en la actualidad varias estructuras distintas de generadores con tiristores de las que se pueden destacar dos grandes familias:

Generadores con carga paralelo.

Generadores con carga serie.

1.7.3.1. Generadores con carga paralelo.

Se componen fundamentalmente de lo siguiente:

- Un transformador de entrada destinado a adaptar la tensión de la red a la de salida.
- Un rectificador trifásico completo controlado con una inductancia de alisamiento con lo que este conjunto se convierte en una fuente de corriente continua regulada.
- Un puente inversor monofásico destinado a transformar la corriente continua del rectificador en corriente de media frecuencia.
- El circuito de carga formado por el paralelo del inductor y los condensadores de compensación.

Ante un pulso de corriente, este circuito de carga tiende a oscilar a su frecuencia de resonancia. De esta manera con un adecuado circuito de control de la secuencia de conducción de los tiristores, el inversor puede funcionar automáticamente a la frecuencia de resonancia de la carga. La frecuencia de funcionamiento es por lo tanto variable y autoajutable dentro de un rango aproximado del 25% alrededor de la frecuencia nominal de funcionamiento.

La tensión de salida del inversor es directamente proporcional a la del rectificador para un factor de potencia en la carga dado, con lo que se puede regular fácilmente la potencia entregada a la carga mediante el control del rectificador.

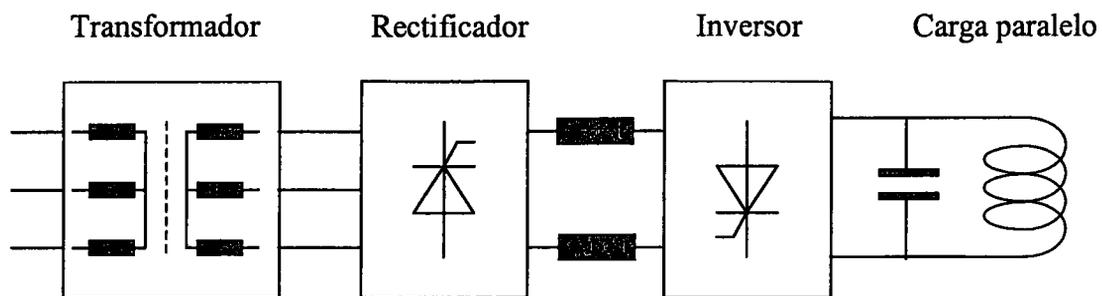


Figura 1.8. Diagrama de bloques de los generadores paralelo.

La posibilidad de disponer de tiristores de gran capacidad de corriente permite que la gama de potencia de este tipo de generadores vaya desde algunas decenas de kilovatios a 2 o 3 megavatios.

Los rendimientos son buenos incluso a bajas cargas muy por debajo de la potencia nominal. Desde 100 Hz hasta 4 kHz los rendimientos son superiores al 95% y de 4 kHz a 10 kHz al 90%.

Al ser un circuito atacado por corriente, los inversores con carga paralelo tienen una gran fiabilidad en caso de cortocircuito en la salida, cosa muy corriente en ciertas aplicaciones de calentamiento por inducción.

Se puede establecer la siguiente lista de ventajas de estos equipos frente a los convertidores rotativos:

- No hay ninguna pieza en movimiento con lo que el mantenimiento programado de sus partes se reduce.
- Por la misma razón el ruido acústico producido es pequeño.
- El rendimiento es mejor incluso en vacío.
- La adaptación de la frecuencia es automática con lo que se consigue en todo momento una buena adaptación del generador a la carga sin necesidad de cambiar la capacidad de compensación.
- La regulación de potencia es precisa con lo que se mejora la calidad del calentamiento.

Tal vez el inconveniente de estos generadores radica en la necesidad de un circuito o secuencia especial de arranque para llevar la frecuencia de disparo de los tiristores del inversor cerca de la de resonancia de la carga. Sin embargo, con buenas técnicas de control se puede lograr que el proceso de arranque sea seguro y prácticamente instantáneo con lo que no supone una limitación importante.

1.7.3.2. Generadores con carga serie.

Estos generadores estáticos con tiristores se componen de:

- Un conjunto de bobinas que aseguren el correcto filtraje de la red.
- Un rectificador trifásico completo no controlado con un condensador de filtrado. De esta manera el conjunto rectificador y condensador constituye una fuente de tensión.
- Un puente inversor monofásico con tiristores.
- El circuito de carga formado por la serie del inductor y los condensadores de compensación.

Mediante el correcto disparo de los tiristores se obtiene una corriente sinusoidal a través de la carga. La frecuencia de la oscilación está, por lo tanto, fijada por el control del inversor y se puede regular la potencia de salida acercando más o menos esta frecuencia a la de resonancia serie de la carga.

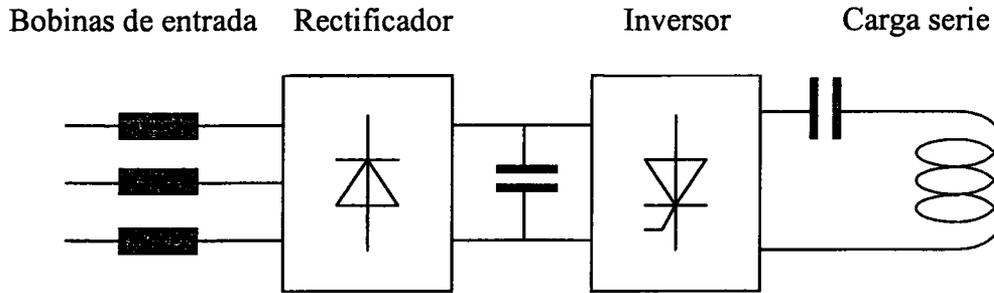


Figura 1.9. Diagrama de bloques de los generadores serie.

La ventaja de este tipo de generadores estriba esencialmente en que no es necesario ningún circuito auxiliar de arranque. Esta cualidad es particularmente interesante para las aplicaciones de calentamientos de alta cadencia, ya que se puede entregar la potencia máxima casi instantáneamente. Además, la fuente de tensión esta formada por un rectificador no controlado y un condensador de filtro cuyo coste y complejidad es mucho menor que la del rectificador controlado y la voluminosa inductancia de alisamiento que constituye la fuente de corriente en un generador paralelo.

Sin embargo, existen algunos inconvenientes frente al generador paralelo como son:

- La regulación de la potencia de salida es menos precisa sobre todo a bajas cargas.
- La protección ante cortocircuitos en la carga es más complicada.
- El rendimiento es algo menor (del orden del 90% a 10kHz) debido a que la corriente reactiva atraviesa los tiristores.

1.7.4. Generadores con transistores.

El uso de transistores permite un mayor control y rapidez de los procesos de conmutación de tal modo que estos generadores pueden trabajar a mayores frecuencias que los generadores con tiristores.

En la actualidad existen diferentes tipos de transistores útiles para las aplicaciones de calentamiento por inducción y que cubren las diferentes gamas de potencia y frecuencia.

Estos son el transistor bipolar, usualmente con estructura Darlington, el transistor IGBT y el transistor MOS.

En el cuadro siguiente se muestra la capacidad actual de los generadores transistorizados frente a los que usan tiristores para el caso de carga paralelo.

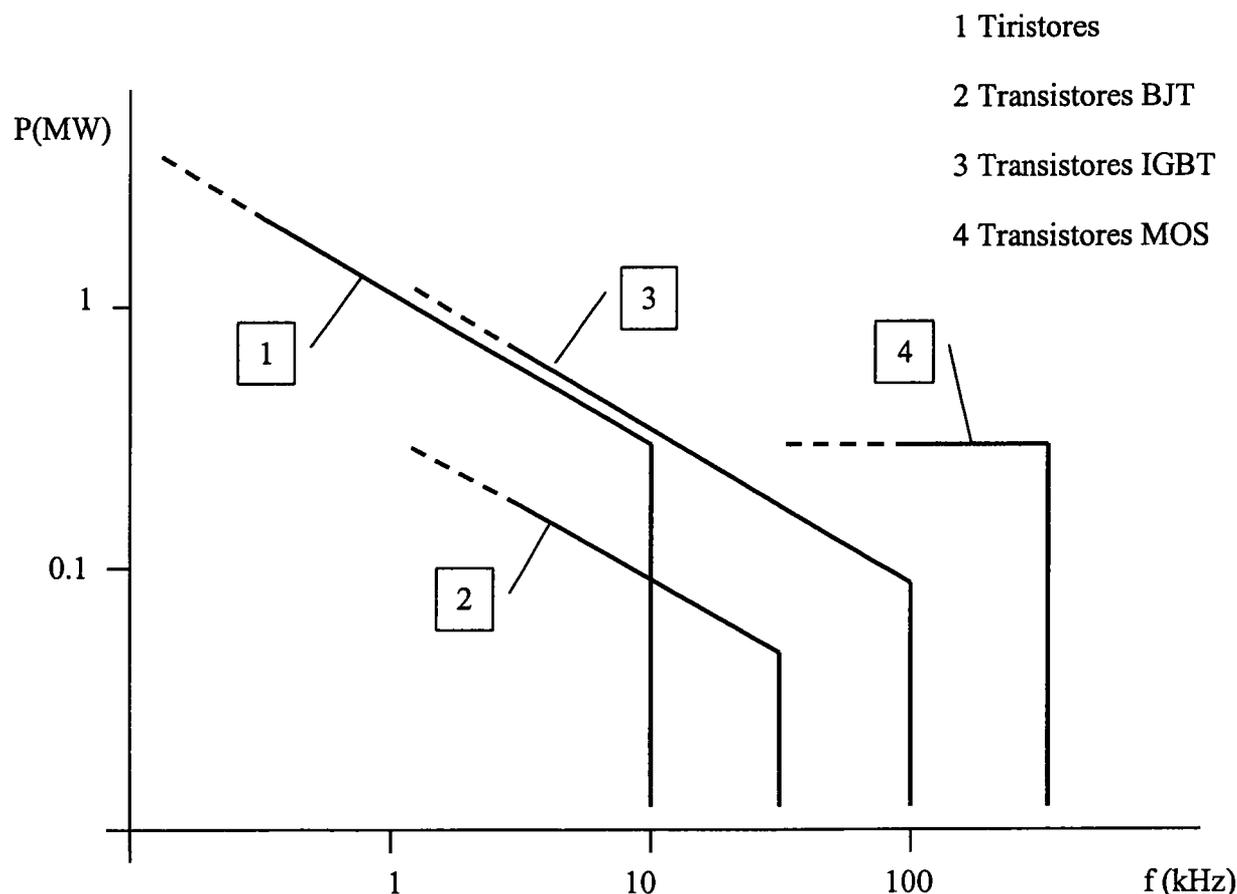


Figura 1.10. Capacidad actual de generadores con tiristores y transistores

Se observa que en bajas frecuencias el uso de transistores no está recomendado únicamente por razones de costo económico del equipo, ya que para este margen de frecuencias, los tiristores son más baratos y permiten manejar grandes corrientes y tensiones. Además es en este segmento de frecuencias donde las aplicaciones industriales demandan mayores potencias (fusión, grandes forjas, etc.)

En el segmento comprendido entre 1 kHz y 10 kHz tanto el precio como las prestaciones técnicas de tiristores y transistores IGBT son comparables. Sin embargo, a partir de 10 kHz los tiristores no pueden usarse y los transistores IGBT cubren las necesidades hasta los 100 kHz.

Los transistores MOSFET, de velocidades de conmutación mayores que los IGBT, se usan para gamas de frecuencia superiores a 100 kHz, mientras que en frecuencias inferiores no son recomendables puesto que, para tensiones altas, tienen mayores pérdidas de conducción que los IGBT y por lo tanto el rendimiento es inferior.

En general los rendimientos de estos equipos con transistores son superiores al 80% teniendo en cuenta que este dato depende de la frecuencia de funcionamiento y del tipo de transistor elegido.

Las topologías usadas para generadores con transistores no difieren esencialmente de las utilizadas en los generadores estáticos con tiristores. Existen, por lo tanto, generadores con carga paralelo y carga serie con las mismas ventajas e inconvenientes.

Tan solo hay que reseñar que la posibilidad de controlar tanto la conducción como el corte de los conmutadores con transistores frente a los tiristores, permite el funcionamiento de los generadores con carga paralelo sin necesidad de circuitos adicionales de arranque.

Para los generadores con carga serie el uso de transistores permiten otros modos de funcionamiento y regulación de potencia además de la variación de frecuencia. Mediante los modos de desplazamiento de fase (phase shifting) o modulación de anchura de pulso (PWM) es posible regular la potencia de salida sin variar la frecuencia permaneciendo todo el tiempo cerca de frecuencia de resonancia con lo que se mejora la precisión de la regulación de potencia en cualquier condición.

1.7.5. Tipos de generadores en relación con la aplicación.

Como ya se citó en el apartado 1.3, las diferentes aplicaciones del calentamiento por inducción caracterizan por si mismas la potencia y frecuencia del generador que ha de instalarse en cada caso. En la siguiente tabla se muestran las gamas de potencia y frecuencia que requieren las distintas aplicaciones así como el tipo de generador usado.

La utilización de generadores con válvula o tubo electrónico aparece indicada para ciertas aplicaciones aunque hoy en día sean sustituidos en la prácticamente mayoría de los casos por generadores transistorizados.

P (kW)	F (kHz)	Aplicación	Tipo de generador
1÷200	2÷20	Fusión en laboratorio.	Tiristores, Transistores, Válvulas
25÷10000	0.1÷10	Fusión en la industria.	Tiristores, Transistores
5÷5000	0.25÷10	Forja.	Tiristores, Transistores
5÷1000	3÷10	Temple con penetración >2mm.	Tiristores, Transistores, Válvulas
5÷500	2÷250	Temple con penetración <2mm.	Transistores, Válvulas
50÷1000	50÷500	Soldadura de tubo.	Transistores, Válvulas
1÷400	200÷1000	Aplicaciones especiales.	Transistores, Válvulas

Figura 1.11. Tipos de generadores y gamas de potencia y frecuencia en función de la aplicación.

1.8. BIBLIOGRAFIA

[DAVIES79] E.J. Davies, P. Simpson.

"Induction Heating Handbook".

McGraw-Hill Book Company Limited (1979).

[DAVIES90] E.J. Davies.

Conduction and Induction Heating.

IEE Power Engineering Series II. Peter Peregrinus Ltd (1990).

[DEDE98] E.J. Dede, J.M. Espí.

"Static Inverters for Induction Heating: From the Fundamentals to the Analysis and Design".

Seminar 5. PCIM'98 International Conference. Nürnberg Germany 1998.

[DEDE92] E.J. Dede, V.Esteve, J.V. González, J.A. Linares, J.Jordán, E. Sanchis.

"Transistors are Replacing Electronic Tube and Thyristors in Induction Heating Generators".

Elektrowärme International Edition B. nº1, Germany 1992.

[FISCHER] G.L. Fischer, H.C. Doht.

"An Inverter System for Inductive Tube Welding Utilising Resonance Transformation".

IEEE IAS Annual Meeting 1994.

[LEATHERMAN] A.F. Leatherman, D.E. Stutz.

"Basic Induction Heating Principles".

Solid State Technology / October 1969.

[METAXAS] A.C. Metaxas.

"Foundations of Electroheat. A Unified Approach".

John Wiley & Sons (1996).

[TOTTEM] G. E. Tottem, M. A. H. Howes.

"Steel Heat Treatment Handbook".

Marcel Dekker, Inc (1997).

[ZINN84] S. Zinn.

"A Survey of New Techniques in Induction Heat Treating".

EPRI Electrical Power Research Institute, Inc (1984).

[ZINN88] S. Zinn, S.L. Semiatin.

"Elements of Induction Heating. Design, Control and Applications".

Heat Treating / April 1988.

[ZINN97] S. Zinn.

"Basics of Induction Heating".

ASM International and the Heat Treating Society / September 1997.

2. CONCEPTOS BASICOS EN INVERSORES RESONANTES PARALELO

2.1. INTRODUCCION

En el presente capítulo se introducen conceptos básicos referentes al funcionamiento y estructura de los inversores resonantes paralelo estudiando de modo separado el comportamiento estático de sus cargas resonantes y analizando de un modo general la estructura de los convertidores y en especial la de los inversores resonantes paralelo

Como ya se vio en el capítulo anterior, la mayoría de los sistemas de calentamiento por inducción usan un circuito eléctrico de salida llamado habitualmente “circuito tanque”. Este circuito incluye al menos un condensador y una bobina que constituyen un circuito resonante. Generalmente esta bobina es el inductor de calentamiento aunque en ocasiones se incluyen transformadores de adaptación o de aislamiento. En los circuitos de tres elementos reactivos se añaden bobinas o condensadores auxiliares. El término “tanque” proviene del hecho de que sus componentes, condensadores y bobinas trabajan como almacén de energía reactiva, eléctrica en el caso del condensador y magnética en el caso de la bobina.

Este circuito de carga debe ser adecuadamente alimentado y aunque en muchas ocasiones la energía eléctrica se utiliza en su aplicación específica directamente tal como se encuentra en las redes de distribución comercial eléctrica, (redes monofásicas o trifásicas de 50 o 60 Hz) en otros casos es necesario realizar un proceso de *conversión* de la energía eléctrica para adaptar sus características (forma de onda, amplitud, frecuencia, etc.) a las requeridas por la aplicación. En el caso del caldeo por inducción se necesitan convertidores AC/AC de frecuencia y amplitudes de salida variables.

A continuación trataremos de caracterizar los circuitos resonantes paralelo y los equipos electrónicos que lo alimentan haciendo una detallada descripción de sus elementos componentes y estructuras topológicas, y dando una especial atención a los procesos de conmutación suaves con pérdidas de energía mínima.

2.2. CIRCUITOS RESONANTES Y RESISTENCIA EQUIVALENTE.

Para las aplicaciones de caldeo por inducción, la potencia activa se disipa principalmente en la resistencia que presenta la zona superficial de la pieza a calentar.

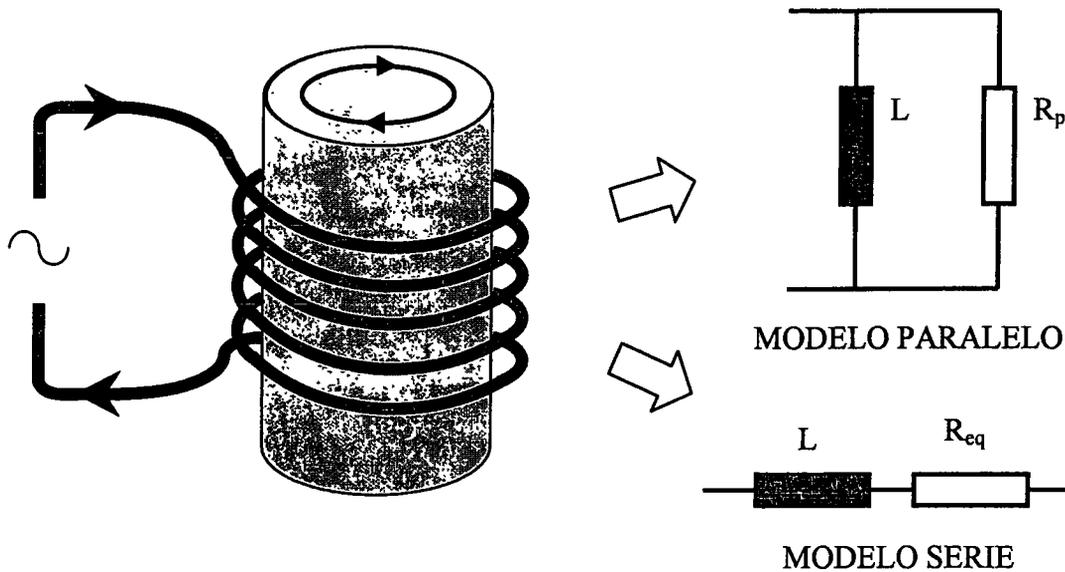


Figura 2.1. Circuito equivalente al inductor con la pieza a calentar.

El valor equivalente de esta resistencia se puede incluir en el circuito resonante para su estudio conectándose en serie o en paralelo con la inductancia del circuito resonante ya sea este serie o paralelo.

Existen, por lo tanto, dos modelos válidos que a continuación estudiamos separadamente.

2.2.1. MODELO SERIE

El parámetro que mejor caracteriza el circuito RL que constituye el modelo serie es el factor de calidad Q que da la relación entre la potencia reactiva (correspondiente a la energía almacenada en la inductancia) y la potencia activa (energía disipada en la resistencia). En un circuito de alta Q la energía disipada es mucho menor que la almacenada. Por el contrario en un circuito baja Q la potencia reactiva es pequeña respecto a la activa. El factor de disipación, definido como $D=Q^{-1}$, es por tanto grande.

La definición genérica del factor de calidad para cualquier impedancia se expresa como:

$$Q = \frac{|P_{react}|}{P_{act}} \quad (2.1)$$

Para el modelo serie la potencia es:

$$P = \frac{1}{2} |I|^2 (R_{eq} + jL\omega) = P_{act} + jP_{react} \quad (2.2)$$

donde I es la corriente que atraviesa el circuito, R_{eq} el valor de la resistencia equivalente conectada en serie, L el valor del inductancia de la bobina y ω es $2\pi f$ donde f es la frecuencia de trabajo.

Por lo tanto el factor de calidad para el modelo serie será:

$$Q = \frac{L\omega}{R_{eq}} \quad (2.3)$$

2.2.2. MODELO PARALELO

Análogamente, para el modelo paralelo se tiene que la potencia se expresa como:

$$P = \frac{1}{2} |V|^2 \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{jL\omega} \right) = P_{act} + jP_{react} \quad (2.4)$$

donde V es la tensión aplicada al circuito y R_p es el valor de la resistencia equivalente conectada en paralelo.

El valor del factor de calidad para el modelo serie será:

$$Q = \frac{R_p}{L\omega} \quad (2.5)$$

Independientemente del modelo elegido, el comportamiento energético del circuito debe ser siempre el mismo, por lo tanto, los factores de calidad de ambos modelos deben ser iguales.

$$Q = \frac{L\omega}{R_{eq}} = \frac{R_p}{L\omega} \quad (2.6)$$

Y de esta igualdad se puede deducir fácilmente la siguiente expresión que relaciona las resistencias de ambos modelos:

$$R_p = Q^2 R_{eq} \quad (2.7)$$

2.3. CIRCUITO RESONANTE PARALELO

A continuación vamos a caracterizar el circuito resonante en el que la compensación de la potencia reactiva debida a la inductancia de la bobina se compensa mediante la conexión de un condensador en paralelo. Estudiaremos por separado los circuitos resonantes paralelo en los que se utiliza el modelo de resistencia de pérdidas paralelo y serie.

2.3.1. CIRCUITO RESONANTE PARALELO CON MODELO PARALELO

Debido a la condición de fuente de tensión que representa el condensador, los circuitos resonantes paralelo deben de ser alimentados por una fuente de corriente.

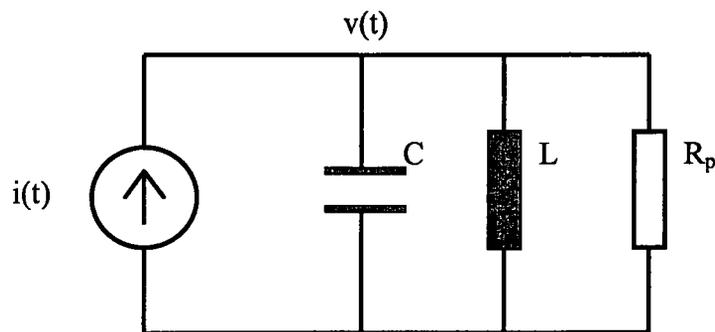


Figura 2.2. Circuito resonante paralelo

En la figura 2.2 puede verse que inicialmente se ha elegido la conexión paralela para la resistencia de pérdidas R_p . L y C son los valores del condensador y la bobina del resonante, $i(t)$ la corriente de la fuente de alimentación y $v(t)$ la tensión de salida. La función de transferencia, en este caso la impedancia, viene dada por:

$$Z(s) = \frac{s \frac{1}{C}}{s^2 + \frac{s}{R_p C} + \frac{1}{LC}} = \frac{s \frac{1}{C}}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad (2.8)$$

Donde:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2R_p C} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2R_p C}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (2.9)$$

Los polos p_1 y p_2 pueden ser reales o complejos conjugados, por lo tanto hay que considerar estos dos casos separadamente.

Para el caso en que $(1/2R_p C)^2 \geq 1/LC$, p_1 y p_2 aparecen sobre el eje real negativo según muestra el diagrama de polos y ceros de la figura siguiente.

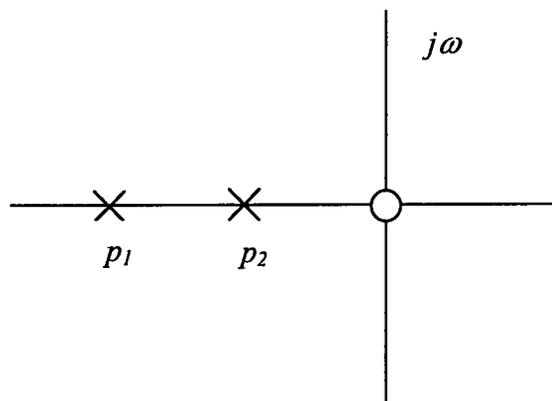


Figura 2.3. Diagrama de polos y ceros de la función $Z(s)$ con $(1/2R_p C)^2 \geq 1/LC$.

Este caso corresponde a valores de R_p pequeños para los cuales se hace despreciable las impedancias de L y C dentro de la banda comprendida entre $|p_1|$ y $|p_2|$. A la izquierda de p_1 la impedancia del circuito tiende a cero debido a que así lo hace la de la bobina, mientras que a la derecha de p_2 también cae a cero de modo análogo debido, esta vez, a la impedancia del condensador. Entre p_1 y p_2 la impedancia es R_p . En la figura se muestra el diagrama de Bode de la impedancia para su amplitud y fase.

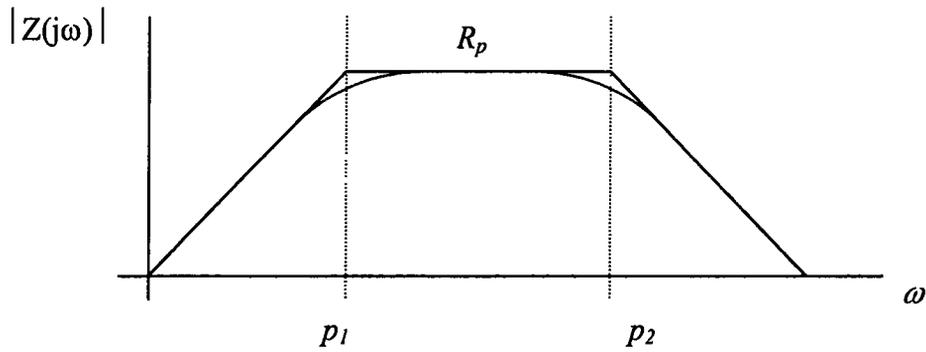


Figura 2.4. Diagrama de Bode del módulo de $Z(j\omega)$ con $(1/2R_pC)^2 \geq 1/LC$.

Pero estas no son las condiciones habituales de un circuito resonante para caldeo por inducción. Hasta ahora hemos visto que nuestro circuito se comporta como un filtro pasa banda de banda pasante ancha determinada por $|p_2|-|p_1|$. En caldeo por inducción se hace necesario que la banda de paso del resonante sea más estrecha y que su factor de calidad sea alto. Por lo tanto debemos de estudiar más a fondo el caso en que $(1/2R_pC)^2 < 1/LC$, para el cual la expresión de los polos toma la siguiente forma:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j\beta \quad (2.10)$$

donde

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$\alpha = 1/2R_pC \quad (2.11)$$

$$\beta = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

El correspondiente diagrama de polos y ceros es el de la figura siguiente donde la distancia de los polos a origen viene dado por ω_0 . Los polos conjugados circulan por la semicircunferencia de radio ω_0 en el semiplano izquierdo hasta que encuentran el semieje real negativo cuando $\alpha = \omega_0$.

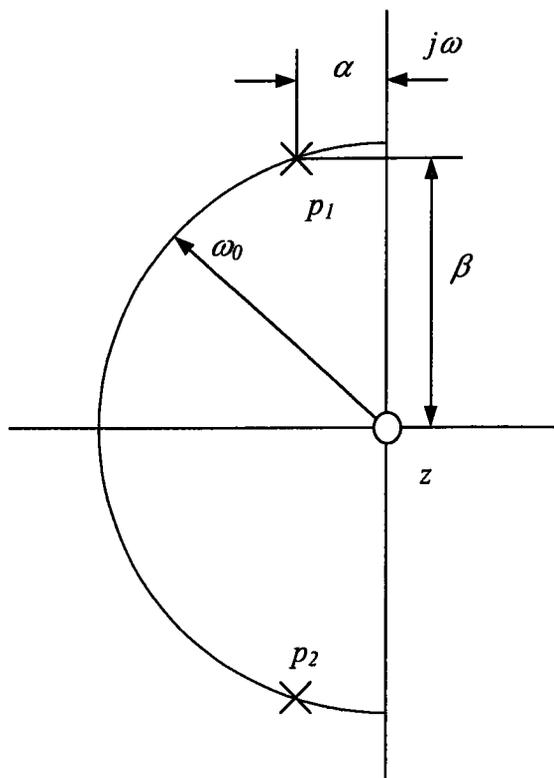


Figura 2.5. Diagrama de polos y ceros de la función $Z(s)$ con $(1/2R_pC)^2 < 1/LC$.

La frecuencia de resonancia ω_0 , corresponde a la frecuencia, dada en radianes, donde la impedancia del condensador y la inductancia tiene una misma magnitud y oposición de fase y esto produce una apertura del circuito para estos componentes si están conectados en paralelo. Por lo tanto para ω_0 la impedancia del circuito resonante es R_p (puramente resistiva) y cae a cero a derecha e izquierda.

En la figura siguiente se muestra los diagramas de amplitud y fase de la impedancia del circuito. Hay que tener en cuenta que la representación del módulo de la impedancia está normalizada al valor de R_p .

Para frecuencias por debajo de la resonancia, la fase es positiva y eso significa que el circuito trabaja en modo inductivo y que la tensión estará adelantada respecto de la corriente. Contrariamente, cuando la frecuencia de trabajo está por encima de la resonancia, la fase es negativa y eso significa que el circuito trabaja en modo capacitivo y que la tensión estará retrasada respecto de la corriente.

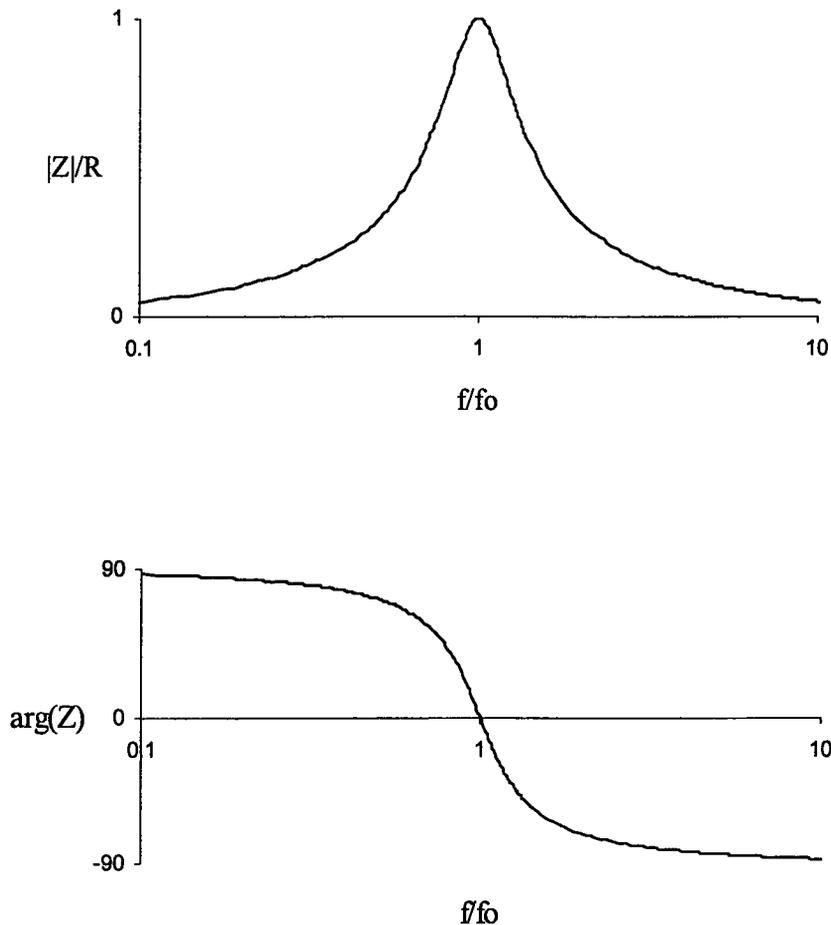


Figura 2.6. Respuesta en frecuencia de un circuito resonante paralelo con modelo paralelo.

Las frecuencias ω_1 y ω_2 son aquellas en las que la impedancia se reduce a $R_p / \sqrt{2}$ (caída de 3dB) o donde la fase pasa por $\pi/4$. Su diferencia define el ancho de banda del circuito:

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = 2\alpha \tag{2.12}$$

La ecuación 2.8 se puede escribir del siguiente modo:

$$Z(j\omega) = \frac{j\frac{\omega}{C}}{\omega_0^2 - \omega^2 + 2j\omega\alpha} = \frac{R_p}{1 + jQ_p \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}} \tag{2.13}$$

Donde Q_p es el factor de calidad del circuito resonante paralelo dado por:

$$Q_P = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \omega_0 R_P C = \frac{R_P}{\omega_0 L} \quad (2.14)$$

Combinando ecuaciones anteriores se tiene que:

$$\frac{BW}{\omega_0} = \frac{2\alpha}{\omega_0} = \frac{1}{Q_P} \quad (2.15)$$

A la vista de las anteriores expresiones podemos dar el significado del parámetro Q_P . De la ecuación anterior vemos que al aumentar Q_P disminuimos la anchura de la banda pasante lo cual significa que el circuito aumenta su selectividad en frecuencia. Además, cuando aumente Q_P más cercanos estarán los polos del eje imaginario con lo que mayor será la oscilación del circuito.

Pero lo más importante, desde el punto de vista del calentamiento por inducción, es que cuando mayor sea el parámetro Q_P del circuito resonante mayor será la energía almacenada en él, o lo que es lo mismo, la relación entre la potencia reactiva y la activa será mayor cuanto mayor sea Q_P . La siguiente ecuación muestra la expresión de Q_P en función de las potencias reactiva y activa para la frecuencia de resonancia.

$$\frac{\text{Potencia reactiva}}{\text{Potencia activa}} = \frac{\omega_0 C V^2}{\frac{V^2}{R_P}} = \omega_0 C R_P = Q_P \quad (2.16)$$

Esto es especialmente importante ya que en caldeo por inducción se persigue conseguir grandes campos electromagnéticos en el entorno de la pieza a calentar lo cual supone tener elevadas corrientes reactivas en el inductor, es decir, circuitos resonantes de alta Q_P con altas potencias reactivas para una potencia activa determinada.

2.3.2. CIRCUITO RESONANTE PARALELO CON MODELO SERIE

En esta sección consideraremos la resistencia de pérdidas del circuito resonante conectada en serie con el inductor o con el condensador como muestra la figura 2.7.

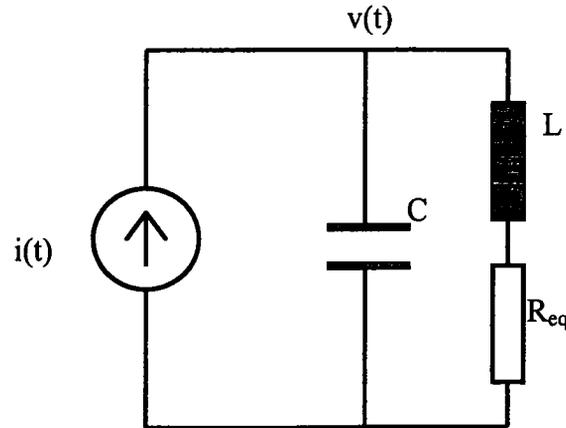


Figura 2.7. Circuito resonante paralelo con modelo serie.

La siguiente ecuación presenta la función impedancia que es la misma con independencia de la conexión de R_{eq} (serie con inductor, con condensador o con ambos)

$$Z(s) = \frac{\frac{1}{C} \left(s + \frac{R_{eq}}{L} \right)}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad (2.17)$$

donde:

$$p_{1,2} = -\frac{R_{eq}}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (2.18)$$

Como puede verse, los polos de la ecuación pueden ser reales o complejos dependiendo de la relación entre los parámetros. De nuevo nos interesa, para caldeo por inducción, el caso en que Q sea alta o sea $1/LC > (R_{eq}/2L)^2$ para el cual los polos se pueden escribir como

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j\beta \quad (2.19)$$

donde:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (2.20)$$

$$\alpha = R_{eq}/2L \quad (2.21)$$

$$\beta = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (2.22)$$

El correspondiente diagrama de polos y ceros muestra que los polos se sitúan, al igual que en el caso de resistencia paralelo, en una semicircunferencia de radio ω_0 en el semiplano izquierdo.

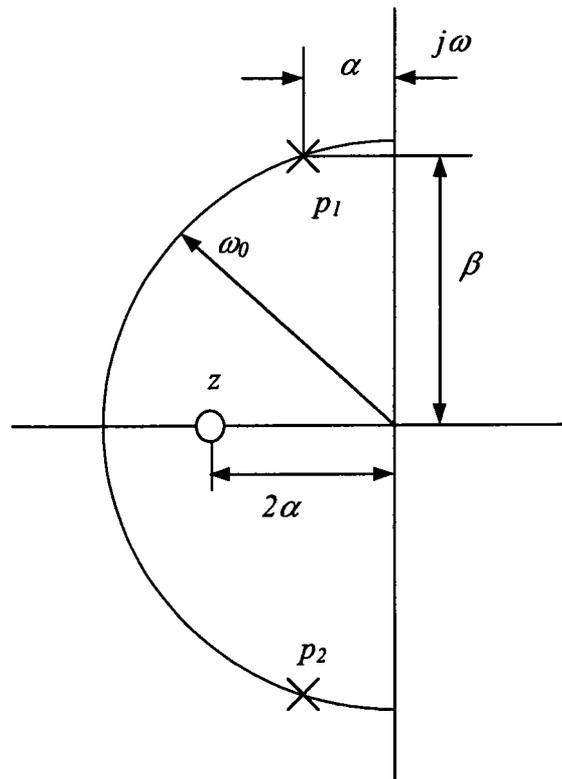


Figura 2.8. Diagrama de polos y ceros de la función $Z(s)$ con $R_{eq} < 2\omega_0 L$

Para este circuito debemos definir un factor de calidad distinto al Q del circuito con resistencia paralelo como:

$$Q_s = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \frac{\omega_0 L}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_0 R_{eq} C} \quad (2.23)$$

La ecuación 2.17 se puede escribir del siguiente modo:

$$Z(j\omega_N) = R_{eq} \frac{1 + jQ_s \omega_N}{1 - \omega_N^2 + j \frac{\omega_N}{Q_s}} \quad (2.24)$$

con:

$$\omega_N = \omega / \omega_0 \quad (2.25)$$

En la siguiente figura se muestran los diagramas para el módulo y la fase de la impedancia donde debemos destacar que, al contrario del caso de resistencia paralelo, no existe un máximo del módulo y una fase cero exactamente en la frecuencia ω_0 . Por esta razón se tienen dos frecuencias de resonancia distintas, una cuando el módulo alcanza el máximo y otra cuando la fase se hace cero.

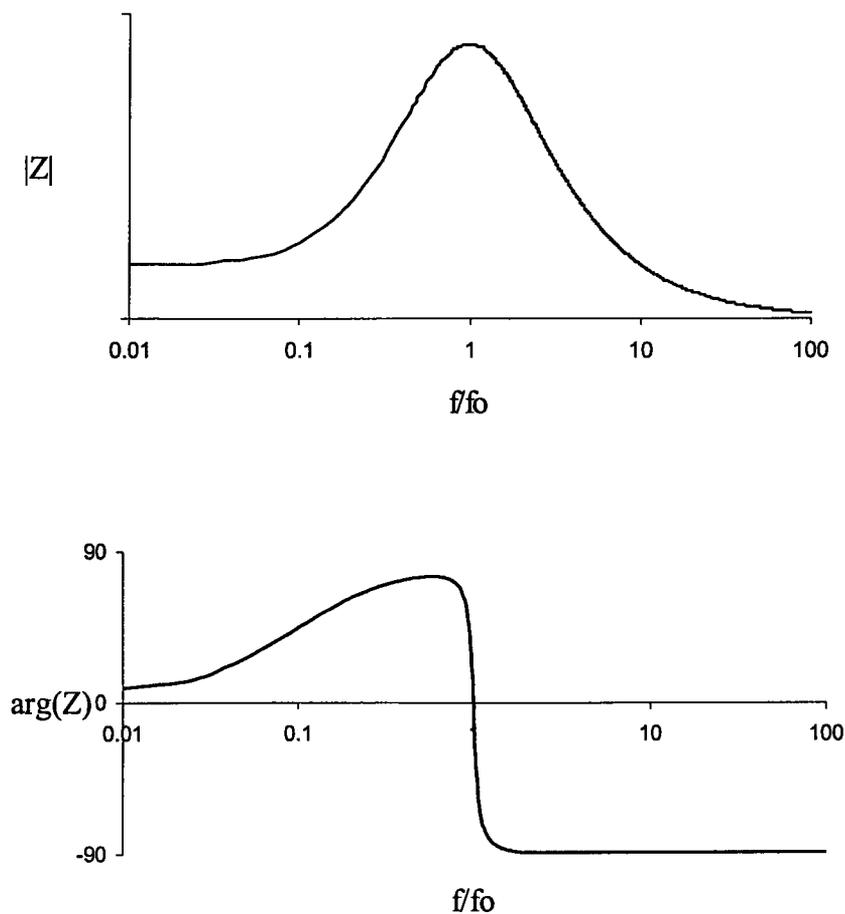


Figura 2.9. Respuesta en frecuencia de un circuito resonante paralelo con modelo serie.

Además se puede apreciar que el diagrama del módulo no tiende a cero para bajas frecuencias ya que en este modelo siempre queda en serie con la inductancia la resistencia R_{eq} a cuyo valor tiende el diagrama. Igualmente para la fase, se ve que no se tiende a fase 90° sino a fase 0° debido, de modo análogo, a la conexión serie de R_{eq} .

Afortunadamente las frecuencias del máximo de la impedancia y del cero de la fase convergen rápidamente a ω_0 cuando los polos se acercan al eje imaginario, es decir, cuando tenemos altos valores de Q_s . Además, para valores próximos a la resonancia tanto el módulo de la impedancia como su fase se comporta de un modo muy parecido al modelo paralelo.

En estas condiciones ($Q_s > 10$ para cometer errores suficientemente pequeños) es posible encontrar una resistencia R relacionada con los parámetros del circuito, que nos permita pasar fácilmente del circuito resonante paralelo con resistencia serie al que tiene la resistencia en paralelo y viceversa. Se puede demostrar que:

$$R = R_p = Q_s^2 R_{eq} \quad (2.26)$$

$$Q = Q_p = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \frac{\omega_0 L}{R_{eq}} = Q_s \quad (2.27)$$

Estas ecuaciones son idénticas a las demostradas en el segundo apartado de este capítulo para la frecuencia de resonancia y con ellas se puede establecer una equivalencia entre los dos circuitos resonante paralelo. Para este valor de R serán válidas todas las expresiones enunciadas para el circuito resonante con resistencia paralelo.

2.3.3. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL CIRCUITO RESONANTE PARALELO

Las figuras 2.10 - 2.15 son gráficos tridimensionales de diferentes magnitudes (eje Z) en función de la frecuencia (eje X) y del parámetro Q (eje Y) para un circuito resonante paralelo. El primer gráfico muestra el módulo de la impedancia normalizado al valor de R_p . Cuando el valor de Q aumenta las pendientes se hacen mayores con lo que resulta un circuito más selectivo reduciéndose rápidamente la impedancia al alejarse de la frecuencia de resonancia.

En el segundo gráfico se muestra la fase del circuito apreciándose un gran aumento de la pendiente de tránsito desde fase inductiva a capacitiva al incrementarse el valor de Q.

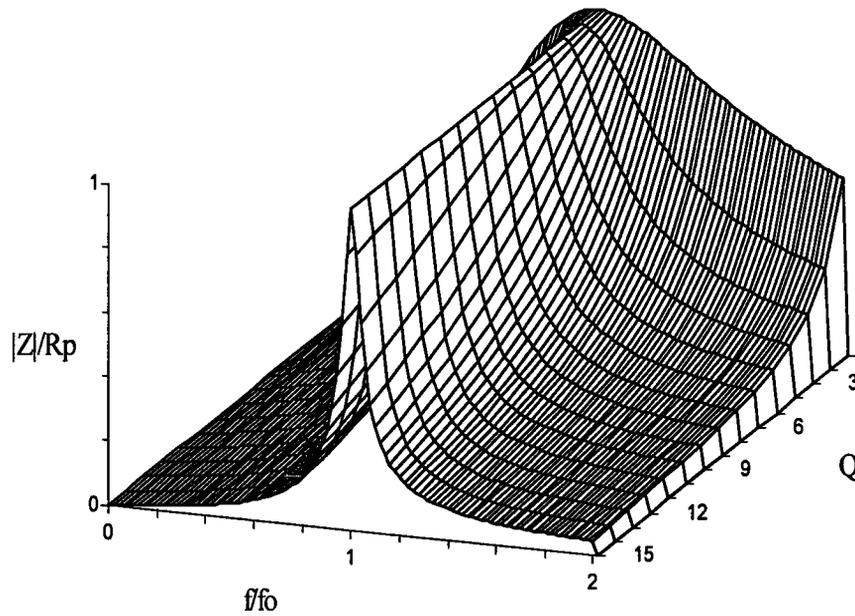


Figura 2.10. Respuesta en frecuencia del módulo de la impedancia en un circuito resonante paralelo.

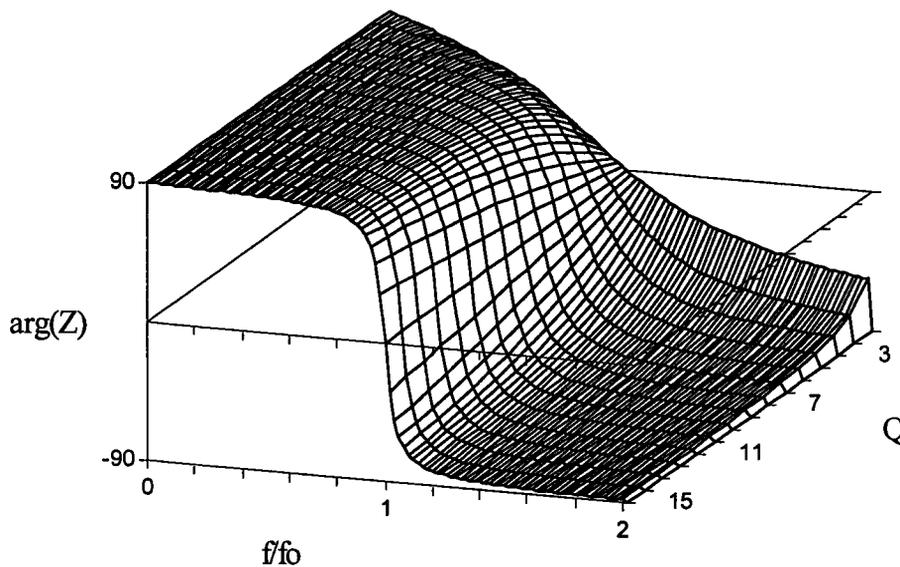


Figura 2.11. Respuesta en frecuencia del argumento de la impedancia en un circuito resonante paralelo.

En la figura 2.12 se muestra la amplitud de la tensión en bornes del circuito resonante para una corriente de entrada dada. Para un circuito resonante paralelo con Q alta, la impedancia de entrada es pequeña a cualquier frecuencia salvo en las proximidades de la resonancia. Esto es, la

fuelle de alimentaci3n (fuente de corriente) s3lo entregar3 potencia al resonante cerca de la resonancia y esta ser3 mayor cuanto mayor sea la Q del circuito. ($Q \uparrow \Rightarrow R \uparrow \Rightarrow P = I^2 R \uparrow$).

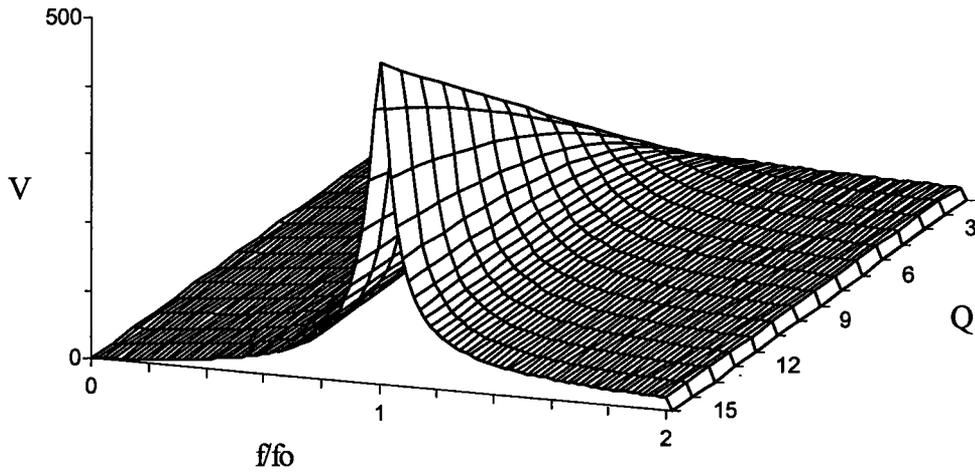


Figura 2.12. Respuesta en frecuencia de la potencia de salida en circuitos resonantes.

La figura 2.13 representa la potencia activa que se puede entregar al resonante (la disipada por su resistencia equivalente)

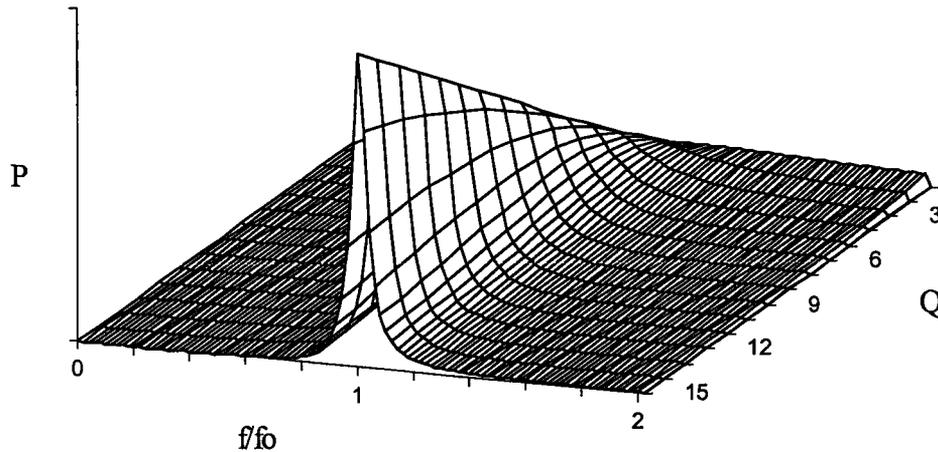


Figura 2.13. Respuesta en frecuencia de la tensi3n de salida en circuitos resonantes paralelo.

paralelo.

En los próximos capítulos veremos que los conmutadores del circuito inversor al cual estará conectado el circuito resonante paralelo deben soportar la tensión de resonante.

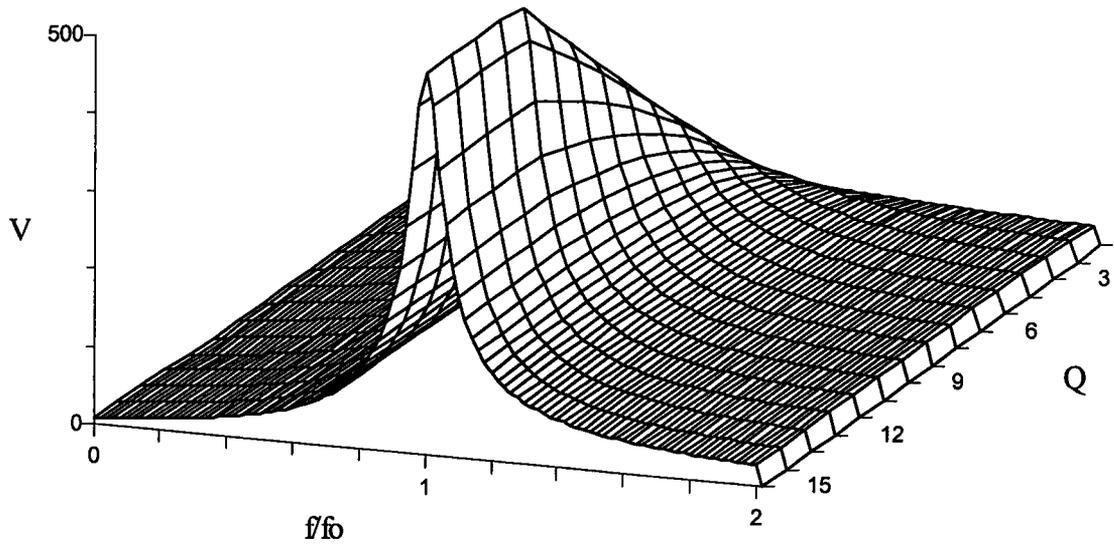


Figura 2.14. Respuesta en frecuencia de la tensión de salida con limitaciones en circuitos resonantes paralelo.

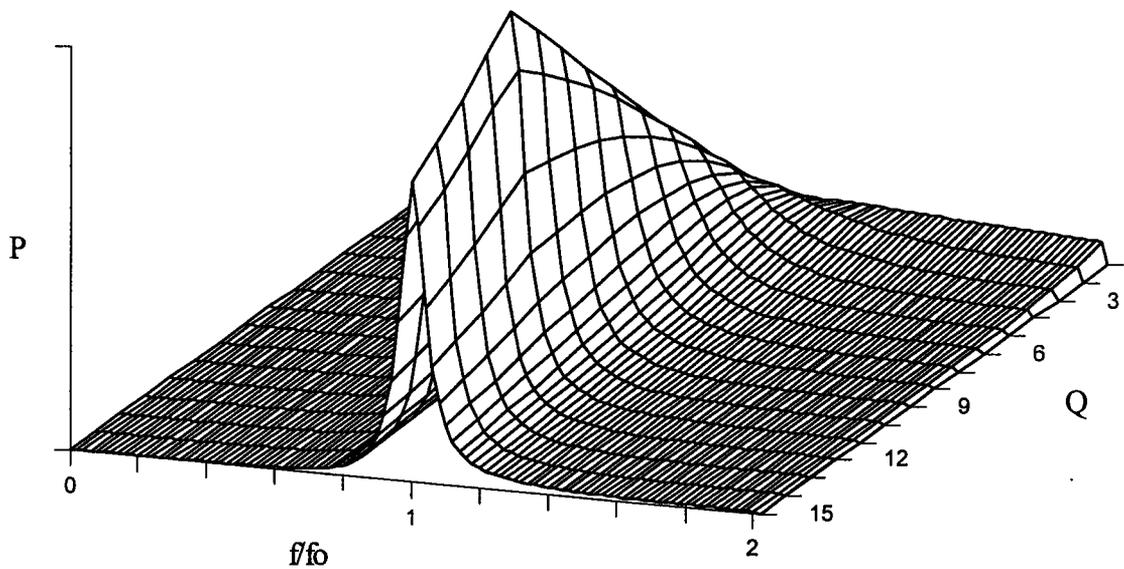


Figura 2.15. Respuesta en frecuencia de la tensión de salida con limitaciones en circuitos resonantes paralelo.

Debe existir en el circuito de control del inversor una limitación de dicha tensión para evitar la rotura de los semiconductores de potencia. Esta limitación actuará reduciendo la corriente inyectada al resonante para así limitar la amplitud de la tensión cuando haya un aumento de la Q. En las figuras 2.14 y 2.15 se aprecia el efecto de esta limitación de tensión. En el gráfico de la potencia se observa que el máximo puede alcanzarse sólo para un determinado valor de Q. Para valores mayores, el efecto de que se alcance la limitación de tensión mediante la reducción de corriente hace que también se reduzca la potencia.

2.3.4. GANANCIA DE CORRIENTE DEL CIRCUITO RESONANTE PARALELO

Como ya hemos visto, el hecho de introducir una corriente i en el circuito resonante paralelo hace que aparezca una tensión v_c en bornes del condensador y también del circuito LR elegido para caracterizar el proceso de calentamiento. A continuación vamos a ver cual es la corriente de cada uno de estos dos circuitos en función de la corriente introducida, es decir, la función de transferencia $H(s)$ que nos dé la ganancia en corriente para cada uno. Para hacer este análisis elegimos el modelo serie.

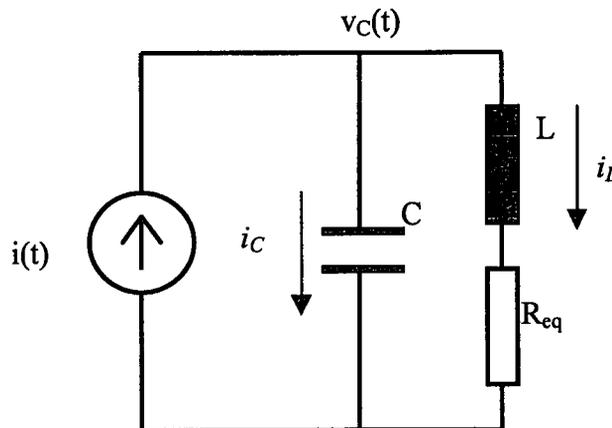


Figura 2.16. Circuito resonante paralelo con modelo serie.

La ganancia de corriente del inductor vendrá dada por la siguiente expresión:

$$H_{i_L}(s) = \frac{i_L}{i} = \frac{v_C}{(Ls + R_{eq})i} = \frac{Z(s)}{Ls + R_{eq}} \tag{2.28}$$

Por lo tanto:

$$H_{i_L}(s_N) = \frac{1}{s_N^2 + \frac{s_N}{Q} + 1} \quad (2.29)$$

donde: $s_N = s / \omega_0$ (2.30)

En la siguiente figura se muestra el diagrama de Bode del módulo de la función de transferencia H_{iL} para varios valores de Q . Lo más interesante que se puede concluir a la vista de esta gráfica es que para frecuencias tendiendo a cero la ganancia tiende a la unidad mientras que para frecuencias tendiendo a infinito la ganancia cae a cero y para la frecuencia de resonancia la ganancia de corriente coincide con el valor de Q . Esto es:

$$|H_{i_L}(j\omega_0)| = \frac{i_L}{i} = Q \quad (2.31)$$

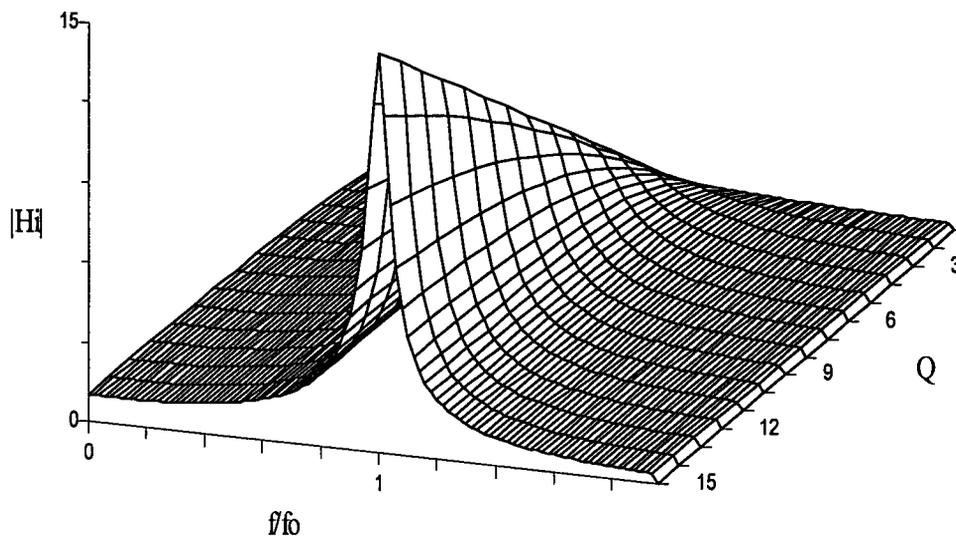


Figura 2.17. Ganancia en corriente del inductor en un circuito resonante paralelo.

Por otro lado, la ganancia de corriente del condensador vendrá dada por la siguiente expresión:

$$H_{i_c}(s) = \frac{i_c}{i} = \frac{CsV_c}{i} = CsZ(s) \quad (2.32)$$

Por lo tanto:

$$H_{i_c}(s_N) = \frac{s_N^2 + \frac{s_N}{Q}}{s_N^2 + \frac{s_N}{Q} + 1} \quad (2.33)$$

En la siguiente figura se muestra el diagrama de Bode del módulo de la función de transferencia H_{i_c} para varios valores de Q . Para frecuencias tendiendo a cero la ganancia tiende a cero mientras que para frecuencias tendiendo a infinito la ganancia es la unidad y para la frecuencia de resonancia la ganancia de corriente coincide nuevamente con el valor de Q . Esto es:

$$|H_{i_c}(j\omega_0)| = \frac{i_c}{i} = Q \quad (2.34)$$

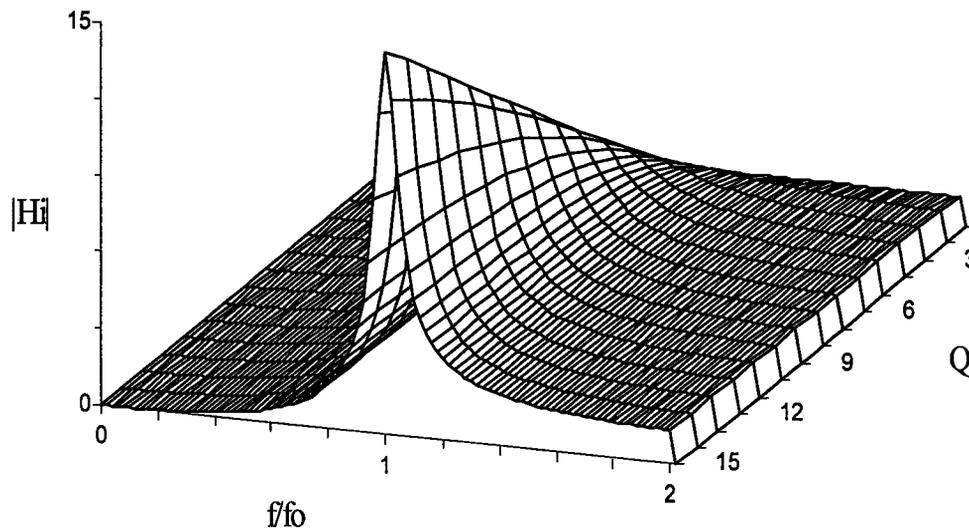


Figura 2.18. Ganancia en corriente del condensador en un circuito resonante paralelo.

2.4. TRANSFORMADORES EN CIRCUITOS RESONANTES PARALELO.

En muchas ocasiones se deben conectar transformadores en los circuitos resonantes para aplicaciones de caldeo por inducción. Existen dos razones fundamentales que obligan a la inclusión de transformadores por las que se pueden diferenciar dos tipos de transformadores.

2.4.1. TRANSFORMADORES DE AISLAMIENTO

Estos tipos de transformadores están conectados a la entrada del circuito resonante manejando únicamente potencia activa. Por esa razón se llaman también transformadores de activa. Su misión es doble: por un lado proveen al circuito de carga de aislamiento galvánico respecto del circuito inversor algo fundamental para proteger a los usuarios ante un posible contacto con el inductor de calentamiento.

Por otro lado, estos transformadores se diseñan con una relación de transformación que ayude a la correcta adaptación de tensiones y corrientes entre el circuito inversor y el resonante.

Los transformadores de aislamiento deben de tener unas características definidas por el tipo de circuito resonante al que se conectan sobre todo cuando la frecuencia de funcionamiento es alta, caso en el que las magnitudes parásitas del transformador adquieren una gran importancia.

Para circuitos resonantes paralelo el transformador debe de diseñarse con reducida inductancia de dispersión con el objeto de minimizar la inductancia serie. Hay que recordar que este tipo de resonantes se alimenta con una fuente de corriente y, como veremos en el apartados posteriores, no deben de enfrentarse circuitos con el mismos tipo de comportamiento, en este caso fuente de corriente, como son la propia fuente y la inductancia de dispersión del transformador.

En la siguiente figura se muestra la conexión de los transformadores de activa en circuitos resonantes paralelo.

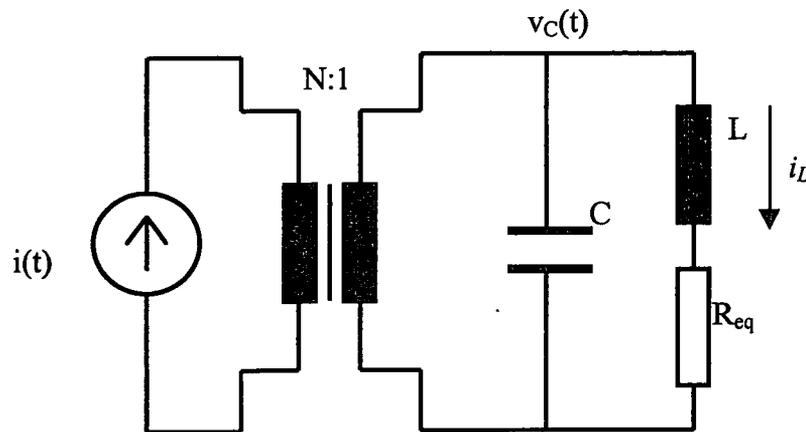


Figura 2.19. Circuito resonante paralelo con transformador de aislamiento.

Para el caso del circuito resonante paralelo con transformador de aislamiento se tiene que:

$$i_L = NQi \quad (2.35)$$

2.4.2. TRANSFORMADORES DE ADAPTACION.

Este tipo de transformadores se conecta entre el condensador y el inductor en circuitos resonantes. Su misión es transformar la impedancia del conjunto inductor pieza para la correcta adaptación de impedancias dentro del circuito resonante. Este transformador maneja corriente reactiva y por esa razón se llama también transformador de reactiva

Para ilustrar de un mejor modo este caso supóngase, como ejemplo, que un circuito resonante con gran Q debe de trabajar con un inductor que, debido a las exigencias de la aplicación, debe de ser de reducidas dimensiones y, por lo tanto, de pequeño valor de inductancia. Mediante la conexión de un transformador de adaptación de relación N , con el primario conectado al condensador resonante y con el inductor conectado en su secundario, se puede conseguir que el valor de la inductancia y de la resistencia equivalente se vea multiplicado por el cuadrado de la relación de transformación para así conseguir una adecuada adaptación de la carga.

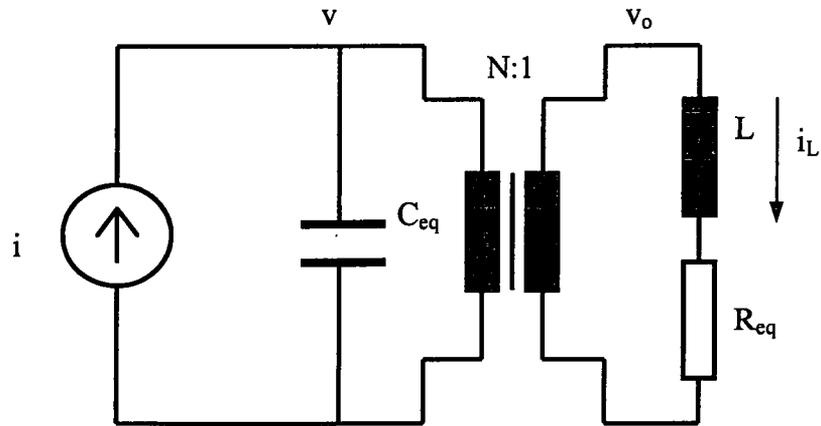


Figura 2.20. Circuito resonante paralelo con transformador de adaptación.

Para el diseño de este tipo de transformadores se debe de tener en cuenta el elevado valor de las corrientes reactivas. Para circuitos resonantes paralelo el valor de la corriente de primario es Q veces la corriente que ataca al resonante por lo que debe de diseñarse con secciones de cobre adecuadas para elevadas corrientes.

Los valores de corriente y de tensión correspondientes al circuito resonante paralelo con transformador de adaptación son:

$$i_L = NQi \quad v_o = \frac{v}{N} \quad (2.36)$$

Los valores de L y R_{eq} reflejados en el primario del transformador son:

$$L_1 = N^2 L \quad R_1 = N^2 R_{eq} \quad (2.37)$$

En la figuras 2.10 se muestra la conexión de los transformadores de reactiva en circuitos resonantes paralelo.

2.5. CIRCUITOS RESONANTES CON TRES ELEMENTOS REACTIVOS.

Hasta ahora hemos estudiado los circuitos resonantes fruto de conectar un condensador en paralelo con el inductor de calentamiento. De este modo se consigue compensar la potencia reactiva del inductor obteniéndose la estructura del circuito resonante paralelo. En el presente apartado vamos a estudiar el circuito que resulta de añadir un nuevo componente reactivo. De las diferentes posibilidades de conexión vamos a analizar la más utilizada en caldeo por inducción como carga de circuitos inversores alimentados por corriente que es el circuito CLC basado en un circuito resonante serie al que se añade un condensador.

2.5.1. CIRCUITO RESONANTE CLC.

En la siguiente figura se muestra el esquema de la estructura resonante que resulta de añadir el condensador C_p a la estructura del circuito resonante serie.

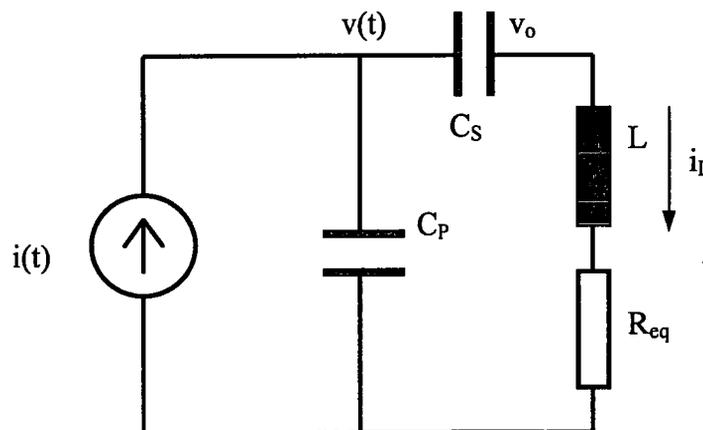


Figura 2.21. Circuito resonante de tres componentes reactivos CLC.

Como el componente C_p , al que se conecta directamente la fuente de alimentación, es un condensador que se comporta, por lo tanto, como una fuente de tensión, hemos de elegir una fuente de corriente como fuente de alimentación. Esto hace que este circuito de tres elementos se pueda conectar fácilmente como carga en un inversor alimentado con corriente al igual que el circuito resonante paralelo de dos elementos reactivos.

La función de transferencia impedancia de este circuito viene dada por la siguiente expresión:

$$Z(s) = \left(\frac{1}{(C_s + C_p)s} \right) \frac{\left(\frac{s}{\omega_{0s}} \right)^2 + \frac{1}{Q_s} \left(\frac{s}{\omega_{0s}} \right) + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1} \quad (2.38)$$

donde:

$$C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \quad (2.39)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad \omega_{0s} = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (2.40)$$

$$Q = \frac{L\omega_0}{R_{eq}} \quad Q_s = \frac{L\omega_{0s}}{R_{eq}} \quad (2.41)$$

En los siguientes gráficos se muestra las diferentes respuestas en frecuencias para varios valores de Q del módulo y la fase de la impedancia de este circuito.

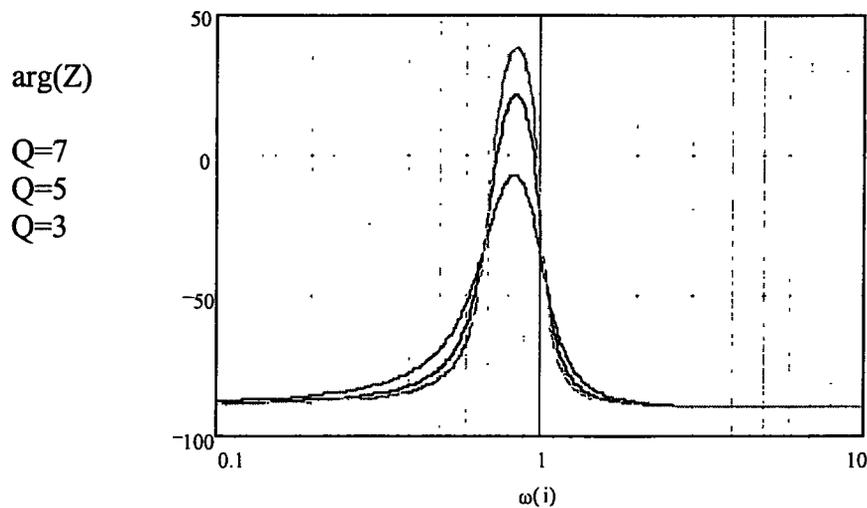


Figura 2.22. Respuesta en frecuencia del módulo de la impedancia de un circuito resonante CLC.

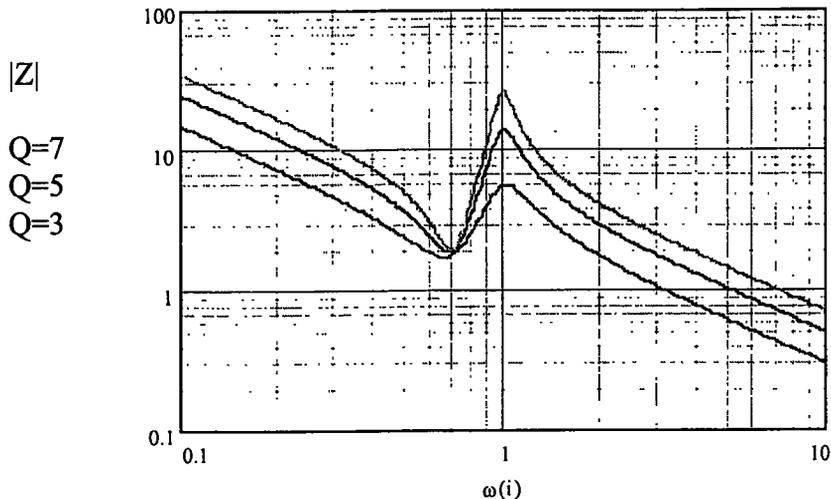


Figura 2.23. Respuesta en frecuencia del módulo de la impedancia de un circuito resonante CLC.

La ganancia de tensión y corriente del circuito CLC viene determinada por las funciones de transferencia H_v y H_i . La ganancia de corriente viene dada por:

$$H_i(s) = \frac{i_L}{i} = \left(\frac{C_s}{C_s + C_p} \right) \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1} \tag{2.42}$$

En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia del módulo de la ganancia de corriente de un circuito CLC para distintos valores de Q.

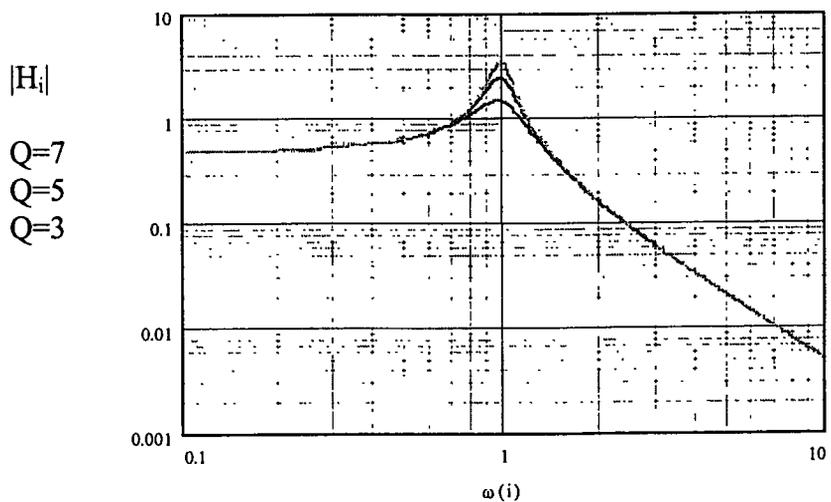


Figura 2.24. Ganancia en corriente del circuito resonante CLC.

Para la frecuencia de resonancia se tiene:

$$|H_i(j\omega_0)| = \frac{Q}{1 + \frac{C_p}{C_s}} \quad (2.43)$$

Por otro lado, la ganancia de tensión se expresa como:

$$H_v(s) = \frac{v_o}{v} = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{0s}}\right)^2 + \frac{1}{Q_s} \left(\frac{s}{\omega_{0s}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{0s}}\right)^2 + \frac{1}{Q_s} \left(\frac{s}{\omega_{0s}}\right) + 1} \quad (2.44)$$

En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia del módulo de la ganancia de tensión de un circuito CLC para distintos valores de Q.

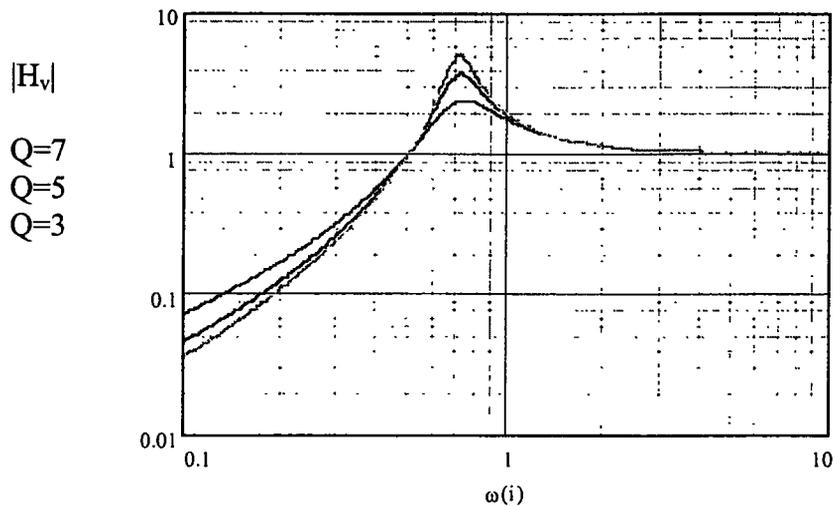


Figura 2.25. Ganancia en tensión del circuito resonante CLC.

Para la frecuencia de resonancia se tiene:

$$|H_v(j\omega_0)| = 1 + \frac{C_P}{C_S} \quad (2.45)$$

Por lo tanto, el comportamiento del circuito resonante se asimila al de un circuito resonante paralelo de dos elementos reactivos con un transformador de adaptación de relación:

$$N = 1 + \frac{C_P}{C_S} \quad (2.46)$$

En la siguiente figura se muestra el modelo de transformador equivalente a un circuito resonante CLC.

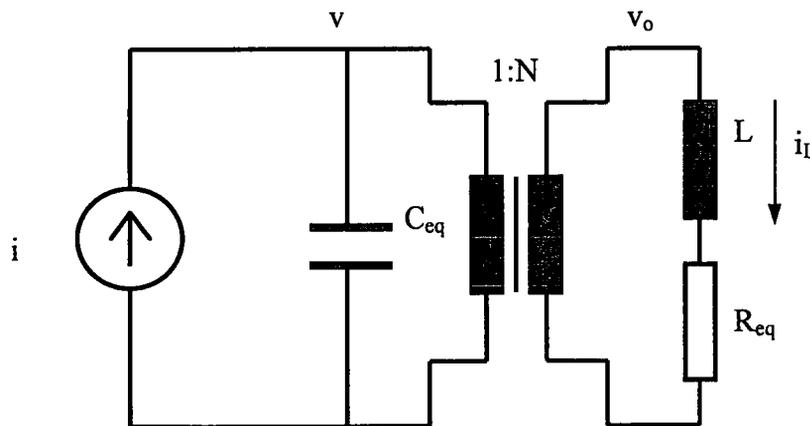


Figura 2.26. Modelo del transformador en un circuito CLC.

Mediante este circuito se puede diseñar los valores de corriente y tensión en el inductor de calentamiento como si con un transformador de adaptación se tratase, teniendo en cuenta que la relación N siempre es mayor o igual que la unidad. Por esa razón este circuito CLC es llamado en ocasiones circuito resonante multiplicador.

2.6. COMPONENTES DE UN CIRCUITO CONVERTIDOR

Los equipos de conversión que están compuestos por circuitos eléctricos sin partes móviles (motores, alternadores, etc.) son los genéricamente llamados *convertidores estáticos*. Básicamente están compuestos por dos tipos de componentes:

- Componentes reactivos lineales como condensadores, inductores y transformadores que almacenan y transforman la energía eléctrica.
- Componentes no lineales que son en la mayoría de los casos conmutadores semiconductores electrónicos.

En una primera aproximación hemos de suponer que nuestro convertidor tiene un comportamiento ideal, es decir, su rendimiento es del 100% y por lo tanto no contiene componentes disipativos.

Los componentes reactivos condensadores e inductores cuya misión fundamental es almacenar energía, pueden comportarse como *generadores* o como *cargas* dependiendo de su posición topológica dentro del circuito y de la fase de trabajo del convertidor. Unas veces se comportaran como elementos que entregan energía (generadores) y otras como elementos que la absorben (cargas). Por este motivo parece interesante encontrar un concepto único generador/carga a la hora de caracterizar a estos componentes.

2.6.1. CARACTERIZACION DE LAS FUENTES.

En principio, podemos definir a los generadores como dispositivos o redes capaces de suministrar energía de modo instantáneo o permanente y a las cargas como dispositivos o redes que absorben energía de modo instantáneo o permanente. Por lo tanto podemos introducir el concepto de *fuentes* como único para caracterizar al mismo tiempo a las cargas y a los generadores tan sólo intercambiando la idea de suministro (generadores) por la de absorción (cargas). Existen dos tipos fundamentales de fuentes:

- **Fuentes de tensión.** Dispositivos o redes en los que la diferencia de potencial permanece constante ante cambios en el circuito externo. El mejor ejemplo

representativo lo constituye un condensador ideal que necesitaría un aporte de corriente infinito para poder realizar un cambio instantáneo de su tensión de carga. La impedancia instantánea de una fuente de tensión es por lo tanto cero.

- **Fuentes de corriente.** Dispositivos o redes en los que la intensidad permanece constante ante cambios en el circuito externo. Como ejemplo podemos citar un inductor ideal que requiere un aporte de tensión infinita para que su corriente de carga cambie instantáneamente. Esto significa que la impedancia instantánea de una fuente de corriente es infinita.

La impedancia a la que nos referimos será de salida para generadores y de entrada para cargas. Además hay que tener en cuenta que las anteriores definiciones corresponden únicamente al comportamiento de componentes ideales ya que no es posible encontrar circuitos cuyas impedancias sean cero o infinito debido a la presencia de elementos parásitos (resistencia serie y paralelo).

Este concepto único nos permite caracterizar, por ejemplo, el comportamiento transitorio de circuitos resonantes paralelo como fuentes de tensión y de circuitos resonantes serie como fuentes de corriente.

Cuando se utilizan generadores y cargas caracterizados como fuentes hay que tener en cuenta las siguientes reglas para su conexión:

- Una fuente de tensión nunca puede ser cortocircuitada pero puede trabajar en circuito abierto. En consecuencia, la conexión de una fuente de tensión con otra de corriente es siempre posible.
- Una fuente de corriente nunca puede trabajar en circuito abierto pero puede ser cortocircuitada. Por lo tanto, se puede conectar una fuente de corriente con otra de tensión.
- Solo es posible conectar dos fuentes de tensión de diferentes valores mediante una impedancia que diseñe el valor de corriente por ellas. Si dicha impedancia es nula la tensión de las fuentes debe ser exactamente la misma. Esto implica que cuando conectamos un conmutador entre dos fuentes de tensión (generador y carga), su

conmutación a conducción (impedancia nula) debe hacerse obligatoriamente cuando las tensiones de las fuentes son idénticas.

- Solo es posible conectar dos fuentes de corriente de diferentes valores mediante una impedancia que fije la tensión. Si dicha impedancia es infinita la corriente de las fuentes debe ser la misma. Es decir, cuando existe un conmutador conectado a dos fuentes de corriente este debe de pasar a estado de corte (impedancia infinita) cuando las corrientes son iguales.

Estas cuatro reglas básicas nos permitirán realizar el diseño de los circuitos convertidores, sus procesos de conmutación y sus redes de ayuda.

Uno de los factores más importantes que hay que tener en cuenta para la correcta aplicación de las reglas anteriores es su direccionabilidad. Dependiendo de la topología elegida para su construcción y conexión, las fuentes pueden clasificarse como:

1. **Fuentes de tensión unipolares en tensión y corriente** en la que la tensión y la corriente no pueden cambiar de signo. Trabajan sólo en el primer cuadrante del plano VI o en el tercero si se conectan de modo invertido. Si pueden trabajar en los dos tenemos fuentes de tensión bipolares en las que la tensión o la corriente pueden ser positivas o negativas pero siempre con el mismo signo.
2. **Fuentes de tensión unipolares en tensión y reversibles en corriente** en las que la tensión no puede cambiar de signo pero sí la corriente. Trabajan en los cuadrantes primero y segundo o en los tercero y cuarto si se conectan de modo invertido.
3. **Fuentes de tensión bipolares en tensión y unipolares en corrientes** en las que es posible tensiones positivas y negativas con corrientes sin cambio de signo. Trabajan en los cuadrantes primero y cuarto. Si se conectan de modo invertido pueden trabajar en los cuadrantes segundo y tercero.
4. **Fuentes de tensión completamente reversibles** en las que son posibles tensiones y corrientes positivas y negativas. Trabajan en los cuatro cuadrantes.
5. **Fuentes de corriente unipolares en tensión y corriente** en la que la corriente y la tensión no pueden cambiar de signo. Trabajan sólo en el primer cuadrante del plano VI o en el tercero si se conectan de modo invertido. Cuando trabajen en los dos

cuadrantes tendremos fuentes de corriente bipolares en las que la corriente o la tensión pueden ser positivas o negativas pero siempre con el mismo signo.

6. **Fuentes de corriente unipolares en corriente y reversibles en tensión** en las que la corriente no puede cambiar de signo pero sí la tensión. Trabajan en los cuadrantes primero y cuarto. Si se conectan de modo invertido pueden trabajar en los cuadrantes segundo y tercero.
7. **Fuentes de corriente bipolares en corriente y unipolares en tensión** en las que es posible corrientes positivas y negativas con tensiones sin cambio de signo. Trabajan en los cuadrantes primero y segundo Si se conectan de modo invertido pueden trabajar en los cuadrantes tercero y cuarto.
8. **Fuentes de corriente completamente reversibles** tanto en corriente como en tensión. Trabajan en los cuatro cuadrantes.

Hay que reseñar que el funcionamiento de las fuentes en cuadrantes reales (primero y tercero) puede ser permanente mientras que el funcionamiento en los cuadrantes imaginarios (segundo y cuarto) sólo puede ser transitorio. En la siguiente figura se muestran los símbolos elegidos para cada una de las fuentes numeradas atendiendo a la relación anterior.

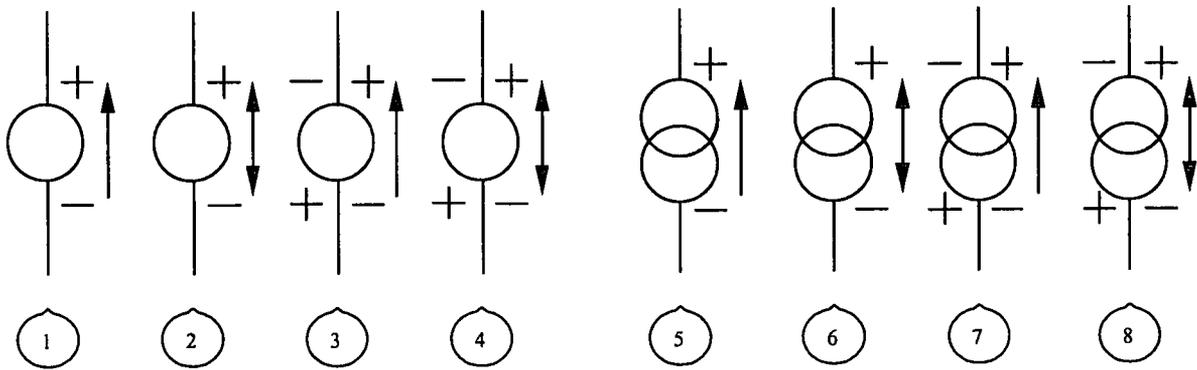


Figura 2.27. Diferentes tipos de fuentes.

Además, y con independencia de su reversibilidad, se pueden encontrar fuentes de tensión o corriente DC o AC. En las primeras el valor de la corriente o tensión se puede

considerar constante mientras que las segundas se caracterizan por tener valores de amplitud periódicos y valor medio cero.

2.6.2. CARACTERIZACIÓN DE LOS CONMUTADORES.

Como ya se comentó anteriormente, los conmutadores son componentes básicos de un convertidor estático. Los conmutadores son dispositivos semiconductores que operan en modo de conmutación, es decir, tienen únicamente dos estados estáticos de funcionamiento: conducción y corte, y se pasa de uno a otro mediante el llamado proceso de conmutación. Cuando se pasa del estado de conducción al de corte se produce el proceso de conmutación a corte y cuando se pasa del estado de corte al de conducción se produce la conmutación a conducción.

Con una apropiada secuencia de operación entre los estados estáticos, un conmutador permite la transferencia de energía entre el generador y la carga de un convertidor.

Otra característica fundamental de un conmutador real es su comportamiento con pérdidas que son las responsables de la mayor parte de la reducción del rendimiento de un convertidor. Así pues, un conmutador tiene pérdidas de conducción cuando se produce disipación de energía debido a la caída de tensión entre sus bornes cuando circula una determinada corriente de conducción. Estas son las pérdidas más importantes para convertidores de baja frecuencia de funcionamiento o en aquellos en los que se ha elegido un dispositivo conmutador de alta caída de tensión en conducción.

Las pérdidas de corte son debidas a las corrientes de fuga que atraviesan un conmutador cuando este bloquea la tensión aplicada entre sus bornes durante el estado de corte. En la mayoría de los casos estas pérdidas son despreciables salvo en los convertidores de muy alta tensión.

Las pérdidas de conmutación a conducción se producen cuando en el conmutador la corriente a su través crece y la tensión en sus bornes decrece de modo transitorio, es decir, cuando se pasa del estado de corte al de conducción. Análogamente las pérdidas de conmutación a corte se ocasionan cuando en el conmutador la corriente decrece y la tensión aumenta de modo transitorio, es decir, cuando se pasa del estado de conducción al de corte.

Este tipo de pérdidas suelen ser las más importantes en convertidores de alta frecuencia ya que la potencia disipada es directamente proporcional a la frecuencia de repetición del proceso de conmutación.

La mayor o menor relevancia de las pérdidas de conmutación a corte o conducción depende del dispositivo conmutador elegido, de la frecuencia de trabajo, de la topología del convertidor y de la selección de las redes de ayuda a la conmutación.

Parece claro que en el diseño de un convertidor uno de los condicionamientos principales es minimizar las pérdidas en los conmutadores para aumentar en lo posible el rendimiento.

2.6.2.1. Característica estática.

Gráficamente se puede describir al conmutador mediante su “característica estática” que representa sus puntos de operación y que consiste en segmentos casi paralelos a los ejes del plano VI localizados siempre en los cuadrantes reales (cuadrante 1 con V e I positivos y cuadrante 3 con V e I negativos) donde $V_K \cdot I_K > 0$. Estos segmentos representan los estados estáticos del conmutador, es decir, el de conducción cuando el segmento está cercano al eje I y el de corte cuando el segmento está próximo al eje V. La inclinación de los segmentos de la característica por la que estos tienden a divergir de los ejes explica las pérdidas estática de conducción y de corte. Las pérdidas de conmutación se explicarían cuando, de modo transitorio, el punto de operación viaja del segmento de corte al de conducción o viceversa cruzando el plano. Cuanto más próximos a los ejes estén los segmentos de la característica estática y los trayectos de tránsito durante la conmutación menor serán las pérdidas del conmutador.

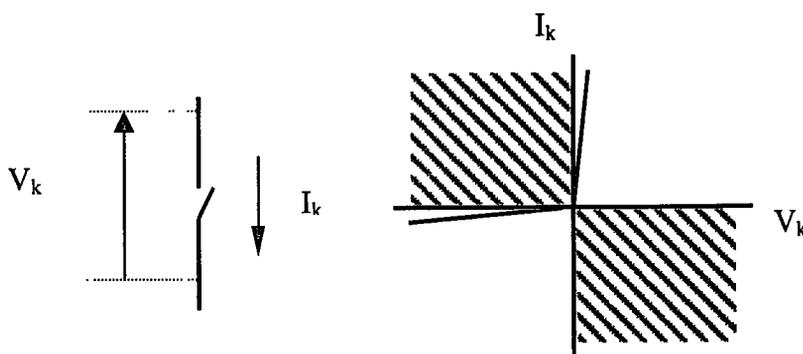


Figura 2.28. Característica estática de un conmutador

La característica estática es una cualidad intrínseca del conmutador que, como ya se ha dicho, se reduce a un cierto número de segmentos en el plano VI. La siguiente clasificación por número y posición de dichos segmentos nos permite definir los distintos tipos de conmutador.

Conmutador de dos segmentos. Los hay de dos tipos: unidireccionales en corriente o en tensión. El primer caso corresponde a los conmutadores de tipo **T** en los que la corriente I_k y la tensión V_k tienen siempre el mismo signo. En un caso práctico, este tipo de conmutadores únicamente bloquean o conducen tensiones y corrientes positivas. En el segundo caso, la corriente I_k y la tensión V_k tienen siempre distinto signo. En el caso práctico la corriente es positiva y la tensión negativa y corresponde a los conmutadores tipo **D**. Los conmutadores de dos segmentos con comportamiento dual, es decir, los que trabajan en los cuadrantes reales opuestos son los mismos simplemente conectados de modo inverso. Son los denominados conmutadores **-T** y **-D**.

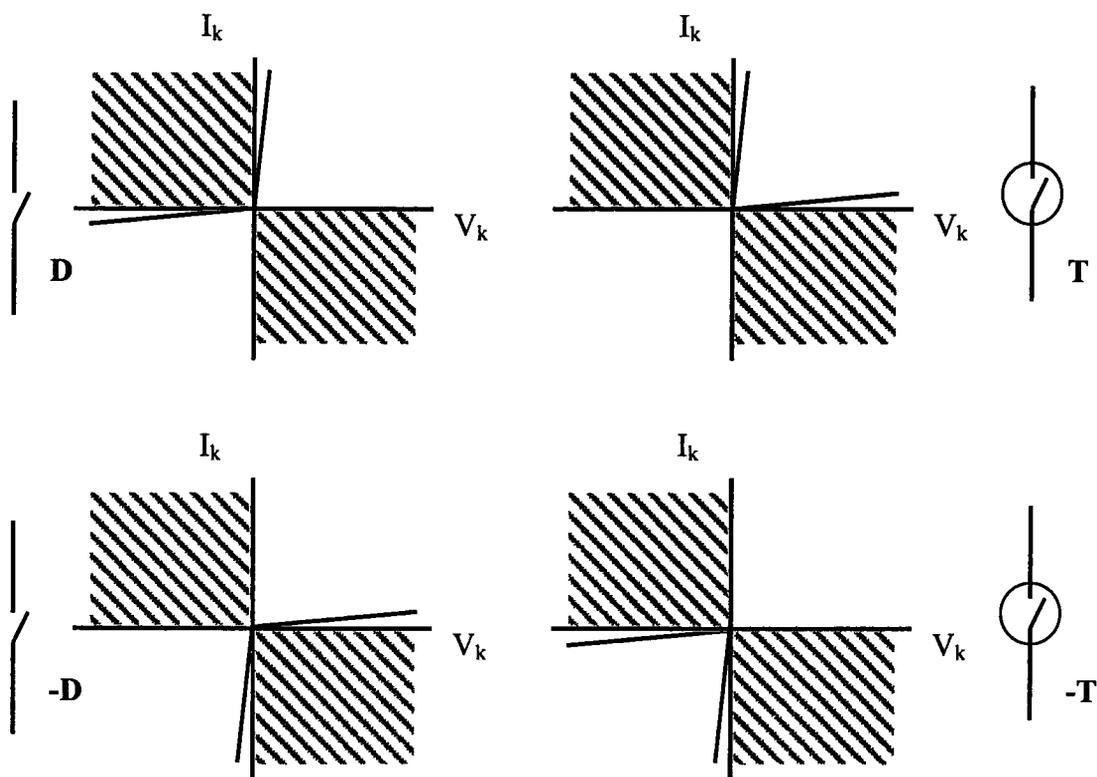


Figura 2.29. Característica estática de los conmutadores de dos segmentos

Conmutador de **tres segmentos**. En ellos la corriente o la tensión son bidireccionales mientras que la otra magnitud es unidireccional, por lo tanto, hay dos tipos prácticos de conmutadores de tres segmentos que se representan y construyen mediante combinación de dos conmutadores de dos segmentos. Mediante la conexión invertida de estos conmutadores se obtienen las dos características restantes.

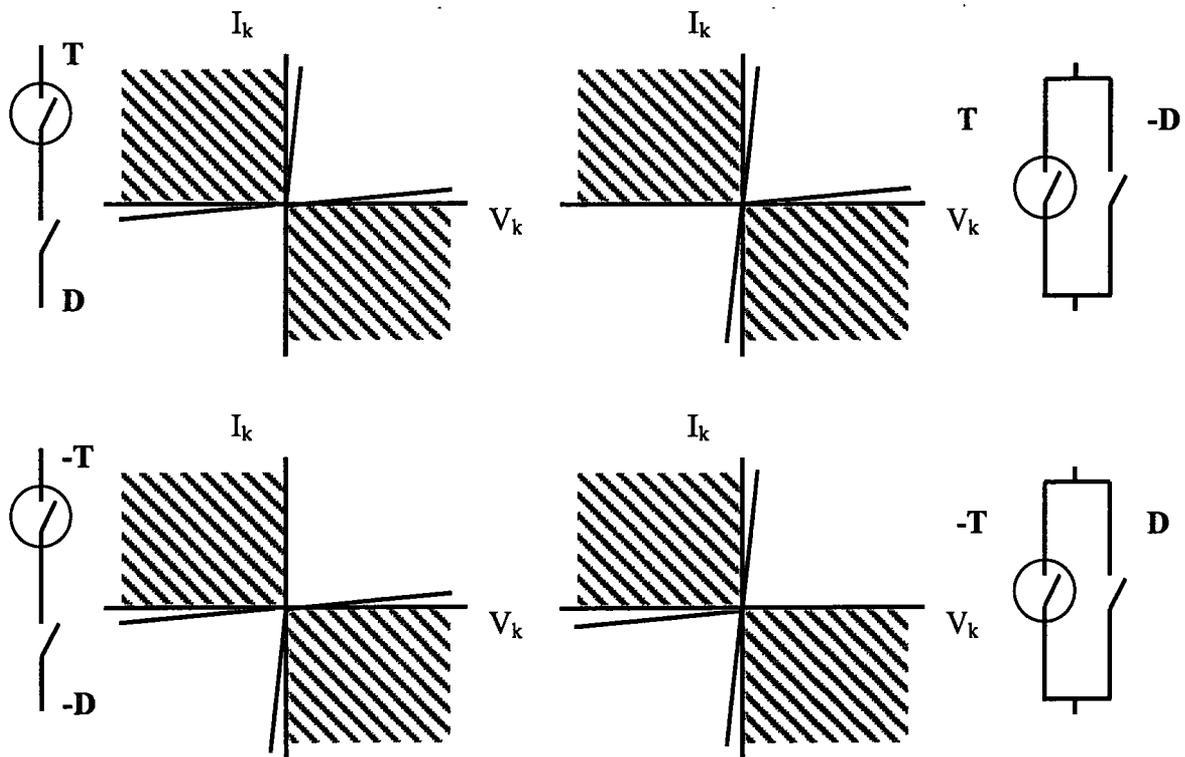


Figura 2.30. Característica estática de los conmutadores de tres segmentos

Conmutador de **cuatro segmentos**. Hay dos formas de construir y representar este tipo de conmutador mediante la combinación de dos conmutadores de tres segmentos aunque sólo existe un único tipo de estos conmutadores ya que ambos tiene el mismo comportamiento estático con corriente y tensión bidireccional.

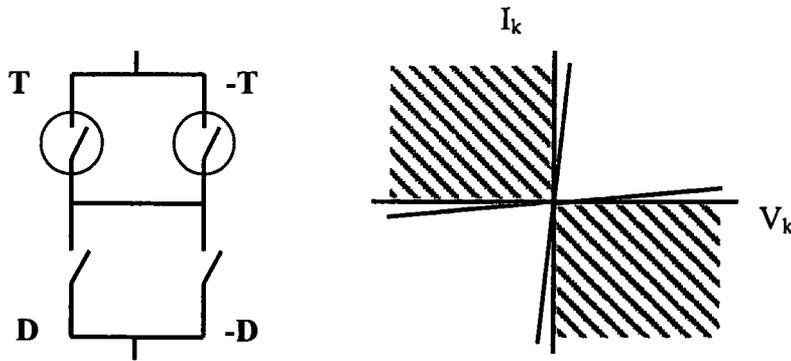


Figura 2.31. Característica estática de los conmutadores de cuatro segmentos

2.6.2.2. Característica dinámica.

Esta característica es la que describe las propiedades dinámicas del conmutador, es decir, los procesos de conmutación. En ella se representan las trayectorias seguidas por el punto de operación desde cada uno de los segmentos de la característica estática durante los procesos de conmutación de corte y conducción. En primera aproximación y dado que la conmutación es un fenómeno disipativo, se puede ver que la característica dinámica se localiza únicamente en cuadrantes donde $V_K \cdot I_K > 0$. Además, hay que tener en cuenta que, al contrario que la característica estática, la característica dinámica no es una propiedad intrínseca del conmutador puesto que depende de las condiciones impuestas por la circuitería exterior.

De cualquier modo se deben distinguir dos tipos bien diferenciados de conmutación en lo que a la característica dinámica se refiere:

Conmutación inherente. El paso del estado de corte al de conducción y viceversa se hace necesariamente a través de los propios segmentos de la característica estática. Este es el caso de conmutador tipo D ya que sus segmentos están en cuadrantes distintos y hay una única trayectoria en la característica dinámica que cumpla la condición $V_K \cdot I_K > 0$: la que une los segmentos por el origen del plano. La conmutación se realiza por lo tanto, en el caso ideal, con pérdidas nulas pero para conmutadores tipo D reales puede aparecer procesos de corte forzado con recuperación inversa que provocan pérdidas de conmutación a corte. Sin embargo, en determinadas condiciones una de las dos conmutaciones inherentes puede tener

pérdidas nulas o despreciables. Es el caso de la conmutación suave que para el conmutador tipo D se da a corte cuando el circuito externo se comporta de modo capacitivo. En el caso dual, en modo inductivo, la conmutación suave se da a conducción.

Conmutación controlada. El cambio de segmento de la característica estática no es, en este caso, inherente. Por ejemplo, para el conmutador tipo T en el que los dos segmentos están en el mismo cuadrante, no existe un único camino desde el de corte al de conducción. Además, se necesita un terminal de control sobre el que sea posible actuar para provocar el cambio de la impedancia del conmutador necesario para pasar de un estado estático a otro. Esta conmutación controlada se realizara cruzando en parte el cuadrante positivo y por lo tanto aparecen pérdidas de conmutación. Estas pérdidas se pueden minimizar si se consideran conmutaciones suaves. Para un conmutador tipo T existen conmutaciones suaves a conducción cuando las condiciones impuestas por el circuito externo permiten una conmutación controlada con tensión cero (ZVS). Análogamente la conmutación suave a corte se produce en condiciones de corriente cero (ZCS)

2.6.2.3. Clasificación de los conmutadores.

Vamos a dar como resumen de todo lo dicho una clasificación de los conmutadores existentes basada en el número de segmentos de su característica estática y de sus posibles procesos de conmutaciones.

2.6.2.3.1. Conmutadores de dos segmentos

Conmutador tipo D con conmutaciones inherentes de corte y conducción. Este tipo de conmutadores son los diodos y se simbolizan como tales.

Conmutador tipo T con conmutaciones controladas de corte y conducción. Es el caso de los transistores bipolares BJT, Darlington y MOSFET, de los tiristores GTO y los más modernos semiconductores de potencia como los IGBT o los SIT. En la figura 2.32 aparece la simbología general de este tipo de conmutadores. El terminal de control *a* comanda la conmutación a conducción y el terminal *b* la de corte.

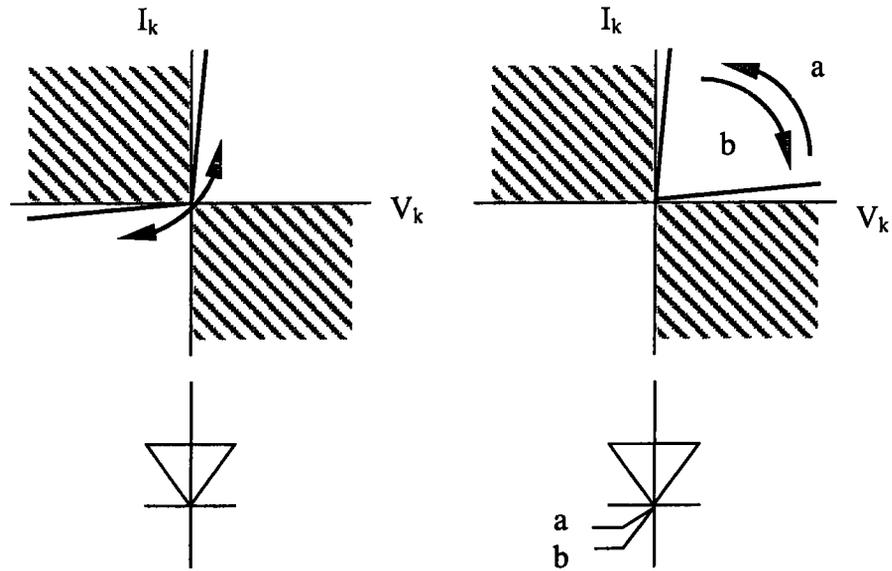


Figura 2.32. Conmutador de dos segmentos.

Si las condiciones de trabajo del circuito son las adecuadas es posible considerar conmutaciones suaves en la característica dinámica del conmutador T.

Así, por ejemplo, la conmutación a corte sería suave si se realiza en condiciones ZCS. Esta conmutación se podría considerar espontánea si conectáramos internamente el terminal *b*

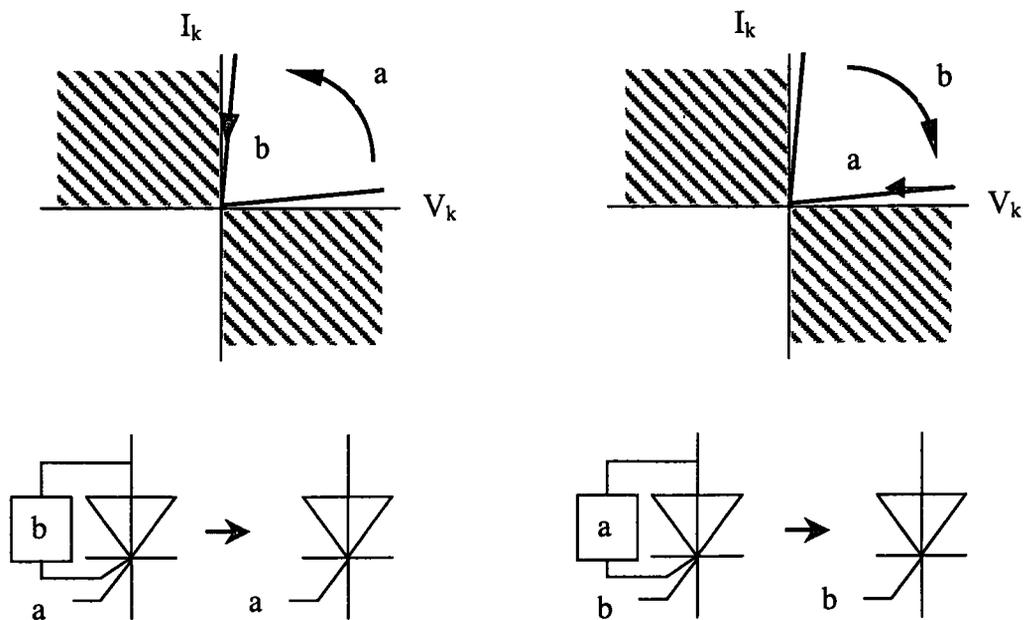


Figura 2.33. Conmutador tipo T con sólo terminal de control para conmutaciones suaves

que comanda dicha conmutación de modo que se realizara automáticamente cuando la corriente se extingue. Análogamente la conmutación a conducción sería suave si hay condiciones ZVS y es posible conectar internamente el terminal *a* que comanda la conmutación a conducción convirtiéndola en espontanea. Esta situación queda ilustrada en la figura anterior donde se muestran estos conmutadores y sus procesos de conmutación. La representación simbólica de los conmutadores con terminales internamente conectados se simplifica eliminando dicho terminal.

2.6.2.3.2. Conmutadores de tres segmentos

Estos conmutadores se construyen mediante la combinación serie o paralelo de conmutadores tipo D y T y se dividen en dos grupos dependiendo de la posición de los segmentos de su característica estática:

Dos segmentos en el eje corriente y uno en el de tensión:

Estos conmutadores son bidireccionales en corriente y unidireccionales en tensión y se construyen mediante la conexión en paralelo de un conmutador tipo T y otro tipo D. las conmutaciones se pueden hacer cruzando el cuadrante positivo (conmutación controlada) y

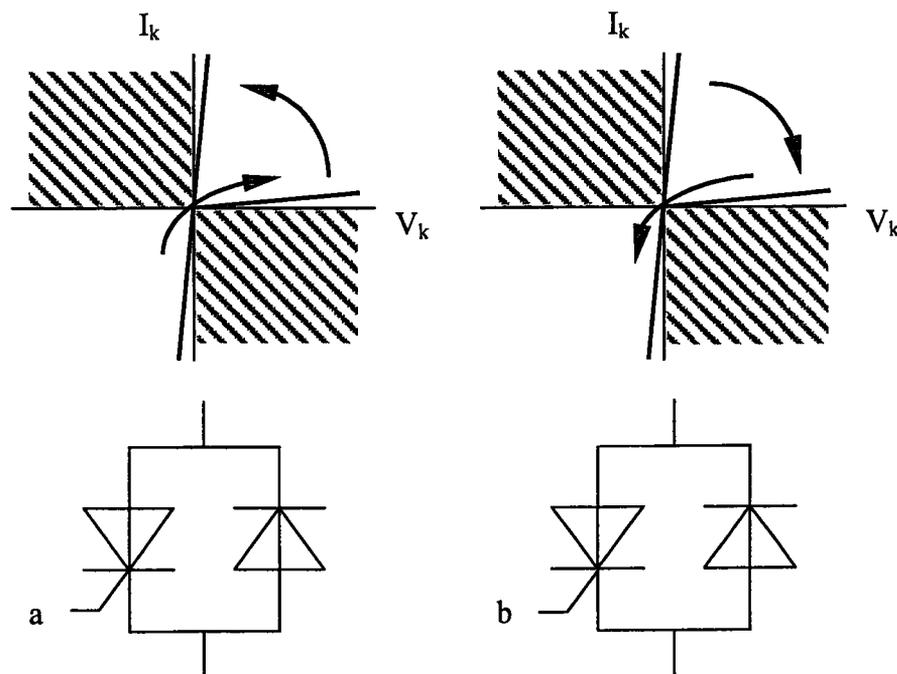


Figura 2.34. Conmutador de tres segmentos bidireccional en corriente.

cruzando el origen (conmutación inherente).

En principio se podrían considerar cuatro tipos de conmutación: dos inherentes del conmutador D (corte y conducción) y otras dos controladas de conmutadores tipo T, pero parece más interesante realizar una descripción de estos conmutadores sólo en el caso de conmutaciones suaves. Atendiendo a las reglas citadas anteriormente, que rigen el funcionamiento con conmutación suave, vemos que un conmutador de tres segmentos deberá tener una conmutación controlada, otra conmutación espontánea y otra inherente. Para conmutadores bidireccionales en corriente y unidireccionales en tensión hemos de distinguir dos casos:

- Si el circuito externo se comporta de modo capacitivo la conmutación suave del diodo será la de corte luego la conmutación controlada del conmutador tipo T será necesariamente a conducción y la de corte será espontánea en modo ZCS.
- Si el circuito externo se comporta de modo inductivo la conmutación suave del diodo será la de conducción y por lo tanto la controlada del conmutador tipo T deberá ser a corte y la espontánea a conducción en modo ZVS.

La representación gráfica de los dos conmutadores con conmutaciones suaves bidireccionales en corriente y unidireccionales en tensión se muestra en la figura 2.34.

Dos segmentos en el eje tensión y uno en el de corriente:

Estos conmutadores son bidireccionales en tensión y unidireccionales en corriente y se construyen mediante la conexión en serie de un conmutador tipo T y otro tipo D. las conmutaciones se pueden hacer cruzando el cuadrante positivo (conmutación controlada) y cruzando el origen (conmutación inherente). Teniendo en consideración únicamente las conmutaciones suaves existe dos tipos de estos conmutadores. En el primero de ellos el diodo tendrá la conmutación inherente de corte cuando el modo de trabajo sea capacitivo y por lo tanto la conmutación controlada será la de conducción con conmutación espontánea a corte en modo ZCS. El otro trabaja en modo inductivo con conmutación inherente del diodo a conducción y conmutación controlada a corte con conmutación espontánea a conducción en modo ZVS. La representación gráfica de estos conmutadores se muestra en la siguiente figura.

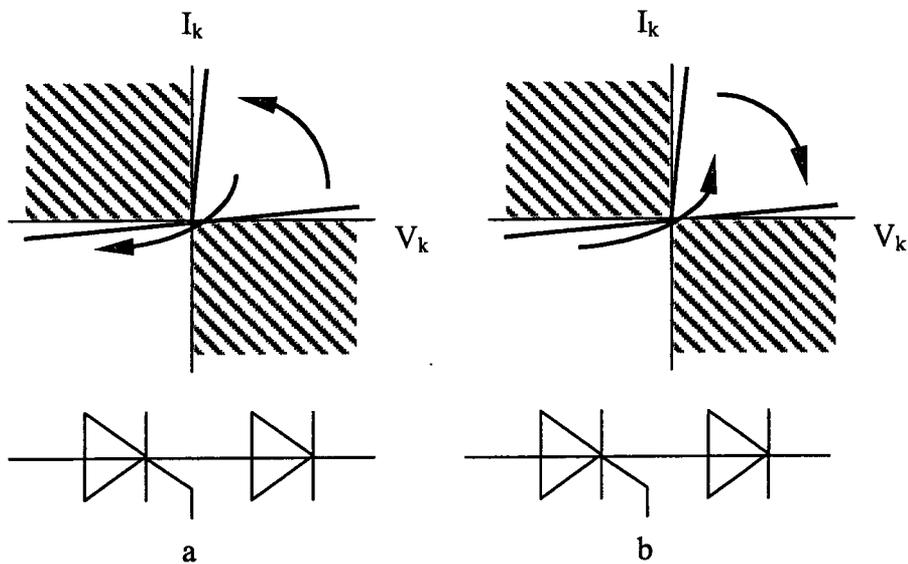


Figura 2.35. Conmutadores de 3 segmentos bidireccional en tensión

De lo anteriormente expuesto se puede concluir que un conmutador de tres segmentos debe de tener forzosamente sólo una conmutación controlada y otra inherente. En el caso de convertidores con conmutaciones duras como las PWM se necesitan las dos conmutaciones controladas, a corte y conducción, pero cuando esto ocurre el segmento de la característica estática correspondiente al conmutador tipo D no se usa y debemos considerar al conmutador de tres segmentos durante determinadas fases de trabajo en estas condiciones, como si se tratara realmente de uno de tan solo dos segmentos

2.6.2.3.3. Conmutadores de cuatro segmentos

Estos conmutadores tienen dos segmentos de su característica estática sobre el eje de tensiones y otros dos sobre el eje de corrientes. Se caracterizan por ser bidireccionales tanto en corriente como en tensión y se construyen con asociaciones serie y paralelo de dos conmutadores tipo T y dos tipo D, o lo que es lo mismo, mediante la conexión serie o paralelo de dos conmutadores de tres segmentos. Como ya dijimos anteriormente la característica estática de estas posibles configuraciones es la misma.

2.7. ESTRUCTURA DE LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS

La estructura de los convertidores estáticos depende entre otras cosas de la naturaleza de las fuentes (generadores y cargas) que tiene conectadas que pueden comportarse como fuentes de tensión o de corriente con determinadas características de polaridad o reversibilidad que definirán la topología y tipo de conmutador adecuado en cada caso.

En algunas ocasiones se utilizaran *convertidores directos* cuando la energía fluye desde el generador a la carga atravesando únicamente los conmutadores sin elementos intermedios de almacenamiento temporal de energía. Esta es la llamada conversión directa mientras que cuando existan una o varias etapas intermedias de almacenamiento temporal de energía se hablará de la conversión indirecta.

Los convertidores directos son por lo tanto redes eléctricas compuestas únicamente por conmutadores sin capacidad de almacenamiento de energía. En estas circunstancias se tiene que la fuente de energía estará conectada o desconectada a la carga en función del estado de los conmutadores. Estos procesos deben de cumplir las reglas básicas de conexión de fuentes que dimos en el apartado anterior y que ahora conviene recordar:

- Se permite sólo la conexión directa de fuentes de diferente tipo.
- Una fuente de tensión puede quedar en circuito abierto pero no en cortocircuito.
- Una fuente de corriente puede quedar en cortocircuito pero no en circuito abierto.

Por lo tanto, atendiendo a la primera regla, un convertidor directo alimentado con una fuente de tensión debe tener como carga obligatoriamente una fuente de corriente. La condición dual, también permitida, será la de un convertidor cuya fuente generadora es de corriente y cuya carga es una fuente de tensión.

En ambos casos se puede considerar al convertidor directo como un cuadripolo conectado a una fuente generadora en su entrada y a una fuente carga en su salida. La segunda y tercera regla determinan las únicas tres diferentes posibles conexiones de los dipolos fuente generador y fuente carga a la entrada y la salida del cuadripolo convertidor directo.

Estas conexiones determinan, por lo tanto, las topologías, tipos de conmutadores y secuencia de estados válidos en el convertidor. En la siguiente figura se muestran estas conexiones para los convertidores alimentados por tensión y por corriente.

Estas posibles conexiones se corresponden a las que podrían existir en un convertidor directo con topología de puente completo con cuatro conmutadores.

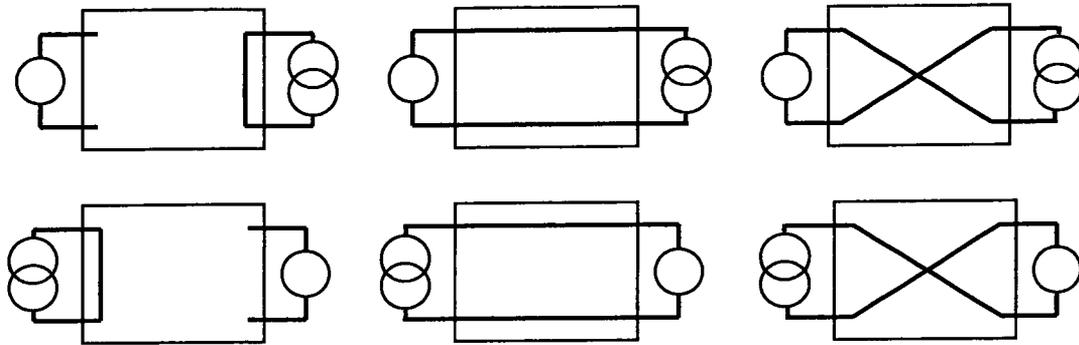


Figura 2.36. Conexiones entre fuentes en convertidores estáticos directos.

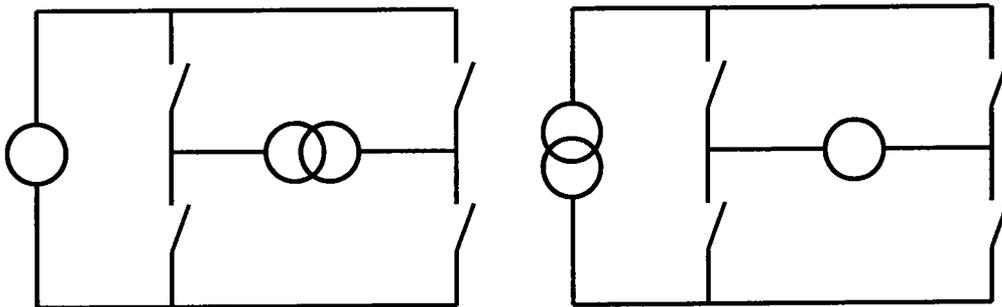


Figura 2.37. Convertidores directos duales con topología puente completo

Los convertidores indirectos normalmente estarán constituidos por una asociación de dos o más convertidores directos y por componentes reactivos que aparecerán distribuidos en etapas intermedias y cuya misión es almacenar la energía entregada temporalmente a la salida de un convertidor directo hasta que sea recogida en la entrada del siguiente. Este tipo de convertidores se usa cuando las fuentes generador y carga son del mismo tipo, fuentes de tensión o de corriente, o cuando son de naturaleza, polaridad o reversibilidad incompatibles como ocurre en los convertidores DC/DC o AC/AC donde es necesario una etapa intermedia para conseguir la conversión.

El diseño de estos convertidores, una vez elegido el tipo de componente reactivo de almacenamiento, se resuelve con la síntesis individual de los convertidores directos que lo componen.

2.8. CELDAS ELEMENTALES DE CONMUTACIÓN.

El funcionamiento de un convertidor estático viene dado por una secuencia de modos elementales, que se caracterizan por tener una red eléctrica determinada por la interconexión de sus ramas activas, de manera que el circuito obtenido es diferente del modo anterior y del que le sigue. Se tiene de este modo, un proceso secuencial de modificación de la red eléctrica del convertidor.

Estas ramas activas, compuestas únicamente por conmutadores conectados en forma de estrella con un nodo común, se denominan celdas elementales de conmutación y un convertidor estará compuesto por una o varias de estas celdas. La conexión de las celdas elementales a las fuentes del convertidor deberá obedecer a las siguientes reglas

- El nodo común de la celda deberá estar conectada a una fuente de corriente.
- Los restantes terminales de los conmutadores estarán conectados a fuentes de tensión. De este modo se cumple la regla básica que permite sólo la conexión de fuentes de diferente tipo.
- En un momento dado, sólo uno de los conmutadores de la celda debe estar en estado de conducción. Así nunca será posible interconectar fuentes de tensión o cortocircuitarlas ni dejar a la fuente de corriente en circuito abierto.

Con independencia del número de fuentes y conmutadores, la última regla determina que en cada mecanismo de conmutación sólo se ven implicados dos conmutadores, el que se corta y el que pasa a conducción. En la siguiente figura se muestra la celda básica elemental que está constituida por tanto sólo dos conmutadores conectados a una fuente de corriente y a una fuente de tensión.

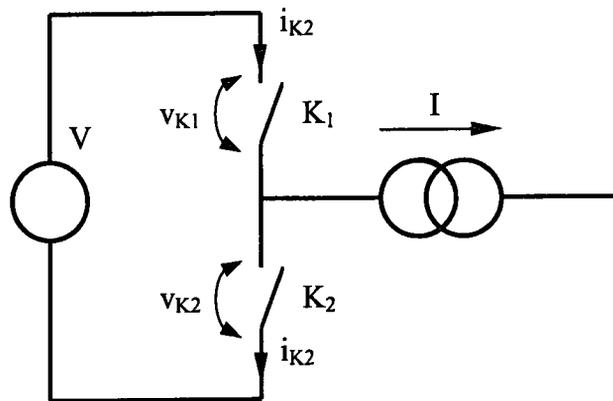


Figura 2.38. Celda elemental de dos conmutadores.

Por lo tanto, en la celda elemental sólo son posibles los siguientes estados estacionarios de los conmutadores:

ESTADO 1

CONMUTADOR	ESTADO	TENSION v_K	CORRIENTE i_K
K1	ON	0	I
K2	OFF	V	0

ESTADO 2

CONMUTADOR	ESTADO	TENSION v_K	CORRIENTE i_K
K1	OFF	V	0
K2	ON	0	-I

Estos estados definen la característica estática de los conmutadores. Se observa que K_1 debe tener una conmutación controlada mientras que K_2 tendrá una conmutación inherente. De esto se puede deducir que la conmutación de una celda elemental está caracterizada por la conmutación controlada de uno de los conmutadores que induce la conmutación inherente del otro.

Existen dos posibles procesos de conmutación al pasar del estado uno al dos o viceversa que definirán la característica dinámica de los conmutadores. Puesto que uno de los

conmutadores tiene su conmutación inherente sólo será necesario diferenciar las dos posibles conmutaciones controladas del otro que son:

- Conmutación a corte (al pasar del estado uno al dos).
- Conmutación a conducción (al pasar del estado dos al uno).

Atendiendo a las consideraciones anteriores se puede enunciar una regla simple que especifica el proceso de conmutación del conmutador con independencia de su posición en la celda y del sentido de la corriente o de la tensión: *Si el signo de la corriente atravesando el conmutador que estaba en conducción antes de la conmutación y el signo de su tensión después de ella son iguales, la conmutación controlada debe ser la de corte. En caso contrario la conmutación debe ser inherente. Si el signo de la corriente atravesando el conmutador que estaba en corte antes de la conmutación y el signo de su tensión después de ella son distintos, la conmutación controlada debe ser la de conducción. En caso contrario la conmutación debe ser inherente.*

En la siguiente figura se muestran dos casos prácticos de convertidores compuestos por una sola celda elemental con la representación gráfica de los conmutadores adecuados según los criterios anteriormente expuestos. La característica unidireccional de las fuentes del circuito imponen que los conmutadores deban ser únicamente de dos segmentos.

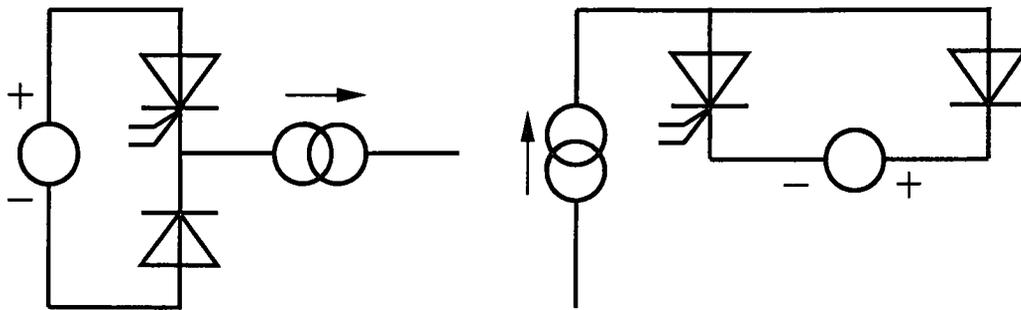


Figura 2.39. Convertidores con una celda elemental.

En la parte izquierda de la figura aparece la celda elemental que constituye el circuito *chopper* alimentado con fuente de tensión y con carga fuente de corriente. A la derecha se ha considerado la celda en conexión dual, es decir, alimentada con una fuente de corriente y con

carga fuente de tensión. Podría corresponder a la celda de conmutación de un convertidor tipo Boost.

En la siguiente figura se muestran, como ejemplo, la conexión de celdas elementales (enmarcadas con líneas discontinuas) en puentes completos con fuente de tensión y de corriente.

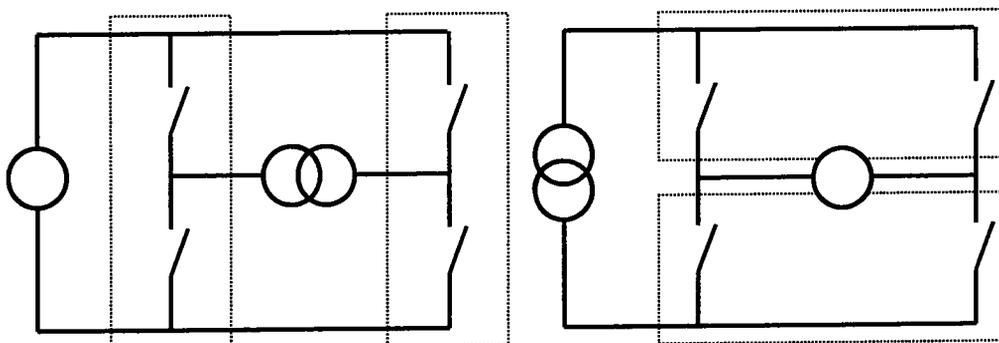


Figura 2.40. Diversas conexiones de celdas elemental en puentes completos.

La reversibilidad de las fuentes determina la característica estática de los conmutadores de la celda. Para las topologías habituales de puente completo, cuando la carga es una fuente de corriente totalmente reversible, la alimentación debe ser una fuente unipolar de tensión reversible en corriente y los conmutadores de la celda han de ser unidireccionales en tensión y bidireccionales en corriente. De modo dual, cuando la carga es una fuente de tensión totalmente reversible, se ha de alimentar con una fuente unipolar de corriente reversible en tensión y los conmutadores deben ser unidireccionales en corriente y bidireccionales en tensión.

Por lo tanto, estos conmutadores deben ser de tres segmentos con una característica estática que permita la bidireccionalidad adecuada y una característica dinámica acorde con la regla de la conmutación de la celda antes mencionada.

Existen cuatro posibles configuraciones para las celdas elementales en puentes completos: dos de ellas para los alimentados con fuente de tensión y otras dos para los alimentados con fuente de corriente. En la siguiente figura se muestran estas celdas.

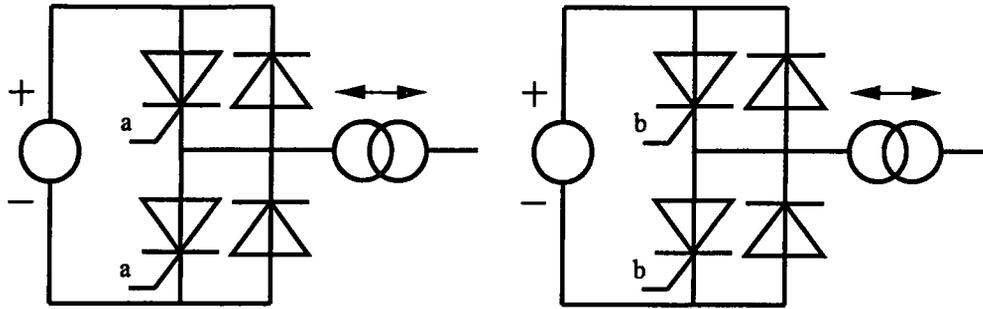


Figura 2.41. Celdas elementales para puentes con fuente de tensión.

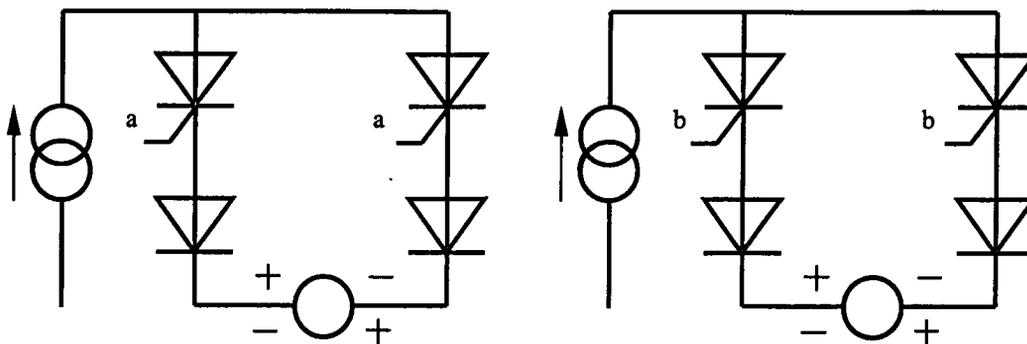


Figura 2.42. Celdas elementales para puentes con fuente de corriente.

2.9. INVERSORES RESONANTES.

Se pueden definir a los inversores como aquellos convertidores cuya salida es una magnitud alterna obtenida a partir de otra continua. Estamos hablando de convertidores DC/AC con salida monofásica no modulada cuya estructura depende de la naturaleza de la fuente DC. La topología más frecuente, que no la única, es la del puente completo que como ya hemos mencionado en el apartado anterior, pueden ser alimentados con fuente DC de tensión o de corriente (ambas unidireccionales). A partir de este momento, cuando se hable de inversores en términos generales, se asumirá que se trata de inversores con esta determinada topología.

De un simple estudio de esta estructura se puede deducir que la salida de tensión de un inversor alimentado con tensión, trabajando con ciclo del 50%, tendrá necesariamente una forma de onda cuadrada ya que en una fase de funcionamiento los conmutadores de una diagonal del puente estarán en conducción y los de la otra en corte conectando directamente la

fuerza DC a la carga ($+V_{DC}$). En la otra fase los estados de los conmutadores se invierten y conectan a la carga la fuente invertida ($-V_{DC}$). De modo análogo, cuando la fuente es de corriente continua la salida de corriente es cuadrada.

Si la carga es resistiva pura, en ambos casos, tanto la tensión como la corriente son cuadradas y el factor de potencia a la salida (el coseno del ángulo de desfase entre tensión y corriente) es la unidad. En el caso que la carga tenga componente inductiva, como es el caso de una carga serie RL, el factor de potencia será distinto de la unidad y para poder compensarlo, es decir aumentarlo lo más posible, será necesario conectar a la carga un componente reactivo adecuado. Este componente es el condensador que se puede conectar en serie formando un circuito RLC denominado *circuito resonante serie*. También se puede conectar en paralelo para formar un *circuito resonante paralelo*.

El circuito resonante serie se considera como una fuente de corriente y por lo tanto un inversor con este tipo de carga, denominado *inversor resonante serie*, debe necesariamente ser alimentado por una fuente de tensión. Análogamente, el circuito resonante paralelo se considera como una fuente de tensión y el *inversor resonante paralelo* correspondiente debe tener conectado a su entrada una fuente de corriente.

Ambos circuitos resonantes se caracterizan por su factor de calidad Q y su frecuencia de resonancia ω_0 . Si el factor de calidad es suficientemente alto, cuando el inversor funcione a una frecuencia muy próxima a la de resonancia, el factor de potencia será próximo a la unidad y la forma de onda de la magnitud de salida distinta de la que caracteriza la fuente (corriente para los inversores alimentados por tensión y tensión para los alimentados por corriente) será prácticamente sinusoidal.

Tanto la característica estática como la dinámica de los conmutadores elegidos para la construcción del puente inversor vendrá determinada por la naturaleza de la carga durante el proceso de conmutación atendiendo a la regla de conmutación de celdas elementales enunciada en el apartado anterior, para lo cual habrá que tener en cuenta la fase entre las tensiones y las corrientes en el circuito resonante. Si la frecuencia de conmutación coincide exactamente con la de resonancia la fase es cero pero en caso contrario aparece una diferencia de fase cuyo signo está determinado por la relación entre las frecuencias. Vamos a realizar a continuación un estudio detallado en estos términos de los inversores alimentados por tensión y por corriente.

2.9.1. INVERSORES RESONANTES ALIMENTADOS POR TENSIÓN.

El hecho de que estos inversores tengan como fuente de alimentación una fuente de tensión hace necesario que la fuente carga sea de corriente. El circuito de carga correspondiente debe ser un circuito resonante serie puesto que se comporta de modo transitorio como una fuente de corriente ya que su impedancia instantánea es infinita.

El módulo de la impedancia de un circuito resonante serie se hace mínimo a la frecuencia de resonancia al tiempo que la fase se hace cero. Con frecuencias mayores que la resonancia la impedancia tiende a subir al igual que la fase que lo hace de modo asintótico hasta los 90° . Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también sube pero la fase baja tendiendo asintoticamente a -90° . Esto significa que para la frecuencia de resonancia el circuito resonante se comporta de modo resistivo puro mientras que fuera de la resonancia se comporta de modo inductivo si la frecuencia de conmutación es mayor que la de resonancia o de modo capacitivo si es menor.

Esto es fácil de recordar mediante la siguiente interpretación simple considerando la impedancia de los componentes reactivos del circuito llevando la frecuencia a los extremos. Si la frecuencia tiende cero la impedancia de la inductancia se hace despreciable (cortocircuito) y queda la correspondiente al condensador (comportamiento capacitivo). Si la frecuencia tiende al infinito la impedancia del condensador tiende a cero y queda la de la inductancia (comportamiento inductivo).

Lo más importante de todo lo anterior es que para el comportamiento capacitivo la corriente esta adelantada respecto de la tensión (fase negativa) mientras que para

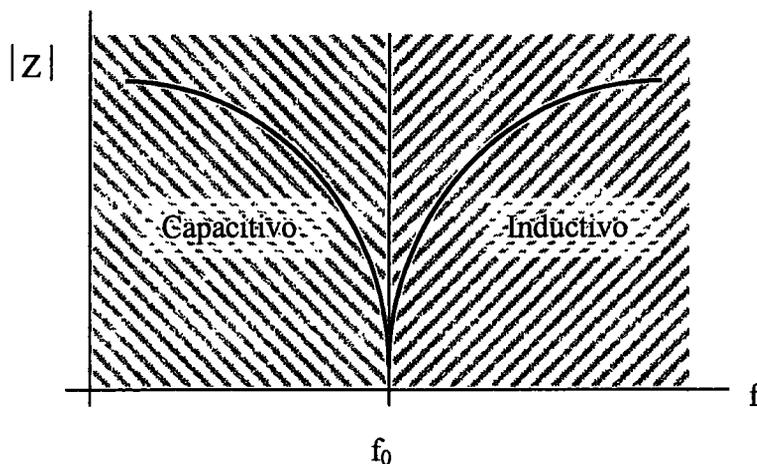


Figura 2.43. Comportamiento del circuito resonante serie.

comportamiento inductivo ocurre todo lo contrario.

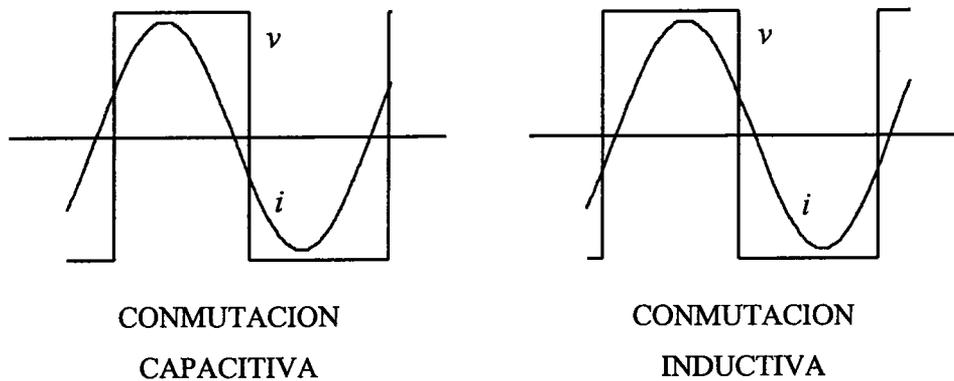


Figura 2.44. Formas de onda asociadas para los distintos modos de conmutación.

La topología adecuada para trabajar en condiciones de conmutación suave en el caso capacitivo es aquella cuyos conmutadores de tres segmentos son bidireccionales en corriente con conmutación controlada a conducción. Para el caso inductivo los conmutadores bidireccionales en corriente tiene que tener controlada sólo la conmutación de corte.

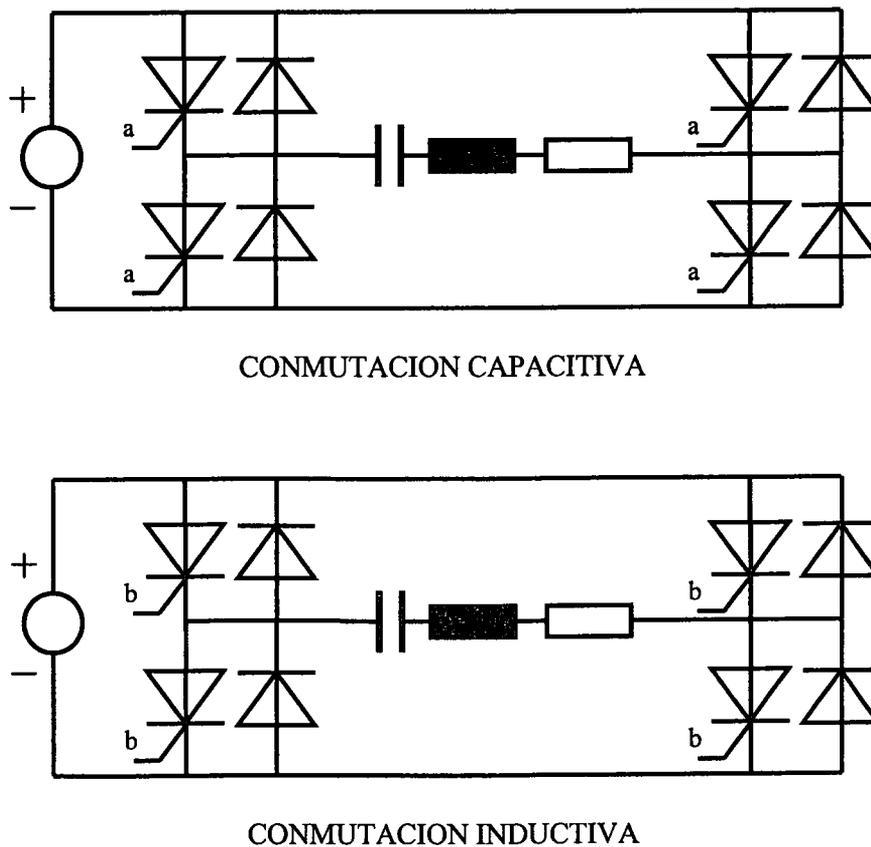


Figura 2.45. Topología de los inversores resonantes serie en conmutación suave.

La representación gráfica de los inversores resonantes correspondientes se muestra en la figura 2.45.

2.9.2. INVERSORES RESONANTES ALIMENTADOS POR CORRIENTE.

Este tipo de inversores tienen como fuente de alimentación una fuente de corriente por lo que se hace necesario que la fuente carga sea de tensión. El circuito de carga correspondiente debe ser un circuito resonante paralelo puesto que se comporta de modo transitorio como una fuente de tensión ya que su impedancia instantánea es cero.

El módulo de la impedancia de un circuito resonante paralelo se hace máximo a la frecuencia de resonancia al tiempo que la fase se hace cero. Con frecuencias mayores que la resonancia la impedancia tiende a bajar al igual que la fase que lo hace de modo asintótico hasta los -90° . Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también baja pero la fase sube tendiendo asintóticamente a 90° . Esto significa que para la frecuencia de resonancia el circuito resonante se comporta de modo resistivo puro mientras que fuera de la resonancia se comporta de modo inductivo si la frecuencia de conmutación es menor que la de resonancia o de modo capacitivo si es mayor.

Aquí también se puede dar una interpretación simple considerando la impedancia de los componentes reactivos del circuito llevando la frecuencia a los extremos. Si la frecuencia tiende a cero la impedancia del condensador se hace infinita (circuito abierto) y queda la correspondiente a la inductancia (comportamiento inductivo). Si la frecuencia tiende al

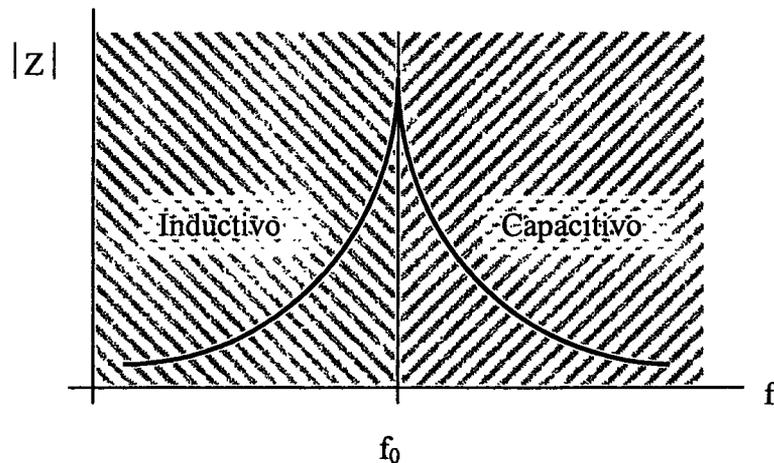


Figura 2.46. Comportamiento del circuito resonante paralelo.

infinito la impedancia de la inductancia tiende a infinito y queda la del condensador.

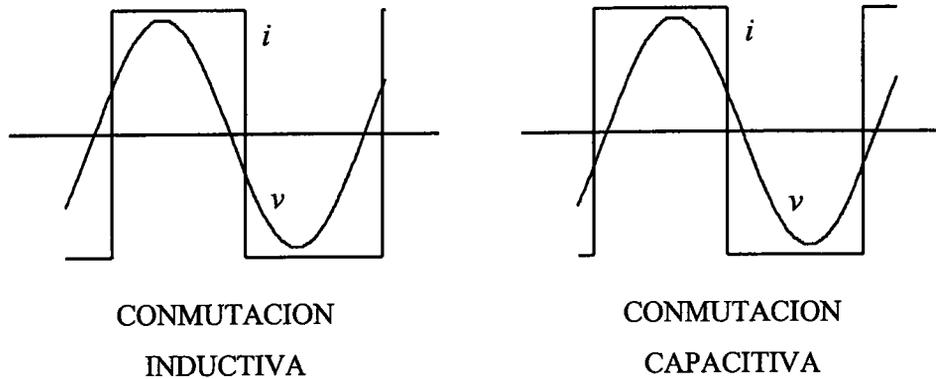


Figura 2.47. Formas de onda asociadas para los distintos modos de conmutación.

La topología adecuada para trabajar en condiciones de conmutación suave en el caso capacitivo es aquella cuyos conmutadores de tres segmentos son bidireccionales en tensión con conmutación controlada a conducción. Para el caso inductivo los conmutadores bidireccionales en tensión tienen que tener controlada sólo la conmutación de corte.

La representación gráfica de los inversores resonantes correspondientes se muestra en la figura 2.48.

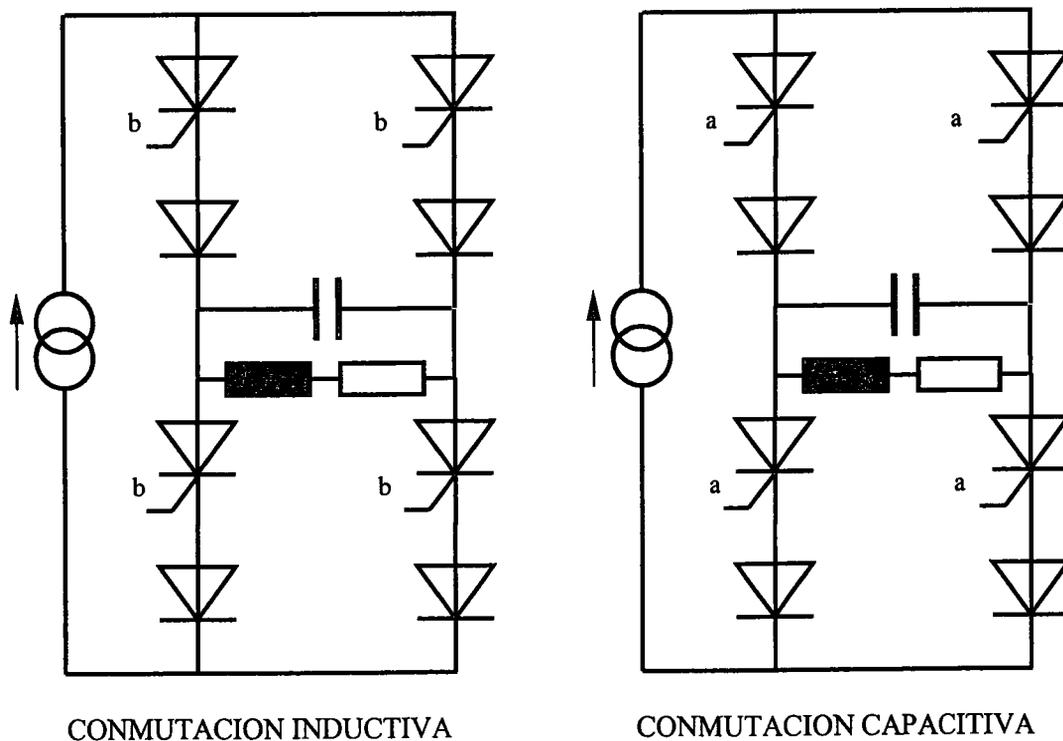


Figura 2.48. Topología de los inversores resonantes paralelo en conmutación suave.

2.9.3. PROPIEDADES DE LOS INVERSORES RESONANTES.

De todo lo anteriormente tratado se puede resumir que en los procesos de conmutación de los inversores resonantes cada conmutador tiene una conmutación controlada y otra inherente y las consecuencias de este tipo de operación son muy ventajosas.

Las conmutaciones inherentes se realizan a conducción en condiciones ZVS y a corte en ZCS con lo que teóricamente se realizan con pérdidas nulas. Sólo habría, en un principio, pérdidas en las conmutaciones controladas que pueden ser minimizadas con la ayuda de redes de ayuda a la conmutación (*snubbers*). Si tomamos conmutadores con conducción controlada la red snubber sería una inductancia en serie. Como en estos conmutadores el proceso de corte es inherente con corriente nula, al final ya no quedaría energía almacenada en la inductancia que poderse disipar. En el caso de conmutadores con conmutación controlada de corte la red snubber sería un condensador conectado en los bornes del conmutador que tendría carga cero al llegar al momento de la conmutación inherente de conducción ya que esta se produce con tensión cero y no habría disipación de energía. Por lo tanto, en inversores resonantes se pueden utilizar redes de ayuda no disipativas (en caso ideal) con lo que es posible su dimensionamiento generoso sin pérdida de rendimiento.

En estas condiciones las pérdidas de conmutación en inversores resonantes son muy reducidas con lo que es posible alcanzar grandes frecuencias de funcionamiento sin que ello afecte considerablemente al rendimiento. Eligiendo los dispositivos conmutadores adecuados (por ejemplo transistores MOS) se pueden alcanzar frecuencias cercanas a 1 MHz manejando altos niveles de potencia y rendimientos muy aceptables.

El hecho de que las condiciones de conmutación presentes en inversores resonantes sean tan favorables nos hace deducir que el estrés de los conmutadores será mínimo con lo que se puede optimizar un factor tan importante como es la fiabilidad.

Por otro lado, el hecho de que algunas magnitudes eléctricas envueltas en el funcionamiento de este tipo de convertidores sean sinusoidales y que las que no lo son pueden tener sus transiciones suavizadas en virtud del uso de las redes de snubber, hace que los niveles de emisión de interferencias electromagnéticas baje notablemente en los inversores resonantes en comparación con otros tipos de convertidores, con lo que se mejora la compatibilidad electromagnética de estos equipos, siendo este un factor muy importante habida cuenta de la rigurosa normativa impuesta actualmente en este campo.

2.10. GENERADORES CON CIRCUITO RESONANTE PARALELO

Básicamente, un generador para caldeo por inducción es un convertidor AC/AC cuya salida monofásica debe de tener amplitud variable a una frecuencia relacionada con la de resonancia del circuito resonante de carga. Este convertidor indirecto se compone de dos convertidores directos, el primero de ellos es un rectificador (convertidor AC/DC) y el segundo un inversor monofásico (convertidor (DC/AC). A continuación vamos a hacer una breve descripción del convertidor de entrada y de su circuito de control dejando el estudio profundo del circuito inversor y sus estrategias de control para los próximos capítulos.

2.10.1. CONVERTIDOR DE ENTRADA

Los generadores con circuito resonante paralelo necesitan una fuente de corriente continua para la alimentación del inversor. Puesto que la red de alimentación comercial eléctrica disponible es fuente de tensión alterna, la fuente de corriente continua se puede construir mediante un rectificador con su entrada en la red y a cuya salida se conecta una gran inductancia. El resultado es una fuente de continua cuya impedancia instantánea de salida es infinita (impedancia alta para alterna) que es la característica básica de una fuente de corriente.

Además, debido a que la impedancia del circuito resonante paralelo es nula lejos de la resonancia, debemos de dotar al circuito fuente de corriente continua de un sistema de regulación que permita controlar su corriente de salida de modo estacionario incluso cuando se conmuta al inversor lejos de resonancia. Por lo tanto, la fuente de corriente tiene que ser regulable con lo que el rectificador tiene que tener una amplitud de salida variable.

Aprovechando esta circunstancia, la regulación de potencia de salida del generador se hará mediante el control de la corriente de la fuente entrada manteniendo todo el tiempo al circuito inversor trabajando cerca de la frecuencia propia del circuito resonante paralelo. Esto se puede conseguir mediante un rectificador totalmente controlador o añadiendo un circuito chopper a la salida de un rectificador no controlado.

La fuente de alimentación de red para las potencia usuales en caldeo por inducción debe ser trifásica y, por lo tanto, en ambas soluciones el rectificador debe ser trifásico. En las dos siguientes figuras se muestran los diagramas correspondientes a los dos posibles circuitos

para el convertidor de entrada AC/DC de un generador de caldeo por inducción con carga circuito resonante paralelo.

El circuito chopper es una celda de conmutación básica constituida por un conmutador y un diodo volante que se conectan a la salida de un rectificador trifásico no controlado que provee al chopper de tensión continua de valor medio constante. Mediante la regulación del ciclo de conducción del conmutador se puede regular la tensión de salida aplicada a la inductancia de salida cuyo valor viene dado por la función de transferencia del circuito chopper:

$$V_o = D V_{di} \quad (2.45)$$

Donde D es el ciclo de conducción, V_o es valor medio de la tensión de salida del chopper y V_{di} su tensión de entrada que se corresponde con valor medio de la tensión de salida del rectificador trifásico completo no controlado que viene dado por la siguiente expresión.

$$V_{di} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{20} \quad (2.46)$$

donde V_{20} es el valor eficaz de la tensión entre fases de la red trifásica de alimentación del rectificador.

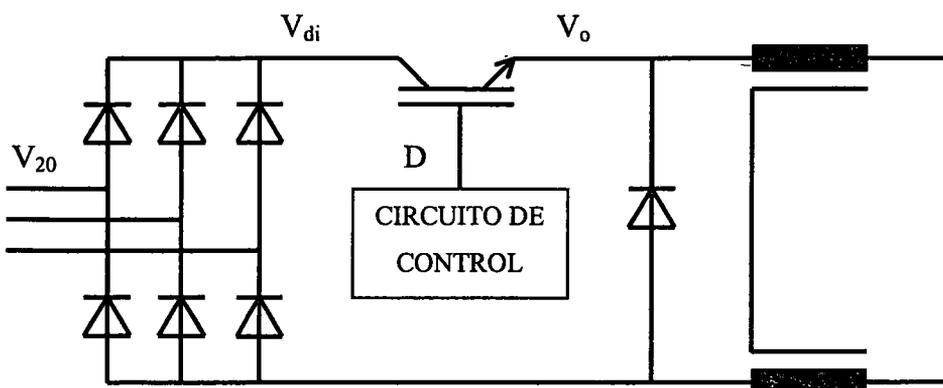


Figura 2.49. Convertidor de entrada chopper de un generador resonante paralelo.

En modo estacionario la inductancia de salida trabaja con un valor medio nulo de tensión entre sus bornes por lo que su corriente viene dada por cociente entre la tensión V_o y la

resistencia de entrada equivalente del circuito inversor. Mediante un adecuado circuito de realimentación se puede conseguir que el conjunto actúe como fuente de corriente regulable.

En aplicaciones de caldeo por inducción el circuito chopper trabaja con frecuencias de conmutación de algunos kilohertzios y el conmutador elegido es del tipo transistor bipolar Darlington o transistor IGBT. Atendiendo a la ecuación 2.4.5, teóricamente la tensión de salida del chopper puede ser nula y por consiguiente el circuito puede actuar como fuente de corriente incluso cuando la resistencia de entrada equivalente del inversor es cero, es decir, cuando este trabaja muy lejos de la frecuencia de resonancia o en condiciones de cortocircuito. Sin embargo, en la práctica no es posible hacer trabajar al chopper con ciclos de conducción muy reducidos por lo que a este circuito se ha de añadir algún otro que permita limitar la corriente es los casos anteriormente mencionados.

El otro circuito adecuado para implementar el convertidor de entrada es el rectificador controlado. En este caso se suele conectar a la red un circuito rectificador de tiristores totalmente controlado con una gran inductancia a su salida. Mediante un correcto control de la secuencia y fase de los disparos de los tiristores se puede obtener a la salida del rectificador una tensión regulable y, al igual que en circuito anterior, mediante un adecuado circuito de realimentación se consigue que el conjunto actúe como una fuente de corriente regulable.

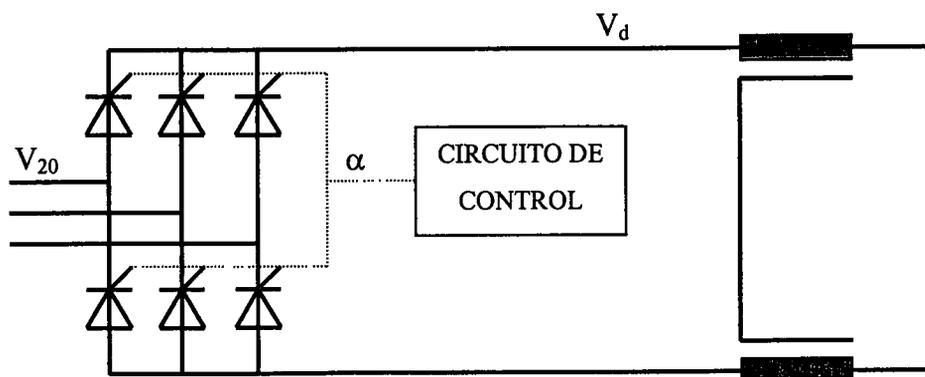


Figura 2.50. Convertidor de entrada rectificador totalmente controlado de un generador resonante paralelo.

El valor medio de la tensión de salida del rectificador totalmente controlado viene dado por:

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{20} \cos \alpha \quad (2.47)$$

Donde se define como ángulo de control α a la fase correspondiente al retraso entre el instante de disparo de los tiristores y el correspondiente de conducción completa, en el que el rectificador controlado se comportaría como no controlado. En este caso no hay limitaciones prácticas que nos impidan conseguir tensiones nulas en la salida por lo que este circuito es muy apropiado para la alimentación de inversores resonantes paralelo incluso cuando trabajan fuera de la resonancia o en condiciones de cortocircuito sin necesidad de añadir circuitos auxiliares de limitación.

Puesto que la carga del circuito rectificador es una gran inductancia, con lo que se puede asumir que su corriente de salida en régimen transitorio es constante, se puede ver que para ángulos de disparo α superiores a 90° la tensión aplicada es negativa y en este caso el rectificador actúa como inversor "devolviendo" de modo transitorio energía a la red con lo que se consigue un proceso de parada del generador mucho más rápido y seguro.

El circuito chopper tiene en principio únicamente un componente controlado por lo que la complejidad del sistema de control es baja comparada con la del circuito rectificador trifásico totalmente controlado en el que hay que gobernar el disparo de sus seis tiristores. Sin embargo la complejidad del montaje de los componentes de potencia de un circuito chopper es mayor que las del rectificador controlado sobretodo si tenemos en cuenta la inclusión del circuito auxiliar de limitación de corriente necesario para trabajar lejos de la frecuencia de resonancia o en cortocircuito. Un adecuado estudio de costes no llevaría a concluir que para generadores de potencia inferior a 25 kW la solución del circuito chopper es viable mientras que el rectificador totalmente controlado es más adecuado para potencias mayores de 25 kW.

2.10.2. SISTEMAS DE REGULACION Y CONTROL

En generadores para caldeo por inducción la regulación de las magnitudes de salida está en función, en muchos casos, de la aplicación. Así por ejemplo, para forjas o revenidos es interesante mantener fija la tensión de salida durante el proceso de calentamiento, mientras que para aplicaciones de temple o soldadura es más interesante mantener el valor de la potencia.

Por lo tanto, los lazos de regulación y control en este tipo de generadores deben de ser configurables para dotarles de la mayor flexibilidad de control posible. Deberán de existir sensores para poder hacer las correspondientes mediciones de tensión o de potencia de salida que serán los valor a regular en un primer lazo de realimentación. Además habrá que diseñar sistemas realimentados de limitación que actúen sobre el lazo anterior en el caso de que se alcancen los valor máximos admisibles de corriente de entrada al inversor o tensión de salida que están determinados por el dimensionamiento de los circuitos rectificador e inversor.

Con independencia de todo lo anteriormente expuesto, lo que es más interesante reseñar es que, como se verá en las ecuaciones de apartado siguiente, todas las magnitudes de salida están en función de la corriente de salida del rectificador I_d y esta a su vez estará ligada con el ángulo α de control de rectificador. Por lo tanto, el lazo ultimo de regulación debe ser el de corriente de I_d sobre el que inciden los lazos anteriores. En la siguiente figura se muestra un diagrama simplificado del sistema de regulación anteriormente expuesto. Los bloques L_V y L_I corresponden respectivamente a los circuitos de limitación de tensión y de corriente máximas mientras que G_1 y G_2 son los compensadores que corresponden al lazo de regulación de tensión o potencia de salida y al de corriente del rectificador.

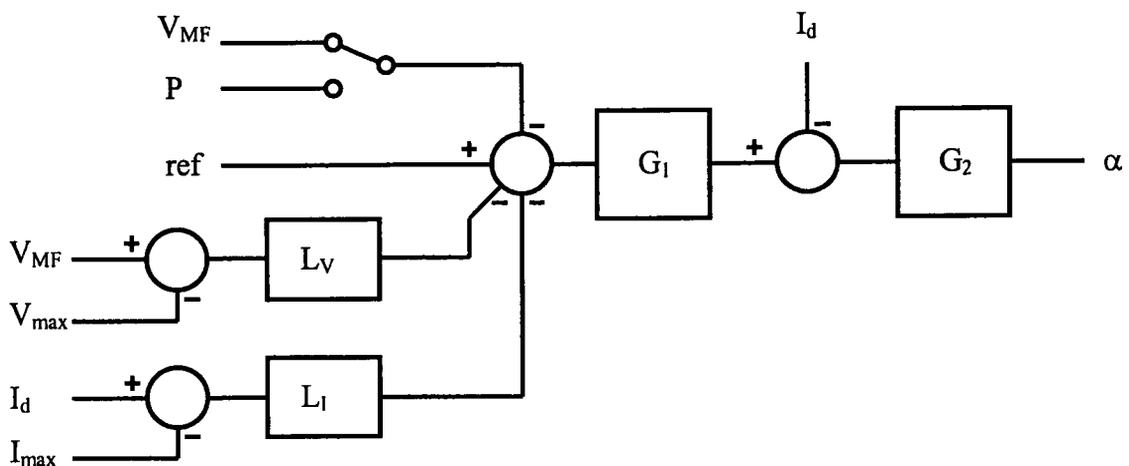


Figura 2.51. Sistema de regulación para generadores paralelo para caldeo por inducción.

La tensión de control α aquí obtenida será la entrada para un modulador de fase trifásico cuyos pulsos de salida atacaran a las puertas de los tiristores del circuito rectificador.

2.11. BIBLIOGRAFÍA

[CHERON] Y. Cheron.

"Soft Commutation".

Chapman & Hall 1992.

[DEDE97a] E.J. Dede, J.Jordán, J.M. Espí, A. Ferreres.

"Conception and Design of Transformerless Current-Fed Inverters for Induction Hardennig Applications".

International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC'97. Hangzhou, China. Nov. 1997.

[DEDE97b] E.J. Dede, J.Jordán, J.M. Espí, A. Ferreres

"Design Considerations for Transformrless Series Resonant Inverters for Induction Heating".

IEEE PEDS, vol 1. Singapore May 1997.

[DEDE98] E.J. Dede, J.M. Espí.

"Static Inverters for Induction Heating: From the Fundamentals to the Analysis and Design".

Seminar 5. PCIM'98 International Conference. Nueremberg 1998.

[ESPI96] J.M. Espí, E.J. Dede, J.Jordán, A. Ferreres, R. García.

"Steady-State Frequency Analysis of the LCC Resonant Inverter for Induction Heating".

IEEE International Power Electronics Congress. México Oct 1996.

[ESPI97] J.M. Espí, A. Ferreres, J. Ejea, E. Navarro, C.Cases.

"Inversores Resonantes Alimentados por Tensión para Aplicaciones de Calentamiento Inductivo: SRI vs L-LC".

SAAEI'97 vol. 2. Valencia Septiembre 1997.

[ESPI98] J.M. Espí.

"Inversor Resonante de Tres Elementos L-LC con Característica Cortocircuitable para Aplicaciones de Calentamiento por Inducción".

Tesis Doctoral. Universitat de València. Valencia 1998.

[FISCHER94a] G.L. Fischer, H.C. Doht.

"An Inverter System for Inductive Tube Welding Utilizing Resonance Transformation".

IEEE IAS Annual Meeting 1994.

[FISCHER94b] G.L. Fischer, H.C. Doht, H.J. Knaak, G. Amler, B. Hemmer.

"Resonance Transformation for Induction Heating".

PCIM Europe, Marzo, Abril 1994.

[KLAASSENS] J.B. Klaassens, Y. Chéron, H. Foch, F.C. Lee, T.A. Stuart, D. Divan, R.W.

De Doncker, K. Heumann, E. J. Dede.

"Resonant Converters".

Tutorial. EPE Association. September 1993.

[LADOUX] P. Ladoux.

"Nouvelles Structures de Convertisseurs".

Tesis doctoral. Institut National Polytechnique de Toulouse 1992.

[ZAISER] G. Zaiser, G. Fischer, M. Bruckmann, H.C. Doht.

"ZVS Driver for Voltage-Controlled Switches in Resonant Converters".

PCIM Europe, Power Conversion Junio 1995.

3. ESTUDIO DE LOS PROCESOS DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE PARALELO

3.1. INTRODUCCIÓN

Como ya hemos citado anteriormente, en la actualidad los generadores usados en caldeo por inducción son, en la mayoría de los casos, convertidores estáticos cuyas cargas son de tipo resonante paralelo o serie. Para aplicaciones de muy alta frecuencia los más frecuentes son los de topología paralelo con inversores cuyos conmutadores tienen transistores MOS. Este tipo de inversores, al estar alimentados por corriente, está especialmente indicado para alimentar a cargas de bajo valor óhmico que son las que nos encontramos generalmente en aplicaciones de alta frecuencia que tienen inductores de baja inductancia.

En el presente capítulo vamos a estudiar de un modo profundo este tipo de inversores y especialmente sus procesos de conmutación en diferentes modos de trabajo y bajo las condiciones de funcionamiento que imponen los componentes reales y parásitos, especialmente las inductancias que corresponden a las conexiones de potencia que se realizan entre los semiconductores del inversor, dentro de los propios semiconductores y entre el inversor y la carga resonante.

Además, se hará un estudio de las estrategias de disparo adecuadas para asegurar el correcto funcionamiento del inversor minimizando pérdidas en modo estacionario y ante cambios de carga y frecuencia, fenómenos éstos bastante frecuentes en algunas aplicaciones de calentamiento por inducción de alta frecuencia como la soldadura de tubo entre otras.

Este análisis se completará con un estudio de pérdidas del transistor con el que se pretende demostrar que mediante la estrategia de disparo expuesta finalmente se consigue trabajar a altas frecuencias, mayores que las que se conseguirían con otras soluciones, sin perder fiabilidad.

3.2. CIRCUITO INVERSOR

El circuito inversor utilizado para cargas resonantes paralelo es el puente monofásico completo alimentado por corriente, ya que para este tipo de fuentes, independientemente de la potencia de trabajo, la solución del semipunto inversor no es fácilmente aplicable al contrario de lo que ocurre para inversores con carga resonante serie. El hecho de que la fuente de corriente sea unipolar en corriente y que la carga sea reversible hace que el inversor estar constituido por dos celdas básicas con conmutadores bidireccionales en tensión y unidireccionales en corriente. Atendiendo a los criterios expuestos en el capítulo anterior, los conmutadores tendrán sus conmutaciones inherentes o controladas en función del modo de trabajo del inversor. En los próximos apartados estudiaremos con detalle este asunto.

En el caso ideal la corriente que atraviesa la carga es cuadrada y, para factores Q suficientemente altos, la tensión es sinusoidal. La fase entre estas señales es cero si la frecuencia de conmutación del inversor es exactamente la de resonancia del circuito de carga. Si no es así se dan los dos casos que a continuación se describen. Cuando la fase de la impedancia del circuito resonante paralelo es positiva, el comportamiento del circuito es inductivo y la tensión está adelantada respecto de la corriente. Esto ocurre cuando la frecuencia de conmutación es menor que la de resonancia. Se dice en estas condiciones que las conmutaciones son en modo inductivo. En el caso contrario, la fase es negativa y la tensión esta retrasada respecto de la corriente y por lo tanto, el comportamiento del circuito es capacitivo. Ahora la frecuencia es superior a la de resonancia y se dice que las conmutaciones son en modo capacitivo.

Para el modo de conmutación inductivo los conmutadores del inversor deben de tener su conmutación de corte controlada y su conmutación de conducción inherente. Para el modo de conmutación capacitivo la conmutación a conducción debe de ser controlada y la de corte inherente.

3.2.1. FORMAS DE ONDA Y ECUACIONES BÁSICAS DE DISEÑO

Asumiendo que como circuito básico para la fuente de corriente se elige el constituido por un rectificador totalmente controlado con una gran inductancia a su salida y que el conmutador idóneo para el inversor trabajando a alta frecuencia es el transistor MOS,

podemos representar en la siguiente figura el diagrama completo de un generador resonante paralelo.

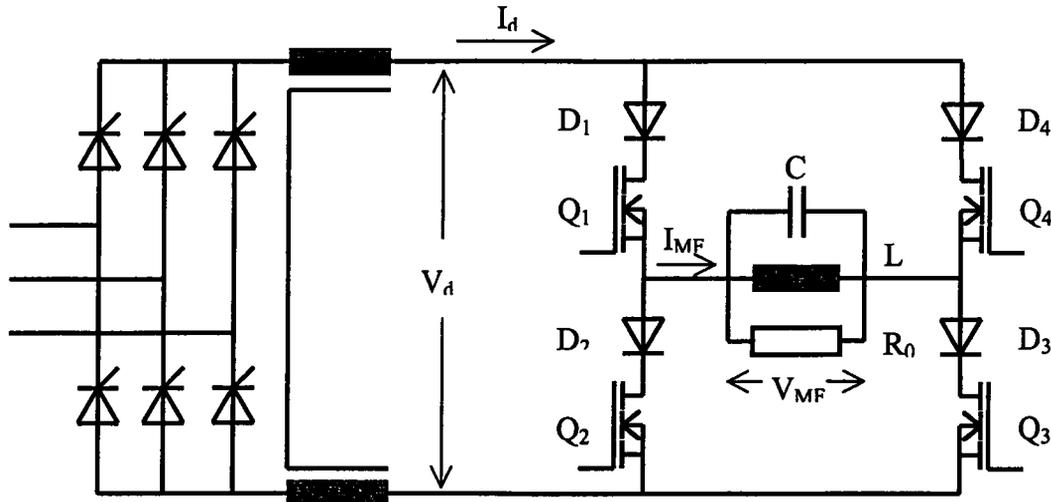


Figura 3.1. Generador resonante paralelo.

Las formas de onda más relevantes del generador resonante paralelo que corresponden a cada uno de los modos de conmutación son, para el caso ideal, las que se muestran en la siguiente figura.

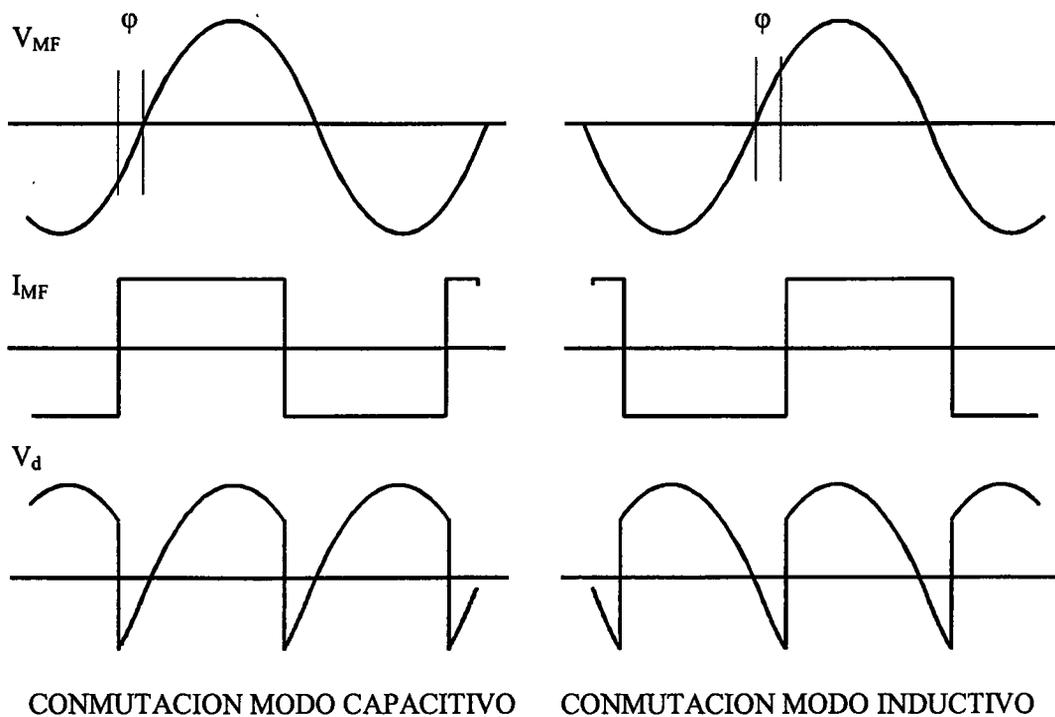


Figura 3.2. Principales formas de onda en generadores paralelos.

En las siguientes ecuaciones se da la relación entre los valores eficaces de la tensión de salida V_{MF} , la corriente de salida I_{MF} y el valor medio de la corriente de la fuente I_d , teniendo en cuenta que el rendimiento del inversor es η , que la fase entre tensión y corriente de salida es φ y que R_0 es la resistencia equivalente paralelo del circuito resonante. La tensión V_d corresponde al valor medio de la tensión de entrada al inversor que en régimen transitorio coincide con la tensión de salida del rectificador.

$$V_{MF} = \eta \frac{\pi V_d}{2\sqrt{2} \cos \varphi} \quad (3.1)$$

Puesto que el circuito resonante es un filtro pasabanda de alta Q consideraremos únicamente el valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del inversor cuyo valor es:

$$I_{MF} = \frac{4 I_d}{\pi \sqrt{2}} = \frac{\pi V_d}{2\sqrt{2} R_0 \cos^2 \varphi} \quad (3.2)$$

De la ecuación anterior se deduce que:

$$I_d = \frac{\pi^2 V_d}{8 R_0 \cos^2 \varphi} \quad (3.3)$$

Por lo tanto, la potencia de salida del inversor viene dada por:

$$P = V_{MF} I_{MF} \cos \varphi = \frac{8 I_d^2 R_0 \cos^2 \varphi}{\pi^2} \quad (3.4)$$

La relación entre la corriente por el condensador del circuito resonante y la corriente de salida es:

$$\frac{I_C}{I_{MF}} = Q \frac{\omega}{\omega_0} \cos \varphi \quad (3.5)$$

Mientras que la relación entre la corriente por el inductor del circuito resonante y la corriente de salida es:

$$\frac{I_L}{I_{MF}} = Q \frac{\omega_0}{\omega} \cos \varphi \quad (3.6)$$

Ambas coincidirán con Q cuando se trabaje justamente a la frecuencia de resonancia.

3.2.2. CIRCUITO DE CONTROL

Inicialmente, la misión fundamental del circuito de control del inversor es generar las señales de disparo de los transistores de potencia de modo que se mantenga al inversor trabajando siempre cerca de la frecuencia de resonancia del circuito de salida para lo cual es necesario diseñar un circuito oscilador realimentado mediante la tensión de salida V_{MF} con el objeto de conseguir trabajar a la frecuencia requerida.

En los próximos apartados vamos a ver la gran importancia que tiene el correcto diseño de este circuito para conseguir el proceso de conmutación adecuado del inversor y poder así trabajar a altas frecuencias en cualquier condición. En el siguiente capítulo estudiaremos detalladamente el diseño de este circuito en cuya realimentación intervendrán otras señales además de la tensión V_{MF} . Inicialmente daremos el diagrama del circuito simplificado en el que la realimentación actúa sobre un circuito oscilador controlado por tensión (VCO) mediante un circuito que mide la fase entre la señal V_{MF} y la propia salida del VCO. El objetivo del circuito realimentado es mantener la fase próxima al valor φ deseado.

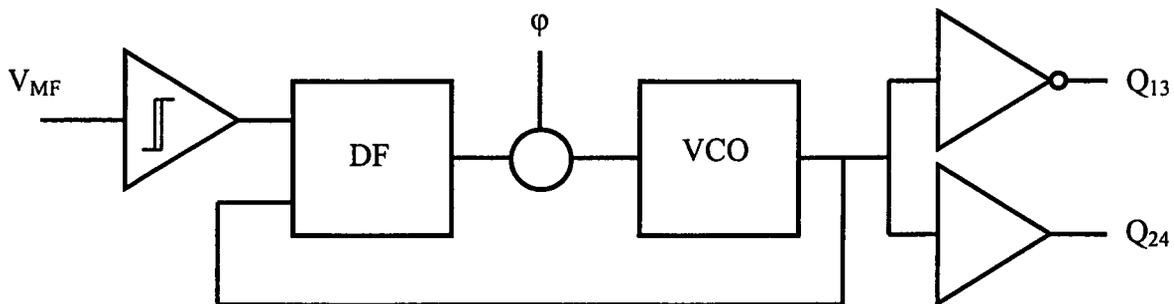


Figura 3.3. Sistema de control del disparo del inversor en generadores paralelo.

En la figura anterior el bloque DF es el detector de fase, VCO es el oscilador controlado por tensión y Q_{13} y Q_{14} son los disparos de cada los conmutadores que componen cada una de las dos diagonales del puente inversor.

3.3. PROCESOS DE CONMUTACIÓN EN CASO IDEAL

En este apartado vamos a estudiar el comportamiento del inversor con carga resonante paralelo en el caso de que todos sus componentes sean ideales. Además se consideran despreciables las inductancias y capacidades parásitas de las conexiones del circuito y se supone que no existen pérdidas.

Vamos a estudiar separadamente los casos con modo de conmutación capacitivo y con modo de conmutación inductivo.

3.3.1. CONMUTACIÓN EN MODO CAPACITIVO

En la parte izquierda del siguiente gráfico se muestran las formas de onda de tensión y corriente en la carga resonante y las formas de onda de la tensión resultante en la entrada del inversor correspondientes al modo de conmutación capacitivo donde la frecuencia de conmutación es superior a la de resonancia. Las dos últimas formas de onda corresponden a las señales de disparo de los transistores de cada diagonal, correspondiendo V_{G13} con la señal de disparo de Q_1 y Q_3 , y V_{G24} con el disparo de los transistores Q_2 y Q_4 . Se han identificado las diferentes fases de estas formas de onda que se corresponde con los distintos estados de conducción de los componentes del circuito los cuales aparecen representados en los diagramas del lado derecho de la siguiente figura y que a continuación describimos detalladamente. Si se conviene que las corrientes son positivas cuando entran por la izquierda de la carga y que las tensiones son positivas cuando el potencial del extremo izquierdo de la carga es mayor que el del derecho, se pueden hacer las siguientes consideraciones.

3.3.1.1. ESTADOS DE CONDUCCIÓN Y CORTE

Desde el instante t_1 al t_2 , que corresponde con el diagrama *a*, la corriente en la carga es positiva y la tensión negativa. La corriente atraviesa los transistores Q_1 y Q_3 que están disparados. La tensión la bloquean los diodos D_2 y D_4 puesto que la tensión que soportan los transistores de esta rama es negativa y, por lo tanto, los diodos antiparalelo de los transistores MOS, no representados en el diagrama por simplicidad, están directamente polarizados.

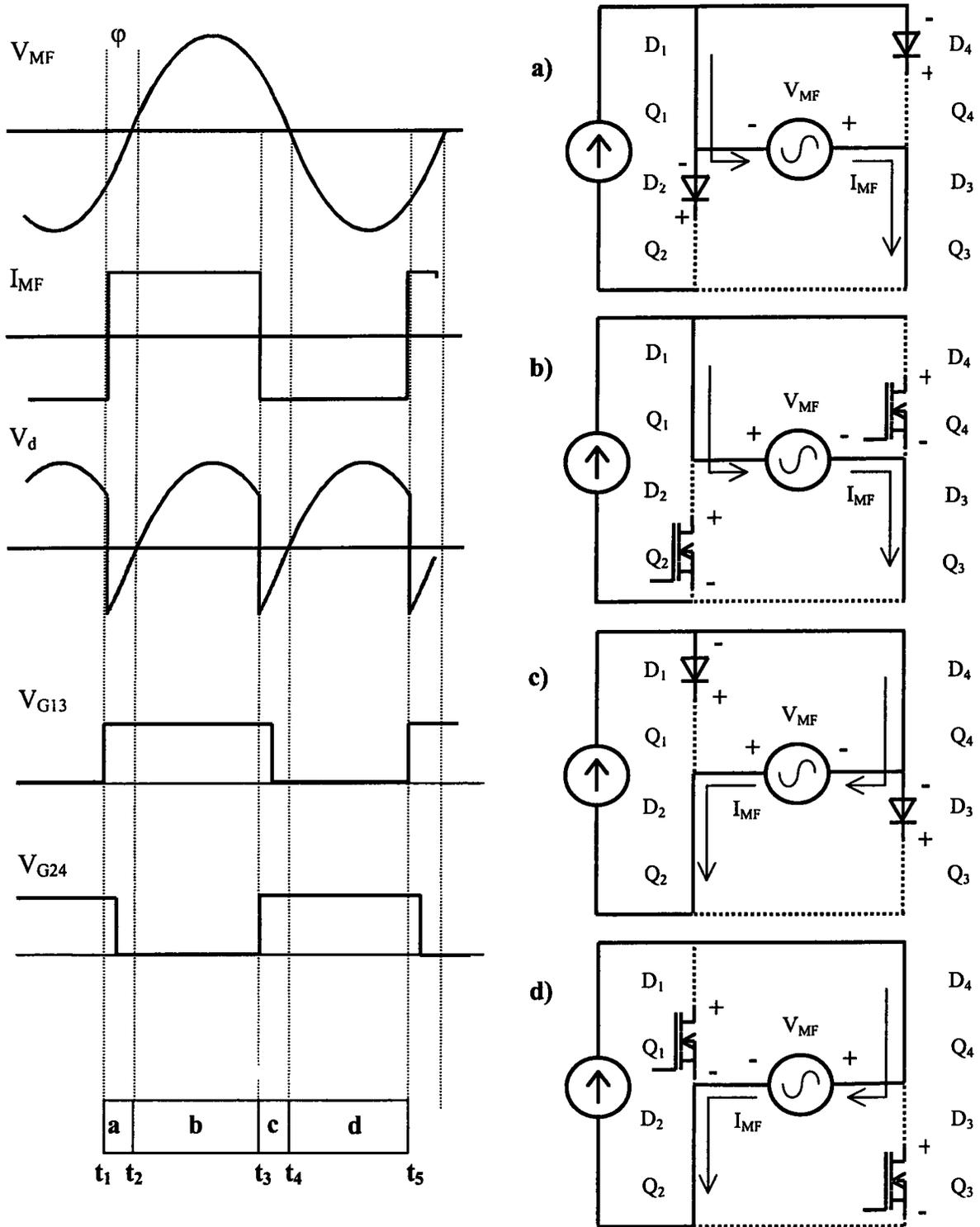


Figura 3.4. Modo de conmutación capacitivo con componentes ideales.

Entre los instantes t_2 y t_3 tanto la corriente como la tensión son positivas. La corriente atraviesa los transistores Q_1 y Q_3 y la tensión la bloquean Q_2 y Q_4 . El diagrama correspondiente es el *b*.

En el diagrama *c*, para el intervalo definido por los instantes t_3 y t_4 , la corriente ha cambiado de sentido pero la tensión sigue siendo positiva por lo que la corriente atraviesa los transistores Q_2 y Q_4 que han sido disparados y la tensión la bloquean los diodos D_1 y D_3 puesto que los transistores Q_1 y Q_3 tienen sus diodos antiparalelo directamente polarizados.

Finalmente, entre los instantes t_4 y t_5 la corriente y la tensión son negativas y conducen los transistores Q_2 y Q_4 y bloquean Q_1 y Q_3 . Corresponde el diagrama *d*.

3.3.1.2. PROCESOS DE CONMUTACIÓN

Asumiendo que los componentes del circuito son ideales se puede hacer la siguiente descripción de las conmutaciones.

En el instante t_1 la tensión es negativa y los transistores Q_1 y Q_3 se disparan a conducción con lo que la tensión negativa de la carga se transmite a los diodos D_2 y D_4 que se cortan al quedar polarizados inversamente, por lo tanto, la corriente cambia de sentido aunque los transistores Q_2 y Q_4 sigan disparados a conducción.

En cualquier momento del intervalo definido por t_1 y t_2 los transistores Q_2 y Q_4 se disparan a corte y cuando en el instante t_2 la tensión del circuito resonante cambia de signo, los diodos D_2 y D_4 quedan directamente polarizados y la tensión permanece bloqueada en esta rama por los transistores Q_2 y Q_4 .

En el instante t_3 la tensión es positiva y los transistores Q_2 y Q_4 se disparan a conducción con lo que la tensión de la carga se transmite a los diodos D_1 y D_3 que se cortan al quedar polarizados inversamente, por lo tanto, la corriente cambia de sentido aun cuando los transistores Q_2 y Q_4 sigan disparados a conducción.

Los transistores Q_2 y Q_4 ya no están disparados a conducción y están listos para bloquear en el instante t_4 cuando la tensión del circuito resonante cambie nuevamente de sentido.

Es importante resaltar que la conmutación controlada de los conmutadores es la de conducción mientras que la de corte, que realizan los diodos, es por tanto inherente. Esto concuerda con lo expuesto en el capítulo anterior en el que se dijo de los conmutadores

idóneos para este modo de conmutación eran los de tres segmentos con conmutación controlada de conducción. Por esta razón, la posición de los flancos de las señales de puerta que controlan el corte no es importante siempre que se sea posterior a la orden de conducción de los transistores de la otra rama y anteriores al cruce por cero de la tensión. Contrariamente los flancos que controlan la conducción sí que son importantes y fijan el valor de la fase φ .

El hecho de que haya un cierto tiempo en el que todos disparos están solapados es importante para asegurar que exista en todo momento, al haber siempre transistores en conducción, un camino para la corriente de la fuente. De no ser así aparecerían muy importantes sobretensiones en el circuito.

3.3.2. CONMUTACIÓN EN MODO INDUCTIVO

En el siguiente gráfico se muestran las formas de onda correspondientes al modo de conmutación inductivo donde la frecuencia de conmutación es inferior a la de resonancia. Al igual que en el apartado anterior, se han identificado las diferentes fases de estas formas de onda que se corresponde con los distintos estados de conducción de los componentes del circuito los cuales aparecen representados en los diagramas del lado derecho de la siguiente figura. Con todo ello se puede realizar el siguiente estudio de estados y conmutaciones.

3.3.2.1. ESTADOS DE CONDUCCIÓN Y CORTE

Entre los instantes t_1 y t_2 tanto la corriente como la tensión son positivas. La corriente atraviesa los transistores Q_1 y Q_3 y la tensión la bloquean Q_2 y Q_4 . El diagrama correspondiente es el *a*.

Desde el instante t_2 al t_3 , que corresponde con el diagrama *b*, la corriente en la carga es positiva y la tensión es negativa. La corriente atraviesa los transistores Q_1 y Q_3 y la tensión queda bloqueada por los diodos D_2 y D_4 .

El diagrama *c* muestra la situación que se tiene entre los instantes t_3 y t_4 donde la corriente y la tensión son negativas y conducen los transistores Q_2 y Q_4 y bloquean Q_1 y Q_3 .

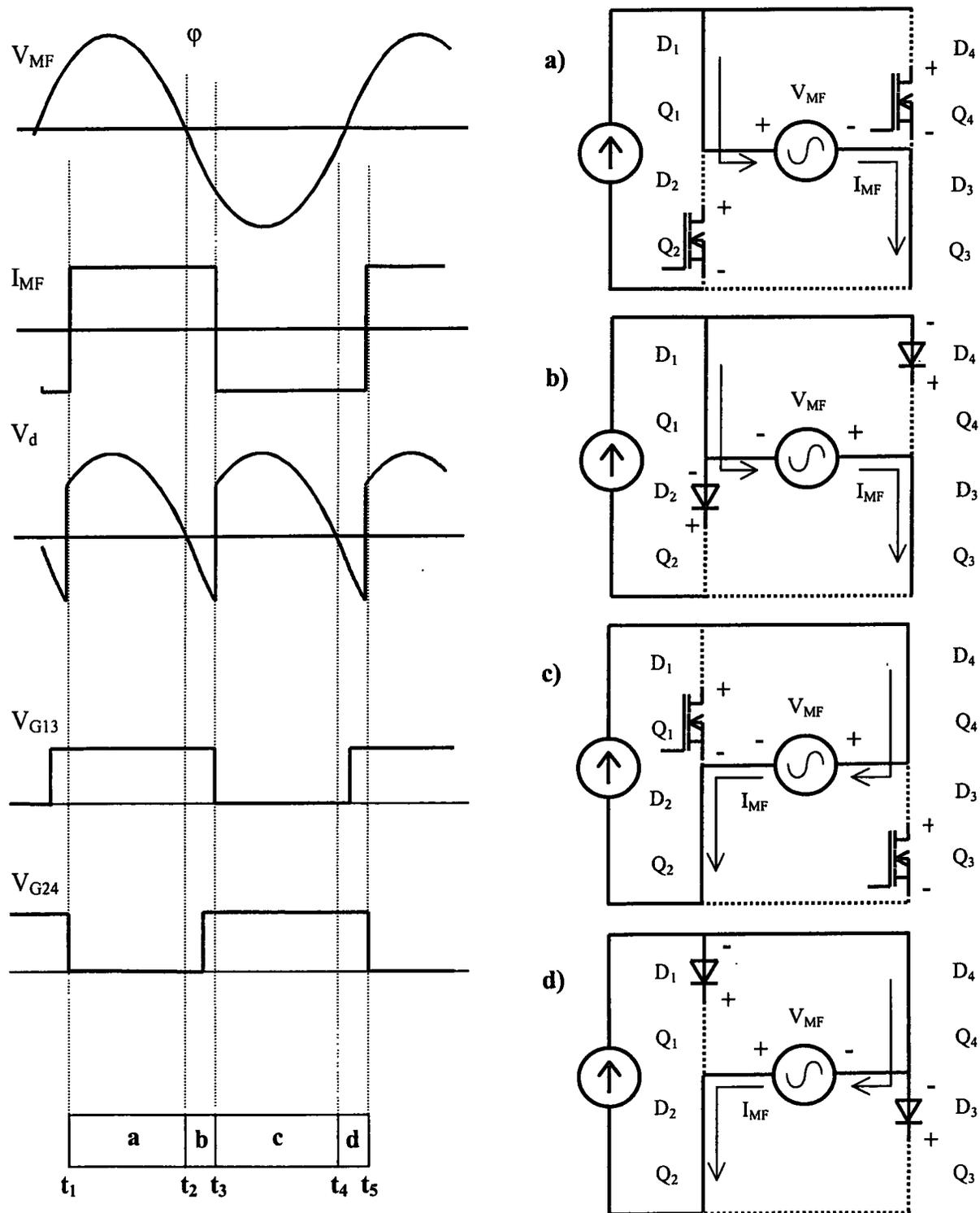


Figura 3.5. Modo de conmutación inductivo con componentes ideales.

Para el intervalo definido por los instantes t_4 y t_5 , que corresponde al diagrama *d*, la tensión ha cambiado de sentido pero la corriente sigue siendo negativa por lo que conducen los transistores Q_2 y Q_4 y la tensión la bloquean los diodos D_1 y D_3 .

3.3.2.2. PROCESOS DE CONMUTACIÓN

Asumiendo que los componentes del circuito son ideales se puede hacer la siguiente descripción de las conmutaciones.

Justo antes del instante t_1 la tensión era positiva y la corriente negativa circulando por los transistores Q_2 y Q_4 . La tensión la bloqueaban los diodos D_1 y D_3 y los transistores Q_1 y Q_3 ya han sido disparados a conducción. En el instante t_1 los transistores Q_2 y Q_4 se disparan a corte y consiguientemente la corriente cambia de sentido pasando los diodos y los transistores de la rama 1 y 3 a conducción. Los transistores Q_2 y Q_4 son los que ahora bloquean la tensión de la carga.

En el instante t_2 la tensión cambia de signo y, por lo tanto, los diodos D_2 y D_4 se polarizan inversamente pasando a bloquear la tensión de la carga. La corriente continua siendo positiva.

En el instante t_3 los transistores Q_1 y Q_3 se disparan a corte. En este punto la corriente cambia de sentido pasando a través de los transistores Q_2 y Q_4 que ya habían sido disparados en cualquier momento entre los instantes t_2 y t_3 . Ahora la tensión negativa de la carga la bloquean los transistores Q_1 y Q_3 .

El nuevo cambio de signo de la tensión define el instante t_4 donde los transistores Q_2 y Q_4 siguen conduciendo la corriente negativa y los diodos D_1 y D_3 quedan polarizados inversamente bloqueando la tensión de la carga.

Para el modo inductivo la conmutación controlada de los conmutadores es la de corte mientras que en la de conducción los transistores se disparan cuando los diodos están bloqueando. Esto concuerda con lo expuesto en el capítulo anterior en el que se dijo de los conmutadores idóneos para este modo de conmutación eran los de tres segmentos con conmutación controlada de corte. Por esta razón, la posición de los flancos de las señales de puerta que controlan la conducción no es importante siempre que se sean posteriores al cruce por cero de la tensión y anteriores a la orden de corte de los transistores de la otra rama. Contrariamente los flancos que controlan el corte si que son importantes y fijan el valor de la fase φ .

3.3.3. CONMUTACIÓN EN FASE

En este modo de conmutación la fase ϕ es nula y, por lo tanto, la corriente y la tensión están justamente en fase. La tensión es bloqueada por los transistores que están disparados a corte y los diodos nunca se polarizan inversamente. Se puede considerar que este modo de conmutación puede ser tanto el inductivo como el capacitivo llevados al extremo en el cual se realicen las conmutaciones de corte y conducción simultáneamente.

Las correspondientes formas de onda formas y diagramas aparecen en la siguiente figura, y a continuación se describen sus estados y conmutaciones.

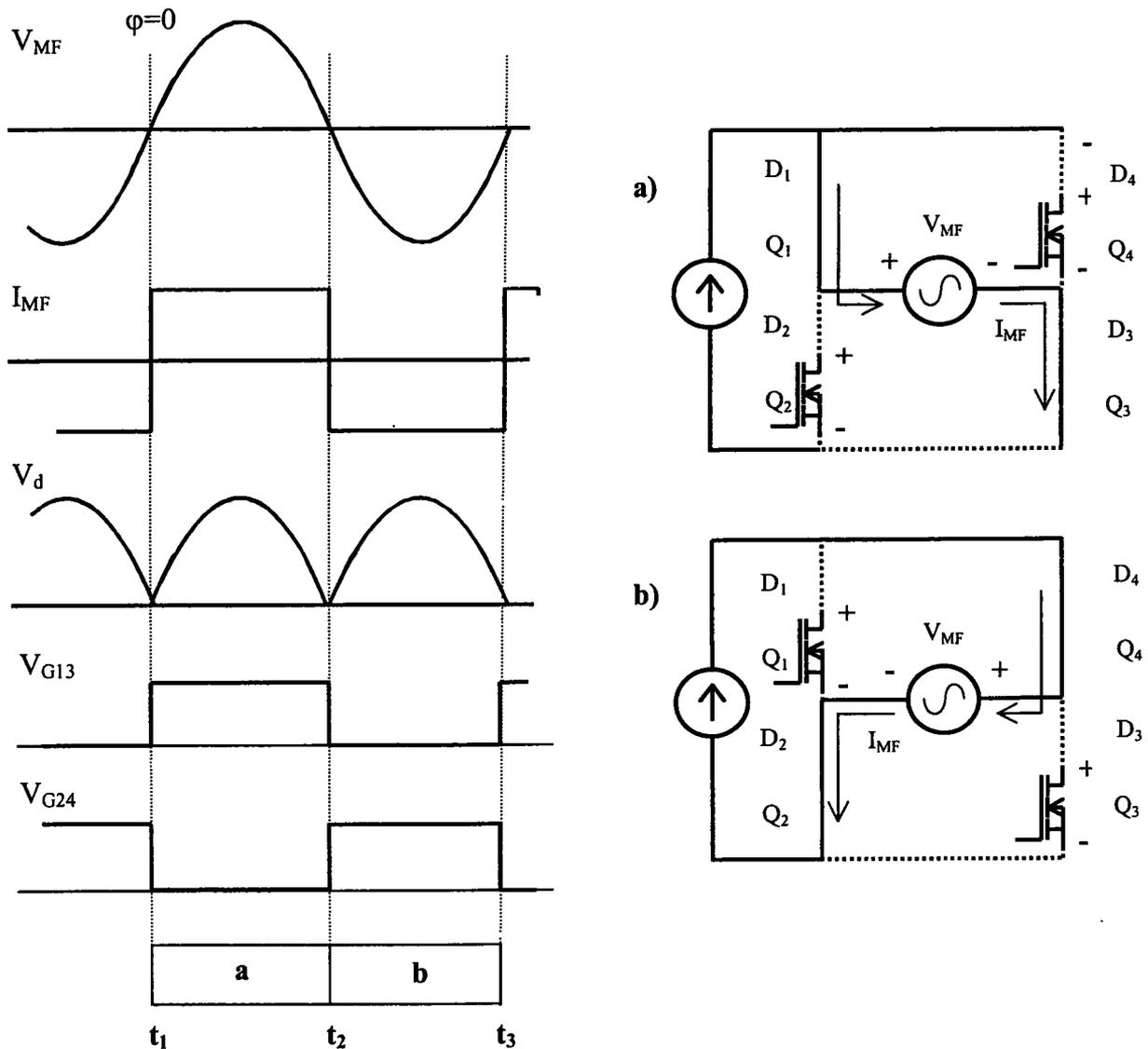


Figura 3.6. Modo de conmutación en fase con componentes ideales.

3.3.3.1. ESTADOS DE CONDUCCIÓN Y CORTE

Entre los instantes t_1 y t_2 tanto la corriente como la tensión son positivas. La corriente atraviesa los transistores Q_1 y Q_3 y la tensión la bloquean Q_2 y Q_4 . El diagrama correspondiente es el *a*.

El diagrama *b* muestra la situación que se tiene entre los instantes t_2 y t_3 donde la corriente y la tensión son negativas y conducen los transistores Q_2 y Q_4 y bloquean Q_1 y Q_3 .

3.3.3.2. PROCESOS DE CONMUTACIÓN

En el instante t_1 se produce, de un modo simultáneo, el disparo a corte de los transistores Q_2 y Q_4 , que pasan a bloquear la tensión, y el de conducción de los transistores Q_1 y Q_3 que pasan a conducir la corriente de la fuente. En t_1 cambian a la vez los signos de la corriente y la tensión. Análogamente, en el instante t_2 la corriente y la tensión vuelven a cambiar de signo y los transistores Q_1 y Q_3 bloquean y Q_2 y Q_4 conducen.

Todas las conmutaciones debe realizarse en los cruces por cero de la tensión y la corriente, cuidando además, que en ningún caso haya solape entre los disparos de las ramas diagonales, para evitar la polarización inversa de los diodos, ni tampoco la situación contraria que, como ya dijimos, provocaría serias sobretensiones en el circuito al no haber camino de modo instantáneo para la corriente de la fuente. En este modo de trabajo los procesos de conmutación vienen fijados tanto por la conducción como por el corte de los transistores y no hay conmutaciones inherentes.

Este modo de conmutación es ideal y no es realizable prácticamente cuando se considera el comportamiento real de los componentes, y los circuitos de control.

3.3.4. SIMULACIONES

En las siguientes figuras se muestran los resultados de las simulaciones correspondientes a los modos de conmutación anteriormente mencionados en los que se considera un comportamiento de los componentes muy próximo al caso ideal.

Las formas de onda mostradas corresponden a la corriente y tensión de uno de los conmutadores de un inversor capaz de entregar a la carga resonante paralelo una potencia nominal de 12.5 kW. La amplitud de la tensión de salida es de 425 V_{eff} que corresponde aproximadamente con una tensión de pico de 600 V, y la corriente de continua de alimentación es de 37.5 A.

El circuito resonante está diseñado para una frecuencia de resonancia de 500 kHz y un factor Q de 20, con lo que el valor correspondiente del inductor es de 230 nH, el del condensador resonante 440 nF y el de la resistencia equivalente en serie con el inductor 35 mΩ

La forma de onda superior, que corresponde al eje vertical ①, es la tensión del conmutador. La tensión negativa es la que bloquea el diodo y la positiva la que bloquea el transistor. El semiciclo de tensión cero corresponde a la conducción del conmutador. La corriente que lo atraviesa se representa en la forma de onda inferior y su eje vertical es el ②.

A continuación se muestran los resultados de las simulaciones correspondientes a los modos capacitivo, inductivo, y en fase.

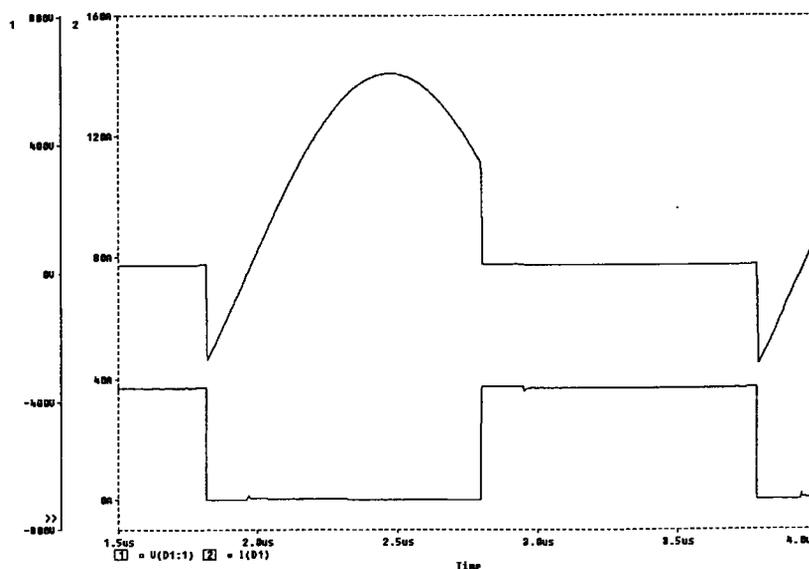


Figura 3.7. Tensión y corriente de un conmutador ideal trabajando en modo capacitivo.

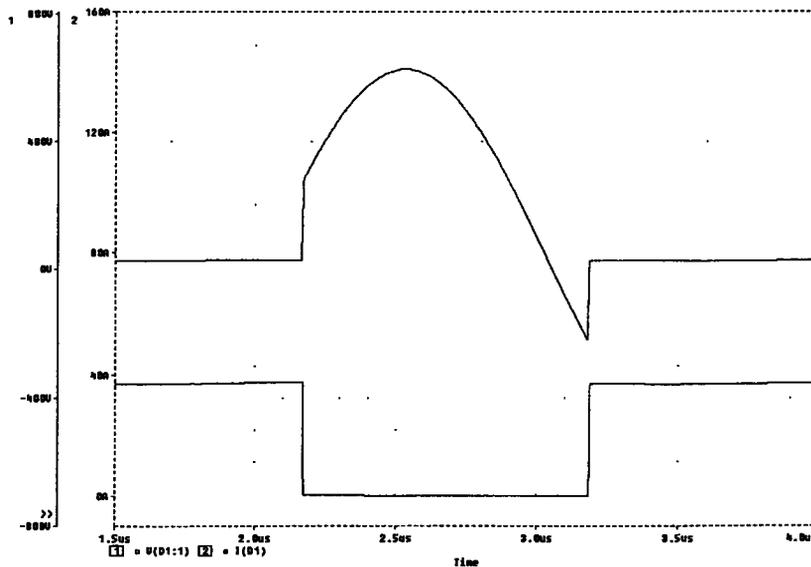


Figura 3.8. Tensión y corriente de un conmutador ideal trabajando en modo inductivo.

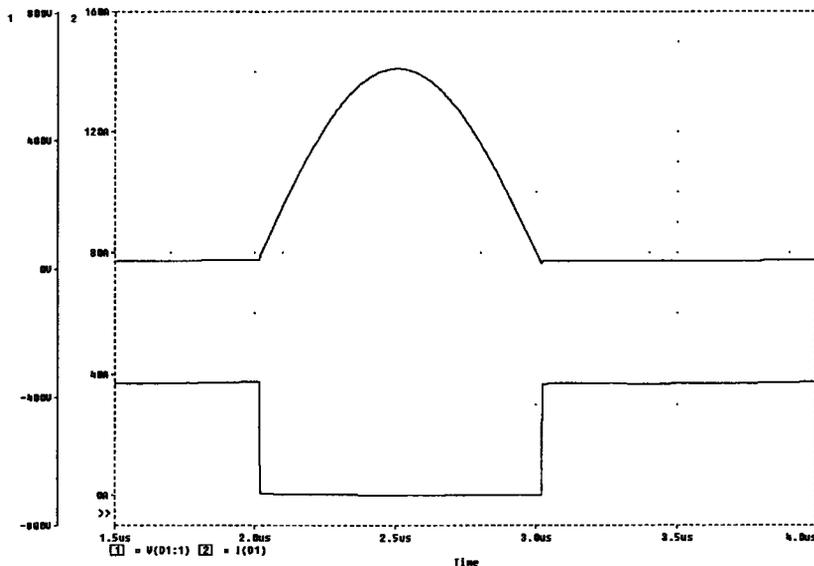


Figura 3.9. Tensión y corriente de un conmutador ideal trabajando en fase.

Estos mismos valores de amplitud de corriente de alimentación y tensión de salida, y este mismo circuito de carga, así como la distribución de ejes verticales y posición de las formas de onda, serán los que se utilicen a partir de ahora para las simulaciones con las que se pretende ilustrar cada uno de los apartados del presente capítulo.

La elección de las corrientes y tensiones no es casual puesto que se corresponde con las que se obtendrían en un caso real con un puente inversor construido con los semiconductores de potencia seleccionados en la práctica.

Para la obtención de potencia mayores se disponen asociaciones en paralelo de estos mismos componentes. De este modo, un puente inversor de 25 kW se compone de cuatro conmutadores cada uno de los cuales está constituido por dos transistores en paralelo. La tensión de salida se mantiene y la corriente se duplica. Este inversor de 25 kW se utiliza como módulo base para la construcción de los generadores de alta frecuencia. La conexión de estos módulos en paralelo permite alcanzar potencias en la carga de hasta 600 kW.

3.4. PROCESO DE CONMUTACIÓN CON COMPONENTES REALES

En este apartado vamos a revisar lo anteriormente descrito teniendo en cuenta el comportamiento real de los componentes de potencia: transistores y diodos, y considerando las pérdidas de conmutación y la inclusión, cuando sean necesarias, de redes de ayuda a la conmutación. Continuaremos considerando despreciable las inductancias de conexión del inversor entre sus propios componentes y con la carga.

3.4.1. CONMUTACIÓN EN MODO CAPACITIVO

3.4.1.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

Puesto que el inversor está compuesto de dos celdas básicas, y en ellas el funcionamiento es equivalente, vamos a estudiar únicamente la celda básica superior. Lo que ocurra para esta celda será igualmente válido para la otra.

Existen dos tipos de conmutación en la celda básica. Haciendo referencia nuevamente a la figura 3.4, en los instantes t_1 y t_3 hay cambio instantáneo de corriente y tensión con lo que aparecerán conmutaciones duras, y en t_2 y t_4 no hay cambios en la corriente y la tensión cruza cero con lo que habrá conmutaciones suaves de tipo ZCS y ZVS. Seguidamente vamos a analizar estos puntos con más detalle teniendo en cuenta que las conmutaciones en t_1 y t_3 son

equivalentes aunque sobre diferentes componentes de la celda. Lo mismo ocurre para los instantes t_2 y t_4 .

En t_1 acontece la conducción de Q_1 que previamente estaba bloqueando la tensión de valor $V_p \cdot \sin \varphi$, donde V_p es el valor de pico de la tensión V_{MF} y φ es la fase entre tensión y corriente en la salida del inversor. Hay, por lo tanto, pérdidas de conmutación a conducción. Además, en t_1 ocurre el corte de D_4 con polarización inversa que previamente estaba conduciendo la corriente I_d . Existen pérdidas debidas a la corriente de recuperación inversa.

Momentos antes del instante t_3 , Q_4 se dispara a acorte cuando, desde el instante t_2 , ya no conducía. La conmutación a corte es, por lo tanto, suave sin pérdidas en condiciones de ZCS. En t_3 D_4 pasa a conducción de un modo natural en el cruce por cero de tensión. La conmutación a conducción es suave sin pérdidas en condiciones ZVS.

Como conclusión se puede resumir que para los transistores hay pérdidas a conducción y para los diodos hay proceso de corte con corriente recuperación inversa. Las conmutaciones de corte de los transistores y la de conducción de los diodos se realizan sin pérdidas.

El siguiente cuadro ilustra gráficamente esta situación donde se indican mediante las flechas diagonales cada una de las conmutaciones.

	CONDUCCION	CORTE
Q	DURA $t_1 t_3$	ZCS $t_2 t_4$
D	ZVS	DURA

Figura 3.10. Conmutaciones en modo capacitivo.

3.4.1.2. SIMULACIONES

En las siguientes figuras se recogen las simulaciones correspondientes al modo de conmutación capacitivo utilizando los modelos de los diodos y transistores que se utilizaran

en la realización práctica del circuito real. Se puede apreciar que existen importantes pérdidas de conmutación a conducción y elevadas corrientes de recuperación inversa de los diodos.

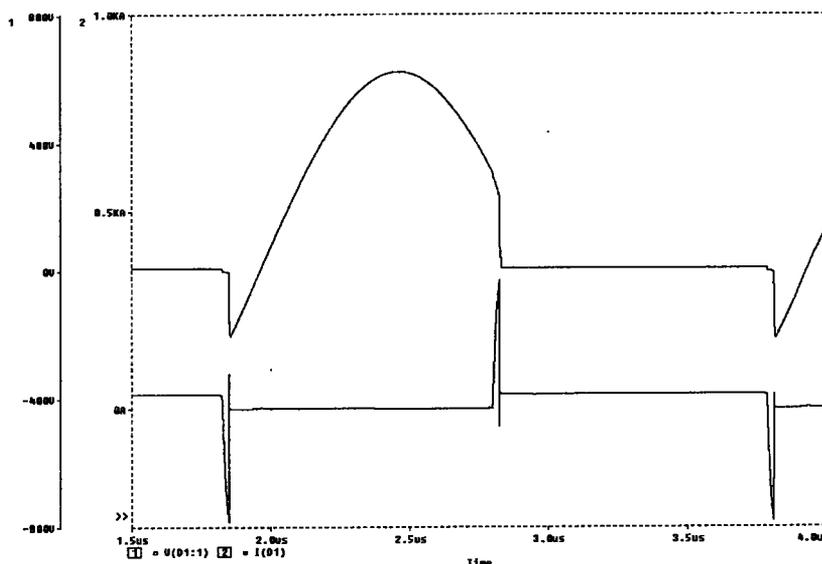


Figura 3.11. Tensión y corriente de un conmutador real trabajando en modo capacitivo.

3.4.1.3. RECUPERACIÓN INVERSA DE LOS DIODOS

En la simulación anterior se observa que existe un importante pico de corriente negativa coincidente con el corte de la corriente por el conmutador y esto es debido a la corriente de recuperación inversa del diodo serie de este mismo conmutador al pasar a corte de un modo forzado. El pico positivo que se produce durante la conmutación a conducción también es debido al fenómeno de recuperación inversa, esta vez en el diodo correspondiente a otro conmutador de la celda básica de conmutación del inversor.

La amplitud y duración de esta corriente depende, como ya es conocido, de diversos factores. Crece más cuanto mayor sea la corriente de conducción previa al proceso de corte forzado y cuanto mayor sea su pendiente de caída. Sin embargo, uno de los factores más importantes a la hora de evaluar esta corriente es la velocidad de conmutación a corte del diodo que viene caracterizada por el tiempo de recuperación inversa t_{rr} . Por lo tanto, para minimizar este fenómeno se han de elegir diodos muy rápidos (Ultrafast Recovery Rectifiers) como los seleccionados para la simulación previa con tiempos t_{rr} de 50 ns. Para ilustrar la

importancia de la elección del diodo en este modo de conmutación se ha realizado la siguiente simulación donde se han utilizado diodos de buenas prestaciones (Fast Recovery Rectifiers) per menos rápidos que los anteriores con tiempos de recuperación inversa t_{rr} de 200 ns. Se puede observar que tanto la amplitud como la duración del pico de corriente han crecido considerablemente.

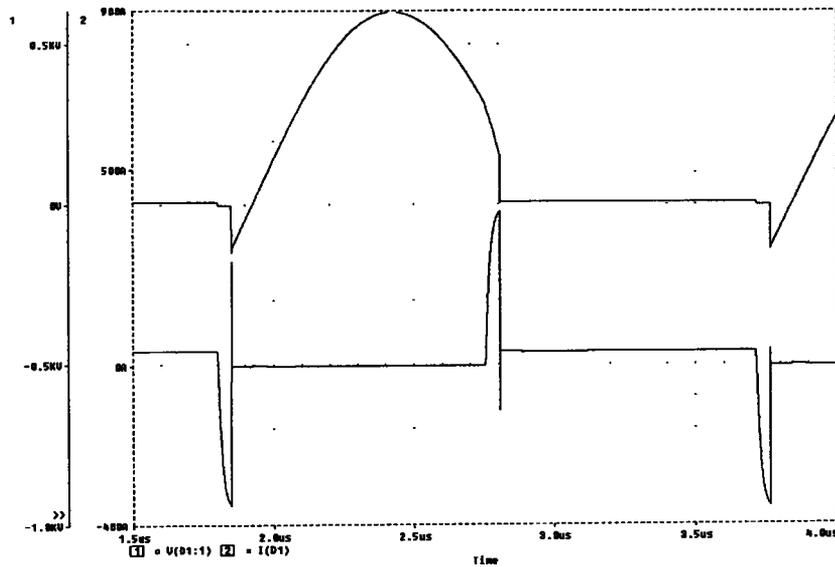


Figura 3.12. Tensión y corriente de un conmutador real trabajando en modo capacitivo con diodos serie de inferior tiempo de recuperación inversa.

Por otro lado, hay que considerar también la posible recuperación inversa de otro diodo presente en el circuito y cuya conmutación hasta ahora hemos obviado. Estamos hablando del diodo antiparalelo o inverso del transistor MOSFET que por ser intrínseco a la estructura monolítica del propio del transistor no siempre se puede optimizar y suele tener características poco atractivas.

El fenómeno de recuperación inversa de este diodo se hará visible cuando la corriente que circule por él se corte de modo forzado y esto sólo ocurre durante los procesos de recuperación inversa de los diodos serie del conmutador. Inicialmente la corriente inversa del diodo serie circula por el diodo antiparalelo. Posteriormente, al extinguirse la corriente inversa del diodo serie, se produce un corte forzado de la corriente del diodo inverso con el consiguiente proceso de recuperación. Con el diodo serie cortado, no hay camino para la corriente de recuperación, pero cuando cruza por cero la tensión del circuito resonante el diodo serie se polariza directamente y conduce la corriente inversa del diodo antiparalelo

hasta el fin su proceso de recuperación. Si la fase ϕ de conmutación es grande, el proceso de recuperación termina antes de polarizarse positivamente el diodo serie. Sin embargo, y tal como se muestra en la siguiente simulación, cuando la fase es pequeña el proceso se hace fácilmente visible.

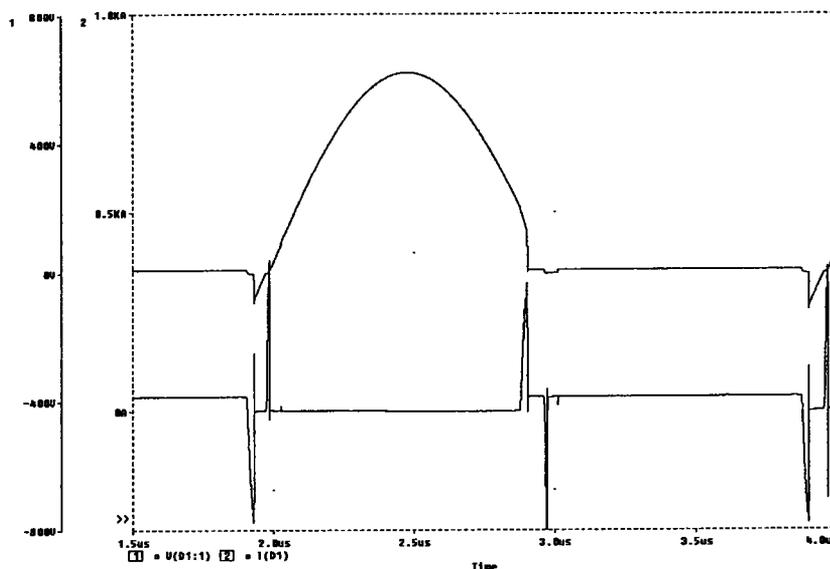


Figura 3.13. Tensión y corriente de un conmutador real trabajando en modo capacitivo con recuperación inversa del diodo serie y del diodo inverso del transistor.

3.4.1.4. EVALUACIÓN DE PÉRDIDAS

La evaluación de las pérdidas en un circuito de potencia, ya sea mediante cálculos o simulaciones, es un proceso imprescindible que hay que llevar a cabo de modo previo para validar el circuito y así poder dimensionar adecuadamente sus componentes, dando valores límite a sus magnitudes de tensión, corriente, potencia y frecuencia teniendo en cuenta para el diseño factores suficientes de seguridad y considerando los peores casos de funcionamiento.

Por lo tanto, deberemos mantener nuestras pérdidas siempre por debajo de la potencia máxima que seamos capaces de extraer de nuestros módulos de potencia y especialmente del transistor, donde se concentra la mayor parte de las pérdidas. Veamos a realizar un estudio, basado en simulaciones de la potencia de pérdidas del transistor teniendo en cuenta que la de

los diodos es muy inferior y aunque no sean del todo despreciables, si se pueden obviar si las comparamos con la de los transistores.

En el transistor tendremos pérdidas de conducción P_{cond} y de conmutación P_{comm} . Las primeras vienen determinadas por el valor eficaz la corriente I_D y la resistencia del canal en conducción R_{DSon} del siguiente modo:

$$P_{cond} = I_D^2 R_{DSon} \tag{3.7}$$

La corriente eficaz del transistor se expresa en función de la corriente de la fuente I_d mediante la siguiente expresión:

$$I_D = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \tag{3.8}$$

Para el transistor MOS elegido la corriente correspondiente de la fuente I_d es de 37.5 A y el valor máximo (peor condición) de la R_{DSon} de 250 mΩ. En consecuencia, se tienen unas pérdidas de conducción de aproximadamente 175 W con independencia de la frecuencia, de la fase y del modo de conmutación.

En la siguiente simulación se muestran las pérdidas totales del transistor MOS para el caso de conmutación capacitiva con diodos finalmente seleccionados a una frecuencia de 500 kHz y una fase de 26°.

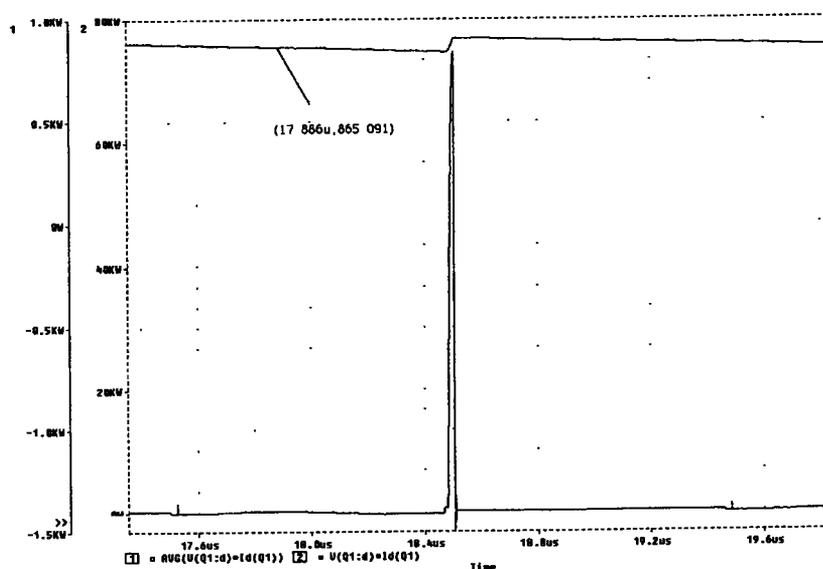


Figura 3.14. Potencia de pérdidas en modo capacitivo con $\phi = 26^\circ$

El trazo inferior corresponde a la forma de onda del producto de la tensión y la corriente del transistor y el superior en su valor medio que indica la potencia total de pérdidas a la frecuencia indicada. Se observa que las únicas pérdidas considerables de conmutación son la de conducción que se pueden evaluar fácilmente restando al valor medido en la simulación el correspondiente de pérdidas de conmutación previamente calculado. En consecuencia, las pérdidas de conmutación en estas condiciones resulta ser de 690 W. La energía de pérdidas de conmutación correspondiente se calculará dividiendo este valor por la frecuencia.

$$E_{on} = \frac{P_{conm}}{f} = 1.35 \text{ mJ} \tag{3.9}$$

A partir de este dato se puede confeccionar la curva de la figura siguiente que relaciona las potencia de pérdidas en función de la frecuencia para una fase dada. Se puede ver que las de conducción son constantes mientras que las de conmutación aumentan linealmente con la frecuencia.

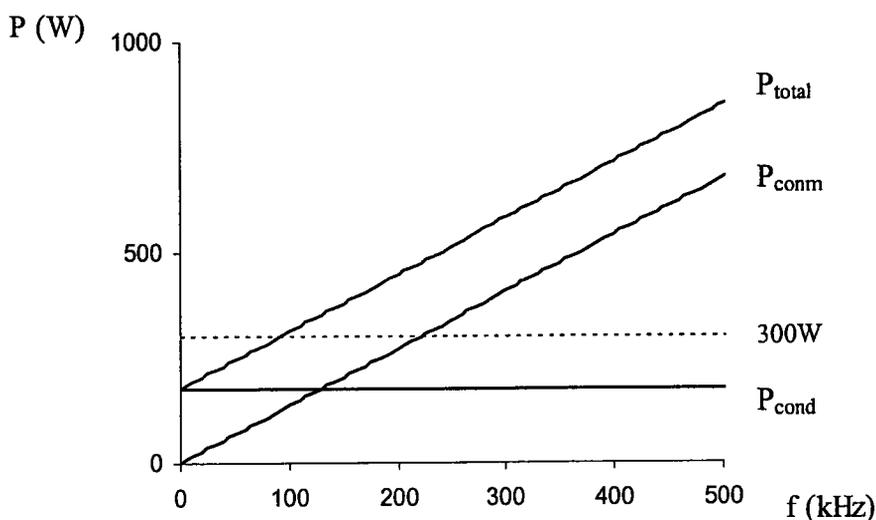


Figura 3.15. Potencia de pérdidas en función de la frecuencia $\varphi = 26^\circ$.

La recta cuya ordenada en el origen coincide con las pérdidas de conducción corresponde a la curva de las pérdidas totales del módulo. La línea horizontal con trazo discontinuo indica la potencia límite que se puede disipar en el módulo del transistor seleccionado. En el anexo A1.2 se justifica que, para el transistor MOS seleccionado, la

potencia máxima de pérdidas que se puede extraer del módulo con el disipador utilizado, en las peores condiciones y garantizando la fiabilidad del circuito es de 300 W. La intersección de esta recta con la de la potencia total de pérdidas nos indica que la frecuencia máxima alcanzable en estas condiciones es de 90 kHz.

En la siguiente figura se muestra la dependencia de la energía de pérdidas de conmutación con la fase. Esta curva ha sido extraída también a partir de los datos de las simulaciones con diferentes fases y manteniendo constante la frecuencia y la amplitud de la tensión V_{MF} y de la corriente I_d . Se confirma que la energía de pérdidas es proporcional a la tensión de conmutación $V_p \sin \varphi$.

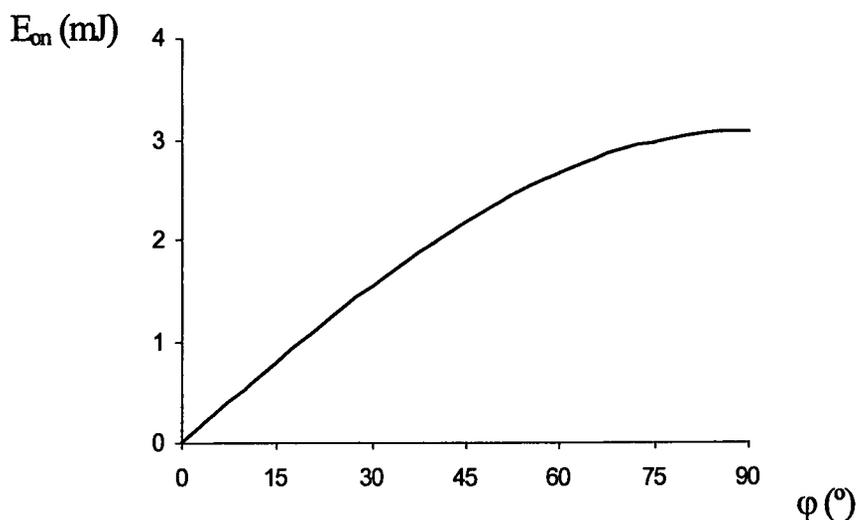


Figura 3.16. Energía de pérdidas en función de la fase φ .

La siguiente curva representa las frecuencias y fases en las que la potencia total de pérdidas alcanza el valor límite de 300 W. Los puntos situados entre los ejes y la curva representan condiciones seguras de funcionamiento en los cuales, las pérdidas están por debajo del límite. En los puntos más allá de la curva, el funcionamiento del inversor no es posible al superarse la potencia de pérdidas admisible. A 500 kHz sólo sería posible conmutar con una fase inferior a 5 grados.

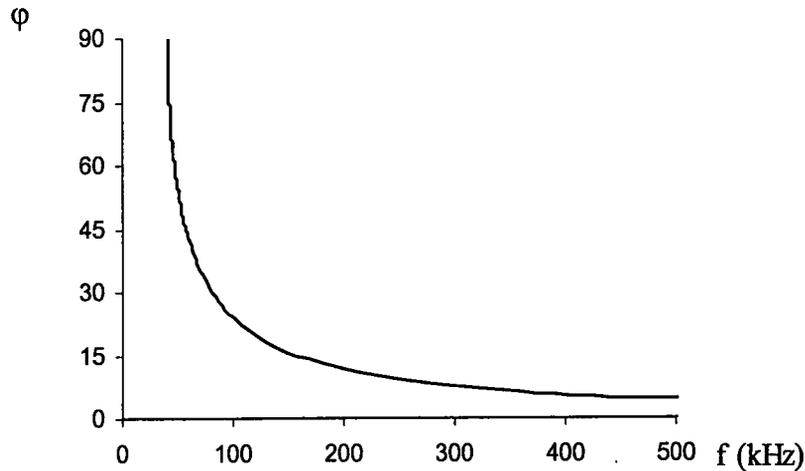


Figura 3.17. Frecuencia y fase para una potencia de pérdidas de 300 W

También se realizaron simulaciones para medir la energía de pérdidas en el caso de instalar diodos de menor velocidad de conmutación. Para las mismas condiciones de funcionamiento, para las cuales con más rápido la energía fue de 1.35 mJ, ahora la energía pasó a ser de 3 mJ que supone un notable empeoramiento y que confirma la necesidad de instalar para este modo de conmutación diodos de muy buenas prestaciones.

3.4.2. CONMUTACIÓN EN MODO INDUCTIVO

3.4.2.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

Previamente al instante t_1 indicado en la figura 3.5, el transistor Q_1 se dispara pero todavía no conduce puesto que el diodo D_1 bloquea tensión negativa. Cuando en t_1 se dispara a corte Q_4 se produce la conducción en condiciones ZVS de Q_1 pues es el diodo quien bloquea tensión y, por lo tanto, no existen pérdidas de conmutación a conducción en el transistor pero sí en el diodo.

En el instante t_3 Q_1 se dispara a acorte y pasa a bloquear tensión positiva con lo que aparecen pérdidas en su conmutación. Consecuentemente, al cortarse la corriente por esta rama, el diodo D_1 se corta de modo natural en condiciones ZCS y se mantiene directamente polarizado por lo que no hay fenómeno de recuperación inversa.

Como conclusión se puede resumir que para los transistores hay pérdidas a corte y para los diodos hay pérdidas a conducción. Las conmutaciones de conducción de los transistores y la de corte de los diodos se realizan sin pérdidas ni corrientes de recuperación inversa con lo que no se hace necesario instalar diodos especialmente rápidos. En el cuadro siguiente, que ilustra gráficamente esta situación, se indica mediante las flechas diagonales cada una de las conmutaciones.

	CONDUCCION	CORTE
Q	ZVS $t_2 t_4$	DURA $t_1 t_3$
D	DURA	ZCS

Figura 3.18. Conmutaciones en modo inductivo.

3.4.2.2. SIMULACIONES

En la siguiente figura se muestra la simulación correspondiente al modo de conmutación inductivo usando los modelos de los diodos y transistores que se utilizaran en la realización práctica del circuito real. Se puede apreciar que existen importantes pérdidas de conmutación a corte y que no hay recuperación inversa de los diodos.

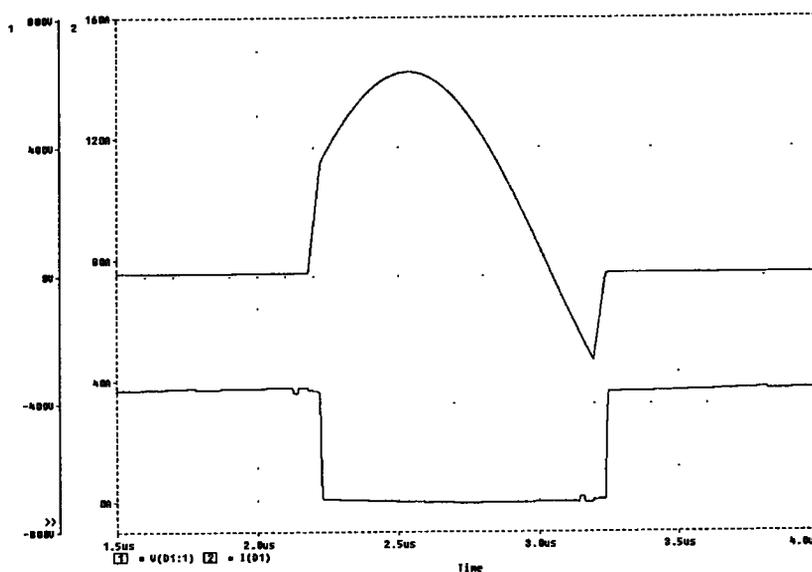


Figura 3.19. Tensión y corriente de un conmutador real trabajando en modo inductivo.

3.4.2.3. EVALUACIÓN DE PÉRDIDAS

En la siguiente simulación se muestran las pérdidas totales del transistor MOS elegido para el caso de conmutación inductiva con los diodos finalmente seleccionados a una frecuencia de 500 kHz y una fase de 36°. El trazo inferior corresponde a la forma de onda del producto de la tensión y la corriente del transistor y el superior en su valor medio que indica la potencia total de pérdidas a la frecuencia indicada.

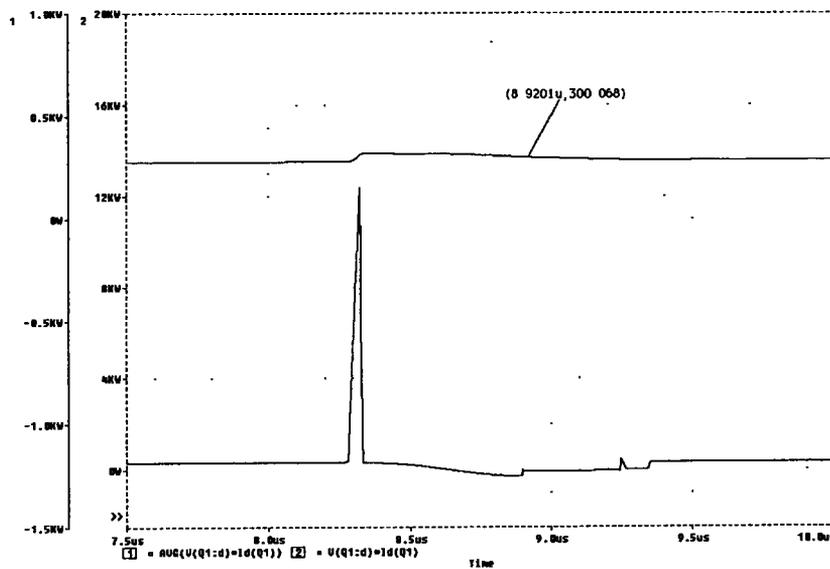


Figura 3.20. Potencia de pérdidas en modo capacitivo con $\varphi = 26^\circ$

Se observa que las únicas pérdidas considerables de conmutación son la de corte que se pueden evaluar fácilmente restando al valor medido en la simulación el correspondiente de pérdidas de conducción constantes de 175 W. En consecuencia, las pérdidas de conmutacion en estas condiciones resulta ser de 125 W. La energía de pérdidas de conmutación correpondiente se calculará dividiendo este valor por la frecuencia.

$$E_{on} = \frac{P_{conm}}{f} = 0.25 \text{ mJ} \tag{3.10}$$

A partir de este dato se puede confeccionar la curva de la siguiente figura que relaciona las potencia de pérdidas en función de la frecuencia. Se puede ver que las de conducción son constantes mientras que las de conmutación aumentan linealmente con la frecuencia. La recta cuya ordenada en el origen coincide con las pérdidas de conducción corresponde a la curva de las pérdidas totales del módulo. La línea horizontal con trazo

discontinuo indica la potencia límite de 300 W que se puede disipar en el módulo del transistor seleccionado y nos indica que la frecuencia máxima alcanzable en estas condiciones es de 500 kHz.

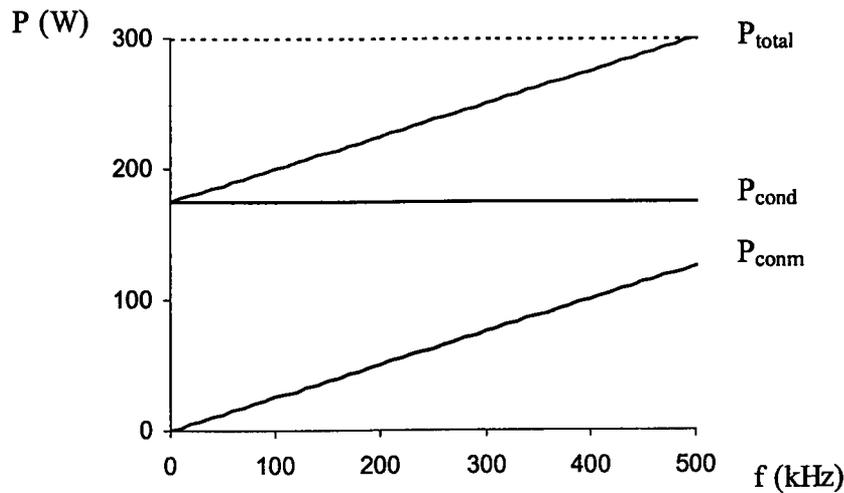


Figura 3.21. Potencia de pérdidas en función de la frecuencia $\varphi = 36^\circ$.

En la figura siguiente se muestra la dependencia de la energía de pérdidas de conmutación con la fase φ . Esta curva ha sido extraída también a partir de los datos de las simulaciones con diferentes fases y manteniendo constante la frecuencia y la amplitud de la tensión V_{MF} y de la corriente I_d . Se confirma que energía de pérdidas es proporcional a la tensión de conmutación $V_p \sin \varphi$.

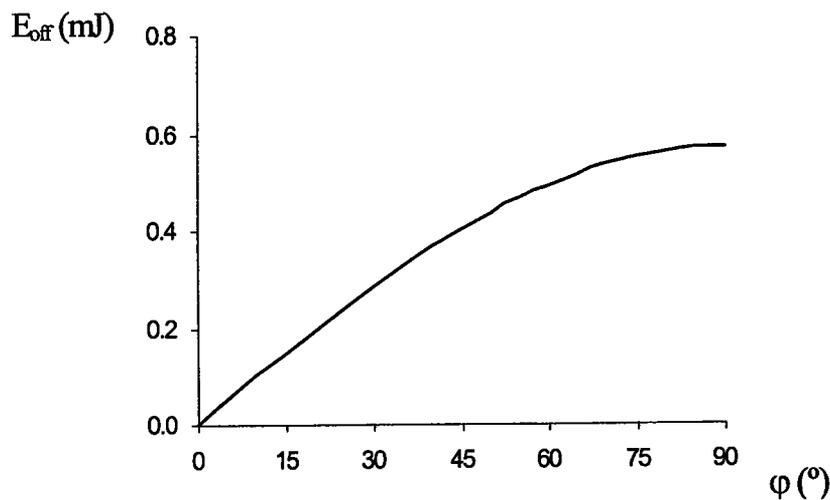


Figura 3.22. Energía de pérdidas en función de la fase φ .

La siguiente curva representa las frecuencias y fases en las que la potencia total de pérdidas alcanza el valor límite de 300 W. Los puntos situados entre los ejes y la curva representan condiciones seguras de funcionamiento en los que las pérdidas están por debajo del límite. En los puntos más allá de la curva, el funcionamiento del inversor no es posible al superarse la potencia de pérdidas admisible. A 500 kHz sería posible conmutar con una fase de hasta 36 grados.

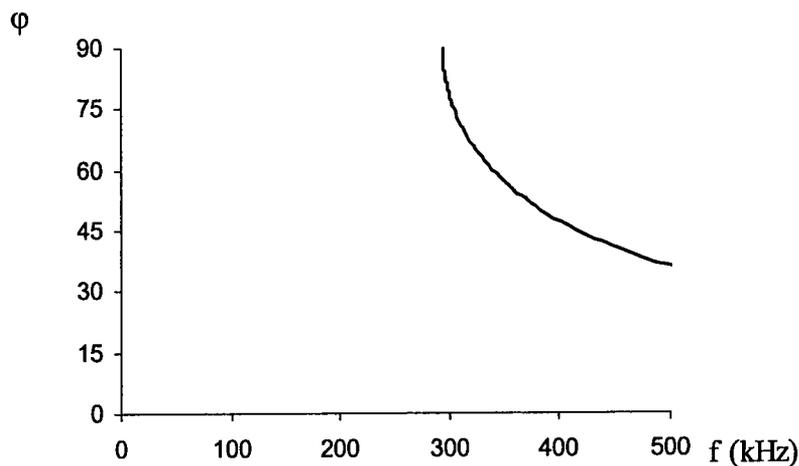


Figura 3.23. Frecuencia y fase para una potencia de pérdidas de 300 W.

3.4.3. CONMUTACIÓN EN FASE

Como ya se mencionó en el apartado 3.3.3, el modo de conmutación en fase es equivalente a cualquiera de los modos inductivo o capacitivo haciendo prácticamente simultáneas las transiciones de corte y conducción de los disparos con fase nula respecto al cruce por cero de la tensión de salida. En realidad este modo de conmutación no existe como tal y, por lo tanto, el estudio de sus posibles procesos de conmutación y la evaluación de pérdidas son, en principio, cualquiera de los ya estudiados en los apartados anteriores. Sin embargo, debido al proceso de recuperación inversa de los diodos presente en el modo de conmutación capacitivo para cualquier valor de la fase, sólo será aceptado como válido el modo de conmutación inductivo con fase reducida como aproximación al modo de conmutación en fase cuando se consideran semiconductores reales.

3.4.4. ESTUDIO COMPARATIVO DE PÉRDIDAS

En la figura 3.24 se muestran las pérdidas totales del transistor trabajando en modo capacitivo e inductivo con los valores nominales de tensión V_{MF} y corriente I_d (425 V y 37.5 A) para ángulos de conmutación ϕ reducidos (5°).

Se puede observar que cuando se reduce la fase en el modo de conmutación inductivo prácticamente las únicas pérdidas importantes son las de conducción mientras que en modo capacitivo la corriente de recuperación inversa de los diodos hace que las pérdidas de conmutación a conducción nunca se puedan despreciar.

Como conclusión se puede decir que el método idóneo para disparar un inversor con carga resonante paralelo donde no se tienen en cuenta las inductancias del circuito es el correspondiente al modo de conmutación inductivo con la fase más pequeña posible aproximándose por lo tanto al modo de funcionamiento en fase pero cuidando siempre evitar la conmutación forzada a corte de los diodos y el consiguiente proceso de recuperación inversa, presente en el modo capacitivo,

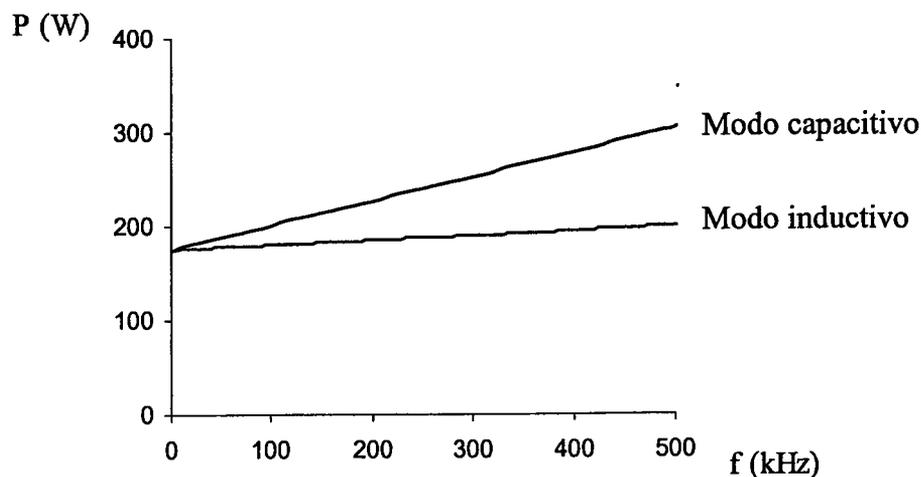


Figura 3.24. Curva comparativa de potencia total de pérdidas del transistor.

El rendimiento del inversor será, en consecuencia, mucho más elevado para el modo inductivo siendo, para las condiciones consideradas anteriormente, aproximadamente del 93% mientras que para el modo capacitivo es inferior al 90%.

3.4.5. REDES DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN

En este apartado vamos a introducir el concepto de red de ayuda a la conmutación que utilizaremos para reducir pérdidas en los procesos de conmutación de los conmutadores del inversor. Para el modo de conmutación inductivo en el cual sólo hay pérdidas de conmutación a conducción no es necesario implementar redes de ayuda siempre y cuando no se tengan en cuenta las inductancias del circuito. Sin embargo, cuando estas inductancias existan aparecerán importantes sobretensiones y pérdidas debidas al corte forzado de la corriente del conmutador. La red de ayuda de conmutación a corte más adecuada en este caso es el circuito RC conectado en los extremos del conmutador optimizando la conexión de la red y de los propios componentes del conmutador con el objeto de reducir la inductancia parásita. El diseño de esta red esta en función de la inductancia del circuito de las velocidades de conmutación y de la amplitud de la corriente de conmutación y de la sobretensión permitida.

En la siguiente figura se muestra el circuito conmutador con la red RC de ayuda a la conmutación de 30Ω y 3.4 nF para un inversor con un transistor por conmutador (12.5 kW), y cuyo diseño se justifica en el apartado 3.5.2.1.2. Recordamos que el módulo básico utilizado en la realización práctica del inversor es de 25 kW con dos transistores en paralelo por conmutador. En este caso, y puesto que la corriente es doble, la red RC conectada es de doble valor de capacidad y mitad de resistencia. De este modo la función de la red es equivalente a la anteriormente especificada. Esta red RC será utilizada en las simulaciones del próximo apartado.

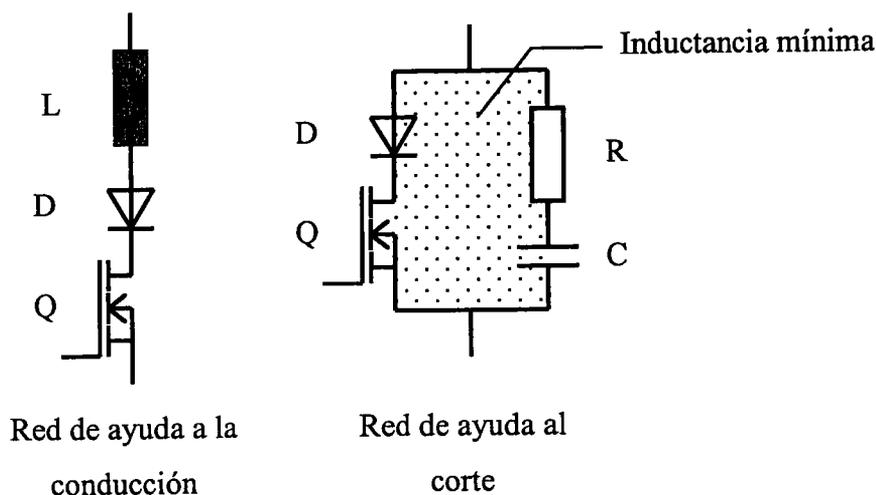


Figura 3.25. Conmutador con red de ayuda de conmutación a conducción y corte.

En el modo de conmutación capacitivo lo que hay que minimizar son las pérdidas de conmutación a conducción, sobretodo las debidas al fenómeno de recuperación inversa de los diodos. Para ello la red de ayuda de conmutación a conducción adecuada es una inductancia en serie con el conmutador que limite la pendiente de cambio de la corriente durante la conmutación y, consecuentemente, reduzca la corriente inversa y las pérdidas. En la práctica esta inductancia no se incluye en el circuito como un componente localizado sino que se aprovecha la inductancia parásita del conexionado de los semiconductores del inversor.

La característica de conducción inversa de los diodos incluye un efecto llamado "snap off" por el que la corriente inversa cae a cero después de alcanzar su máximo con una pendiente que depende fundamentalmente de la propia característica del diodo y que no es controlable mediante circuitos externos. Este gran di/dt provocará, sobre las inductancias del circuito, importantes sobretensiones con lo que se hace necesario la conexión de redes de ayuda a corte en los extremos del diodo o en los del conmutador completo. Por lo tanto, en la práctica la red RC de ayuda a la conmutación en modo capacitivo puede ser la misma que para el modo inductivo y así lo consideramos en las próximas simulaciones y en el montaje experimental.

3.4.6. CONCLUSIONES

Como conclusión de esta sección se puede decir que el modo de conmutación óptimo para inversores resonantes paralelo, en los que no se consideran componentes parásitos, es el inductivo donde la conmutación del transistor a conducción se hace en condiciones ZVS y la de corte del diodo en condiciones ZCS. Por lo tanto, a pesar de que existen pérdidas a corte en los transistores, en este modo de conmutación no aparecerán problemas de recuperación inversa con lo que el balance total de pérdidas es ventajoso frente al modo de conmutación capacitivo y no será necesario elegir diodos especialmente rápidos.

En un caso práctico real para inversores de baja potencia es posible conseguir componentes y conexiones de muy baja inductancia parásita con las que sería posible mantener como válido este modo de conmutación si añadimos redes de ayuda a la conmutación a corte para reducir la sobretensión producida en el cambio brusco de la corriente durante el corte de los transistores. Sin embargo, para inversores de alta potencia y

alta frecuencia esto no es suficiente y se hace necesario introducir la estrategia de conmutación expuesta en la siguiente sección.

3.5. PROCESOS DE CONMUTACIÓN CON COMPONENTES PARÁSITOS

3.5.1. COMPONENTES PARÁSITOS DEL INVERSOR

En este apartado vamos a estudiar el funcionamiento del inversor considerando las impedancias de los componentes parásitos, especialmente las inductancias, que aparecen debidas a los elementos de conexiones de los diferentes componentes del circuito. Estas impedancias se pueden reducir únicamente a resistencias e inductancias en serie y condensadores en paralelo con los componentes del inversor y su carga.

La resistencia parásita es la de las propias conexiones: resistencia de los conductores, contactos, soldaduras, etc., que actúa aumentando las pérdidas de conducción sin influir en los procesos de conmutación.

La capacidad proveniente de las conexiones es, por lo general, despreciable frente a la de los diodos y transistores cuyo efecto se limita al aumento de las pérdidas de conmutación a conducción y la generación de oscilaciones. En la conmutación a corte estas capacidades no resultan problemáticas puesto que en este proceso se enfrentan a la fuente de corriente de entrada. En las simulaciones de la anterior sección ya se consideraron estas capacidades al estar incluidas en los modelos propuestos para los diodos y transistores teniéndose en cuenta el aumento de pérdidas de conmutación pero no las oscilaciones puesto que no existían las inductancias parásitas del circuito.

Estas inductancias parásitas si que influyen de modo importante en el comportamiento del inversor ya que modifican seriamente sus procesos de conmutación, aumentando las pérdidas, provocando oscilaciones y generando peligrosas sobretensiones. Antes de continuar debemos cuantificar y localizar estas inductancias y dar un modelo simple que las contenga y que permita realizar simulaciones no demasiado complejas.

En el circuito real existen tres tipos de inductancia: la de los módulos, la de las conexiones entre módulos y la de las conexiones a la carga. La inductancia de los módulos transistor y diodo es debida a la conexión interna desde sus terminales a las obleas semiconductoras. Para el transistor MOS elegido esta inductancia es del orden de 20 nH. El diodo seleccionado esta montado en un módulo con encapsulado tipo ISOTOP de reducida inductancia del orden de 10 nH.

La inductancia de la conexión entre los módulos semiconductores depende del área que encierre el circuito de conmutación, es decir de la celda básica. La inductancia de las conexiones desde la fuente a la celda de conmutación no se considera puesto que en ellas la corriente es continua. Mediante un cuidado diseño se pueden conseguir inductancias del orden de 50 nH.

Por último hay que evaluar la inductancia de las conexiones entre el inversor y el circuito resonante de carga. Esta inductancia es la más difícil de optimizar puesto que en muchas ocasiones la aplicación requiere que el puesto de calentamiento deba estar lejos del inversor. También debemos considerar la inductancia equivalente serie del condensador resonante.

Para una aplicación típica de alta frecuencia, como puede ser la soldadura de tubo por inducción, con el circuito de carga muy próximo al inversor y con condensadores de baja inductancia serie equivalente la inductancia total correspondiente esta en el rango comprendido entre 100 nH y 500 nH.

En la siguiente figura se muestra la localización gráfica de estas inductancias en la celda básica de conmutación y su circuito equivalente donde se conecta una única inductancia L_p suma de todas las anteriores. Las inductancias L_1 y L_4 son iguales y equivalen a la serie de las inductancias de los módulos transistor y diodo. L_x es la inductancia de las conexiones entre los componentes y de la salida del inversor a la carga. La inductancia L_p del circuito equivalente se calcula como:

$$L_p = L_1 + L_4 + L_x \quad (3.14)$$

El valor estimado de la inductancia L_p para las simulaciones de este apartado es de 250 nH

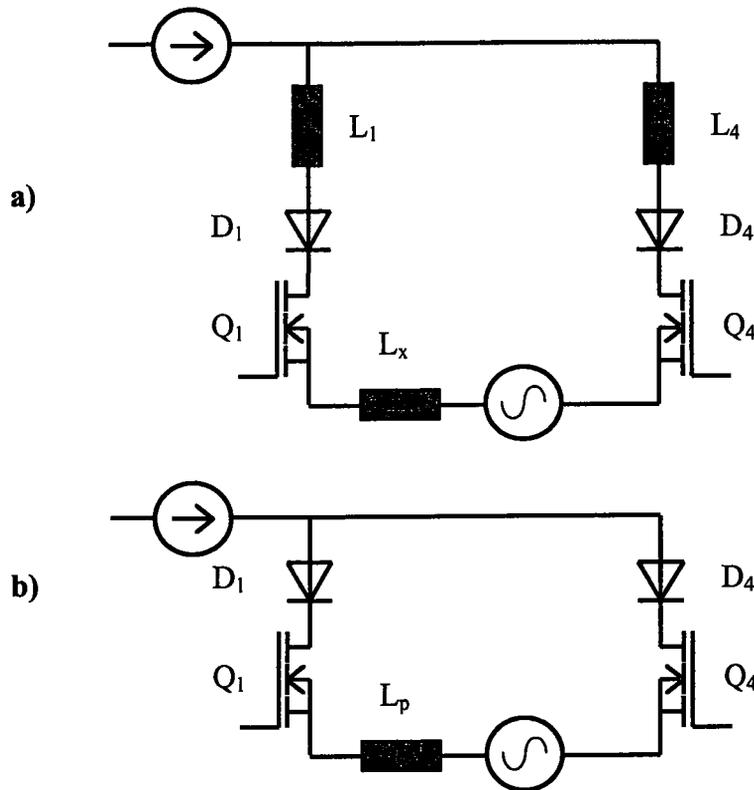


Figura 3.29. a) Circuito inductor con inductancias parásitas. b) Circuito equivalente.

3.5.2. CONMUTACIÓN CON COMPONENTES PARÁSITOS

Vamos a realizar el estudio de los procesos de conmutación del inductor con componentes parásitos para los diferentes modos de operación estudiados hasta ahora, viendo los distintos mecanismos de conmutación que verificaremos mediante simulaciones a partir de las cuales realizaremos un estudio de pérdidas.

3.5.2.1. CONMUTACIÓN EN MODO INDUCTIVO

En la sección anterior vimos que el mejor modo de disparar los transistores del inductor corresponde al modo de conmutación inductivo con la menor fase posible, es decir con una frecuencia de conmutación inferior pero muy próxima a la de resonancia. En estas condiciones se tiene que los disparos a conducción y corte de los transistores de la celda de conmutación son casi simultáneos de lo que se deduce que un instante antes de la conmutación a corte del conmutador se tiene la inductancia L_p cargada a la corriente I_d de la

fuente. Al pasar el conmutador al estado de corte se forzará un elevado di/dt en esta inductancia que provocará un aumento de las pérdidas de conmutación y una importante sobretensión con el consiguiente riesgo de sobrepasar la tensión máxima de los dispositivos semiconductores.

3.5.2.1.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

Vamos a comenzar el estudio de las conmutaciones con componentes parásitos partiendo del modo de conmutación inductivo sin incluir redes RC de ayuda a la conmutación. En la siguiente figura se muestran los gráficos que representan los estados entre los diferentes procesos de conmutación en modo inductivo del circuito inversor. A continuación analizaremos estos procesos en la celda de conmutación superior teniendo en cuenta que la inferior se comporta de modo análogo.

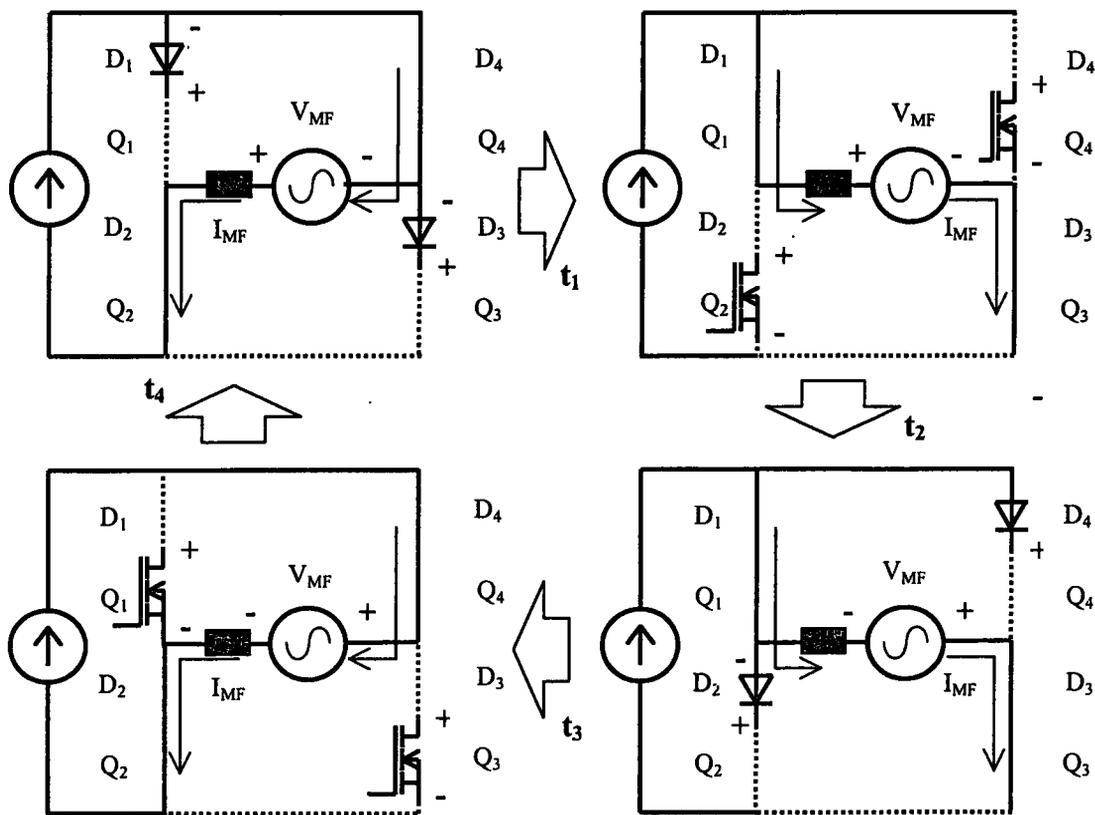


Figura 3.30. Estados y conmutaciones en modo inductivo con componentes parásitos.

En el instante t_1 se produce la conmutación a corte del transistor Q_4 que implica la de conducción del diodo D_1 . La corriente de la inductancia parásita cambia bruscamente y, por lo tanto, se produce una sobretensión que debe soportar Q_4 y una posterior oscilación poco amortiguada debido a la resonancia de su capacidad de salida C_{oss} y la inductancia L_p . Aparecen importantes pérdidas de conmutación.

En t_2 el diodo D_4 se corta bloqueando la tensión de salida y posteriormente, en t_3 se produce la conmutación a conducción de Q_4 en condiciones ZVS sin pérdidas, exactamente como ocurre en el inversor sin inductancia parásita. En este caso la presencia de L_p no tiene efecto en la conmutación.

3.5.2.1.2. SIMULACIONES

En las siguientes simulaciones se muestra el efecto de la inductancia parásita sobre el mismo circuito de las simulaciones previas al que se ha añadido una inductancia en serie con el circuito resonante de carga de valor 250 nH. Para poder realizar un estudio comparativo completo de las conmutaciones parece recomendable mostrar previamente las formas de onda de tensión y corriente de un conmutador en el circuito inversor sin inductancias con una fase reducida de aproximadamente 5° trabajando en modo inductivo.

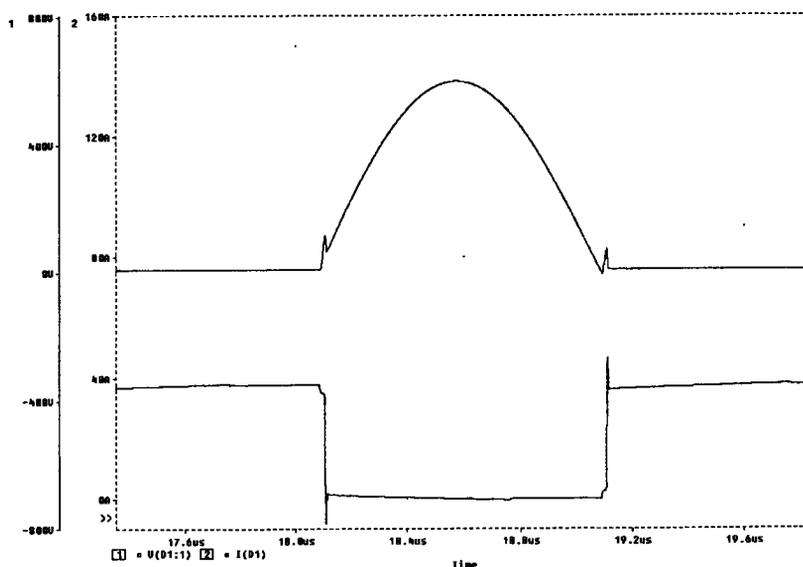


Figura 3.31. Tensión y corriente de un conmutador trabajando en modo inductivo sin inductancias y prácticamente en fase

En la siguiente figura se muestra la simulación del mismo circuito donde se ha incluido la inductancia L_p sin cambiar ninguna otra condición.

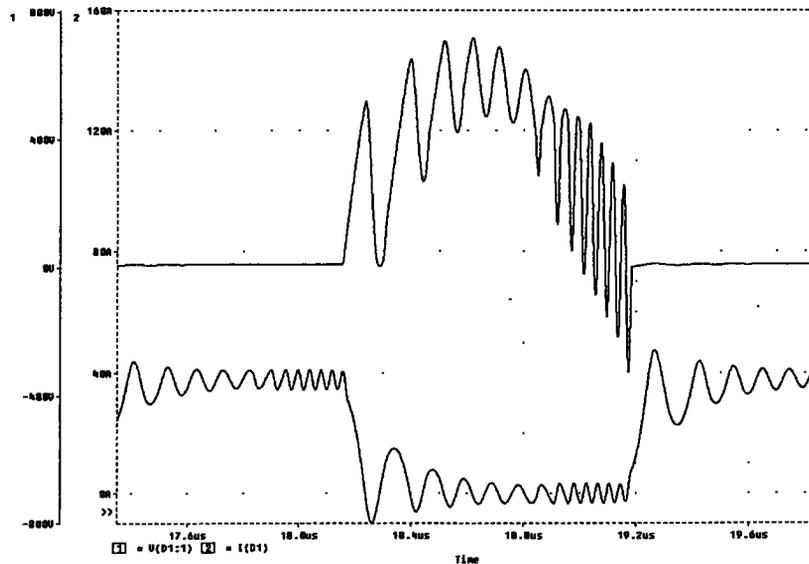


Figura 3.32. Tensión y corriente de un conmutador trabajando en modo inductivo con inductancias y prácticamente en fase

La sobretensión producida por el corte brusco de la corriente de L_p solamente está limitada por las capacidades parásitas del circuito, en especial la capacidad de salida C_{oss} del transistor. La inductancia parásita y estas capacidades forman un circuito oscilante poco amortiguado que provoca una fuerte oscilación superpuesta a la porción de la tensión de salida que bloquean los conmutadores.

En esta oscilación se observan dos diferentes frecuencias. La primera de ellas corresponde al periodo comprendido entre el instante de la conmutación y aproximadamente el máximo de la tensión V_{MF} . En este intervalo el diodo serie sigue en conducción y la capacidad que resuena con L_p es la de salida del transistor C_{oss} cuyo valor inicial va decreciendo a medida que aumenta la tensión V_{DS} del transistor alcanzando un valor de aproximadamente 1 nF para la máxima tensión. En estas circunstancias, la frecuencia de resonancia resultante es de 10 MHz que corresponde con suficiente exactitud con la observada en la simulación.

A partir del máximo de la tensión el diodo serie se corta de modo que su capacidad parásita queda en serie con la del transistor. Para el diodo elegido esta capacidad, cuyo valor

también depende de la tensión negativa bloqueada, tiene un valor final aproximado de 250 pF. La nueva frecuencia de resonancia pasa a ser de unos 22 MHz que de nuevo coincide con la medida en la simulación.

A la vista de la simulación anterior parece obvia la necesidad de conectar una red de ayuda a la conmutación a corte que limite la sobretensión inicial y amortigüe suficientemente la posterior oscilación. Para el diseño de la red RC se utilizan los criterios habituales expuestos a continuación.

$$\zeta \geq 1 \tag{3.15}$$

$$Z_{Cs} = 1/(C_S \omega_{osc}) < R_S / 5 \tag{3.16}$$

donde ζ es el coeficiente de amortiguación del resonante dado por:

$$\zeta = \frac{R_S}{2} \sqrt{\frac{C_{oss}}{L_P}} = \frac{R_S}{2} \frac{1}{L_P \omega_{osc}} = \frac{R_S}{2} C_{oss} \omega_{osc} \tag{3.17}$$

y además se tiene que:

Z_{Cs}	Impedancia del condensador de la red RC. a la frecuencia de oscilación.
$\omega_{osc} = 1/ \sqrt{L_P C_{oss}}$ con $f_{osc} \approx 10$ MHz	Frecuencia de la oscilación inicial.
$C_{oss} = 1$ nF	Capacidad parásita.
$L_P = 250$ nH	Inductancia parásita.
$R_S = 30$ Ω	Resistencia de la red RC.
$C_S = 34$ nF	Capacidad de la red RC.

En la siguiente figura se muestra la simulación de mismo circuito con inductancia parásita y con el circuito equivalente de las redes RC especificado conectado a la salida de la celda básica.

Se han reducido las sobretensiones y se ha amortiguado la oscilación pero estas condiciones de trabajo son peligrosas y confieren una baja fiabilidad al inversor. Además, como veremos en un siguiente apartado, las pérdidas son demasiado grande y nos impiden trabajar a estas frecuencias.

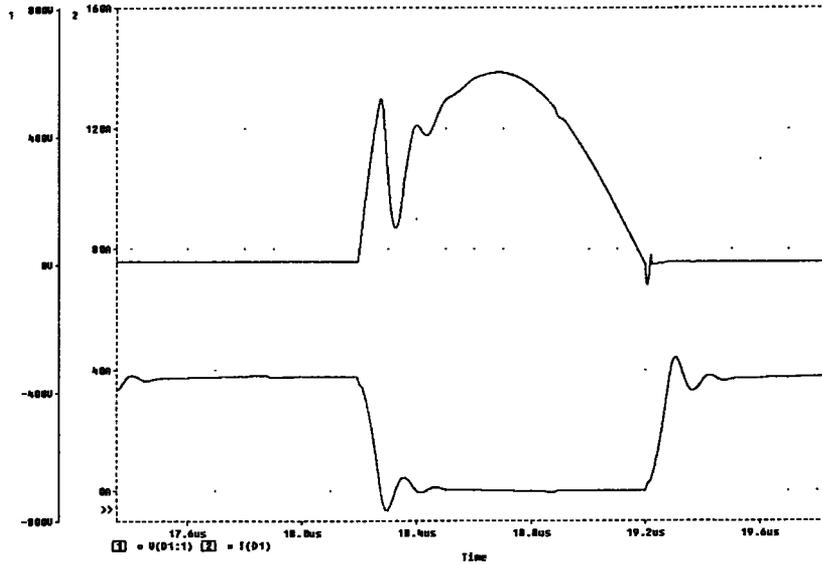


Figura 3.33. Tensión y corriente de un conmutador trabajando en modo inductivo prácticamente en fase con inductancias y red RC.

En la siguiente figura se muestra la simulación correspondiente al modo de conmutación inductivo con una fase mayor donde se puede observar como la sobretensión generada en la conmutación de corte ha crecido hasta la tensión máxima del transistor de 800V.

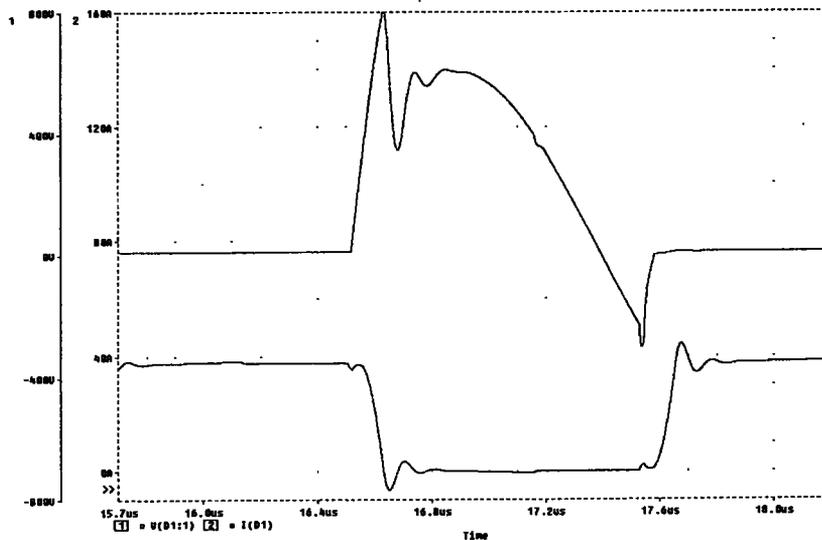


Figura 3.34. Tensión y corriente de un conmutador trabajando en modo inductivo con gran fase considerando la inductancia parásita y la red RC.

3.5.2.2. CONMUTACIÓN EN MODO CAPACITIVO

A continuación vamos a analizar el comportamiento del inversor conmutando en modo capacitivo con la estrategia de disparo "clásica" introducida en los apartados anteriores incluyendo componentes parásitos y las mismas redes RC utilizadas hasta ahora. En estas condiciones los disparos se realizan a una frecuencia superior a la de resonancia manteniendo una determinada fase negativa entre la tensión y la corriente de salida.

3.5.2.2.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

En la siguiente figura se muestran los gráficos que representan los estados entre los diferentes procesos de conmutación en modo capacitivo del circuito inversor. Seguidamente analizaremos estos procesos en la celda de conmutación superior teniendo en cuenta que la inferior se comporta de modo análogo.

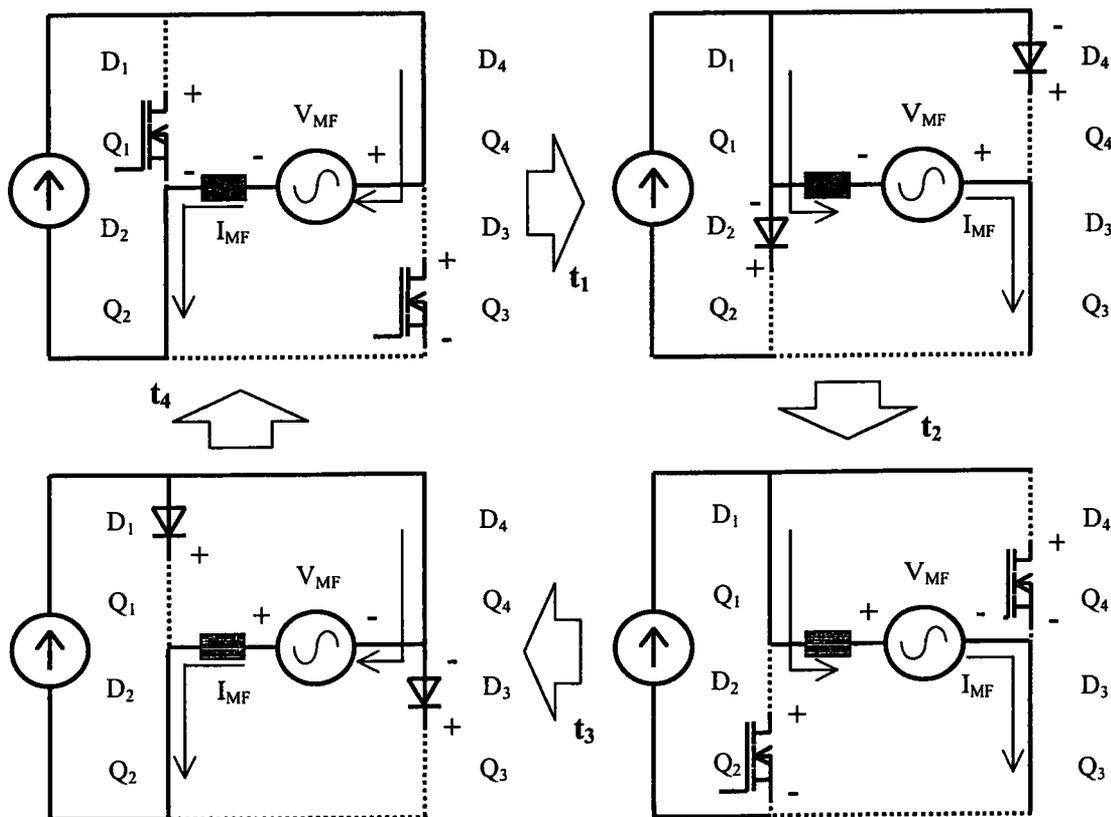


Figura 3.35. Estados y conmutaciones en modo inductivo con componentes parásitos.

En el instante t_1 se produce la conmutación a conducción del transistor Q_1 que implica la de corte del diodo D_4 . La corriente cambia con un di/dt limitado por la inductancia L_p . Por lo tanto, la conmutación a conducción de Q_1 se realiza con pérdidas reducidas puesto que L_p actúa como red de ayuda a la conducción mientras que el corte forzado de D_4 implica su proceso de recuperación inversa que puede producir importantes sobretensiones. La corriente inversa del diodo serie hará conducir transitoriamente al diodo antiparalelo del transistor que también sufrirá un proceso de recuperación inversa. Las sobretensiones producidas serán mitigadas por las redes RC.

En t_3 , con el diodo D_1 bloqueando la tensión de salida, se produce la conmutación a corte de Q_1 exactamente como ocurre en el inversor sin inductancia parásita. En este caso la presencia de L_p no tiene efecto en la conmutación.

3.5.2.2.2. SIMULACIONES

En la siguiente figura se muestra el resultado de la simulación de la conmutación en modo capacitivo del inversor. Se ha incluido la misma inductancia parásita y los mismos valores de la red RC que se consideraron en la dos simulaciones anteriores. Se puede observar las sobretensiones y sobrecorrientes producidas en la recuperación inversa de los diodos durante la conmutación a corte.

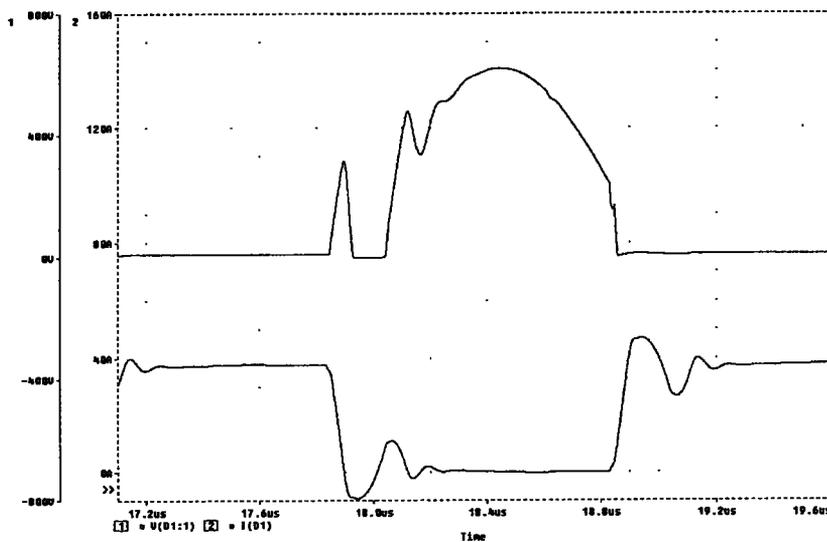


Figura 3.36. Tensión y corriente de un conmutador trabajando en modo capacitivo con gran fase considerando la inductancia parásita y la red RC.

3.5.2.3. ESTUDIO DE PÉRDIDAS

Para completar el estudio de viabilidad de funcionamiento del puente inversor con disparo tradicional hemos de considerar las pérdidas en el transistor que se van a medir partiendo de las siguientes simulaciones. Recordamos que las pérdidas de conducción del transistor siguen siendo aproximadamente de 175 W mientras no se varíe la corriente I_d de la fuente o la R_{DSon} del transistor. El resto de la potencia medida en la simulación serán, por lo tanto, pérdidas de conmutación.

En la siguiente figura se muestran las reducidas pérdidas que se producen conmutando en modo inductivo con fase pequeña y sin inductancias parásitas. Las pérdidas totales del módulo transistor son en este caso de aproximadamente 205 W muy lejos todavía de alcanzar el máximo de 300 W.

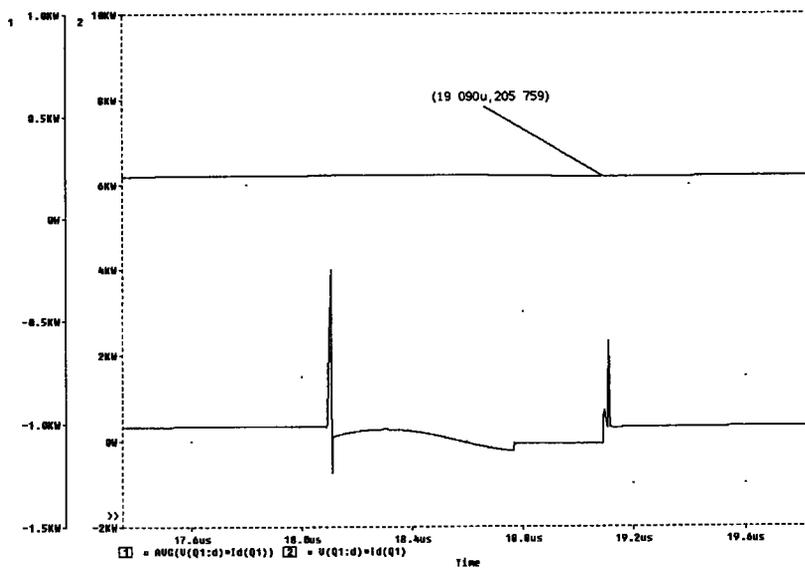


Figura 3.37. Pérdidas en el transistor en modo inductivo prácticamente en fase sin inductancias parásitas

En la próxima figura se muestran las pérdidas correspondientes al añadir al circuito únicamente la inductancia L_p . La potencia de pérdidas asciende drásticamente alcanzando los 530 W haciendo imposible el funcionamiento del inversor a estas frecuencias.

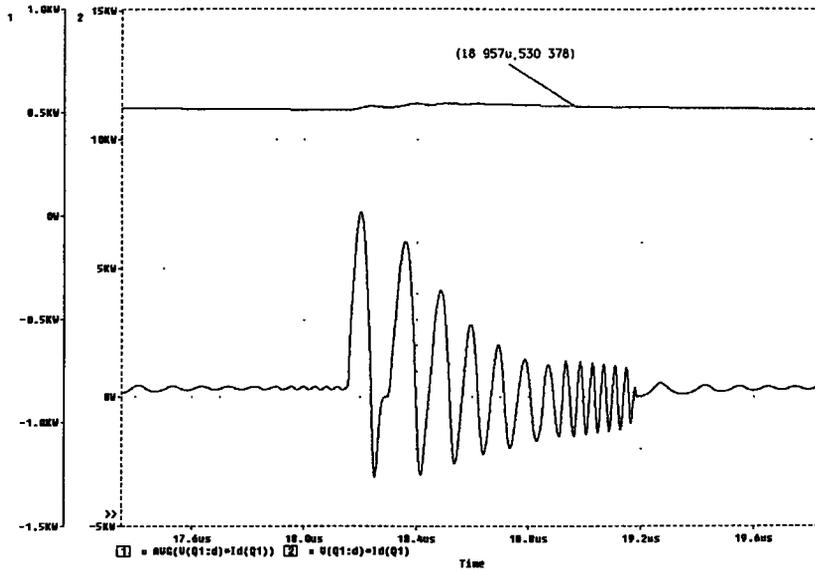


Figura 3.38. Pérdidas en el transistor en modo inductivo prácticamente en fase con inductancias parásitas

La inclusión de la red RC va a reducir, como se ve en la siguiente simulación, las pérdidas del transistor a un valor de aproximadamente 350 W que sigue siendo inviable. Además la potencia disipada en las resistencias de las redes RC es considerablemente alta (720 W en total) con lo que el rendimiento global del inversor bajaría hasta un valor del 86%.

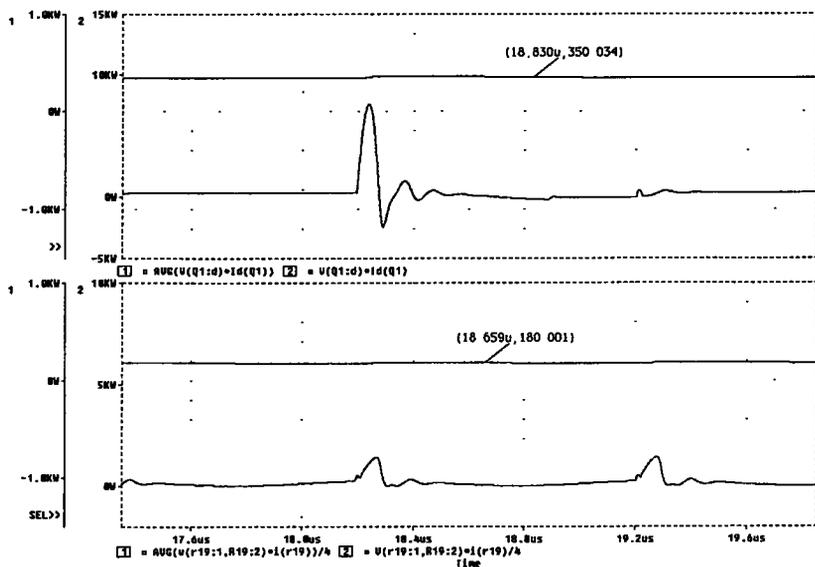


Figura 3.39. Pérdidas en el transistor y en las resistencias de la red RC para modo inductivo prácticamente en fase con inductancias parásitas

En el gráfico superior de la figura anterior se muestran las pérdidas del transistor y en el inferior las pérdidas en la resistencia de la red RC.

En la siguiente figura se muestra la potencia de pérdidas del transistor y la red RC cuando se incrementa la fase en el modo de conmutación inductivo. Las pérdidas durante el proceso de corte aumentan considerablemente siendo la potencia total de pérdidas del transistor de 650 W, valor muy superior al permitido. Como estaba previsto, no se observan pérdidas importantes en la conmutación a conducción.

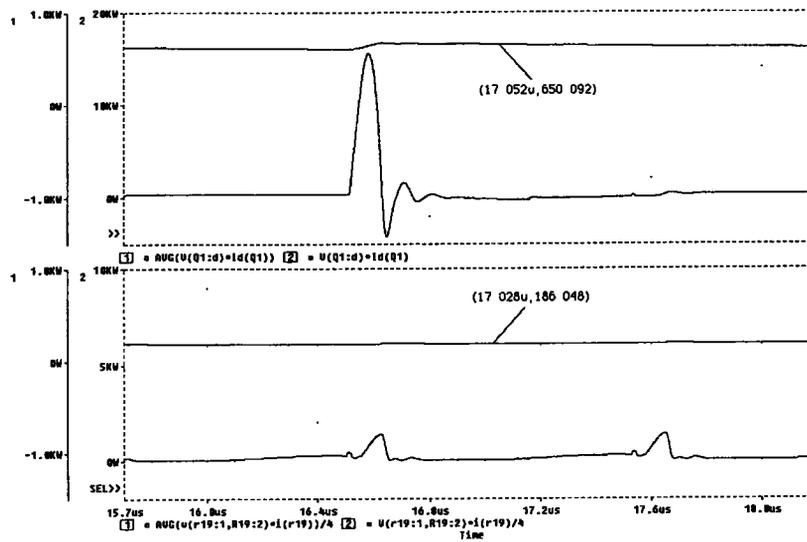


Figura 3.40. Pérdidas en el transistor y en las resistencias de la red RC para modo inductivo con fase alta y con inductancias parásitas

En el siguiente gráfico se muestran las pérdidas del transistor y las redes RC para el caso de conmutación en modo capacitivo.

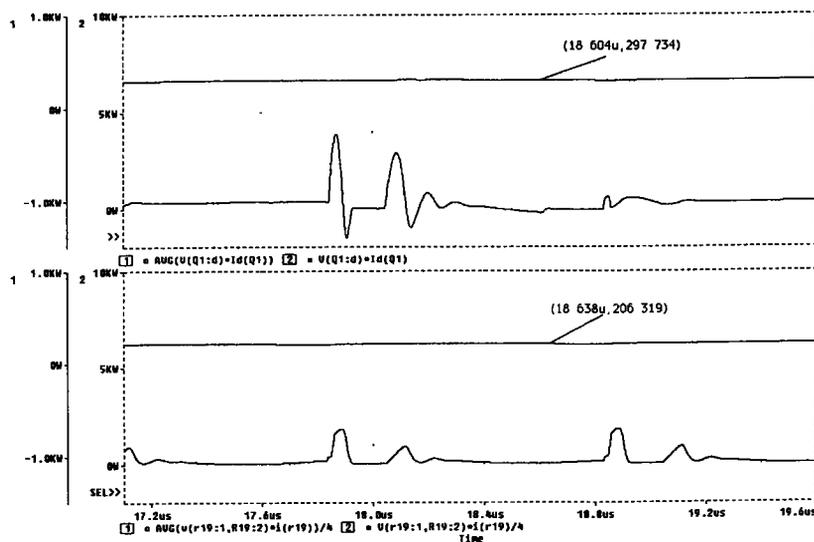


Figura 3.41. Pérdidas en el transistor y en las resistencias de la red RC para modo capacitivo con fase alta y con inductancias parásitas

Las pérdidas de conmutación a conducción son reducidas debido a que la inductancia parásita L_p actúa como red "lossless" de ayuda a la conmutación mientras que las de conmutación a corte son importantes a causa de la recuperación inversa de los diodos. Las pérdidas totales son aproximadamente de 300 W justo en el límite indicado.

En cualquier caso, incluso con fases reducidas, las pérdidas en el modo de conmutación inductivo no son aceptables y las del modo capacitivo no son suficientemente bajas como para garantizar la fiabilidad del inversor.

Como conclusión se puede decir que, tras la inclusión en el circuito de la inductancia parásita, las pérdidas ya son muy grandes a altas frecuencias haciendo inviable el funcionamiento del inversor a no ser que se incremente la capacidad de disipación de potencia del transistor. Esto sería posible utilizando un módulo de menor resistencia térmica, mejorando la conductividad térmica del disipador o reduciendo la corriente o tensión del circuito.

Las dos primeras opciones son difícilmente alcanzables puesto que tanto el transistor seleccionado como el disipador refrigerado con agua utilizado ya poseen prestaciones muy altas en cuanto a su conductividad térmica. La tercera opción sí es posible y nos obligaría a instalar más dispositivos para la misma potencia de salida con lo que el coste del equipo crecería sustancialmente al tiempo que bajaría su rendimiento. Todo ello nos lleva a decir que la búsqueda de un proceso optimizado de conmutación de las inductancias parásitas está plenamente justificado.

3.5.3. CONMUTACIÓN SUAVE DE LAS INDUCTANCIAS PARÁSITAS

Para evitar la conmutación dura de la inductancia parásita hemos de encontrar un método por el cual su corriente haya cambiado completamente de polaridad en el instante de la conmutación a corte del transistor. De este modo conseguiremos que no haya cambios bruscos en la corriente de la inductancia y que la corriente en el conmutador sea nula en el momento del corte con lo trabajaremos en modo ZCS. Por otro lado, el propio hecho de la existencia de la inductancia parásita, que actúa como red de ayuda a la conmutación, hace que la conmutación a conducción se haga en condiciones ZVS en el conmutador al quedar bloqueada la tensión de la carga por la inductancia en el momento de la conducción.

Por lo tanto, en estas condiciones las pérdidas de conmutación deben ser mínimas aunque por diversas razones, como pueden ser resonancias de inductancias y condensadores parásitos secundarios, variaciones de los retrasos de los disparos, asimetrías topológicas del circuito, dispersión de las características de los componentes y otros, se deba mantener redes de ayuda a la conmutación tipo RC para prevenir posibles sobretensiones y oscilaciones.

En este apartado se van a estudiar las conmutaciones con este método haciendo un estudio de viabilidad en función de las pérdidas existentes en el transistor y dando un sencillo algoritmo que nos permita conocer las condiciones óptimas para el disparo de los transistores considerando las posibles variaciones de la frecuencia, tensión de salida y corriente del circuito.

3.5.3.1. ECUACIONES DE LA CONMUTACIÓN

Supongamos la celda básica de conmutación del inversor de la figura siguiente en la que inicialmente esta conduciendo el transistor Q_1 la corriente positiva I_d por la carga y un tiempo anterior al cruce por cero de su tensión positiva el transistor Q_4 se dispara a conducción. Asumimos que el factor de calidad Q del circuito resonante de carga es suficientemente elevado para suponer que su tensión es sinusoidal de valor $V_o \sin \omega t$.

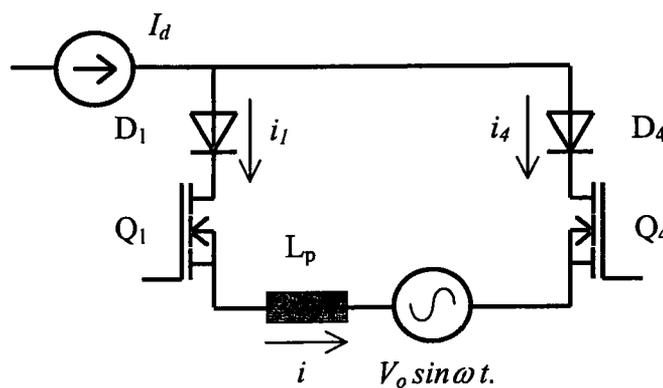


Figura 3.42. Celda básica de conmutación con inductancia parásita.

Durante la fase en la que ambos transistores están conduciendo, la corriente de la inductancia se descarga desde su valor inicial I_d ya que la tensión positiva de la carga queda

aplicada de modo inverso en la inductancia. La evolución de la corriente en este proceso atiende a la siguiente expresión:

$$i = I_d - \frac{V_0}{L_p \omega} (\cos \omega t - \cos \beta) \quad (3.18)$$

Mientras que en el conmutador 1 la corriente decrece desde el valor inicial I_d , en el conmutador 4 la corriente crece partiendo de valor cero. Este proceso queda descrito mediante las siguientes ecuaciones:

$$i_1 = I_d - \frac{V_0}{2L_p \omega} (\cos \omega t - \cos \beta) \quad (3.19)$$

$$i_4 = \frac{V_0}{2L_p \omega} (\cos \omega t - \cos \beta) \quad (3.20)$$

En estas últimas expresiones ω corresponde a la frecuencia de conmutación y β es la fase correspondiente al tiempo de adelanto respecto al cruce por cero de la tensión de salida en el que el transistor Q_4 conmuta a conducción. A esta fase β la denominaremos *ángulo de conducción*.

Por otro lado, el instante óptimo en el que Q_1 debe pasar a corte coincide con el cruce por cero de la tensión de salida. A la fase con que se realiza este proceso de corte del conmutador respecto al cruce por cero de la tensión le llamamos *ángulo de corte* y lo identificamos con el símbolo γ que como hemos dicho debe ser nulo. A partir de este momento Q_4 conduce la corriente I_d en sentido negativo en la carga y Q_1 bloquea su tensión. Con la fase β de adelanto se repite el proceso con la conducción previa de Q_1 y el posterior corte de Q_4 con γ cero. El proceso en la otra celda de conmutación es análogo.

Para que se cumpla la condición inicialmente expuesta de conmutación suave de la corriente de la inductancia parásita se deben imponer sobre la ecuaciones anteriores las siguientes condición de contorno:

$$\begin{aligned} i(0) &= -I_d \\ i_1(0) &= 0 \\ i_4(0) &= I_d \end{aligned} \quad (3.21)$$

A partir de cualquiera de ellas se puede obtener la expresión que nos permite determinar el ángulo de conducción óptimo β_0 .

$$\cos \beta_0 = 1 - \frac{2L_p I_d \omega}{V_0} = 1 - \frac{k I_d f}{V_0} \quad (3.22)$$

Donde f es la frecuencia de conmutación y k es una constante que contiene el valor de la inductancia parásita ($k = 4\pi L_p$). Si previamente conocemos el valor de L_p , que permanece invariable, y durante el funcionamiento del inversor medimos las magnitudes I_d, f y el valor de pico V_0 de la tensión de salida V_{MF} , mediante la ecuación anterior podremos obtener el ángulo de conducción β_0 para el disparo óptimo del inversor.

En la siguiente figura se exponen los diagramas simplificados que muestran el proceso de descarga de la inductancia parásita para los diferentes posibles valores de los ángulos de conducción y corte en las cuales no se ha tenido en cuenta los efectos de las capacidades del circuito inversor y se han considerado sólo las corrientes inversas de los diodos serie. El trazo grueso corresponde a la corriente de la inductancia durante el cambio de polaridad y el trazo fino a la tensión de salida durante este proceso. En todos los casos salvo en correspondiente al disparo óptimo existe un elevado di/dt sobre la inductancia que provocará sobretensiones y pérdidas.

En los siguientes apartados analizaremos los mecanismos de conmutación propuestos y podremos observar las formas de onda obtenidas sobre simulaciones del circuito inversor correspondientes al disparo óptimo con $\beta = \beta_0$ y $\gamma = 0$ y a los casos en que no se cumplen de modo independiente estas condiciones, es decir: $\beta \neq \beta_0$ con $\gamma = 0$ y $\gamma \neq 0$ con $\beta = \beta_0$. Los componentes del circuito inversor incluidos los parásitos y los de la carga resonantes serán los mismo que hemos utilizado en apartados anteriores.

El objeto de este estudio es demostrar que mediante esta estrategia de conmutación, y sólo en condiciones próximas al disparo óptimo, no existen sobretensiones o sobrecorrientes relevantes y las pérdidas totales de los transistores componentes del inversor son suficientemente bajas de modo que se pueda garantizar la fiabilidad del circuito trabajando a frecuencias altas incluso por encima de 500 kHz.

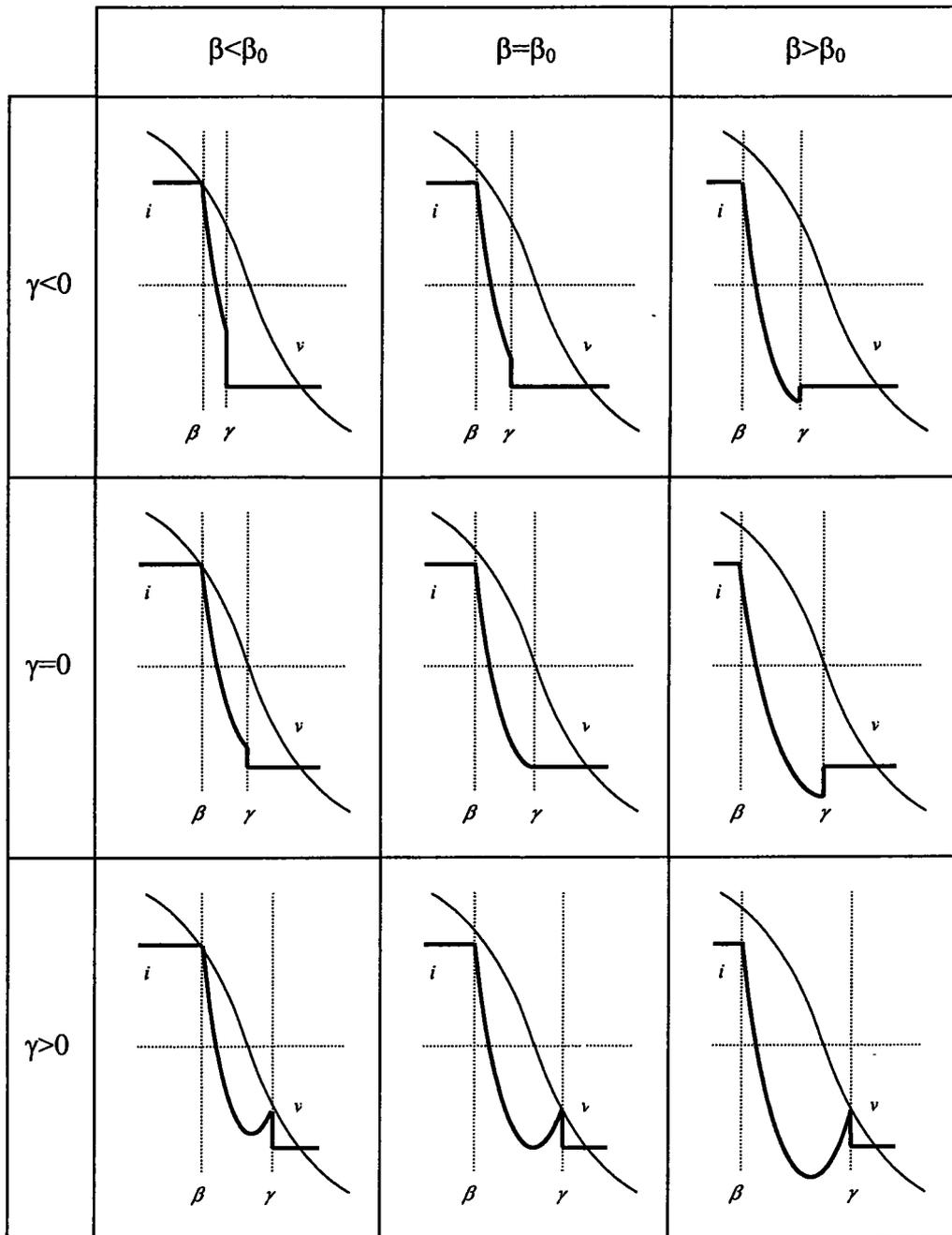


Figura 3.43. Formas de onda ideales para diferentes valores de β y γ .

En la descripción teórica de los procesos de conmutación se utilizará como base la celda básica de conmutación de la figura 3.42 manteniendo su nomenclatura y denominación de componentes.

3.5.3.2. CONMUTACIÓN ÓPTIMA

Este caso corresponde a la condición de $\beta = \beta_0$ y $\gamma = 0$.

3.5.3.2.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

En este apartado y en los siguientes se va a suponer que inicialmente el transistor Q_1 y su diodo serie están conduciendo la corriente I_d de la fuente y que Q_4 está cortado. En conmutación óptima Q_4 pasa a conducción cuando la fase es β_0 . Q_1 sigue en conducción y su corriente decrece al tiempo que crece la de Q_4 . Este proceso se va a repetir en todos los casos que a continuación expondremos diferenciándolos únicamente la elección del valor de fase β que define el instante en que Q_4 se dispara a conducción y de la fase γ que define el momento del corte de Q_1 . En el caso actual, el corte se produce con $\gamma = 0$ cuando la tensión de salida cruza cero. En este momento la corriente por Q_1 se anula y la de Q_4 alcanza el valor I_d . Las conmutaciones son suaves sin sobretensiones y con pérdidas mínimas. Los diodos no experimentan procesos de recuperación inversa.

3.5.3.2.2. SIMULACIONES

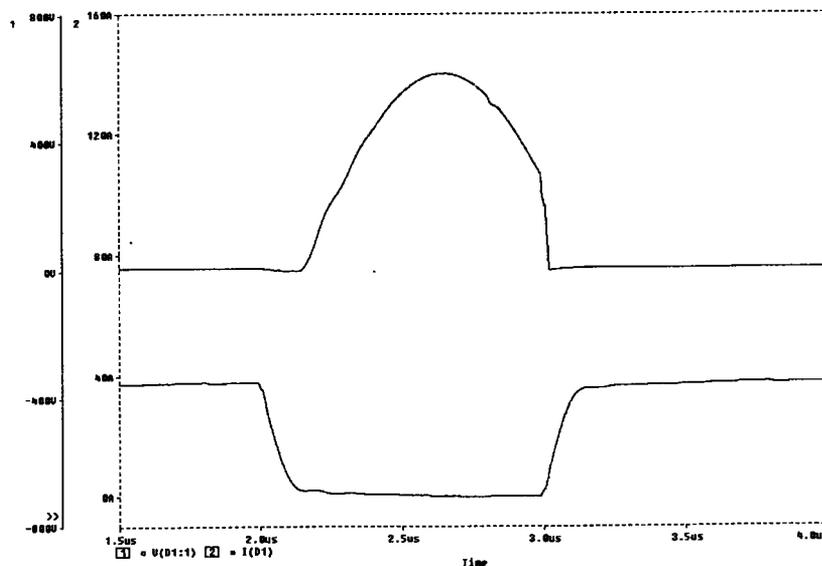


Figura 3.44. Tensión y corriente de un conmutador trabajando en condiciones de conmutación óptima.

En esta simulación se han obtenido las formas de onda correspondientes al circuito inversor con los mismos valores de tensión y corriente, condiciones de carga y valor de la inductancia parásita utilizados hasta ahora. El valor de β_0 obtenido mediante la ecuación 3.22 con estos datos es de aproximadamente 26° que se ajusta notablemente al medido sobre la simulación.

Como se puede apreciar, la corriente alcanza suavemente sus valores correspondientes a los estados de corte y conducción sin ningún cambio brusco con lo que no aparecen oscilaciones en la forma de onda de la tensión. Las pérdidas y el contenido armónico son mínimos. La fase β medida sobre la simulación es de 27° .

3.5.3.3. CONMUTACIÓN A CONDUCCIÓN ADELANTADA

Es el caso correspondiente a un ángulo de corte $\gamma = 0$ y de conducción es $\beta > \beta_0$

3.5.3.3.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

Con un ángulo de conducción mayor que β_0 la tensión aplicada a la inductancia parásita es excesiva y corriente por i_1 alcanza valores negativos antes del cruce por cero de la tensión. Esto implica la conducción inversa del diodo serie D_1 y la conducción directa del diodo antiparalelo con el transistor. Cuando la corriente inversa se extingue ya hay tensión positiva que provoca el corte forzado del diodo antiparalelo con su consiguiente proceso de recuperación inversa. Las pérdidas de conmutación a corte aumentan considerablemente y aparecerán sobretensiones y oscilaciones que afectan a la fiabilidad del circuito e incrementan el contenido armónico provocando problemas de compatibilidad electromagnética.

3.5.3.3.2. SIMULACIONES

En la siguiente simulación se muestran las formas de onda correspondientes al disparo a conducción adelantada con un ángulo β de 31° . El ángulo de corte γ se mantiene aproximadamente en 0° .

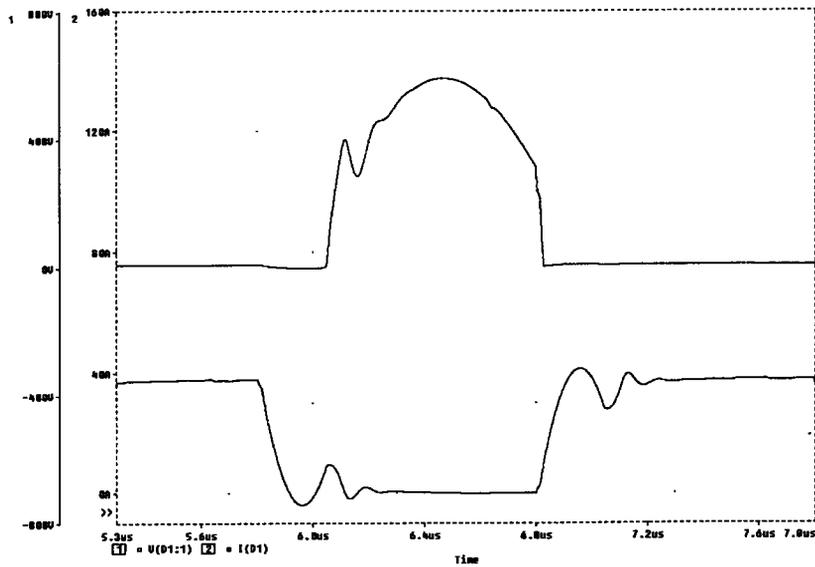


Figura 3.45. Tensión y corriente de un conmutador trabajando con conmutación a conducción adelantada.

En la siguiente figura se muestra la simulación correspondiente a un ángulo de conducción de 34° con lo que la corriente negativa alcanzada es todavía mayor y más duradera.

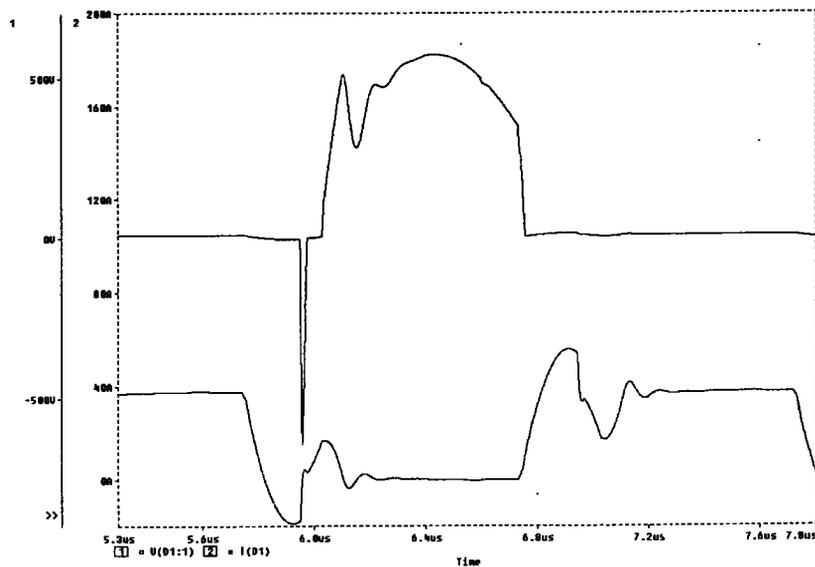


Figura 3.46. Tensión y corriente de un conmutador trabajando con conmutación a conducción adelantada y con proceso de corte brusco de la corriente de recuperación inversa.

En este caso esta corriente cae bruscamente a cero debido al proceso de corte snap off de la corriente inversa del diodo. En el modelo de diodo elegido en las simulaciones se ha exagerado este proceso para comprobar su importancia y observar que se produce una peligrosa sobretensión negativa. Tras el corte del diodo serie sigue, como en la simulación anterior, el proceso de recuperación inversa del diodo antiparalelo.

La próxima figura corresponde a una simulación en las mismas condiciones que la anterior donde se ha añadido una red RC (100 Ω y 2.2 nF) en bornes del diodo serie con la intención de suavizar su comportamiento en conmutación. De este modo se consigue reducir notablemente la sobretensión negativa.

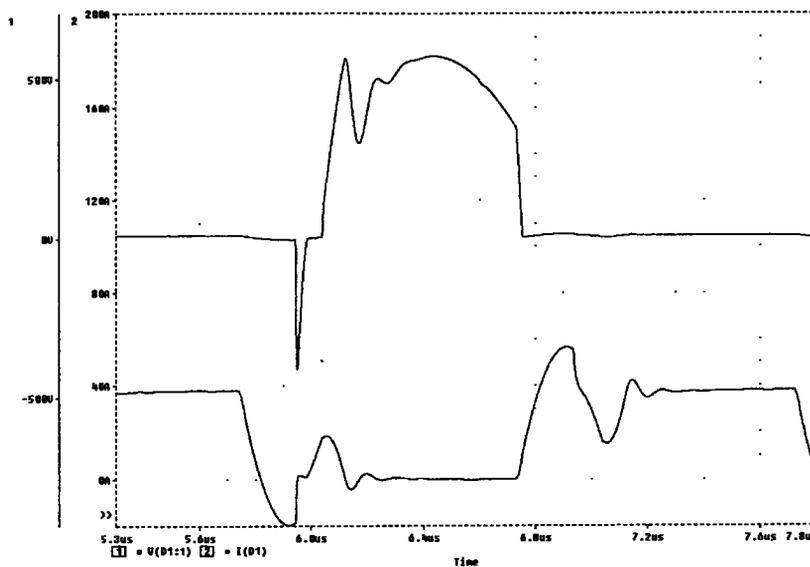


Figura 3.47. Tensión y corriente de un conmutador trabajando con conmutación a conducción adelantada y con red RC en el diodo serie.

3.5.3.4. CONMUTACIÓN A CONDUCCIÓN RETRASADA

En este caso el ángulo de corte es $\gamma = 0$ y el de conducción es $\beta < \beta_0$.

3.5.3.4.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

Conmutar a conducción Q_4 con un ángulo menor que β_0 implica que la corriente alcanzada en el instante del corte de transistor Q_1 sea positiva con lo que se producirá una

variación brusca de su valor sólo limitada por las capacidades parásitas del circuito y por la red RC. Aun así se producirá una fuerte sobretensión con el consiguiente aumento de las pérdidas y del contenido armónico.

3.5.3.4.2. SIMULACIONES

En la siguiente figura se muestra una simulación donde el ángulo de conducción es de 23° , menor que β_0 , manteniéndose el ángulo de corte $\gamma = 0$. Se observa la sobretensión que se produce en la conmutación a corte debida a la variación abrupta de la corriente.

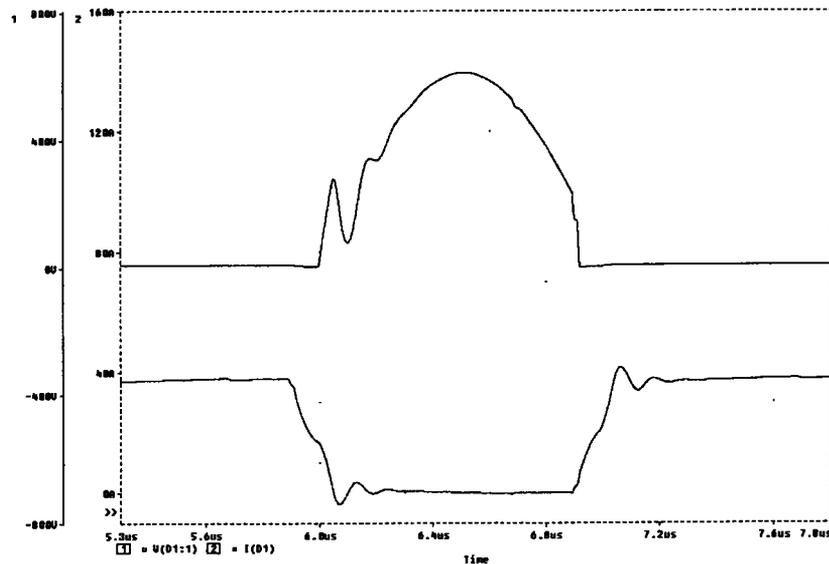


Figura 3.48. Tensión y corriente de un conmutador trabajando con conmutación a conducción retrasada.

3.5.3.5. CONMUTACIÓN A CORTE ADELANTADA

En los próximos apartados vamos a estudiar el proceso de conmutación para ángulos de corte distintos de cero manteniendo el de conducción en su valor óptimo β_0 . En el caso actual el corte se produce antes del cruce por cero de la tensión, es decir, con ángulo de corte $\gamma < 0$.

3.5.3.5.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

Al pasar Q_1 a corte de modo prematuro, la corriente i_1 no alcanza el valor adecuado quedando en el momento del corte del transistor, como en el caso anterior, con valor todavía positivo. Inicialmente se produce una sobretensión positiva debido al incremento de la pendiente de la corriente en el instante del corte que alcanza su valor máximo en el momento en que la corriente para por cero. Después, el diodo D_1 conduce inversamente y se inicia un proceso de conducción y recuperación de corriente inversa de los diodos serie y antiparalelo similar a la descrita en el apartado 3.1.1.2.

3.5.3.5.2. SIMULACIONES

En la simulación que corresponde a la siguiente figura el ángulo de corte es de -17° manteniéndose el de conducción aproximadamente igual a β_0 .

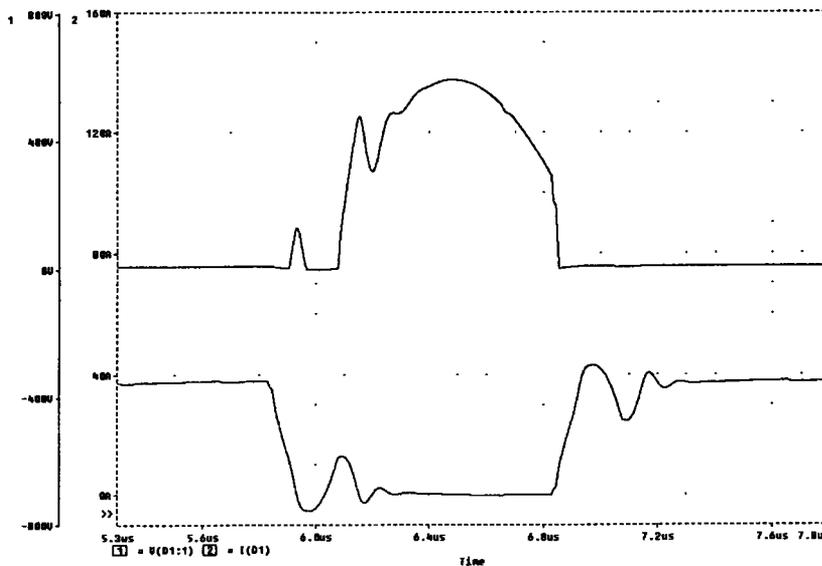


Figura 3.49. Tensión y corriente de un conmutador trabajando con conmutación a corte adelantada.

3.5.3.6. CONMUTACIÓN A CORTE RETRASADA

En este caso el ángulo de conducción es $\beta = \beta_0$ y el corte se produce después del cruce por cero de la tensión, es decir, con ángulo de corte $\gamma > 0$.

3.5.3.6.1. MECANISMOS DE CONMUTACIÓN

La corriente i_1 alcanza un valor correcto en el instante del cruce por cero pero a partir de ese momento se aplica a la inductancia parásita la tensión de signo opuesto de la carga con lo que la corriente continua evolucionando con cambio en el signo de su pendiente hasta que se produce el corte del transistor Q_1 . En este momento se produce un cambio brusco de la corriente generándose una sobretensión con el consiguiente aumento de pérdidas y contenido armónico.

3.5.3.6.2. SIMULACIONES

Esta figura corresponde a la simulación en la cual el proceso de corte del transistor se inicia con un ángulo de 10° .

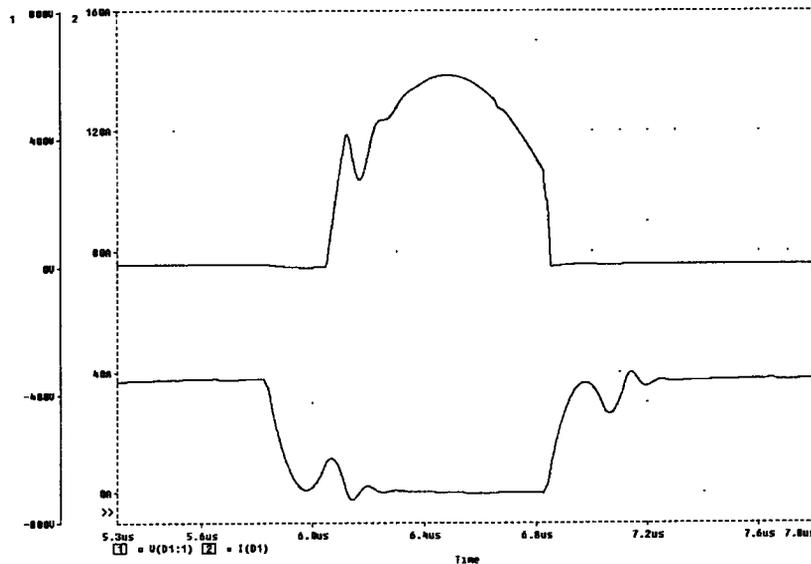


Figura 3.50. Tensión y corriente de un conmutador trabajando con conmutación a corte retrasada.

3.5.4. ESTUDIO COMPARATIVO DE PÉRDIDAS

En la siguiente figura se muestra la medida de las potencias de pérdidas en el transistor y en la resistencia de la red RC para el caso de conmutación óptima de la figura 3.44. La potencia total de pérdidas del transistor es de 207 W que nos permitirá trabajar con suficiente

holgura en estas mismas condiciones haciendo totalmente viable el uso de este método de disparo.

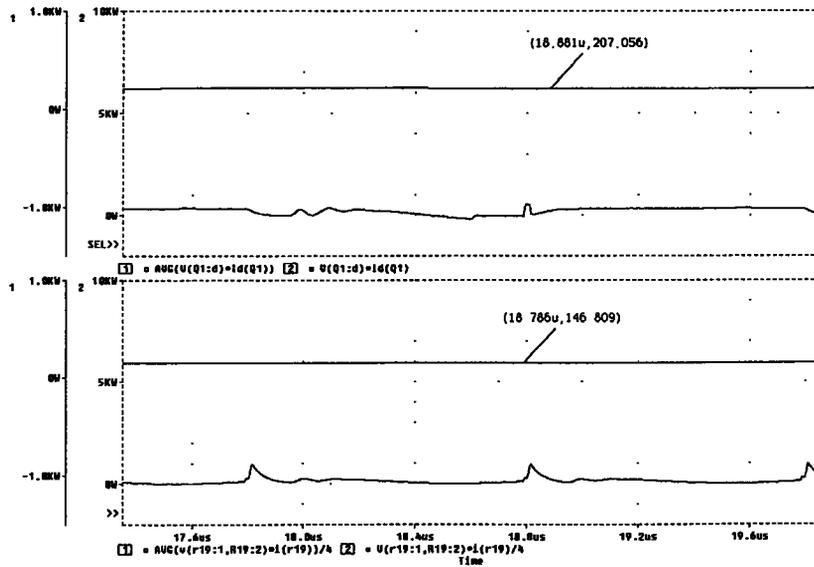


Figura 3.51. Pérdidas en el transistor y en las resistencias de la red RC para el modo óptimo de disparo.

En el gráfico superior de la figura anterior se muestran las pérdidas del transistor y en el inferior las pérdidas en la resistencia de la red RC.

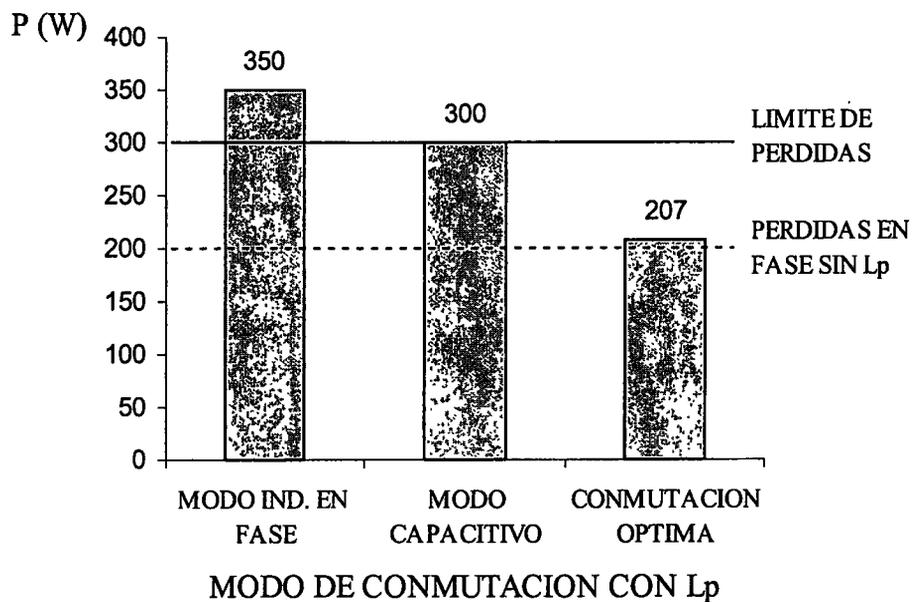


Figura 3.52. Gráfico comparativo de pérdidas en el transistor.

Para completar el estudio de viabilidad de la solución aportada para la mejora de proceso de conmutación con inductancias parásitas podemos comparar sus pérdidas con las del modo de conmutación en fase. En la figura anterior se muestra un gráfico comparativo de las pérdidas en el transistor de los modos de conmutación con inductancia parásita estudiados. La línea horizontal continua corresponde al límite máximo de pérdidas permitido y la discontinua a las pérdidas existentes en el circuito sin inductancia parásita trabajando en fase.

También resulta interesante realizar un estudio comparativo de los rendimientos del inversor para los diferentes modos de conmutación estudiados. En la figura siguiente se muestra el gráfico comparativo estos rendimientos. La línea discontinua correspondiente al caso de conmutación en modo inductivo en fase sin inductancia parásita.

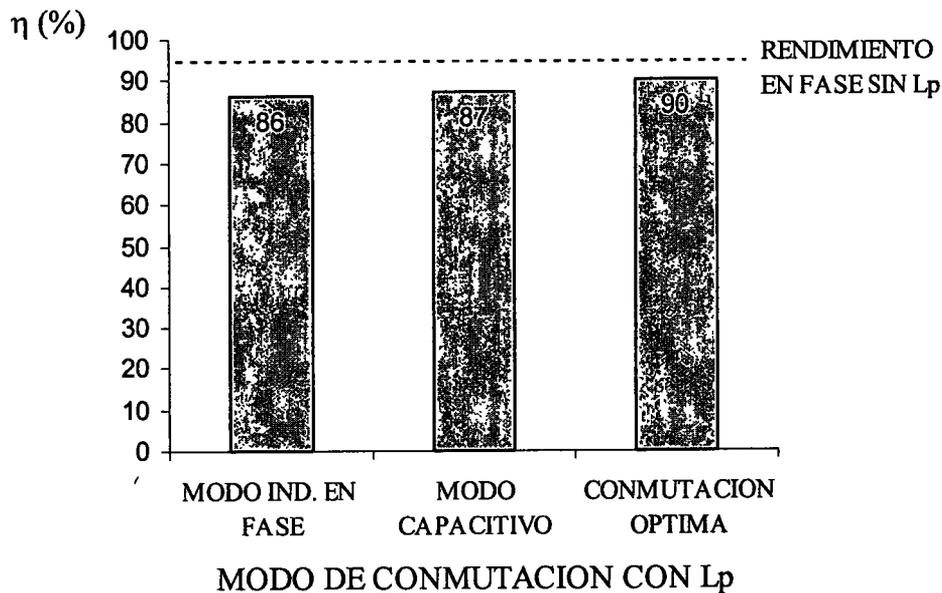


Figura 3.53. Gráfico comparativo de rendimientos del inversor.

Para realizar el cálculo correcto del rendimiento se midió, en las simulaciones anteriores, la potencia de entrada al inversor y las potencias de pérdidas de los diferentes componentes. La potencia total de pérdida correspondientes a los diodos es aproximadamente, para todos los casos, de 75 W. El cálculo se realizó atendiendo a la siguiente expresión:

$$\eta (\%) = 100 \left(1 - \frac{P_T + P_D + P_R}{P_E} \right) \tag{3.23}$$

Donde las distintas potencias son las que se enumeran a continuación:

P_T Potencia total de pérdidas en los transistores.

P_D Potencia total de pérdidas en los diodos.

P_R Potencia total de pérdidas en las resistencias de la red RC.

P_E Potencia activa de entrada del inversor.

En las siguientes figuras se muestran la evolución de las pérdidas del transistor para diferentes valores de los ángulos de conducción y corte.

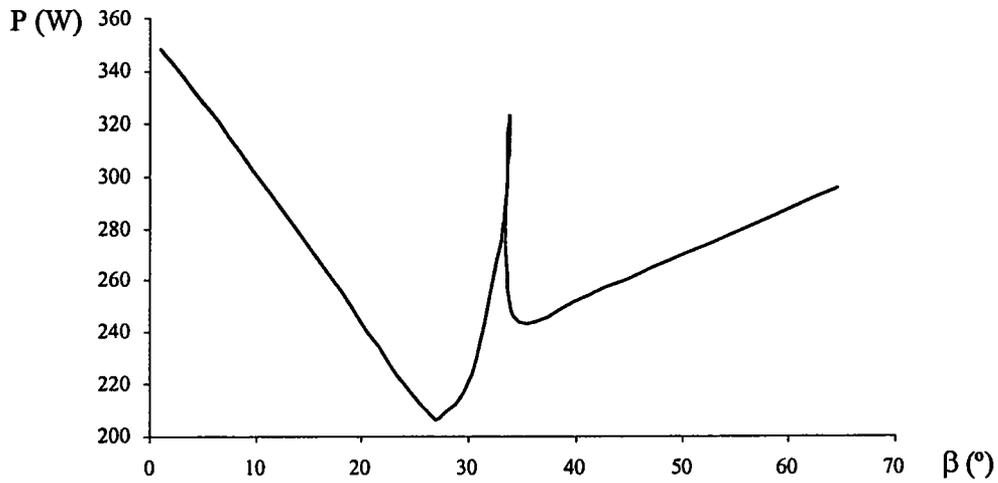


Figura 3.54. Curva de la potencia de pérdidas del transistor en función de β .

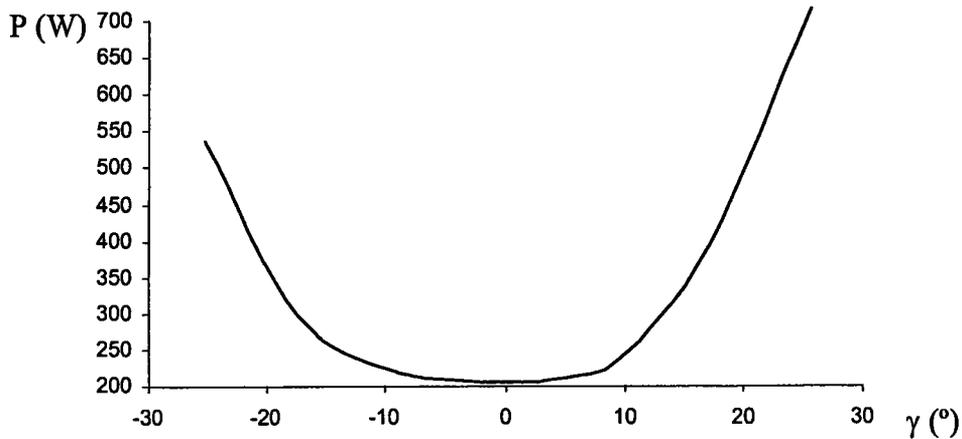


Figura 3.55. Curva de la potencia de pérdidas del transistor en función de γ .

En la figura 3.54 se observa una máximo alrededor de los 33° que corresponde a la fase a partir de la cual la corriente de recuperación inversa del diodo se corta abruptamente. De este modo, como puede verse en la figura 3.55, las pérdidas se reducen ya que se reduce la duración y amplitud de la corriente inversa del diodo antiparalelo pero el fenómeno de snap-off. En este caso la corriente inversa del diodo serie tiende a cero bruscamente y trae como consecuencia importantes sobretensiones que hace prohibitivo el trabajo en estas condiciones.

A la vista de estas últimas curvas se puede concluir que el método de disparo planteado sigue siendo eficaz incluso con grandes tolerancias de ajuste de los ángulos de conmutación ya que una desviación de 5° no hace que las pérdidas se acerquen peligrosamente al límite de 300 W.

3.5.5. FACTOR DE POTENCIA EN LA SALIDA DEL INVERSOR

Consideramos como factor de potencia en la salida (mejor denominado factor de desplazamiento) al coseno de la fase existente entre los cruces por cero de la tensión y de la corriente de salida del inversor. En la siguiente figura se ilustra gráficamente la definición de esta fase.

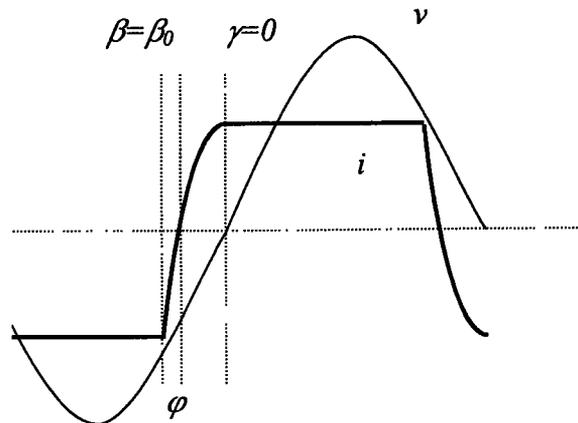


Figura 3.56. Definición de las fases de las formas de onda del circuito respecto del cruce por cero de la tensión.

Imponiendo sobre la ecuación 3.18 las siguientes condiciones:

$$i = 0 \quad \beta = \beta_0 \quad \omega t = \varphi \quad (3.24)$$

podemos calcular el factor de potencia para las condiciones de disparo óptimo que vendrá dado por cualquiera de las siguientes expresiones:

$$\cos \varphi = 1 - \frac{L_p \omega I_d}{V_0} = \frac{1 + \cos \beta_0}{2} \quad (3.25)$$

$$\cos \beta_0 = 2 \cos \varphi - 1 \quad (3.26)$$

Además si imponemos la siguiente condición:

$$P_0 \geq V_{MF} I_{MF} \cos \varphi \quad (3.27)$$

en la que P_0 representa la potencia nominal de salida del inversor, nos aseguramos que siempre podremos entregar la potencia especificada sin superar los límites de corriente y de tensión impuestos sobre el circuito. De esta última condición se puede obtener el valor de la inductancia parásita máxima con la cual todavía es posible poder entregar la potencia nominal.

$$L_p \leq \frac{4}{\pi \omega I_{MF}^2} (V_{MF} I_{MF} - P_0) \quad (3.28)$$

donde se ha tenido en cuenta la validez aproximada de la relación entre las corriente I_d e I_{MF} de la ecuación 3.2 y la expresión $V_0 = \sqrt{2} V_{MF}$

3.6. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha realizado el estudio de los modos de conmutación posibles en un inversor con carga resonante paralelo. Considerando el comportamiento ideal o real de sus componentes semiconductores, pero excluyendo los componentes parásitos en especial las inductancias, se vio que el método idóneo de disparo corresponde al modo de conmutación inductivo. Las pérdidas de conmutación se minimizan en este modo si se reduce la fase hasta valores próximos a cero. Sin embargo, cuando el valor de las inductancias parásitas del circuito no es despreciable, vimos que las pérdidas de conmutación del modo inductivo aumentan excesivamente, incluso para pequeños valor de fase. En estas condiciones las pérdidas del modo capacitivo no crecen tanto pero aparecen conflictivos procesos de

recuperación inversa en los diodos. En cualquier caso, las estrategias de conmutación tradicionales, tanto en modo inductivo como capacitivo, hacen inviable el funcionamiento del inversor con inductancias parásitas a altas frecuencias debido a la gran potencia de pérdidas, al alto contenido armónico de las señales y a la presencia de importantes sobretensiones producidas en las conmutaciones críticas del transistor o de los diodos.

Estos problemas se resuelven haciendo trabajar al inversor en el modo de conmutación óptimo con el que se consigue minimizar las pérdidas y el contenido armónico. Todo ello permite poder garantizar la fiabilidad de inversor trabajando a altas frecuencias, incluso superiores a 500 kHz, y además, poder cumplir con las directivas de compatibilidad electromagnética con mayor facilidad. Se ha propuesto una estrategia con la que es posible disparar a los transistores adecuadamente mediante un sencillo cálculo en el que se implican los parámetros fundamentales del circuito. Esto nos permitirá, como veremos en el siguiente capítulo, diseñar un sencillo circuito de control que asegure el funcionamiento del circuito inversor en modo de conmutación óptima para cualquier condición.

3.7. BIBLIOGRAFÍA

[AKAGI] H. Akagi, T. Sawae, A.Nabae.

"130 kHz, 7.5 kW Current Source Inverters Using Static Transistors for Induction Heating Applications".

Conf. Rec. IEEE-PESC 1986.

[APELDOORN] O. Apeldoorn, B. Alvsten.

"Using PSPICE for Power Electronics Simulations".

Tutorial 3. PEMC'96 Budapest, Hungary, September 1996.

[DEDE93a] E.J. Dede, J.Jordán, V.Esteve, J.V. González, D. Ramírez.

"Design Considerations for Induction Heating Current Fed Inverters with IGBT's Working 100 kHz".

IEEE Transactions on Power Electronics, 1993.

[DEDE93b] E.J. Dede, V. Esteve, J. Jordán, J.V. González, E. Maset.

"On the Design and Control Strategy of High Power, High Frequency Converters for tube Welding Applications".

PCC-Yokohama '93 1993.

[DEDE97a] E.J. Dede, J. Jordán, V. Esteve, J.M. Espí, A. Ferreres.

"Switching Modes and Short-circuit Considerations in Very High Frequency, Very High Power Resonant Inverters for Induction Heating Applications".

Power Conversion Conference-Nagaoka- Japan Agosto 1997.

[DEDE97b] E.J. Dede, V. Esteve, J. Jordán, E. Maset, J.M. Espí.

"Optimum Switching Modes and Short-circuit Considerations in Current-fed Inverters for Induction Heating Applications".

Power Conversion PCIM '97 Conference, Nürnberg, Germany, 1997.

[DEDE98] E.J. Dede, J.M. Espí.

"Static Inverters for Induction Heating: From the Fundamentals to the Analysis and Design".

Seminar 5. PCIM'98 International Conference. Nürnberg Germany 1998.

[HEUMANN] K. Heumann.

"Fundamentos de la Electrónica de Potencia".

Parainfo 1981.

[PENG] F.Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, S. Sugawara.

"High Frequency Current-Source Inverter Using SI Thyristors for Induction Heating Applications."

IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987.

[RIDLEY] R.B. Ridley, M.M. Jovanovic, W.A. Tabisz, E.M. Kvalheim.

"Resonant Converters".

Power Electronics Professional Seminar. VPEC, Blacksburg, Virginia, US, 1981.

[SEVERNS] R. Severns.

"Snubber Circuit for Power Electronics".

Teknik Information. Stockholm, Sweden, May 1997.

4. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

4.1. INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se van a estudiar las técnicas de control requeridas para conseguir un disparo óptimo del circuito inversor con carga resonante paralelo. Se expondrán los diagramas de bloques de los distintos sistemas de control y se mostrará su funcionamiento mediante simulaciones. Posteriormente se dará un modelo de gran señal tanto del inversor como de los circuitos realimentados de control con el objeto de realizar un estudio de su comportamiento dinámico.

4.2. TÉCNICAS DE CONTROL DEL DISPARO

En el circuito de control que genera los disparos del puente inversor existen dos circuitos realimentados que describiremos por separado. El primero de ellos es el circuito de control del ángulo de corte que se encarga de obtener una señal cuadrada denominada S_γ en fase con la tensión de V_{MF} . Los flancos de esta señal determinan la fase γ que, por lo tanto, debe ser nula. El segundo es el circuito de control del ángulo de conducción y tiene como misión generar otra señal cuadrada llamada S_β de la misma frecuencia que la anterior pero con una fase de adelanto $\beta = \beta_0$. Sus flancos fijan el ángulo de conducción. Componiendo adecuadamente estas señales se obtendrán los disparos para los transistores del inversor para el funcionamiento en modo correspondiente al disparo óptimo.

4.2.1. CIRCUITO DE CONTROL DEL ÁNGULO DE CORTE

El circuito propuesto, cuyo diagrama de bloques aparece en la siguiente figura, basa su funcionamiento en el de un circuito de enganche de fase (PLL). De esta manera es posible fijar la fase existente entre la señal salida del circuito S_γ y la tensión de salida del inversor V_{MF} .

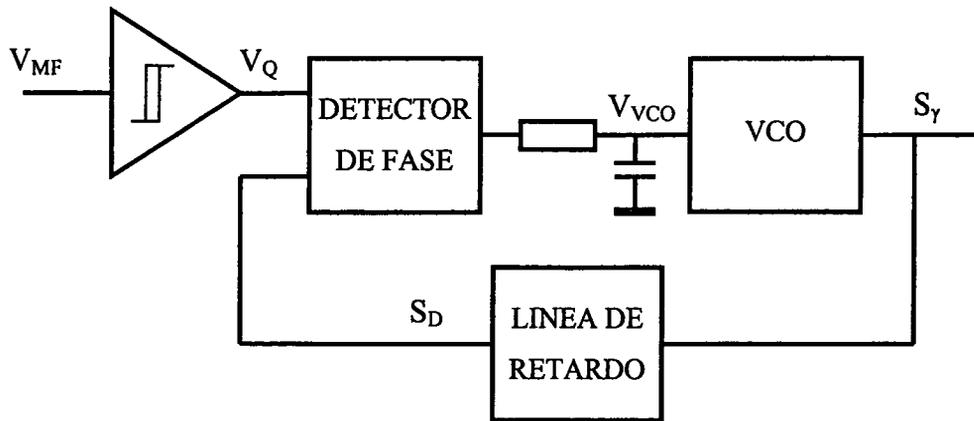


Figura 4.1. Diagrama de bloques del circuito de control del ángulo de corte.

Mediante un transformador de suficiente buena respuesta se envía la tensión de salida del inversor a la entrada de un comparador rápido con histéresis capaz de obtener una señal cuadrada sincronizada con sus cruces por cero. La elección de este comparador y el diseño de su histéresis debe de hacerse de modo que se asegure la inmunidad del circuito sin incluir retrasos temporales relevantes.

Como circuito detector de fase se ha elegido el de la figura 4.2 que tiene una característica de transferencia no periódica y es sensible a variaciones de fase teniendo en cuenta su signo con lo que se asegura, tras cerrar el lazo de realimentación, que las señales de entrada estén en fase a la misma frecuencia.

Mientras la frecuencia de la señal V_1 sea mayor que la de V_2 la salida está la mayor parte del tiempo en estado alto. Si la frecuencia de la señal V_1 es menor que la de V_2 la salida está la mayor parte del tiempo en estado bajo. Cuando las frecuencias son iguales y la señal V_1 está adelantada la duración del estado alto de salida es proporcional a la diferencia de fase. Si es V_2 la adelantada la salida cambia a estado bajo con duración también proporcional a la diferencia de fase. Cuando las dos señales alcanzan el mismo nivel lógico la salida pasa a estado de alta impedancia hasta el siguiente flanco de subida de cualquiera de las entradas.

Los tiempos de duración de los estados alto o bajo alcanzan su valor máximo (ciclo de conducción del 100%) cuando la diferencia de fase es de 180° y su valor mínimo (ciclo de conducción del 0%) cuando las señales de entrada están justamente en fase. Por lo tanto, y debido a que la salida del circuito es constante mientras que no hay diferencia entre las señales de entrada, el diseño del filtro RC se puede minimizar.

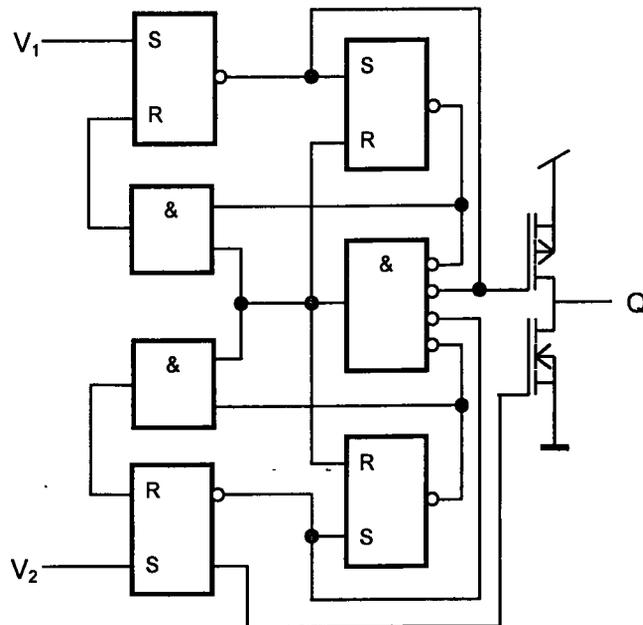


Figura 4.2. Circuito detector de fase no periódico con salida triestado.

El oscilador controlado por tensión seleccionado tiene una salida de ciclo de conducción del 50% constante, con frecuencia directamente proporcional a la tensión de entrada y alta linealidad. La salida de VCO, denominada S_y , se utiliza directamente para generar los disparos y determina el corte de los transistores del inversor en condición $\gamma = 0$.

La línea de retardo tiene como misión generar la señal S_D retrasada respecto de S_y un tiempo constante calibrado igual al retraso medido desde las transiciones de la salida del VCO hasta que se inicia el corte de los transistores del inversor. Este retraso lo introducen los tiempos de propagación de todos los circuitos que se utilizan para la generación de los disparos más el tiempo t_{off} del transistor. En consecuencia, este circuito consigue simular una señal que equivale a la que dispararía al transistor en el caso ideal en que sus tiempos de respuesta y los del sistema de transmisión y disparo fueran nulos, para compararse posteriormente con la tensión de salida del inversor V_{MF} en el detector de fase.

Para conseguir el correcto funcionamiento del circuito debe ajustarse una frecuencia inicial, correspondiente a la fase de reposo de inversor, mayor que la de resonancia del circuito de carga. De este modo, cuando comience a conmutar el inversor lo hará de modo que la frecuencia de la señal S_D sea mayor de la de V_{MF} con lo que la salida del detector de fase pasará a nivel bajo y la entrada del VCO disminuirá hasta conseguir igualar ambas frecuencias. A partir de este momento el lazo de realimentación alcanzará la estabilidad y la tensión de entrada del VCO permanecerá constante recibiendo pequeñas aportaciones de

carga cuando la tensión V_Q este adelantada o de descarga cuando lo esté S_D . Esta es la situación que se muestra en el diagrama de tiempos de la figura 4.3.

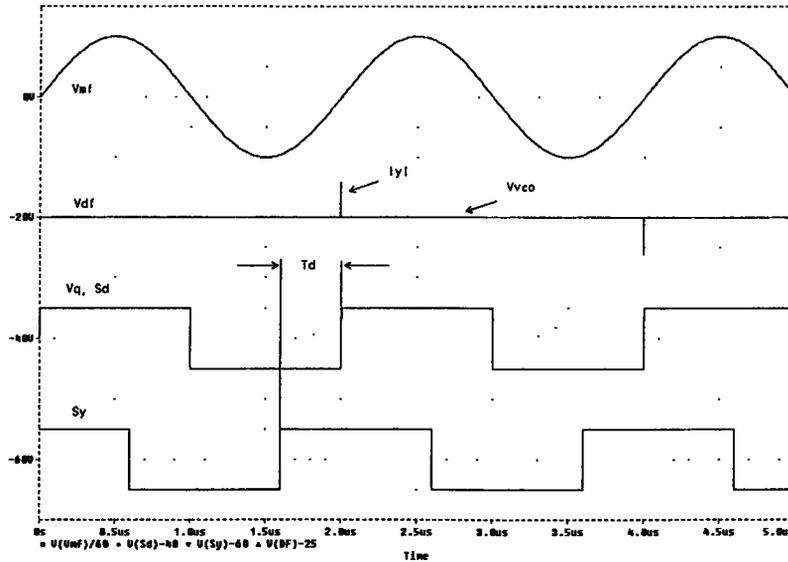


Figura 4.3. Cronograma del circuito de control del ángulo de corte.

4.2.2. CIRCUITO DE CONTROL DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN

El diagrama de bloques de la figura siguiente corresponde al circuito propuesto para la generación de la señal S_β .

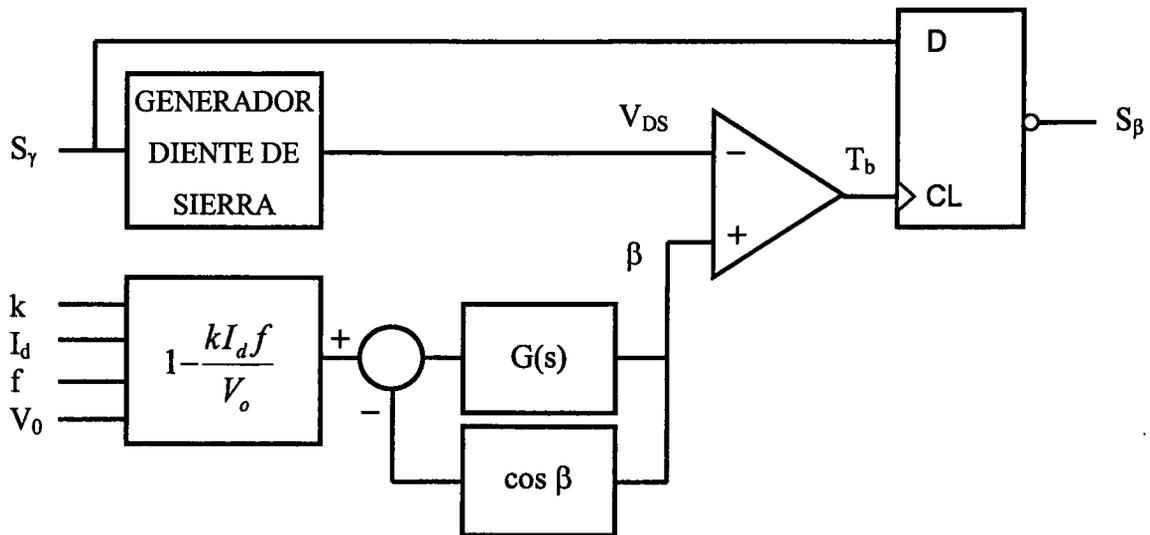


Figura 4.4. Diagrama de bloques del circuito de control del ángulo de conducción.

Partiendo de la señal S_γ se genera una onda de diente de sierra sincronizada de doble frecuencia cuya pendiente está controlada por una tensión proporcional a la frecuencia de modo que la amplitud máxima del diente de sierra sea constante con independencia de su periodo con lo que se conseguirá que la amplitud será directamente proporcional a su fase manteniéndose esta constante de proporcionalidad invariable para cualquier frecuencia. En consecuencia, una lectura de la amplitud de esta señal nos dará una medida de la fase de adelanto (β) de ese instante respecto del cruce por cero de S_γ ($\gamma = 0$).

El circuito de cálculo analógico compuesto por circuitos de ganancia constante calibrables, un multiplicador y un divisor analógico, se muestra en el diagrama de la siguiente figura.

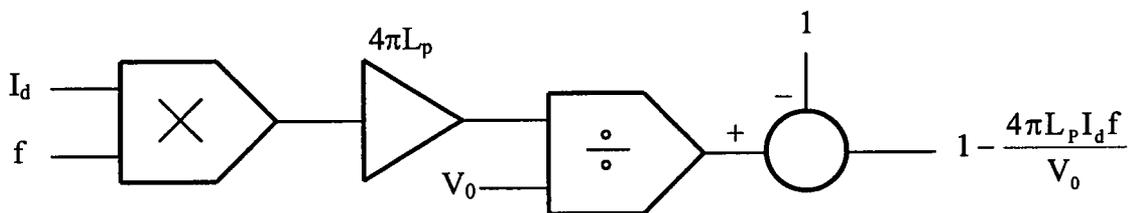


Figura 4.5. Diagrama del circuito de cálculo analógico.

Las medidas de las magnitudes del circuito se realizan mediante transductores con aislamiento galvánico (transformador convencional para la tensión alterna de salida del inversor y de efecto Hall para la corriente continua de entrada) y detectores de pico y valor medio para conseguir señales de continua proporcionales a la amplitud V_0 de la tensión V_{MF} y la corriente de la fuente I_d . Mediante un circuito frecuencímetro se obtiene, además, otra tensión continua proporcional a la frecuencia de trabajo. Las constantes y el valor de la inductancia parásita se introducen mediante el ajuste de la ganancia del circuito intermedio.

Mediante un circuito analógico de cálculo trigonométrico configurado para evaluar la función coseno se cierra el lazo de realimentación del circuito cuya salida será, una vez alcanzada la estabilidad, un nivel de tensión cuyo valor equivale, con la misma proporcionalidad que la señal diente de sierra, a la fase β_0 .

Posteriormente, mediante un circuito comparador se obtiene una señal rectangular cuya anchura determina en ángulo β_0 y que entra como señal de reloj a un flip-flop tipo D

cuya entrada dato es la señal S_γ . Su salida negada es la señal S_β tal y como se puede ver en el siguiente diagrama de tiempos que muestra las señales más relevantes del circuito de control del ángulo de conducción.

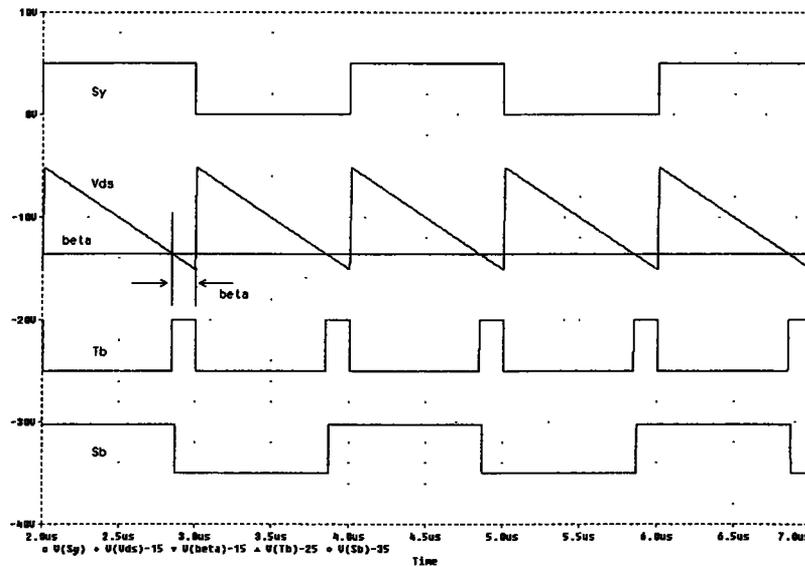


Figura 4.6. Cronograma del circuito de control del ángulo de conducción.

4.2.3. GENERACIÓN DE LOS DISPAROS

Mediante un sencillo circuito combinacional como el que se muestra en la siguiente figura se obtienen las señales de disparo para cada rama diagonal del inversor a partir de las señales S_γ y S_β .

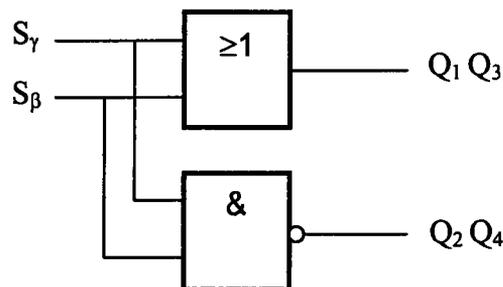


Figura 4.7. Circuito de generación de los disparos.

Su correspondiente diagrama de tiempos se da en la próxima figura. Se puede apreciar que los flancos de bajada de las señales de disparo que corresponden al corte de los

transistores están definidos por la señal S_γ , mientras que los flancos de subida correspondientes a la conmutación de conducción vienen determinados por la señal S_β .

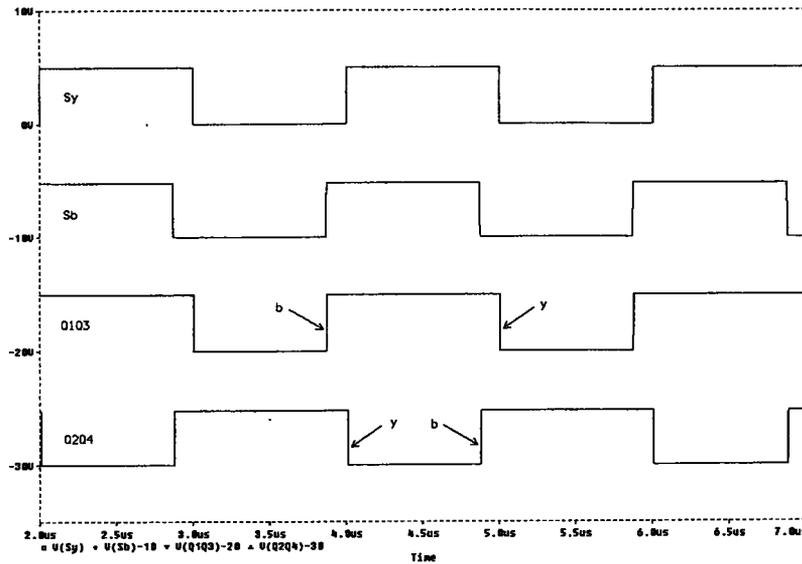


Figura 4.8. Cronograma del circuito de generación de los disparos.

Estas señales se transmiten hasta el inversor mediante fibra óptica con el objeto de minimizar los tiempos de retraso y conseguir un buen aislamiento galvánico entre los conmutadores del inversor y el circuito de control, al tiempo que se asegura una alta inmunidad al ruido con un muy alto factor de rechazo en modo común. En el inversor y muy cerca de los transistores se instalan los circuitos de disparo con capacidad de corriente y niveles de salida adecuados para cada tipo de transistor. Para transistores MOS se eligieron señales de 0 V a +12 V mientras que para transistores IGBT de -15 V a +15 V.

4.3. MODELIZACIÓN

Para proceder a la modelización y posterior estudio dinámico del circuito se ha seguido utilizado como herramienta fundamental el programa de simulación PSPICE. En este apartado se va a proceder a dar un modelo de gran señal del circuito de potencia y control que determine el comportamiento de la regulación de los ángulos de conmutación y corte.

4.3.1. MODELO DE GRAN SEÑAL DEL INVERSOR

En la modelización de este circuito se ha utilizado el método de las fuentes controladas [Espí]. Para ello partimos del circuito resonante paralelo en el que hemos elegido la conexión serie de la resistencia equivalente. El circuito resonante está alimentado por una señal de corriente alterna sinusoidal a la frecuencia de conmutación y cuya amplitud corresponde a la del primer armónico de la onda cuadrada de amplitud I_d .

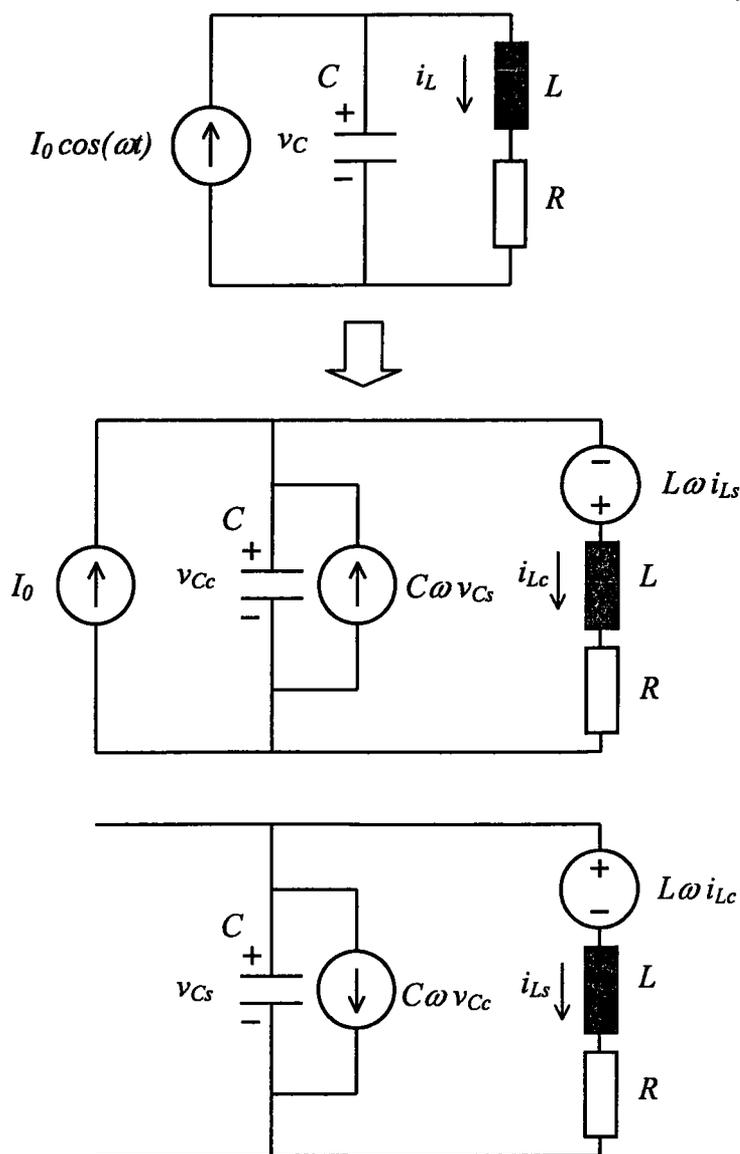


Figura 4.9. Obtención del circuito de gran señal del inversor resonante paralelo.

Este método consta de dos pasos. En el primero se ha de dibujar el circuito dos veces; una para obtener las ecuaciones de gran señal en coseno y la otra para obtener las ecuaciones en seno. El circuito coseno se alimenta con una fuente de corriente de valor igual a la amplitud del primer armónico de la señal de entrada del circuito resonante y en el circuito seno se deja la entrada en circuito abierto.

En el segundo paso se inserta una fuente de tensión controlada por corriente en serie con cada inductancia y una fuente de corriente controlada por tensión en paralelo con cada condensador. Las ganancias de estas fuentes deben coincidir con el producto de la frecuencia ω y de la inductancia L o capacidad C del elemento reactivo correspondiente. La señal de control de las fuentes será la corriente o tensión del elemento reactivo homólogo en el circuito opuesto. Los signos se han de colocar de modo que se carguen los componentes reactivos del circuito coseno y se descarguen en el circuito seno.

En la figura 4.9 se muestra este proceso. El primer diagrama corresponde al circuito resonante paralelo de partida. La flecha separa el circuito original de los generados según el método indicado. El diagrama central corresponde al circuito coseno y el último al circuito seno.

La señal del circuito cuya amplitud y fase nos interesa conocer es la tensión en el condensador. Todas las demás estarán en función de ella y de los valores de los componentes del circuito. Con el método de las fuentes controladas la amplitud y fase de la tensión del condensador se obtienen a partir de las siguientes expresiones:

$$v_C = \sqrt{v_{Cc}^2 + v_{Cs}^2} \quad (4.1)$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{v_{Cs}}{v_{Cc}}\right) \quad (4.2)$$

donde v_C y ϕ son respectivamente la tensión del condensador y su fase en el circuito original mientras que v_{Cc} es la tensión del condensador en el circuito coseno y v_{Cs} la del circuito seno.

En la figura 4.10 se muestra la realización de este modelo mediante PSPICE. Las entradas al circuito son la frecuencia de conmutación F y la amplitud de la corriente de la fuente de entrada del inversor I_d . Las salidas son la amplitud de la tensión del condensador A_C y su fase P_C .

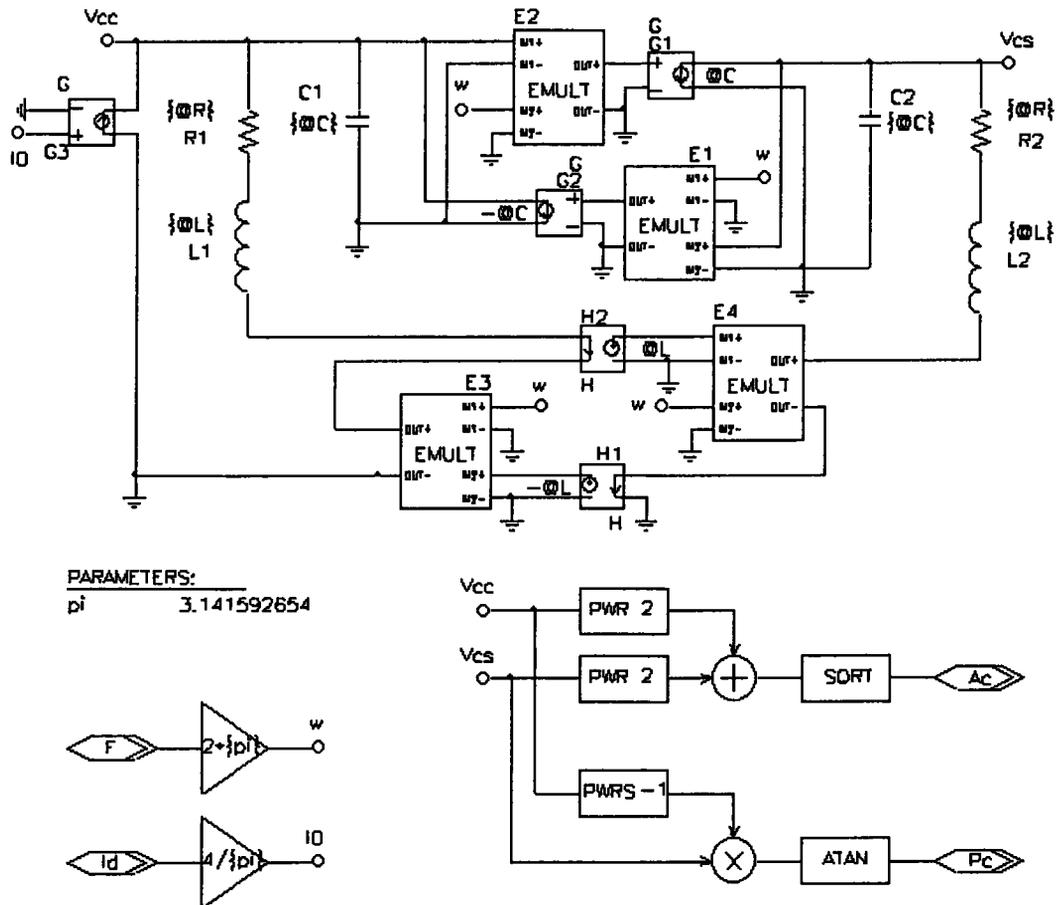


Figura 4.10. Circuito PSPICE del modelo de gran señal del inversor con circuito resonante paralelo.

Para comprobar la validez del modelo se confeccionó el circuito simbólico de gran señal de la siguiente figura. La fuente VI determina la corriente continua aplicada a la entrada del inversor, la fuente VF especifica la frecuencia de conmutación y la fuente alterna VFM nos servirá para introducir una perturbación de pequeña señal en el parámetro de control (frecuencia) para comprobar la respuesta en frecuencia del circuito.

Mediante un análisis DC de la fuente VF realizando un adecuado barrido de su valor se puede obtener la respuesta estacionaria de v_C en amplitud y fase y conseguir los correspondientes diagramas que se muestran en la siguiente figura y cuya similitud con los obtenidos en el capítulo segundo nos informa de la validez del modelo.

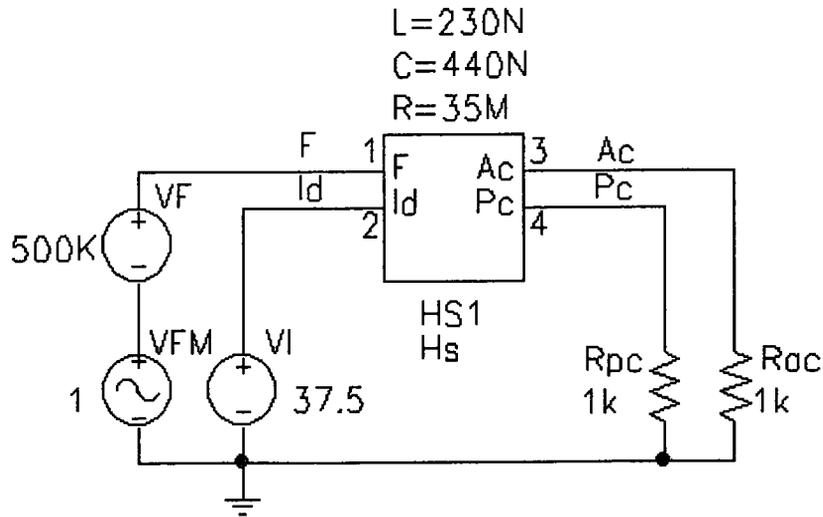


Figura 4.11. Circuito PSPICE del modelo de gran señal del inversor con circuito resonante paralelo.

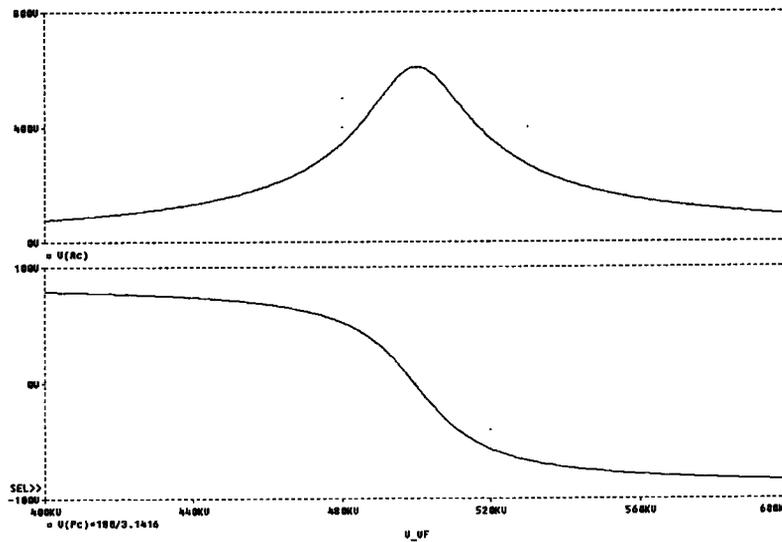


Figura 4.12. Simulación de la respuesta estacionaria de la amplitud (diagrama superior) y fase (diagrama inferior) de la tensión del condensador resonante v_C .

En la resonancia la frecuencia es de 500 kHz y la amplitud de la tensión del condensador es de aproximadamente 600 V como estaba previsto.

4.4. RESPUESTA DINÁMICA

4.4.1. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE PEQUEÑA SEÑAL

Mediante el modelo de gran señal obtenido se puede realizar un estudio de respuesta en frecuencia de pequeña señal del módulo y fase de la tensión del condensador resonante frente a una modulación del parámetro de control que en este caso es la frecuencia de conmutación haciendo la simulación de un barrido AC mediante PSPICE de la fuente perturbadora de pequeña señal VFM de la figura 4.11. Esta perturbación se debe hacer alrededor de la frecuencia de resonancia manteniendo en este caso la fuente VF de control de la frecuencia de conmutación en 500 kV que equivale a una frecuencia de 500 kHz. La perturbación de pequeña señal introducida es de 1 V que equivale a 1 Hz.

En la siguiente figura se muestran los diagramas correspondientes a la respuesta en frecuencia del módulo y fase de pequeña señal de la amplitud de la tensión del condensador resonante.

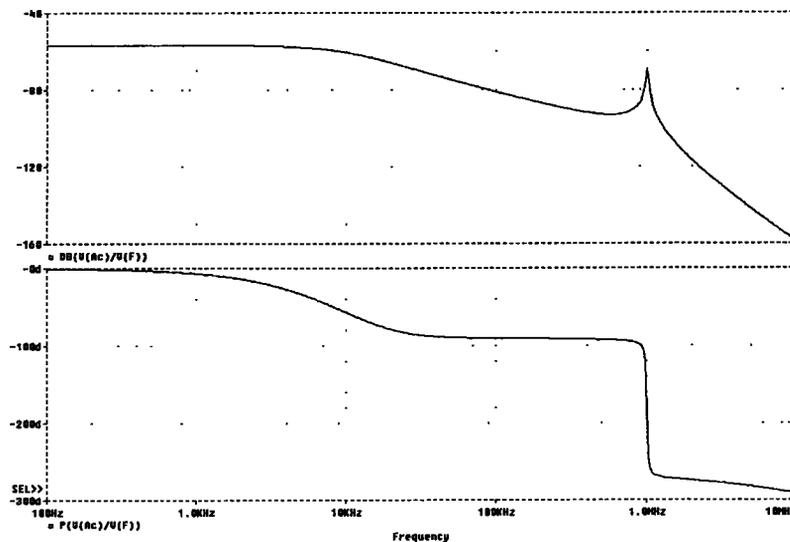


Figura 4.13. Simulación de la respuesta en frecuencia de pequeña señal en lazo abierto de la amplitud de la tensión del condensador resonante v_C . (módulo en el diagrama superior y argumento en el diagrama inferior).

Se puede comprobar que existe un polo simple dominante en una frecuencia de aproximadamente 8.6 kHz a partir de la cual el módulo cae con una pendiente de 20 dB por década como si de un sistema de primer orden se tratara. De modo análogo se comporta la

fase que es nula a frecuencias bajas y tiende a -90° tras la frecuencia de corte. Existe un pico alrededor de 1 MHz que corresponde a un polo doble cuyo efecto se considera despreciable frente al del polo dominante.

En la próxima figura se muestran los diagramas correspondientes a la respuesta en frecuencia de pequeña señal en módulo y argumento de la fase de la tensión del condensador resonante.

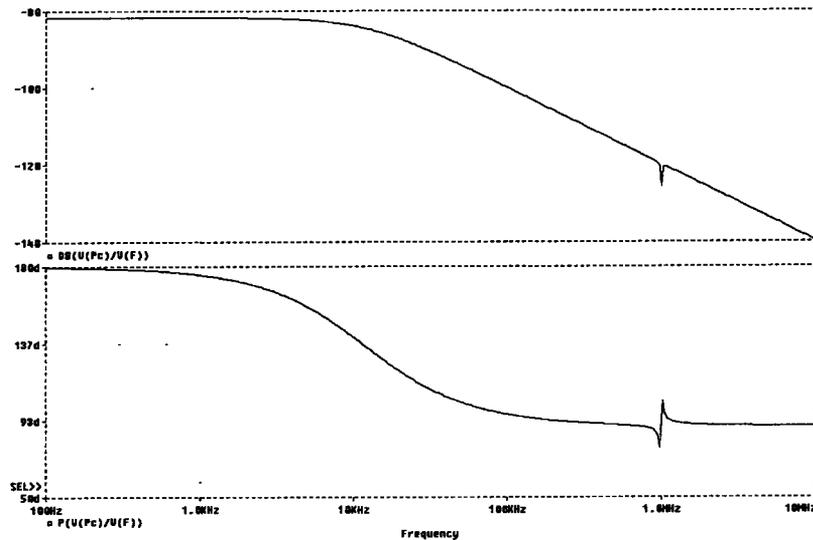


Figura 4.14. Simulación de la respuesta en frecuencia de pequeña señal en lazo abierto de la fase de la tensión del condensador resonante v_C . (módulo en el diagrama superior y argumento en el diagrama inferior).

En este caso se pueden realizar consideraciones análogas al de la respuesta del módulo. El comportamiento también es el de un sistema de primer orden cuyo polo dominante es el mismo que le presentado por la respuesta en frecuencia de la amplitud.

4.4.2. MODELIZACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL ÁNGULO DE CORTE

Una vez modelizado el comportamiento del inversor resonante paralelo debemos ahora hacer lo mismo con el resto de los circuitos que componen el circuito de control del ángulo de corte. Las formas de onda de salida del detector de fase, cuyo principio de funcionamiento se

dio en el apartado 4.2.1, y de salida de la red RC que coincide con la entrada del VCO son las de la siguiente figura para el caso en que la fase entre las señales de entrada sea positiva (tensión V_{MF} adelantada).

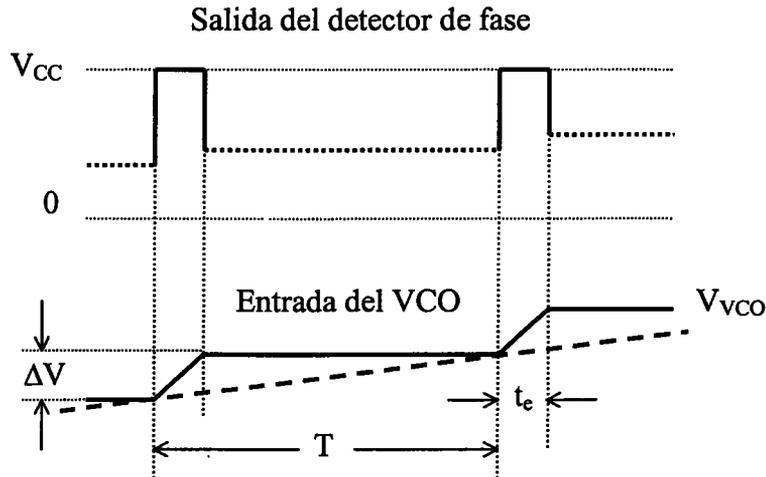


Figura 4.15. Formas de onda del circuito detector de fase.

El intervalo t_e es el tiempo correspondiente a la fase de adelanto y ΔV es la tensión con la que se incrementa la entrada del VCO al cargarse la red RC durante t_e con la salida de nivel alto del detector de fase. Para este caso se deduce la siguiente expresión:

$$V_{VCO}(t_e) = V_{VCOF} - (V_{VCOF} - V_{VCO}) e^{-\frac{t_e}{\tau}} \quad (4.3)$$

donde V_{VCOF} es la tensión final de carga del condensador de la red RC. Dado que para valores de t_e mucho menores que la constante de tiempo τ de la red RC es válida la aproximación $e^{-\frac{t_e}{\tau}} = 1 - t_e / \tau$ se obtiene la siguiente expresión para ΔV :

$$\Delta V = (V_{VCOF} - V_{VCO}) \frac{t_e}{\tau} \quad (4.4)$$

Suponiendo que la tensión alcanzada por el condensador en cada ciclo de carga se mantiene constante durante el estado de alta impedancia del detector, se deduce que el valor

de la tensión V_{VCO} promediada (línea de trazo discontinuo en la figura 4.15) viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{VCO} = \frac{1}{s} \frac{1}{2\pi\tau} (V_{VCOF} - V_{VCO}) |\phi_e| \quad (4.5)$$

donde ϕ_e es la fase correspondiente a t_e .

En el caso supuesto el valor V_{VCOF} coincide con la tensión del estado alto de salida del detector de fase que suponemos igual a la tensión de alimentación V_{CC} . Si tenemos el caso contrario en el que la fase de las señales de entrada al detector es negativa, el valor de la salida del detector es cero (estado bajo). La ecuación anterior será válida para ambos casos haciendo:

$$V_{VCOF} = \left[\frac{\text{sign}(\phi_e) + 1}{2} \right] V_{CC} \quad (4.6)$$

donde la función $\text{sign}(\phi_e)$ toma el valor +1 cuando ϕ_e es positivo y -1 cuando es negativo. Teniendo en cuenta que $|\phi_e| \text{sign}(\phi_e) = \phi_e$ se puede generalizar la ecuación 4.5 tanto para fases positivas como negativas expresándola del siguiente modo:

$$V_{VCO} = \frac{1}{s} \frac{1}{2\pi\tau} \left[\frac{V_{CC}}{2} \phi_e + \left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{VCO} \right) |\phi_e| \right] \quad (4.7)$$

Por otro lado, puesto que el circuito VCO es lineal y la frecuencia de su salida es directamente proporcional a su entrada, lo podemos modelizar simplemente mediante una ganancia que represente esta constante de proporcionalidad.

En la siguiente figura se muestra el esquemático PSPICE correspondiente al circuito de control del ángulo de corte incluyendo los modelos del inversor resonante (HS1), del VCO (ganancia 100 k) y del circuito detector de fase, donde el circuito HS2 es un integrador (1/s) con salida limitada a los valores de la alimentación, y la ganancia 500 corresponde al valor $1/2\pi\tau$ que supone una red con $R = 6.8 \text{ k}\Omega$ y $C = 47 \text{ nF}$ a la salida del detector de fase. La mayor parte de las simulaciones se realizan sobre la señal V_{CO} que es la entrada del VCO y que representa la frecuencia de conmutación (salvo la constante 100 k) que es el parámetro de control del sistema.

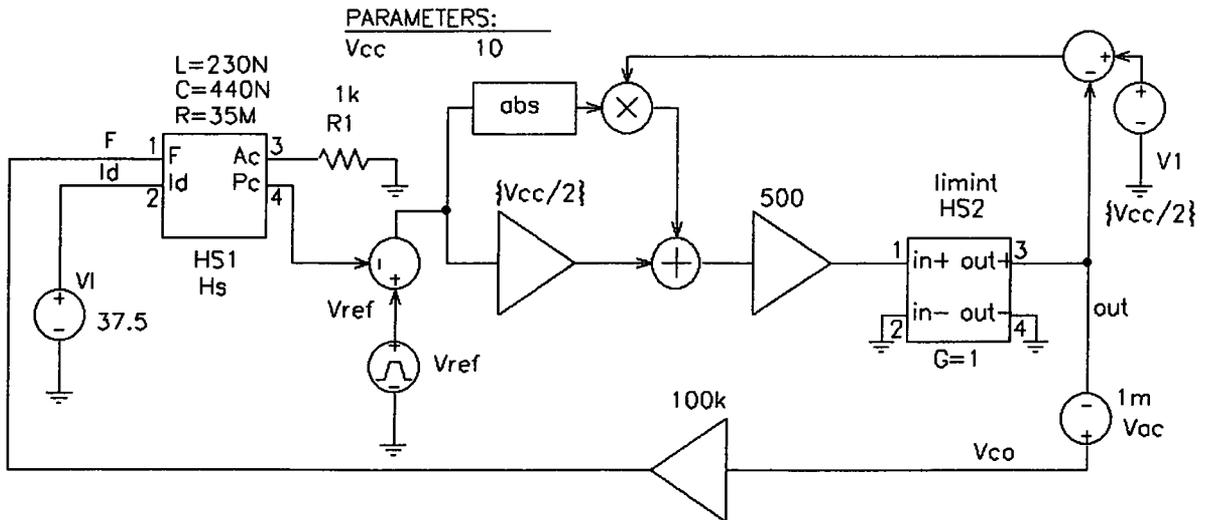


Figura 4.16. Circuito simbólico realimentado PSPICE del control del ángulo de corte.

4.4.3. RESPUESTA DINÁMICA DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL ÁNGULO DE CORTE

Una vez completado el modelo del circuito de control del ángulo de corte, se puede realizar su estudio dinámico estudiando su comportamiento al incluir en el circuito determinadas condiciones iniciales o fuentes de perturbación. En el circuito de la figura anterior se han incluido las fuentes perturbadoras V_{ref} y V_{ac} las cuales nos permitirán conocer la respuestas al escalón y las respuestas en frecuencia en lazo abierto y en lazo cerrado del sistema.

Se puede fijar una condición inicial en la salida del integrador en el subcircuito HS2 para estudiar el comportamiento del sistema durante el arranque en el que, como ya dijimos en la sección 4.2.1, se parte de una frecuencia mayor que la de resonancia en la que las amplitudes de oscilación son bajas y se deja libre al sistema para que encuentre el punto de operación que determine el ángulo de corte $\gamma = 0$. En la siguiente figura se muestra esta situación donde las fuentes perturbadoras tienen amplitud nula y se impone el valor $V_{co} = 6 \text{ V}$ como condición inicial en la simulación que supone una frecuencia de conmutación de 600 kHz. Se observa que durante el proceso de arranque que dura aproximadamente 400 μs la amplitud de tensión en el condensador resonante sube hasta su

valor nominal de 600 V al tiempo que la frecuencia desciende hasta los 500 kHz de un modo asintótico sin que aparezcan sobretensiones.

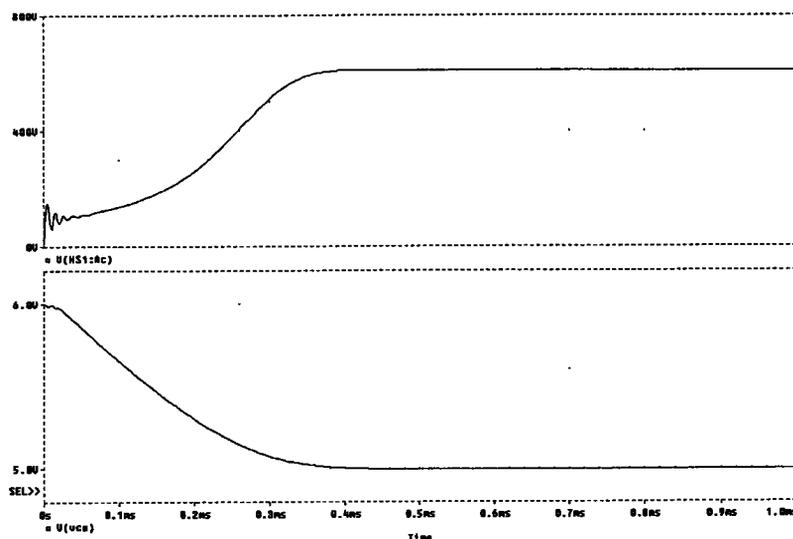


Figura 4.17. Simulación del transitorio de arranque del inversor. Evolución temporal de la amplitud de la tensión v_C (diagrama superior) y la tensión de entrada del VCO (diagrama inferior)

En la siguiente figura se muestra el comportamiento dinámico del circuito, y en particular de la tensión V_{CO} ante una señal escalón que se consigue especificando las amplitudes, anchura de pulso y periodo de la fuente V_{ref} , con la que se consigue modificar de modo transitorio el valor del ángulo γ que debe de fijar el sistema entre -10° y $+10^\circ$. Para esta simulación la condición inicial es V_{CO} 5V y la amplitud de la fuente perturbadora V_{ac} continúa siendo nula.

Se observa nuevamente que el comportamiento del circuito es asintótico sin oscilaciones como un sistema de primer orden, lo que nos da una clara idea de la absoluta estabilidad del sistema.

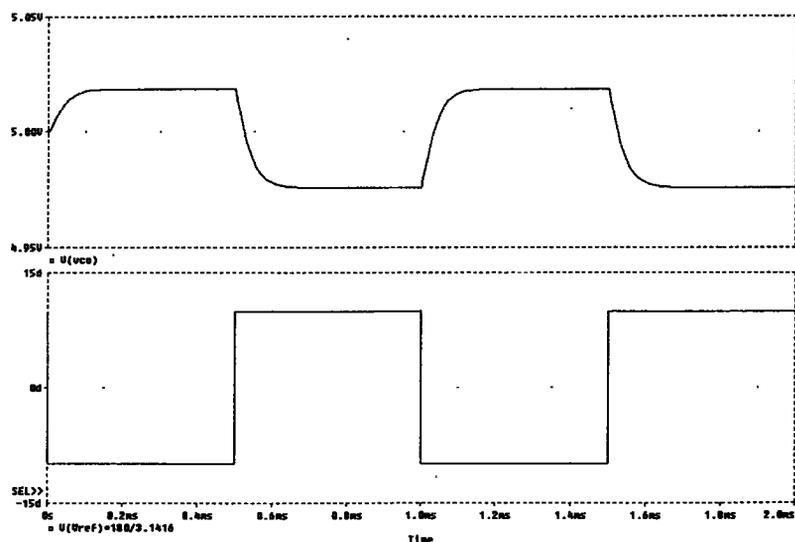


Figura 4.18. Simulación de la respuesta de la tensión de entrada del VCO (diagrama superior) ante un escalón provocado en la tensión de referencia del ángulo y equivalente a una variación de $\pm 10^\circ$

En la próxima figura se muestra la respuesta de pequeña señal de la ganancia de lazo que se obtiene como el cociente entre las tensiones presentes después (etiqueta V_{CO}) y antes (etiqueta out) de la fuente de perturbación V_{ac} con la que se realiza un barrido AC con amplitud constante de 1 mV. Para esta simulación la fuente V_{ref} tiene amplitud AC nula.

Se observa que el módulo cae con una pendiente de 20 dB por década debido a la existencia del polo simple en el origen que asegura la inexistencia de error estático en el lazo, y que proviene del detector de fase. Además, el módulo cruza con 0 dB a una frecuencia aproximada de 3300 Hz que constituye el ancho de banda en lazo cerrado del sistema, que para aplicaciones de caldeo por inducción es un valor mucho más que aceptable.

En la frecuencia de resonancia del circuito de carga aparece un polo doble que hace que el módulo suba de nuevo y que podría originar inestabilidad si alcanzara 0 dB. Posteriores simulaciones dieron como resultado que esta situación crítica se da con un valor de ganancia del integrador $1/2\pi\tau$ de 3000 que significaría un ancho de banda de aproximadamente 20 kHz.

El diagrama del argumento tal y como se ha obtenido representa el margen de fase del sistema que es de aproximadamente 90° con lo que se vuelve a demostrar la total estabilidad del circuito.

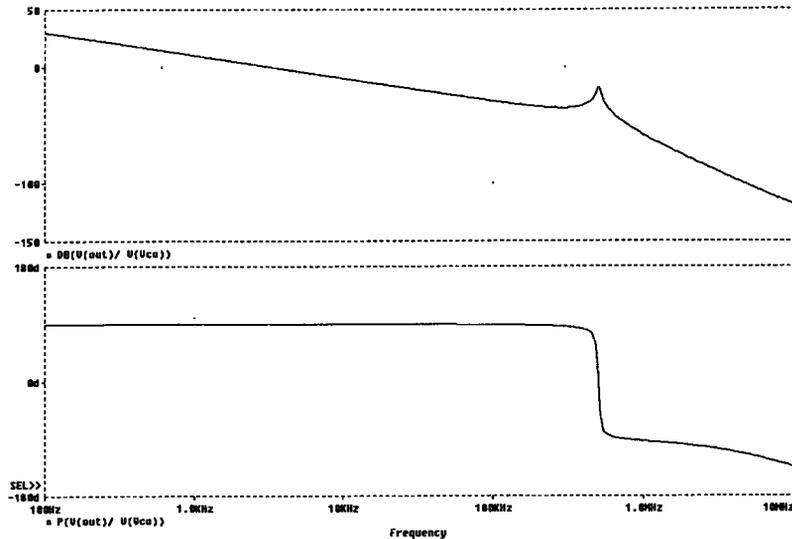


Figura 4.19. Simulación de la respuesta en frecuencia de pequeña señal en lazo abierto del circuito de control del ángulo de corte. (Módulo en el diagrama superior y margen de fase en el diagrama inferior).

En la última de las figuras de este capítulo se muestra la respuesta de pequeña señal en lazo cerrado del circuito, obtenida realizando la simulación de un barrido AC en la fuente V_{ref} con amplitud constante de 1mV y mostrando el cociente entre la tensión V_{CO} y la amplitud de la fuente de perturbación V_{ref} de la fase de referencia para el control del ángulo de corte y. La fuente V_{ac} para este caso tiene amplitud AC nula.

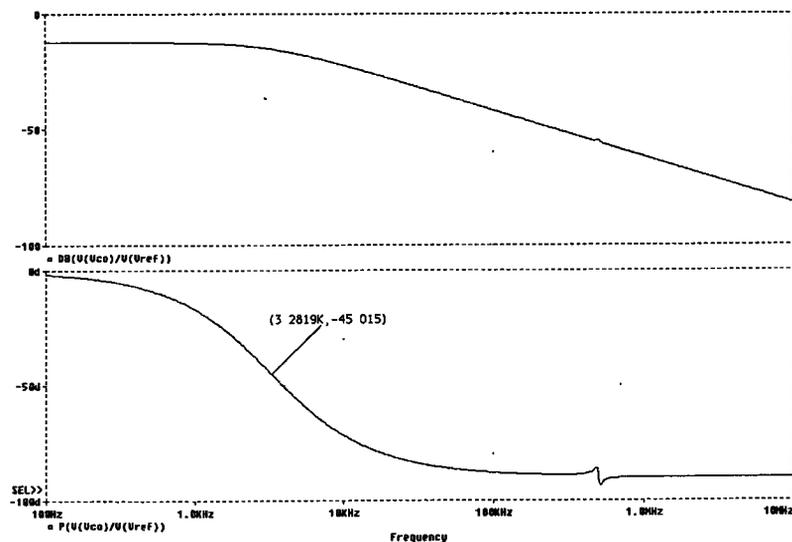


Figura 4.20. Simulación de la respuesta en frecuencia de pequeña señal en lazo cerrado del circuito de control del ángulo de corte. (Módulo en el diagrama superior y argumento en el diagrama inferior).

El circuito se comporta como un sistema de primer orden y se verifica que el ancho de banda es de 3300 Hz con una caída del módulo con pendiente de 20 dB por década. El argumento a frecuencias bajas es cero, pasa por -45° en la frecuencia de corte y posteriormente tiende asintóticamente a -90° .

4.5. BIBLIOGRAFÍA

[BENDAAS] M.L. Bendaas, J.P. Ferrieux, J.P. Rognon.

"Modelling and Control of Power Supplies for Induction Heating".

European Conference on Power Electronics and Applications EPE'93, Brighton UK, September 1993.

[ESPI96] J.M. Espí, E.J. Dede, J.Jordán, A. Ferreres, R. García.

"Steady-State Frequency Analysis of the LCC Resonant Inverter for Induction Heating".

IEEE International Power Electronics Congress. México Oct 1996.

[ESPI98] J.M. Espí.

"Inversor Resonante de Tres Elementos L-LC con Característica Cortocircuitable para Aplicaciones de Calentamiento por Inducción".

Tesis Doctoral. Universitat de València. Valencia 1998.

[ESPI99] J.M. Espí, E.J. Dede, J.Jordán, E. Navarro, S. Casans.

"The New Controlled Sources Method to Synthesize Large-signal Circuits of Resonant Inverters".

ISIE'99 International Symposium on Industrial Electronics. Bled, Eslovenia 1999.

[REDL] R. Redl.

"Dynamic Analysis and Control-Loop Design of Power Converters".

Seminar 4. PCIM'91 International Conference, Nürnberg, Germany 1991.

[SANDERS] S. R. Sanders, J.M. Noworolsky, X.Z. Liu, G.C. Verghese.

"Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits".

IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1990 pp. 333-340.

[SUN] J. Sun, H. Grotstollen.

"Averaged Modeling and Analysis of Resonant Converters".

IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993 pp. 707-713.

[STOUT] D. F. Stout, M. Kaufman.

"Handbook of Microcircuit Design and Application".

McGraw-Hill Book Company 1980.

[VORPERIAN] V. Vorpérian.

"Approximate Small-Signal Analysis of the Series and the Parallel Resonant Converters".

IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, Nº 1, Enero 1989.

5. COMPORTAMIENTO DEL INVERSOR ANTE CORTOCIRCUITOS

5.1. INTRODUCCIÓN

El calentamiento por inducción es una aplicación industrial en la que es muy probable la operación de los generadores bajo condiciones de cortocircuito. Hay que tener en cuenta que el inductor de calentamiento se encuentra muy próximo a la pieza a calentar y es posible que esta choque accidentalmente con el inductor o que aparezcan residuos metálicos conductores que se depositen entre las espiras del inductor provocando cortocircuitos. En un principio, sería razonable pensar en la posibilidad de recubrir la bobina de calentamiento con un material aislante para impedir estos fenómenos pero hay que pensar que la pieza alcanza altas temperaturas que acaban, en poco tiempo, deteriorando estos materiales aislantes

Por lo tanto, hay que considerar detenidamente el comportamiento del inversor trabajando en condiciones de cortocircuito y dotarle de protecciones suficientes para impedir la avería de sus componentes en estas condiciones.

El cortocircuito afecta fundamentalmente a la frecuencia de resonancia y al factor Q del circuito de carga. La frecuencia de resonancia del circuito resonante de carga sube bruscamente ya que el cortocircuito hace que el valor de la inductancia de la bobina de calentamiento baje notablemente. Dicho valor no se anula totalmente puesto que, aunque el cortocircuito se produzca entre los extremos del inductor, siempre queda la inductancia correspondiente a sus conexiones hasta el condensador resonante y la equivalente al propio elemento que produce el cortocircuito.

En los inversores paralelo bajo estudio en este trabajo, la fuente de corriente de alimentación se considera de valor constante durante transitorios con lo cual no es posible que aparezcan durante el cortocircuito sobrecorrientes provenientes de la fuente, pero si que se esperan que los procesos de conmutación se modifiquen tras el cortocircuito provocando situaciones peligrosas.

En los siguientes apartados se pretende estudiar el comportamiento del inversor bajo condiciones de cortocircuito basándose en predicciones teóricas comprobadas mediante simulaciones y considerando separadamente el caso ideal en el que la inductancia parásita se desprecia y el caso real en el que hemos de considerar los efectos de esta inductancia en los procesos de conmutación.

Un punto importante que hay que determinar para hacer este estudio con suficiente aproximación al caso real es la determinación del momento relativo en que se produce el cortocircuito. En las experiencias realizadas se ha comprobado que este proceso se inicia siempre en las proximidades del máximo de la amplitud de la tensión de salida puesto que se supone que el elemento que provoca el cortocircuito se aproxima al inductor con una velocidad moderada y la corriente de cortocircuito se inicia cuando la distancia al inductor es suficientemente pequeña para que con la máxima tensión de salida se produzca el arco eléctrico.

5.2. COMPORTAMIENTO EN CASO IDEAL

5.2.1. DESCRIPCIÓN TEÓRICA

Como ya hemos comentado anteriormente, cuando se produce un cortocircuito en la salida del inversor el efecto fundamental que se observa es el aumento instantáneo de la frecuencia de resonancia. En el caso ideal, con un circuito de control de muy elevado ancho de banda, los disparos a los transistores se podrían seguir produciendo de tal modo que se mantuviese el modo de conmutación elegido incluso tras el aumento brusco de la frecuencia.

Pero esto no es así ya que en el capítulo anterior vimos que el circuito de control del ángulo de corte, que es el responsable del seguimiento de la frecuencia de resonancia, tiene un ancho de banda limitado a algunos kilohertzios. En este caso sería válido suponer que tras el cortocircuito y durante algunos ciclos se mantiene la frecuencia y fase de los disparos mientras la frecuencia de resonancia aumenta con lo que aparecerán conmutaciones distintas de las previstas.

En la siguiente figura se muestran las formas de onda para casos con distintas frecuencias de resonancia tras el cortocircuito. La curva en trazo discontinuo representa la

forma de onda de la tensión de salida si no existiera el cortocircuito que se produce en el momento indicado mediante la línea vertical discontinua. Suponiendo que el funcionamiento estacionario previo al cortocircuito corresponde al modo de conmutación en fase y que la frecuencia de los disparos no se modifica, las líneas verticales punteadas representan los instantes de la conmutación.

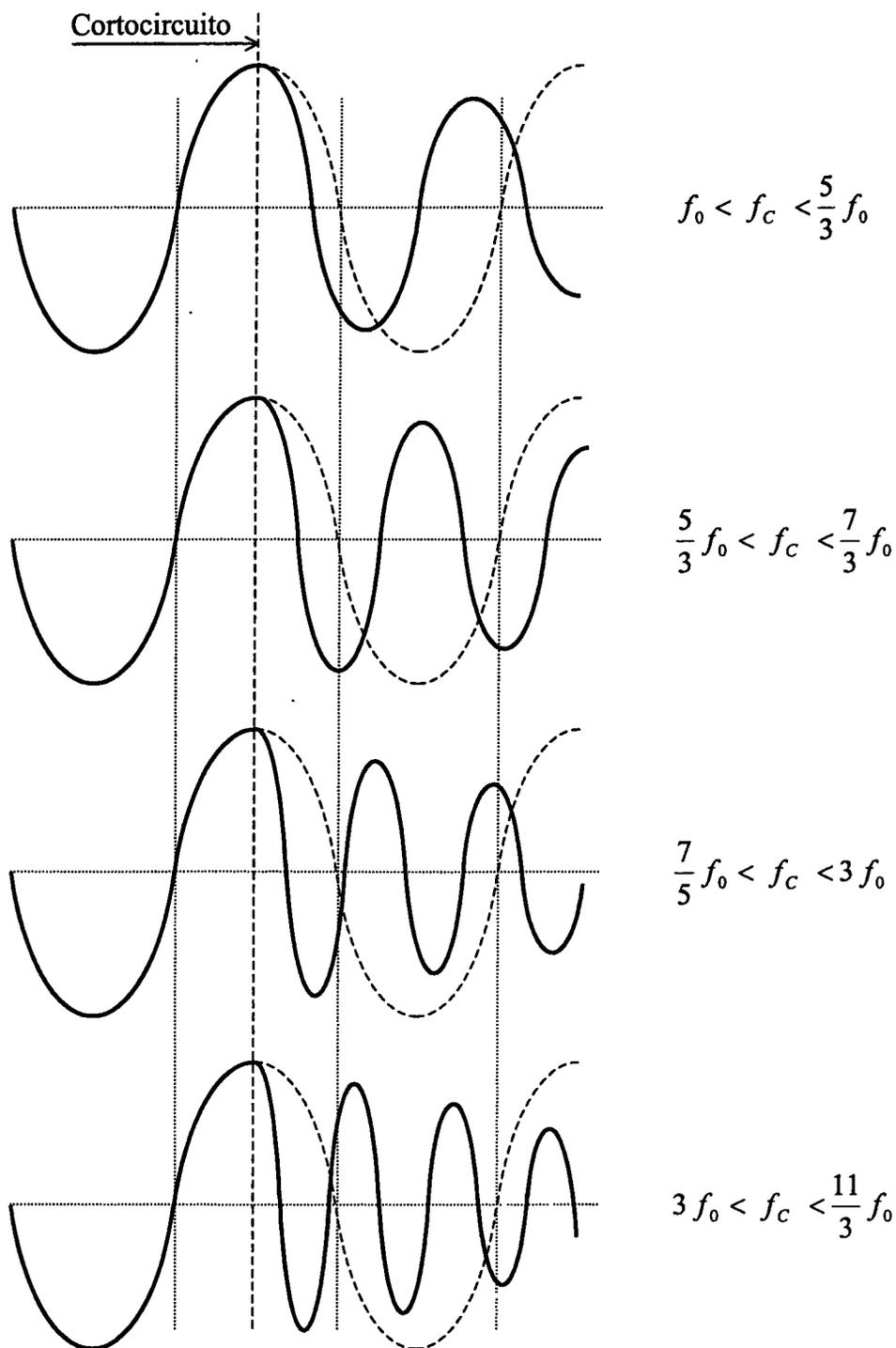


Figura 5.1. Tensión de salida del inversor con diferentes frecuencias de cortocircuito.

Las conmutaciones, después del cortocircuito, serán en modo capacitivo o inductivo en función de la relación entre la frecuencia de resonancia estacionaria f_0 y la nueva frecuencia de resonancia en cortocircuito f_c . Para las tres primeras formas de onda, antes que la frecuencia f_c triplique a f_0 , la conmutación es inductiva. Para frecuencias superiores a $3f_0$ y menores que $6f_0$, como es el caso de la cuarta forma de onda, la conmutación pasa a ser capacitiva. La caracterización de esta primera conmutación tras el inicio del cortocircuito se puede generalizar mediante la siguiente relación teniendo en cuenta que para n impar la conmutación será inductiva y para n par será capacitiva.

$$(2n-1)f_0 < f_c < (2n+1)f_0 \quad (5.1)$$

$n = 1, 3, 5 \dots$ modo inductivo.

$n = 2, 4, 6 \dots$ modo capacitivo.

De un modo análogo se puede dar la siguiente relación para determinar el modo correspondiente a la segunda conmutación después de cortocircuito. Para m impar la conmutación será inductiva mientras de para m par será capacitiva.

$$\left(\frac{2m+1}{3}\right)f_0 < f_c < \left(\frac{2m+3}{3}\right)f_0 \quad (5.2)$$

$m = 1, 3, 5 \dots$ modo inductivo.

$m = 2, 4, 6 \dots$ modo capacitivo.

En estas circunstancias, al no considerar las inductancias parásitas, no se espera que aparezcan sobretensiones en el circuito. Únicamente aparecerán procesos de conmutación dura con aumento de las pérdidas que no afecta sustancialmente a la fiabilidad del equipo si somos capaces de detectar la condición de funcionamiento en cortocircuito mediante el circuito de control y posteriormente, lo más pronto posible, anular la corriente de la fuente de alimentación para así para el generador.

Sin embargo, y en previsión de los problemas que nos van a surgir cuando consideremos tanto las características reales de los componentes como las inductancias parásitas del circuito, es conveniente introducir en este momento un sistema, cuyo funcionamiento será discutido en próximos apartados, capaz de detectar rápidamente el cortocircuito y disparar posteriormente de modo simultáneo y continuo a todos los transistores del inversor con el objeto de reducir al mínimo el número de conmutaciones incontroladas. Se

podrá comprobar que con este sistema se realizan un máximo de dos conmutaciones de los transistores tras el cortocircuito con lo que la caracterización realizada mediante las relaciones 5.1 y 5.2 es suficiente para predecir el funcionamiento del inversor.

Tras la actuación de este sistema de protección ante cortocircuitos, el circuito resonante continuará oscilando libremente hasta su total amortiguación forzando al inversor a actuar como rectificador debido al presencia de los diodos serie de cada conmutador. La corriente de entrada del inversor atraviesa la carga circulando por los diodos directamente polarizados hasta la parada total del rectificador de entrada. Esta situación aparece ilustrada en la siguiente figura donde hemos prescindido de la representación de los transistores puesto que en esta fase de funcionamiento permanecen disparados continuamente.

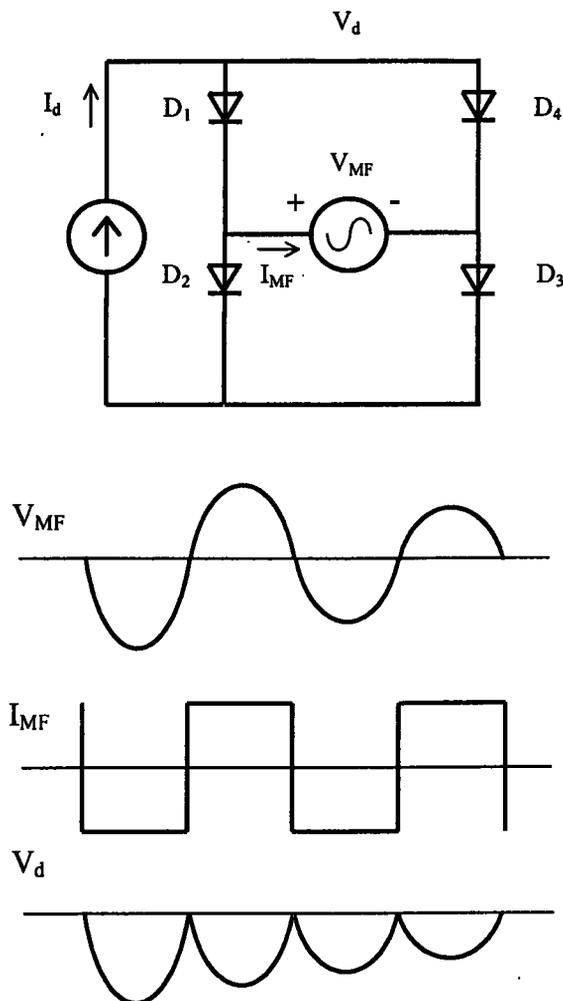


Figura 5.2. Tensiones y corrientes del inversor con disparo simultáneo y continuo de los transistores.

5.2.2. SIMULACIONES

En todas las simulaciones de este capítulo se mostrará la tensión de entrada del inversor y la corriente de salida en vez de, como hasta ahora, la tensión y la corriente de un conmutador. La condición de cortocircuito es transitoria y por lo tanto sería necesario verificar el comportamiento de todos los conmutadores simultáneamente para no perder información. La observación de estas nuevas formas de onda es suficiente para estudiar el proceso. Con el objeto de facilitar la interpretación de estas gráficas, en su parte inferior se mostrarán las señales de disparo correspondientes a los transistores de la celda básica de conmutación.

En las siguientes figuras se muestran los resultados de la simulación del inversor con componentes ideales y sin inductancias parásitas trabajando muy cerca de la resonancia y provocando un cortocircuito, considerado como típico tras las experiencias, en el que se reduce la inductancia de la bobina de calentamiento en un 80%. La primera de ellas, que se muestra a continuación, considera el caso ideal en el cual en control electrónico fija los disparos de los transistores manteniendo la fase cercana a cero incluso después del cortocircuito. En estas condiciones todas las conmutaciones corresponden al modo en fase con pérdidas mínimas.

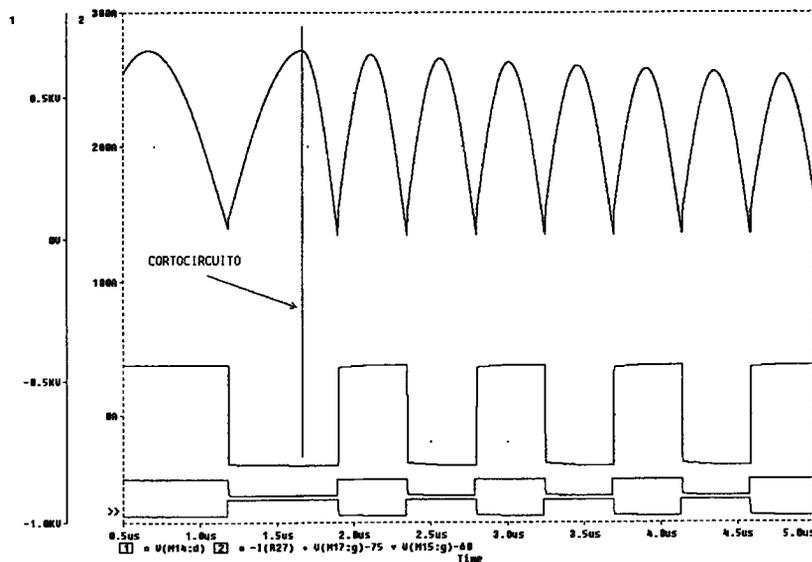


Figura 5.3. Formas de onda del cortocircuito para el comportamiento ideal tanto de los componentes del inversor como del control de los disparos.

En la simulación se puede apreciar que el cortocircuito se produce en el instante $t=1.67 \mu\text{s}$ coincidiendo con el máximo de la tensión y la frecuencia de resonancia inicial de 500 kHz pasa a ser de 1.1 MHz.

En la próxima simulación se tiene en cuenta una respuesta más lenta del lazo de realimentación que fija la frecuencia y fase de los disparos del inversor. De este modo, se puede considerar que tras el cortocircuito y durante algunos ciclos de trabajo la frecuencia de disparo no se modifica sustancialmente mientras que sí lo hace la de resonancia. Por esta razón pueden aparecer conmutaciones duras. En la siguiente figura se muestra el resultado de la simulación que reproduce los mismos cambios en la carga debidos al cortocircuito que la simulación anterior pero manteniendo fija la frecuencia de los disparos.

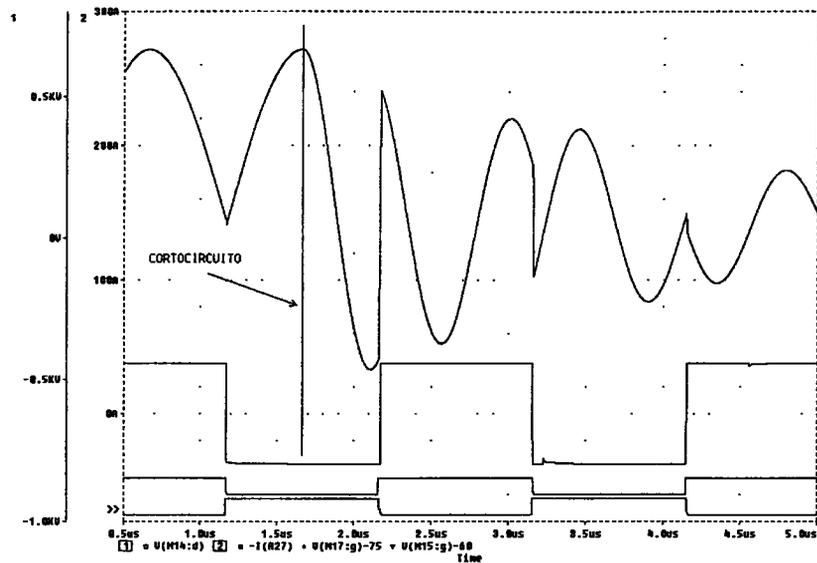


Figura 5.4. Formas de onda del cortocircuito para el comportamiento ideal de los componentes del inversor con control real de los disparos.

Se comprueba en la simulación que tras el cortocircuito la nueva frecuencia de resonancia f_C de 1.1 MHz está comprendida entre $5/3$ y $7/3$ de f_0 con lo que de acuerdo con las relaciones 5.1 y 5.2 la primera conmutación incontrolada será inductiva y la segunda capacitiva. Estas conmutaciones se realizan tanto en modo inductivo como en modo capacitivo con fases grandes y por consiguiente, con la aparición de importantes pérdidas que sólo serán peligrosas si se mantiene esta condición de funcionamiento el tiempo suficiente para llevar la temperatura de los semiconductores hasta su valor máximo.

Como ya se dijo anteriormente esto es fácilmente evitable si incorporamos un sistema de control que vigile la evolución de la fase entre tensión y corriente de salida y que sea capaz de detectar en poco tiempo un cambio importante consecuencia del cortocircuito. Una vez detectado se puede dar la orden de disparo simultáneo y continuo de todos los transistores para evitar así más conmutaciones y al mismo tiempo parar el rectificador de entrada para llevar a cero la corriente.

En la siguiente simulación se muestra el comportamiento del circuito en estas condiciones. El disparo de todos los transistores se realiza en el instante $t=2 \mu s$ y a partir de ese momento los únicos componentes que conmutan son los diodos serie. El circuito se comporta como rectificador de la tensión de la carga y su corriente se va amortiguando a medida que la energía almacenada en el circuito resonante se disipa en la resistencia equivalente. Cuando esta energía se anule los diodos dejarán de conmutar y la corriente de la fuente de entrada circulará en cortocircuito por todos los conmutadores hasta la parada total del rectificador.

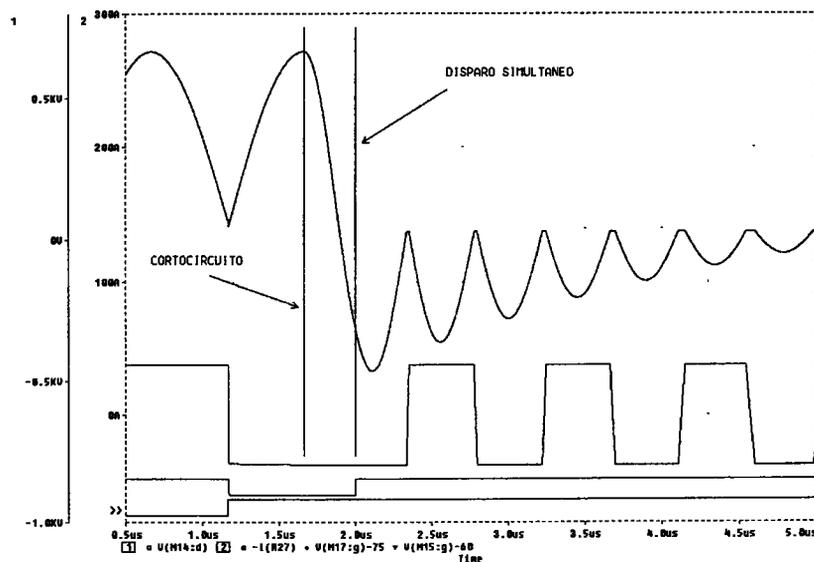


Figura 5.5. Formas de onda del cortocircuito con comportamiento ideal y protección de disparo simultáneo de todos los transistores.

5.3. COMPORTAMIENTO EN CASO REAL

5.3.1. DESCRIPCIÓN TEÓRICA

El hecho de considerar las características reales de los componentes y las inductancias parásitas del circuito en el análisis del comportamiento del inversor en condiciones de cortocircuito, nos van a llevar a conclusiones similares a las obtenidas en el tercer capítulo cuando consideramos los procesos de conmutaciones distintos del óptimo.

Suponemos que el inversor trabaja antes de producirse el cortocircuito en modo de disparo óptimo con $\beta=\beta_0$ y $\gamma=0$ y, por lo tanto, las conmutaciones a corte y conducción de los transistores se realizan con pérdidas mínimas y, al no existir variaciones bruscas en la corriente de la inductancia parásita, no existen sobretensiones importantes. Sin embargo, tras el cortocircuito y puesto que la frecuencia de los disparos se mantiene y la de resonancia sube, se van a producir conmutaciones incontroladas de los transistores hasta que el circuito de protección de disparo simultáneo y continuo de los transistores actúe.

En esta fase de funcionamiento las conmutaciones a corte van a producir importantes sobretensiones cuando el inversor trabaja en modo inductivo debido a la abrupta interrupción la corriente, mientras que las conmutaciones a conducción en fase capacitiva no óptima provocarán posteriores procesos de recuperación inversa en los diodos serie y antiparalelo incrementando notablemente las pérdidas y, sobretodo, provocando severas sobretensiones debidas a la brusca conmutación de la corriente en las inductancias del circuito ocasionadas por la característica snap-off de los diodos.

En la segunda fase de funcionamiento tras el cortocircuito, cuando todos los transistores quedan disparados, la energía almacenada en el circuito resonante fluye a través de los diodos series causando nuevamente sobretensiones debido a la corriente de recuperación inversa de los diodos.

En ambos casos, para conseguir minimizar los peligrosos efectos del cortocircuito, hemos de emplear diodos rápidos con comportamiento soft recovery y reducir al mínimo la inductancia parásita del circuito. En el caso de inversores con transistor MOS existe un problema añadido ya que su diodo antiparalelo es intrínseco y, salvo los de tipo FREDFET, son de deficientes características dinámicas

5.3.2. SIMULACIONES

En las próximas simulaciones se va a incluir la inductancia parásita de 250 nH partiendo del circuito utilizado anteriormente y sustituyendo los componentes ideales por los modelos reales utilizados ya en secciones anteriores. Inicialmente no incluiremos la protección de disparo simultáneo

En la siguiente figura se observa que antes del cortocircuito se realizaban conmutaciones correspondientes al disparo óptimo. Después del cortocircuito la frecuencia varía bruscamente pero el sistema de control mantiene las condiciones anteriores, en consecuencia, en la siguiente conmutación el ajuste del ángulo de conducción es insuficiente al no haberse tenido en cuenta el incremento de la frecuencia y, además, no se mantiene la condición de que el ángulo de corte sea cercano a cero. Tras el cortocircuito se realizan conmutaciones en diversas condiciones que producen sobretensiones positivas debidas al incremento brusco de la corriente por la inductancia parásita y sobretensiones negativas ocasionadas por el corte abrupto de la corriente en el proceso de recuperación inversa de los diodos.

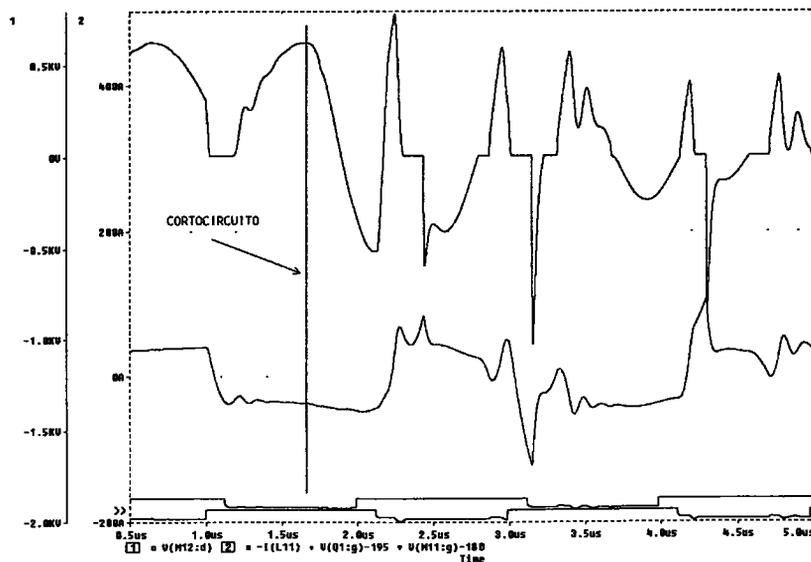


Figura 5.6. Formas de onda del cortocircuito con comportamiento real.

El fenómeno más peligroso que aquí se produce es el de las sobretensiones, tanto positivas como negativas que pueden ocasionar la destrucción inmediata de los semiconductores, tanto transistor como diodo. En la siguiente figura se muestra la simulación en la que se han añadido circuitos detectores de pico actuando como redes supresoras de sobretensiones. Se observa que estas sobretensiones están suficientemente limitadas dando

mayor fiabilidad al circuito. La actuación de estas redes justifica el incremento de las sobrecorrientes especialmente las que se produce en la primera conmutación no controlada.

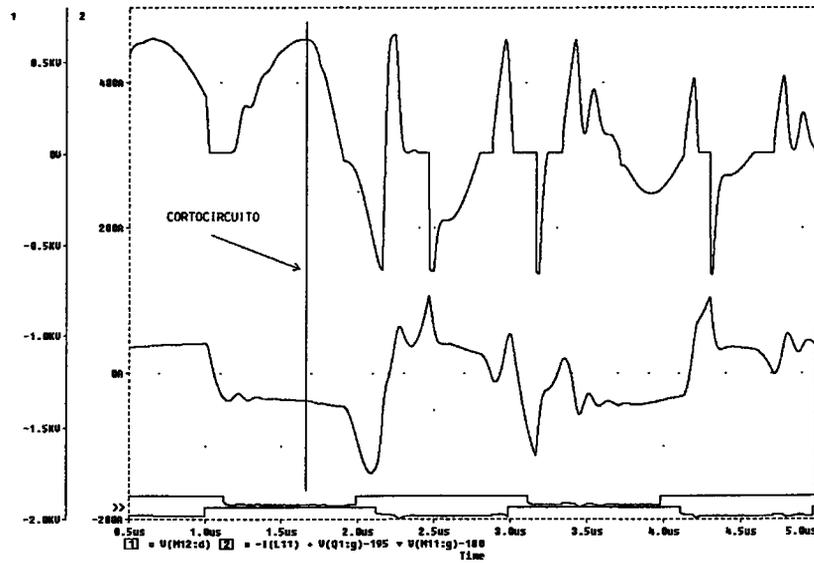


Figura 5.7. Formas de onda del cortocircuito con comportamiento real y redes supresoras de sobretensión.

En la siguiente figura se muestra el comportamiento del inversor incluyendo el circuito de protección con disparo simultáneo y continuo de los transistores.

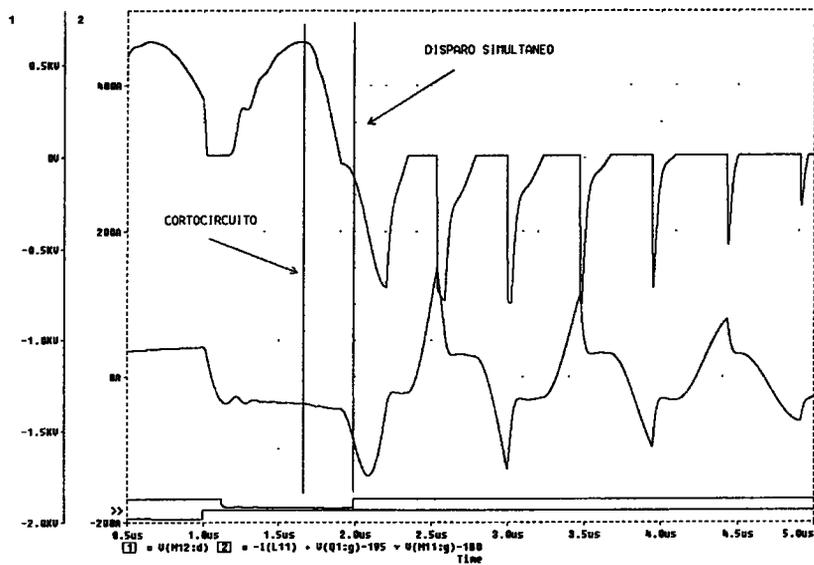


Figura 5.8. Formas de onda del cortocircuito con comportamiento real, protección de disparo simultáneo de todos los transistores y redes supresoras de sobretensión.

De este modo se consigue evitar la fuerte sobretensión inicial positiva puesto que la protección actúa a tiempo para evitar el corte indebido de los transistores. Posteriormente, cuando se disparan continua y simultáneamente a todos los transistores se inicia una secuencia de conmutaciones duras que producen sobretensiones negativas debidas al corte abrupto de la corriente de recuperación inversas de los diodos además de sobrecorrientes ocasionadas durante este proceso por la descarga transitoria de la tensión del condensador resonante.

5.4. CIRCUITOS DE PROTECCIÓN

La condición de funcionamiento en cortocircuito exige, como acabamos de ver, la incorporación de dos importantes protecciones que mejoran notablemente la fiabilidad del inversor: el circuito de disparo simultáneo y continuo de los transistores y los detectores de pico actuando como supresores de sobretensión.

La primera de estas protecciones entra a formar parte del circuito de control del inversor y no necesita de ningún elemento añadido en la sección de potencia. Consiste en un circuito capaz de detectar de forma rápida un cambio brusco de la frecuencia de resonancia del circuito de carga y actuar posteriormente disparando de forma continua a todos los transistores del inversor y parando el rectificador de entrada hasta que la condición de cortocircuito desaparezca. En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques correspondiente.

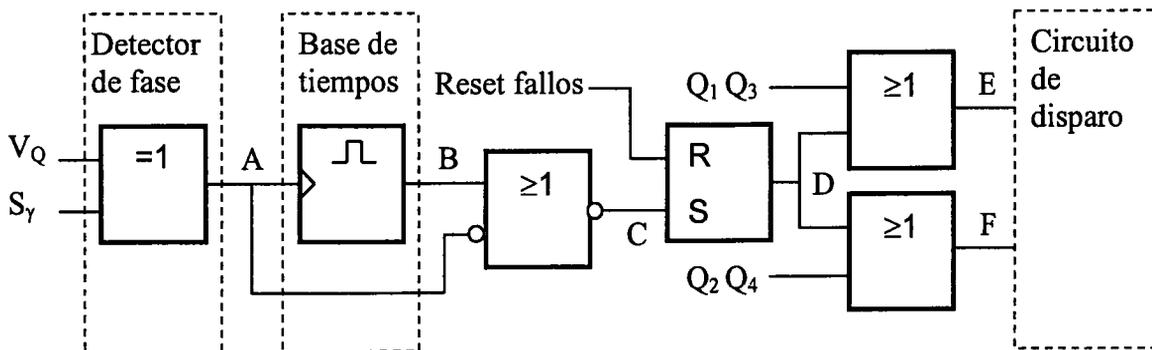


Figura 5.9. Diagrama de bloques del circuito de disparo simultáneo y continuo.

Como vimos en el capítulo anterior, la señal S_γ es la salida del VCO que comanda el circuito de seguimiento de frecuencia del circuito resonante. En funcionamiento estacionario

es una señal cuadrada a la frecuencia de trabajo con fase $\gamma=0$ respecto de la señal V_Q que es una señal lógica sincronizada con los cruces por cero de la tensión de salida V_{MF} . Por lo tanto, cuando se produce un cambio brusco de la frecuencia de resonancia, y puesto que el circuito de realimentación del VCO actúa con una dinámica limitada, la salida del detector de fase XOR aumenta la anchura de su estado alto. Los flancos ascendentes de esta última señal sirven para sincronizar la salida de una base de tiempos calibrada (circuito monoestable) de modo que en funcionamiento normal, la anchura del pulso de salida del detector de fase es siempre inferior a la del monoestable.

En caso de cortocircuito o de cualquier otra situación transitoria capaz de provocar un cambio sustancial de la frecuencia de resonancia, la anchura de la salida del detector de fase será superior a la del monoestable y la puerta lógica permitirá el disparo del flip-flop que activará el disparo simultaneo y continuo de todos los transistores y el paro del rectificador. Una vez anulada la condición de fallo se puede activar la señal de reset para volver a las condiciones iniciales que permitan un nuevo funcionamiento del inversor.

En la siguiente figura se muestra el cronograma de señales correspondiente a la simulación de funcionamiento de este circuito. Cada forma de onda aparece identificada con la misma etiqueta que se utilizó en la figura 5.9 para referir los nodos relevantes del circuito.

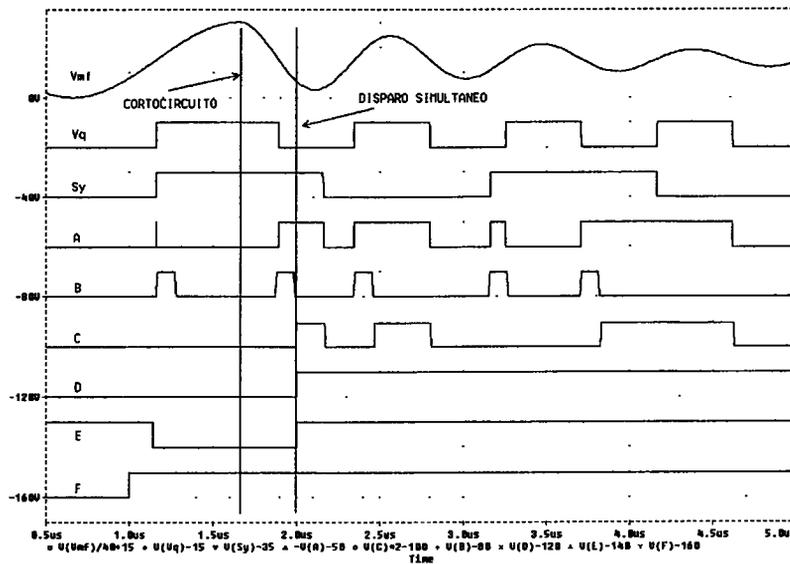


Figura 5.10. Cronograma del circuito de disparo simultáneo y continuo.

El funcionamiento del segundo circuito de protección, los supresores de sobretensión, se basa en un circuito simple constituido por dos detectores de pico conectados en la entrada

del inversor. Como se puede ver en la siguiente figura, el detector de sobretensiones positivas tiene el diodo conectado de modo que el condensador absorba corrientes directas, mientras que el otro detector de pico debe de conectarse de modo contrario para suprimir las sobretensiones negativas. El diseño del valor del condensador debe de realizarse de modo que sea capaz de almacenar la energía proveniente de las sobretensiones sin que el aumento de su tensión sea excesiva. En la fase experimental de este trabajo se demostró que la elección de un valor de 500 nF para estos condensadores es suficiente.

La resistencia de descarga permite que la tensión del condensador baje en poco tiempo hasta el valor de pico de la tensión de entrada del inversor en funcionamiento normal y quede, de esta manera listo para suprimir nuevas sobretensiones.

Para asegurar la eficacia de estas redes supresoras se deben elegir componentes y conexiones de muy baja inductancia y resistencia equivalente. En la práctica se vio que para obtener un funcionamiento óptimo con conexiones de baja inductancia es mejor conectar cuatro redes supresoras en los bornes de cada uno de los conmutadores del inversor en vez de una única en la entrada del mismo.

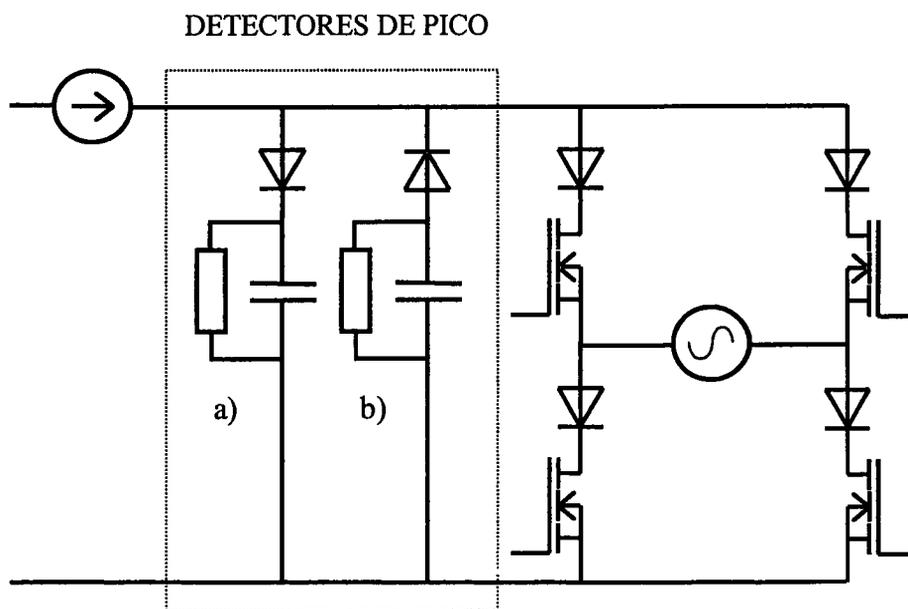


Figura 5.11. Supresores de sobretensiones positivas (a) y negativas (b).

Se pudo comprobar que la acción combinada de estos dos circuitos de protección dan al inversor con carga resonante paralelo una gran fiabilidad en condiciones de cortocircuito.

5.5. CONCLUSIONES

Ante la probable posibilidad de que se produzcan cortocircuitos en la salida del inversor hemos de tener en consideración que los procesos de conmutación incontrolados van a producir importantes sobretensiones que pueden afectar irreparablemente a los componentes del circuito. Para reducir el impacto de estos procesos y aumentar suficientemente la fiabilidad del circuito ante cortocircuitos, hemos de elegir diodos suficientemente rápidos y de recuperación inversa suave a la vez que debemos minimizar las inductancias parásitas del circuito.

Aun así, se debe incorporar circuitos de protección eficaces en la sección control del inversor para reducir al mínimo el número de conmutaciones incontroladas y en la de potencia mediante detectores de pico actuando como supresores de sobretensiones tanto positivas como negativas.

5.6. BIBLIOGRAFÍA

[DEDE97a] E.J. Dede, J.Jordán, V. Esteve, J.M. Espí, A. Ferreres.

"Switching Modes and Short-circuit Considerations in Very High Frequency, Very High Power Resonant Inverters for Induction Heating Applications".

Power Conversion Conference-Nagaoka- Japan Agosto 1997.

[DEDE97b] E.J. Dede, V. Esteve, J.Jordán, E. Maset, J.M. Espí.

"Optimum Switching Modes and Short-circuit Considerations in Current-fed Inverters for Induction Heating Applications".

Power Conversion PCIM'97 Conference, Nürnberg, Germany, 1997.

[DEDE98] E.J. Dede, J.M. Espí.

"Static Inverters for Induction Heating: From the Fundamentals to the Analysis and Design".

Seminar 5. PCIM'98 International Conference. Nürnberg Germany 1998.

[HEBENSTREIT] E. Hebenstreit.

"Overcoming the dv/dt Problem in Power MOSFET Switching Stages During Commutation".

PCI Proceedings, September 1982.

[HERFURTH] M. Herfurth, H. Pelka , H. Rabl, W. Schott.

"Operating SIPMOS Transistors".

Siemens Components XIX Nr. 4, 1984.

[TIHANYI] J. Tihanyi.

"Protection of Power MOSFETs from Transient Overvoltages".

Siemens Forsch.-u. Entwickl.- Ber. Bd. 14 Nr. 2. Springer- Verlag 1985.

[UNDELAND] T. Undeland, F. Jensen, A. Steinbakk, T. Rogne, M. Hernes.

"A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO PWM Inverters".

IEEE Power Specialists Conference PESC'84, Gaithersburg, Maryland, Ind. 1984.

6. RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1. INTRODUCCIÓN

Para realizar la comprobación experimental de todas las mejoras anteriormente expuestas en los procesos de conmutación y verificar el correcto funcionamiento del inversor con carga resonante paralelo trabajando a altas frecuencias, se realizó el montaje de dos generadores para aplicaciones de caldeo por inducción de 100 kW de potencia de salida con inversores con transistores MOS e IGBT en los cuales se incluyeron todos los circuitos de ayuda a la conmutación y de protección contra cortocircuito así como un prototipo de circuito de control capaz de mantener trabajando al inversor en modo de disparo óptimo en cualquier condición de carga.

A continuación se hace una detallada descripción de los circuitos componentes de cada inversor y de sus circuitos resonantes diseñados para trabajar en las frecuencias máximas de los rangos previstos, y se muestran los resultados de todas las pruebas experimentales de verificación realizadas y su comparación con los resultados previstos mediante cálculos o simulaciones.

6.2. INVERSOR CON TRANSISTORES MOS

Se montó un generador de 100 kW compuesto por un rectificador totalmente controlado trabajando como fuente de corriente capaz de entregar una corriente regulada de hasta 300 A y un circuito inversor formado por cuatro puentes inversores de 25 kW conectados en paralelo a la fuente en su entrada y al circuito resonante de carga en su salida. La corriente máxima de entrada es de 300 A que corresponde a un valor eficaz de corriente de salida de aproximadamente 270 A, y la tensión eficaz de salida es de 425 V con una frecuencia de 470 kHz. Todos los componentes semiconductores de potencia están montados sobre un único radiador refrigerado por agua. Las características térmicas del diseño vienen dadas en el anexo A1.2.

Las señales de disparo se transmiten desde el circuito de control a través de fibra óptica y llegan a la puerta del transistor, amplificadas por el circuito de disparo, con niveles de 0 para el corte y 12 V para la conducción. La conexión de cada inversor a la fuente de corriente se realiza con cable convencional flexible de sección adecuada mientras que la conexión desde la salida al circuito resonante se hace mediante cables especiales con 18 conductores aislados de 1.5 mm² de sección para aumentar su capacidad de corriente a altas frecuencias y debidamente trenzados para minimizar su inductancia.

En la siguiente figura se muestra el esquema eléctrico del inversor de 25 kW donde, para simplificar el dibujo, se han omitido los circuitos de disparo y las redes supresoras de sobretensiones.

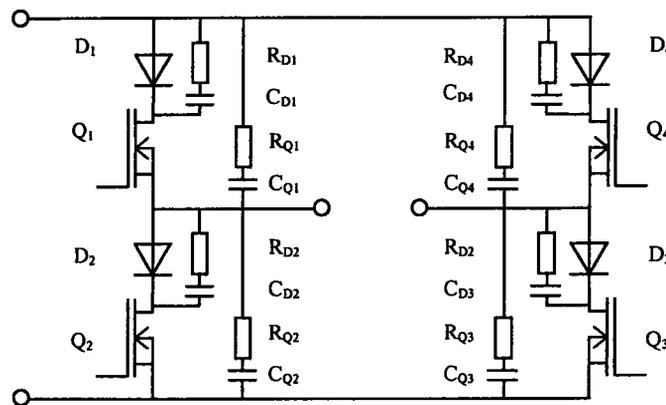


Figura 6.1. Esquema eléctrico del inversor de 25 kW con transistores MOS.

Al tratarse de un inversor de 25 kW hay que tener en cuenta que se conectaron dos transistores y dos diodos en paralelo para formar cada uno de los conmutadores.

El circuito resonante de carga está constituido por la conexión en paralelo de un banco de condensadores y el inductor de calentamiento. Los condensadores son específicos para aplicaciones de caldeo por inducción con alta capacidad de corriente refrigerados por agua con baja inductancia y resistencia equivalente serie. La capacidad total de este banco de condensadores es de 3.57 μ F obtenida mediante la asociación en paralelo de 21 condensadores de 170 nF.

El inductor de calentamiento especialmente diseñado para la prueba de este generador está formado por el paralelo de 8 inductores de una espira circular construida con plancha de cobre refrigerado con agua de 200 mm de diámetro y 80 mm de altura con una inductancia de 260 nH. Todos los inductores se conectan de modo que quedan apilados coaxialmente constituyendo un único inductor cuya inductancia equivalente es de aproximadamente 32 nH.

En el interior de este inductor se introduce un tubo de acero que hace las veces de carga y que al estar convenientemente refrigerado permite el funcionamiento continuo del inversor. La regulación en altura del este tubo respecto al inductor permite el ajuste de la resistencia equivalente de pérdidas del circuito resonante para conseguir extraer la potencia nominal.

6.3. INVERSOR CON TRANSISTORES IGBT

Se construyó un generador también de 100 kW compuesto por un rectificador totalmente controlado trabajando como fuente de corriente capaz de entregar una corriente regulada de hasta 250 A y un circuito inversor formado por un único puente inversor. A la corriente máxima de continua de 250 A corresponde un valor eficaz de corriente de salida de aproximadamente 225 A. La tensión eficaz de salida es de 500 V con una frecuencia de 106 kHz.

Al igual que en los inversores con transistor MOS, todos los componentes semiconductores de potencia están montados sobre un único radiador refrigerado por agua. Las características térmicas del diseño vienen dadas en el anexo A1.3. Las señales de disparo se transmiten desde el circuito de control a través de fibra óptica y llegan a la puerta del transistor, amplificados por el circuito de disparo, con niveles de -15 V para el corte y +15 V para la conducción. Las conexiones del inversor a la fuente de corriente y al inversor se realiza del mismo modo que en el inversor MOS.

En la siguiente figura se muestra el esquema eléctrico del inversor de 100 kW donde, para simplificar el dibujo, se han omitido los circuitos de disparo y las redes supresoras de sobretensiones.

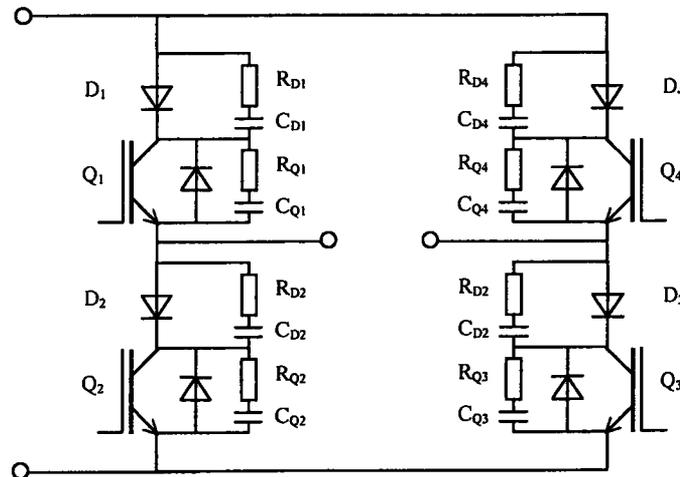


Figura 6.2. Esquema eléctrico del inversor de 100 kW con transistores IGBT.

Para formar cada uno de los conmutadores se dispuso la conexión en paralelo de dos transistores con sus respectivos diodos antiparalelo y tres diodos en paralelo como los utilizados en el inversor de transistores MOS para conseguir el diodo en serie.

El circuito resonante de carga está constituido por la conexión en paralelo de un banco de condensadores y el inductor de calentamiento. Los condensadores son también específicos para calentamiento por inducción con alta capacidad de corriente refrigerados por agua con baja inductancia y resistencia equivalente serie. La capacidad total de este banco de condensadores es de $6 \mu\text{F}$ obtenida mediante la asociación en paralelo de 9 condensadores de 660 nF .

El inductor de calentamiento especialmente diseñado para la prueba de este generador tiene dos espiras circulares construidas con plancha de cobre refrigerado con agua de 140 mm de anchura. Las dimensiones totales del inductor son de 200 mm de diámetro y 300 mm de altura con una inductancia de 420 nH .

En el interior del inductor se introduce un tubo de acero que hace las veces de carga y que al estar convenientemente refrigerado permite el funcionamiento continuo del inversor. La regulación en altura del este tubo respecto al inductor permite el ajuste de la resistencia equivalente de pérdidas del circuito resonante para conseguir extraer la potencia nominal.

6.4. VERIFICACIÓN DE LAS FORMAS DE ONDA

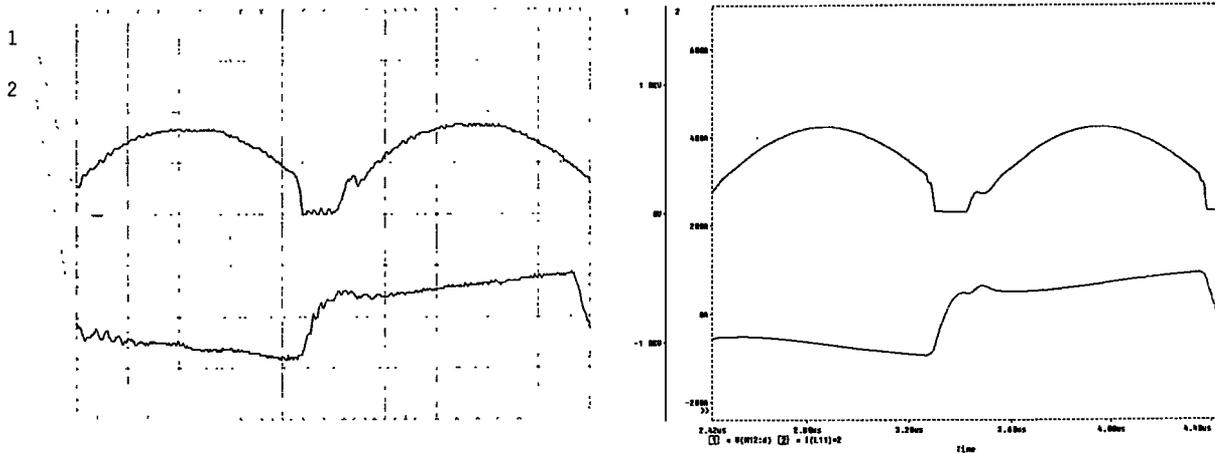
A continuación se van a mostrar las formas de onda capturadas mediante osciloscopio digital que se observaron durante los ensayos de los generadores anteriormente descritos. Para cada oscilograma se dan, además, las formas de onda equivalentes obtenidas mediante simulación y su comparación nos servirá para demostrar la validez de este trabajo.

6.4.1. INVERSOR CON TRANSISTORES MOS

Las formas de onda que se muestran en este apartado corresponden a la tensión de entrada y la corriente de salida de uno de los cuatro inversores que componen el generador. En las simulaciones del capítulo tercero siempre se dieron las corrientes y tensiones de uno de los conmutadores, sin embargo, en la fase experimental, y debido a lo extraordinariamente compacto que resultó el montaje de estos inversores con el objeto de reducir lo más posible la inductancia parásita del circuito, se hizo prácticamente imposible medir la corriente en los conmutadores, al no existir espacio suficiente para introducir la sonda de medida pero si que fue posible medir la corriente de salida con la que se puede conseguir información suficiente referente a los procesos de conmutación del inversor.

La primera de las figuras muestra la forma de onda correspondiente a un ajuste de los ángulos de conducción y corte con los que se consigue una situación muy próxima al modo de conmutación óptima. Junto al margen izquierdo se reproduce la correspondiente imagen adquirida con osciloscopio digital mientras que al margen derecho se muestra el resultado de la simulación para las mismas condiciones de trabajo.

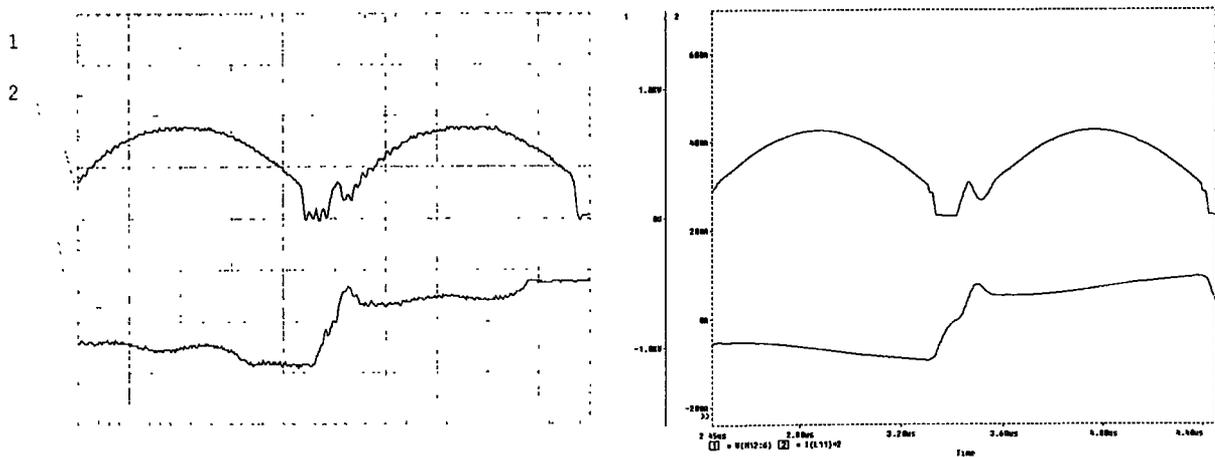
Se pudo comprobar que la inductancia parásita equivalente para el puente de 25 kW es de aproximadamente 114 nH para la cual el ángulo de conducción β_0 es de 24° que coincide con suficiente aproximación al medido experimentalmente.



Canal 1: 400 V/div. Base de Tiempos: 200ns/div.
 Canal 2: 100 A/div.

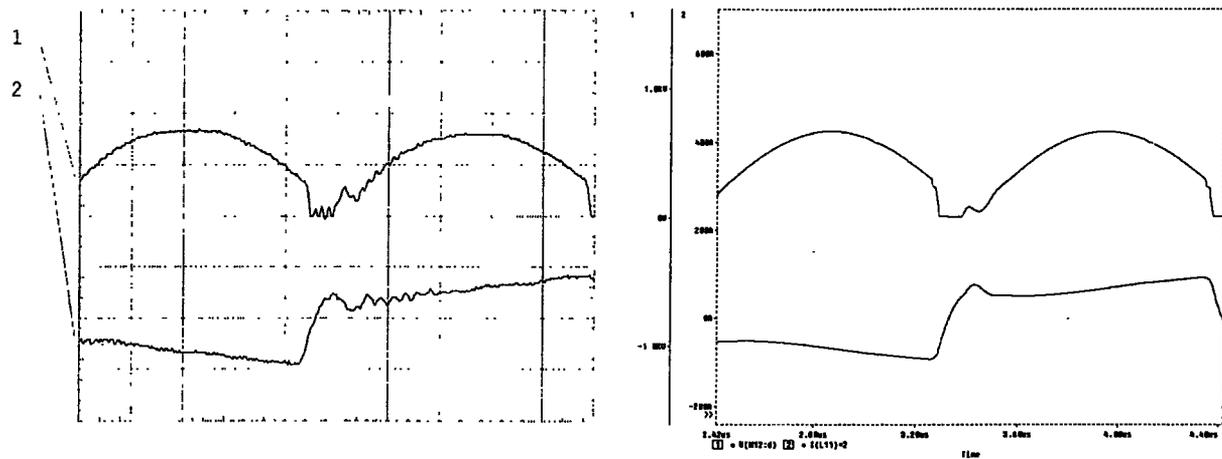
Figura 6.3. Oscilograma y simulación de la tensión de entrada y la corriente salida del inversor para el caso de conmutación óptima.

En las próximas figuras se muestran dos casos distintos a la conmutación óptima con el objeto de verificar las formas de onda previstas en el capítulo tercero. La primera de ellas corresponde al caso de ángulo de corte $\gamma = 0$ con ángulo de conducción $\beta < \beta_0$. La segunda figura muestra el caso de ángulo de conducción $\beta = \beta_0$ con el ángulo de corte $\gamma < 0$.



Canal 1: 400 V/div. Base de Tiempos: 200ns/div.
 Canal 2: 100 A/div.

Figura 6.4. Oscilograma y simulación de la tensión de entrada y la corriente de salida del inversor para el caso de disparo a conducción retrasado.



Canal 1: 400 V/div. Base de Tiempos: 200ns/div.

Canal 2: 100 A/div.

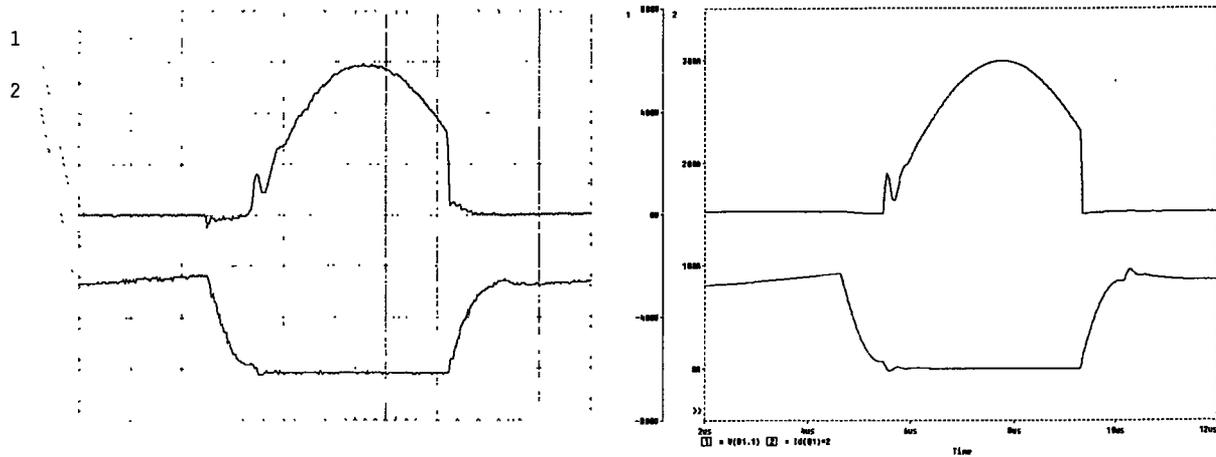
Figura 6.5. Oscilograma y simulación de la tensión de entrada y la corriente de salida del inversor para el caso de disparo a corte adelantado.

6.4.2. INVERSOR CON TRANSISTORES IGBT

El montaje del puente inversor con IGBT no requiere ser tan compacto como el MOS debido fundamentalmente a que su frecuencia de trabajo es tan sólo de alrededor de 100 kHz. Por esta razón sí que fue posible tomar medidas de la corriente y tensión de uno de los conmutadores. A continuación se muestran estas medidas para diferentes ajustes del circuito de control de disparo acompañadas de sus correspondientes simulaciones en las cuales se introdujeron los modelos PSPICE de los componentes del circuito.

La primera de la figuras corresponde al caso de conmutación óptima en la que se pudo comprobar que la inductancia parásita equivalente es de aproximadamente 760 nH siendo el ángulo de conducción β_0 de 32° cuya medida experimental coincide con mucha aproximación con el valor previsto.

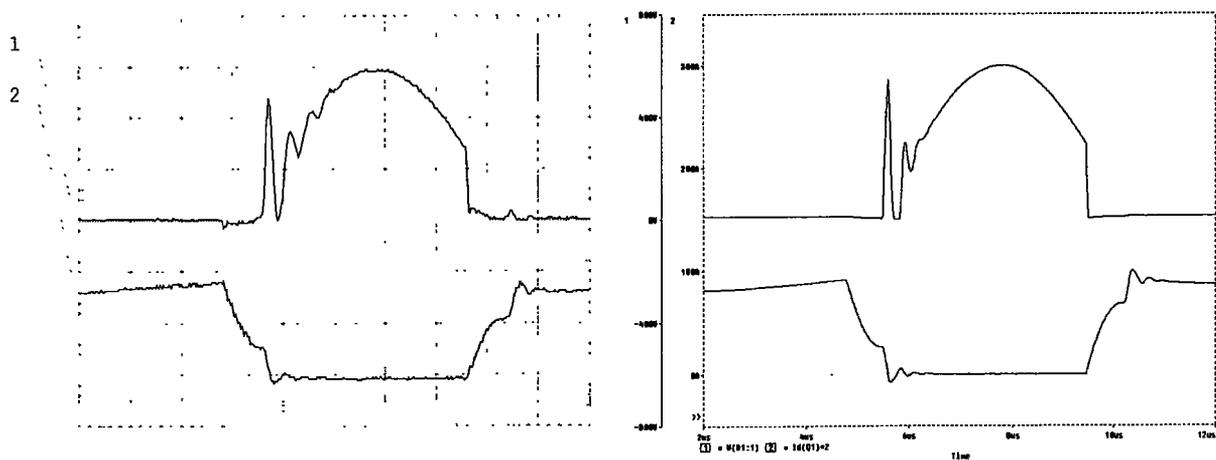
Las formas de onda adquiridas mediante osciloscopio experimentalmente se ajustan suficientemente a las obtenidas en las simulaciones lo que demuestra la validez de los modelos introducidos.



Canal 1: 200 V/div. Base de Tiempos: 1μs/div.
 Canal 2: 50 A/div.

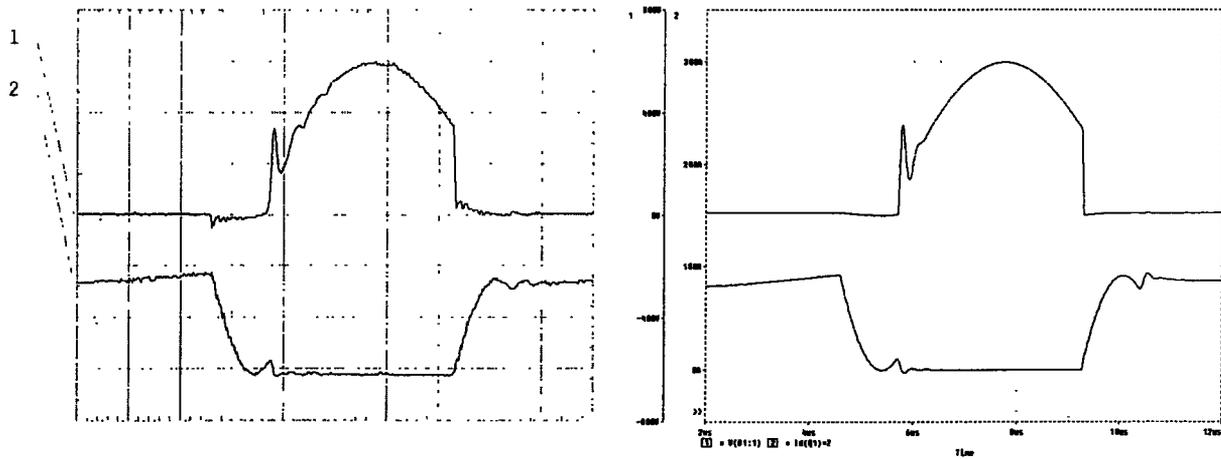
Figura 6.6. Oscilograma y simulación de la tensión y corriente de un conmutador para el caso de conmutación óptima

En las próximas figuras se muestran dos casos distintos a la conmutación óptima con el objeto de verificar las formas de onda previstas. La primera de ellas corresponde al caso de ángulo de corte $\gamma = 0$ con ángulo de conducción $\beta < \beta_0$. La segunda figura muestra el caso de ángulo de conducción $\beta = \beta_0$ con el ángulo de corte $\gamma > 0$.



Canal 1: 200 V/div. Base de Tiempos: 1μs/div.
 Canal 2: 50 A/div.

Figura 6.7. Oscilograma y simulación de la tensión y corriente de un conmutador para el caso de disparo a conducción retrasado.



Canal 1: 200 V/div. Base de Tiempos: 1µs/div.
 Canal 2: 50 A/div.

Figura 6.8. Oscilograma y simulación de la tensión y corriente de un conmutador para el caso de disparo a corte retrasado.

6.5. VERIFICACIÓN DE LAS POTENCIAS DE PÉRDIDAS

6.5.1. MÉTODO DE MEDIDA

Para medir experimentalmente la potencia de pérdidas en los transistores del inversor se recurrió a técnicas de medida calorimétrica ya que las medidas mediante osciloscopio del producto de tensión y corriente dan una escasa fiabilidad. Este método consiste en calcular la potencia que se extrae del disipador de los transistores con el agua de refrigeración tomando datos de su caudal y del incremento de temperatura que sufre al paso por el disipador. Consideraremos despreciable el flujo de potencia disipada directamente desde el disipador y los módulos al aire. El cálculo de la potencia de pérdidas se realiza mediante la siguiente ecuación justificada en el anexo A1.4.

$$P_p = 69 Q \Delta T \tag{6.1}$$

donde P_p es la potencia de pérdidas expresada en vatios, Q el caudal del agua de refrigeración dada en litros por minuto y ΔT el incremento de temperatura del agua en grados centígrados.

Para que este método sea suficientemente válido hay mantener el inversor trabajando en las condiciones del ensayo el tiempo suficiente para que se permita alcanzar la estabilidad térmica de los componentes. Debido al tamaño y masa de los módulos de potencia y sobretodo del disipador este régimen estable se alcanza aproximadamente 30 minutos después de iniciar la prueba.

6.5.2. INVERSOR CON TRANSISTORES MOS

En el gráfico de la siguiente figura se muestra las mediciones experimentales de pérdidas de cada uno de los transistores MOS que componen el inversor de 100 kW. Se realizaron medidas para dos frecuencias distintas de funcionamiento variando en cada caso la potencia de salida mediante la regulación a distintos niveles de la corriente I_d de entrada al inversor. La curva uno muestra los resultados para una frecuencia de trabajo de 470 kHz y la curva dos para 330 kHz.

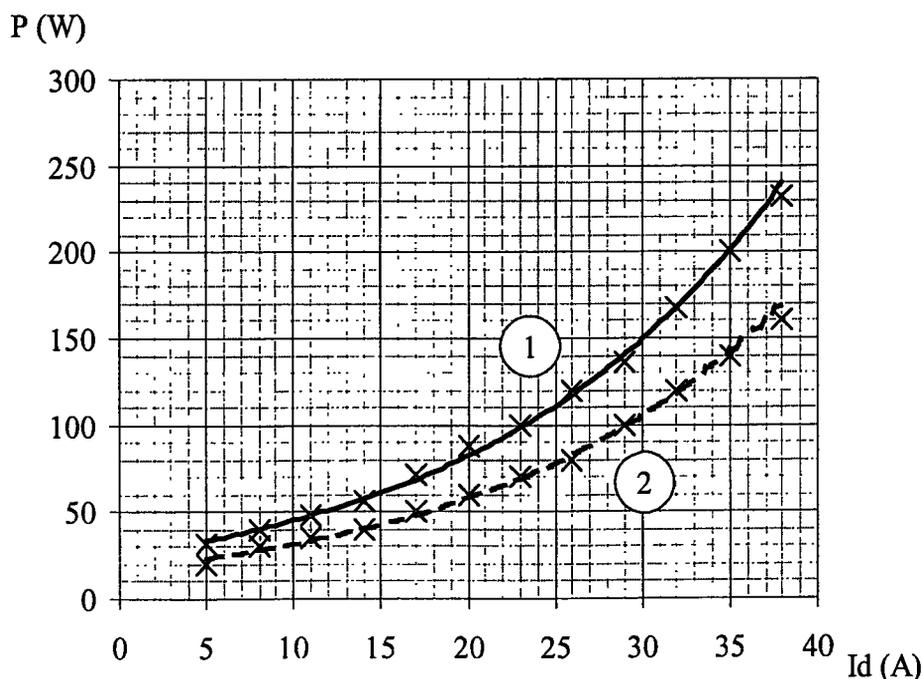


Figura 6.9. Potencia de pérdidas experimental en un módulo transistor MOS en función de la corriente para frecuencias de 470 kHz ① y 330 kHz ② .

Estos resultados, aunque son mayores que los previstos en el apartado 3.5.4., (207 W con $f=500$ kHz, $I_d=37.5$ A y $\beta_0=27^\circ$) concuerdan suficientemente si tenemos en cuenta que el

ajuste automático realizado por el circuito de control de los ángulos de conducción y corte no es perfecto y que existen errores introducidos por el propio método de medida utilizado. Lo importante es destacar que, en el peor de los casos, no se alcanzaría la potencia de pérdidas máximas de 300 W impuesta como límite del diseño.

6.5.3. INVERSOR CON TRANSISTORES IGBT

En el siguiente gráfico se muestra las mediciones experimentales de pérdidas de cada uno de los transistores IGBT que componen el inversor de 100 kW. Se realizaron medidas para dos frecuencias distintas de funcionamiento variando en cada caso la potencia de salida mediante la regulación a distintos niveles de la corriente I_d de entrada al inversor. La curva uno muestra los resultados para una frecuencia de trabajo de 106 kHz y la curva dos para 75 kHz.

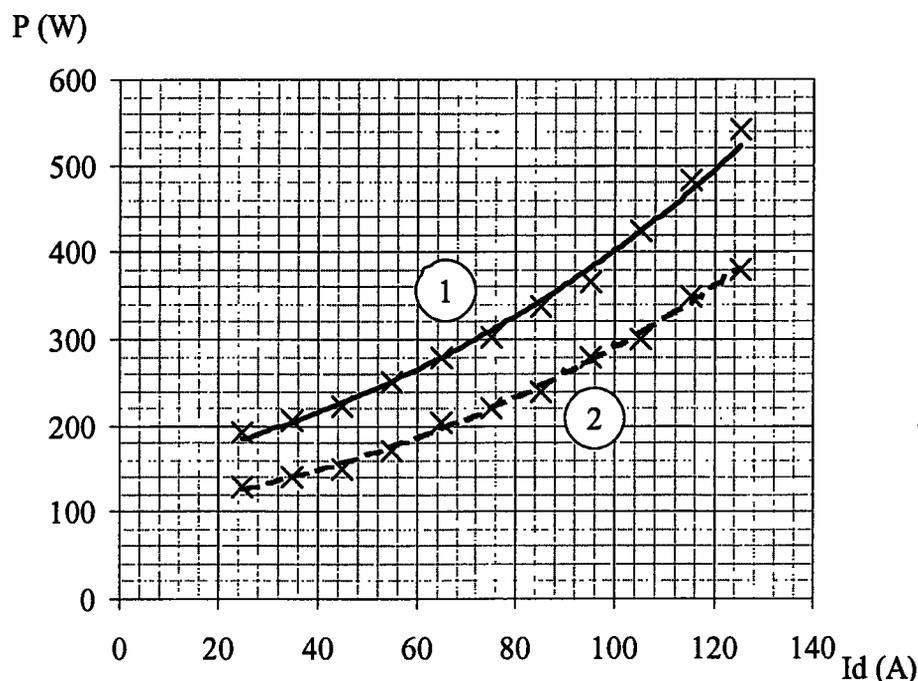
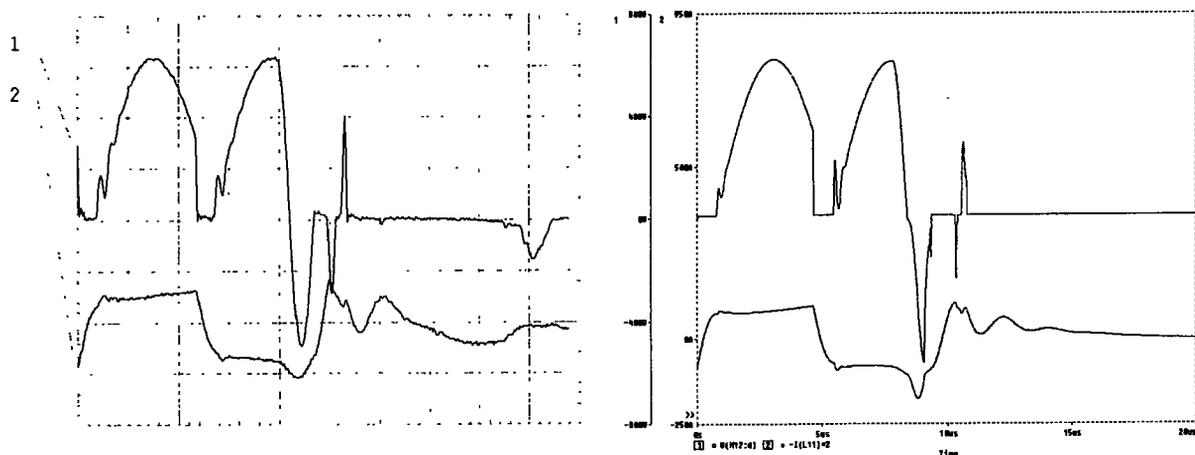


Figura 6.10. Potencia de pérdidas experimental en un módulo transistor IGBT en función de la corriente para frecuencias de 106 kHz ① y 75 kHz ②.

Al igual que en punto anterior lo más destacable es señalar que, en ningún caso se alcanzaría la potencia de pérdidas máximas impuestas como límite del diseño que para inversores con transistores IGBT es de 588 W según queda especificado en el anexo A1.3.

6.6. FUNCIONAMIENTO EN CORTOCIRCUITO

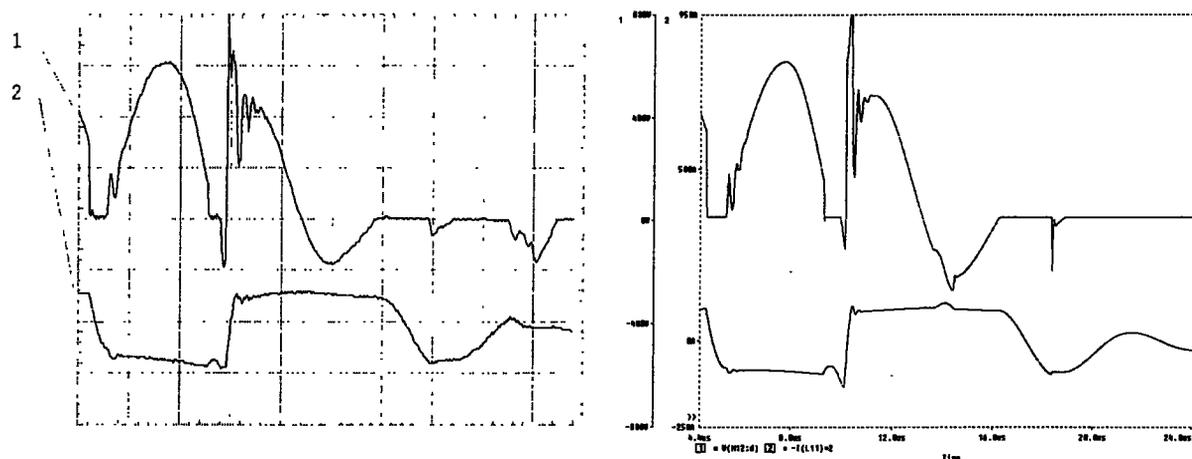
Los ensayos de cortocircuito expuestos en este apartado se realizaron sobre el generador de 100 kW de transistores IGBT. El cortocircuito se aplicaba mediante una barra de cobre de sección suficiente con la que se conectaban transitoriamente puntos cercanos del inductor. En las siguientes figuras se muestran los resultados experimentales y su correspondientes simulaciones para dos tipos de estos cortocircuito. En la primera figura el cortocircuito se aplicó directamente en los bornes de conexión del inductor al condensador resonante. En este caso la inductancia que queda en el circuito después del cortocircuito es muy reducida y, por lo tanto, la frecuencia de resonancia resultante muy alta.



Canal 1: 200 V/div. Base de Tiempos: 2 μ s/div.
Canal 2: 150 A/div.

Figura 6.11. Oscilograma y simulación de la tensión de entrada y la corriente de salida del inversor ante un cortocircuito en los bornes del inductor.

Para la segunda figura el cortocircuito se realizó entre las espiras del inductor con lo que la inductancia que queda es mayor que en el caso anterior y en consecuencia el aumento de frecuencia no es tan considerable. Las formas de onda experimentales se adquirieron mediante un osciloscopio digital trabajando en modo de disparo único utilizando como señal externa de disparo la señal de salida del circuito de protección de disparo simultáneo y continuo de los transistores expuesto en el apartado 5.4.



Canal 1: 200 V/div. Base de Tiempos: 2µs/div.
 Canal 2: 150 A/div.

Figura 6.12. Oscilograma y simulación de la tensión de entrada y la corriente de salida del inversor ante un cortocircuito entre espiras del inductor.

6.7. RESPUESTA DINÁMICA

En este apartado se muestran los resultados experimentales con los que se pretende demostrar la validez del estudio dinámico del circuito de control del ángulo de corte hecho en el capítulo cuarto.

En la siguiente figura aparece la respuesta experimental de la señal de entrada del VCO capturada con osciloscopio ante una variación escalón de la referencia del ángulo de conmutación a corte. El oscilograma muestra un claro comportamiento exponencial como el de un sistema de primer orden cuyo ancho de banda se determinó mediante una medición del su constante de tiempo. Se puede demostrar fácilmente que la frecuencia de corte de un sistema de primer orden es $\omega_c = 1/\tau$. Por otro lado, la ecuación que determina la carga del componente reactivo de un sistema de primer orden, por ejemplo la tensión $v(t)$ de un circuito

RC, es $v(t) = V_F - (V_I - V_F)e^{-\frac{t}{\tau}}$ donde V_I es la tensión inicial y V_F es la tensión final de establecimiento. Para $t = \tau$ resulta $v(\tau) = V_F \left(1 - \frac{1}{e}\right) \approx 0.63 V_F$ expresión con la que es posible

medir la constante de tiempo del sistema y consecuentemente su ancho de banda $BW = 1/2\pi\tau$.

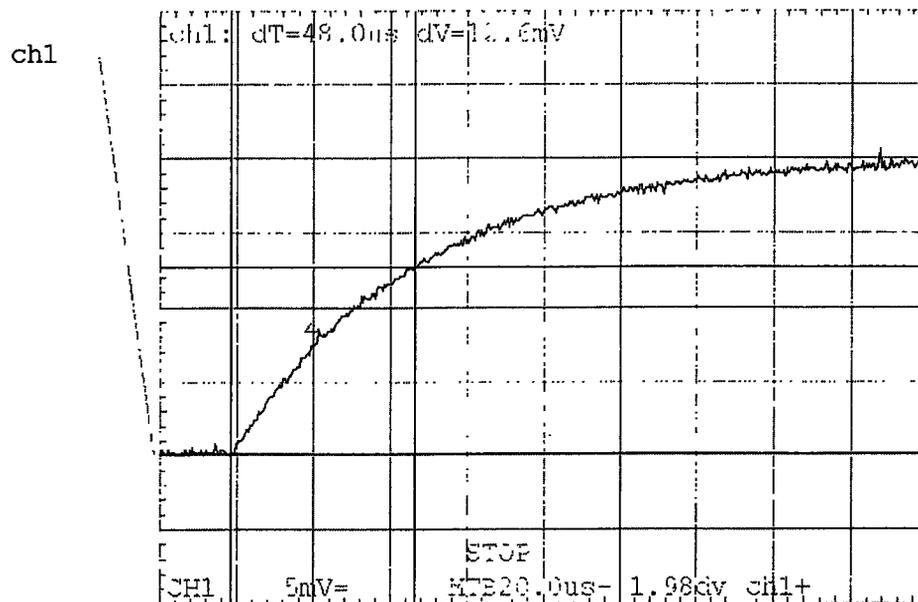


Figura 6.13. Oscilograma correspondiente a la respuesta de la entrada del VCO a un escalón provocado en la referencia del ángulo γ .

El ancho de banda correspondiente a la medición de τ de 48 μs es de 3300 Hz, igual que el previsto en el estudio teórico.

6.8. CONCLUSIÓN

Todos los ensayos realizados han permitido demostrar que los estudios teóricos, cálculos, modelos y simulaciones de los capítulos tercero, cuarto y quinto son válidos, lo que garantiza la viabilidad de los trabajos presentados en esta memoria.

7. PRINCIPALES CONCLUSIONES Y APORTACIONES

7.1. CONCLUSIONES

En este trabajo se han utilizado dos inversores para caldeo por inducción con carga resonante paralelo a los que se han añadido todas las mejoras expuestas en esta memoria para conseguir así trabajar con fiabilidad demostrada a altas frecuencias de conmutación. El primero de los inversores utiliza como conmutador transistores tipo MOS trabajando a una frecuencia de 500 kHz con 100 kW de potencia de salida. El segundo utiliza transistores IGBT con frecuencia de conmutación de 100 kHz y potencia de 100 kW. Todos los resultados teóricos han quedado confirmados con los resultados experimentales extraídos de los ensayos de los dos prototipos.

Las técnicas de conmutación introducidas dieron como ventajas de estos inversores frente a los de conmutación tradicional, la posibilidad de reducir la potencia de pérdidas de los transistores, el aumento del rendimiento global del generador y la disminución del contenido armónico de las corrientes y tensiones del inversor, lo cual permite el aumento de la frecuencia de trabajo y la más fácil adecuación del generador para asegurar el cumplimiento de la normativa vigente de emisión de interferencias electromagnéticas.

Por otro lado, las estrategias de control propuestas permiten que las condiciones de conmutación óptima se mantengan para cualquier condición de carga y potencia de salida permitiéndose variaciones tanto de corriente y tensión de salida como de frecuencia sin que el inversor pierda fiabilidad. El estudio dinámico teórico realizado permitió diseñar y construir los circuitos de control de modo que el sistema fuera estable en cualquier condición.

El profundo estudio del comportamiento del inversor en condiciones de cortocircuito ha permitido también dotar a los inversores de circuitos de protección en potencia y en control que permiten un funcionamiento seguro en estas condiciones resolviéndose así una cuestión muy importante y problemática como es el caso del cortocircuito accidental en el inductor de calentamiento.

7.2. APORTACIONES DE ESTE TRABAJO

A continuación se enumeran las principales aportaciones contenidas en el presente trabajo.

- En el capítulo tercero se muestra un completo estudio de los diferentes modos de conmutación de un inversor resonante paralelo trabajando en modo ideal, con componentes reales y con inductancias parásitas. Para ello se han utilizados modelos para los componentes del circuito real posteriormente construido cuya validez demuestra la concordancia de las simulaciones con los resultados experimentales.
- También se realizó un estudio comparativo de pérdidas para todos los casos que permitió demostrar la necesidad y viabilidad del modo de conmutación óptima de inversores resonantes paralelo con inductancias parásitas. Este estudio de pérdidas se completó examinando los casos de ajuste de los ángulos de conmutación a conducción y corte distintos del óptimo para dar así un criterio que permite garantizar la fiabilidad del inversor en caso de existir desviaciones significativas de la condición de conmutación óptima.
- En el capítulo cuarto se dieron las estrategias de control y sus correspondientes circuitos necesarios para conseguir que el inversor pueda trabajar en modo de conmutación óptima para cualquier condición de funcionamiento. Se construyó un circuito de control capaz de generar los disparos para los transistores del puente inversor manteniendo las condiciones del ángulo de conmutación a corte $\gamma = 0$ y de conducción $\beta = \beta_0$ para cualquier valor de corriente y tensión de salida, frecuencia de resonancia e inductancia parásita.
- Se dio un modelo de gran señal de circuito inversor con carga resonante paralelo utilizando el método de las fuentes controladas que fue implementado mediante un circuito simbólico utilizando PSPICE.
- Mediante este modelo se obtuvieron las respuestas en frecuencia estática y de pequeña señal del circuito inversor resonante paralelo.

- También se obtuvo la modelización del circuito detector de fase utilizado y finalmente se dio un circuito simbólico PSPICE del sistema completo de control del ángulo de conmutación a corte.
- Se realizó el estudio de respuesta transitoria de gran señal del circuito de control del ángulo de conmutación a corte dando su comportamiento ante el salto escalón en la referencia del ángulo de conmutación a corte y durante el transitorio de arranque partiendo de frecuencias de conmutación sensiblemente superiores a la de resonancia.
- Se han obtenido las respuestas en frecuencia de pequeña señal en lazo abierto y en lazo cerrado del circuito con las que se realizó un diseño adecuado del circuito de control que asegura la total estabilidad del sistema dotándole de un ancho de banda superior a 3 kHz.
- En el quinto capítulo también se abordó el estudio del funcionamiento en condiciones de cortocircuito encontrándose un modelo para simulaciones acorde con los resultados experimentales.
- Posteriormente se dieron soluciones a los problemas que planteaba el cortocircuito mediante la inclusión de circuitos de protección contra sobretensiones y circuitos de control específicos que minimizan los efectos perjudiciales de las conmutaciones incontroladas que se presentan en el funcionamiento en cortocircuito.

La validez de todos estos estudios teóricos, circuitos y modelos quedó constatada mediante los resultados de los ensayos experimentales del circuito.

7.3. APLICACIONES

Todos los conceptos, estrategias y circuitos aportados en esta memoria son de aplicación inmediata en generadores de caldeo por inducción con circuito de carga resonante paralelo para cualquier aplicación y en especial para las de alta frecuencia como son los procesos de temples especiales y la soldadura de tubo en continuo.

De este modo se consigue trabajar en inversores con transistor MOS con frecuencias de conmutación de hasta 600 kHz y con niveles de potencia superior a los 500 kW con lo que se puede sustituir totalmente a los caros y poco rentables generadores con tubo electrónico.

En el caso de que los transistores empleados en el inversor sean del tipo IGBT es posible obtener potencias de salida cercanas al megavatio con frecuencias de conmutación de hasta 100 kHz con lo que se puede sustituir en este segmento de aplicaciones a los generadores con transistor MOS o tubo electrónico y así reducir notablemente el coste de estos equipos y aumentar su rendimiento energético.

7.4. SUGERENCIAS PARA ESTUDIOS FUTUROS

Se plantean como estudios complementarios a este trabajo varias tareas que por su envergadura y complejidad no se han incluido en esta memoria y que a continuación se relacionan.

Se puede realizar un estudio similar de los procesos de conmutación óptima en inversores con circuitos resonantes paralelo de bajo factor de calidad en los cuales no es posible aproximar la tensión de salida a una onda sinusoidal.

Del mismo modo se puede estudiar el comportamiento en modo de conmutación óptima de los inversores cuya carga es un circuito resonante de tres elementos reactivos alimentado por corriente, es decir, el circuito resonante CLC.

Otro estudio de futuro que aquí se sugiere consiste en la modelización conjunta del inversor resonante paralelo y el convertidor fuente de corriente de entrada y así obtener el estudio dinámico global del control de potencia de salida y del circuito de control del ángulo de conmutación a conducción en cuyo estudio debe intervenir el comportamiento dinámico del circuito rectificador de entrada puesto que variaciones del ángulo β suponen cambios de la fase φ entre tensión y corriente de salida y, por lo tanto, variaciones de carga del circuito fuente de corriente.

Por último citar que un trabajo interesante podría ser el estudio de una realización mediante DSP del circuito de control propuesto con el objeto de reducir su tamaño y coste, y aumentar la flexibilidad de su ajuste e instalación en los equipos de caldeo por inducción.

A1. ESPECIFICACIONES TÉRMICAS

Uno de los parámetros más importantes que fijan el límite de la potencia y frecuencia de trabajo de inversor es la potencia máxima de disipación de los correspondientes módulos semiconductores que lo componen. En este anexo se van a realizar los cálculos de las diferentes potencias máximas de estos dispositivos tanto para inversores con transistores MOS como con transistores IGBT que se utilizan como datos límite en el estudio de pérdidas del capítulo tercero. Para ello hemos de conocer inicialmente los valores de resistencia térmica de nuestros componentes incluyendo sus disipadores, los valores máximos de la temperatura del fluido de refrigeración y de las obleas semiconductoras. Además, como en cualquier otro diseño, es necesario fijar un factor de seguridad en temperatura suficiente que permita mantener el circuito en una condición de trabajo fiable incluso cuando, de un modo no controlado, alguno de los parámetros o sistemas de medida y protección fallan.

Para cualquiera de estos componentes, el comportamiento térmico se puede describir mediante el siguiente circuito eléctrico equivalente:

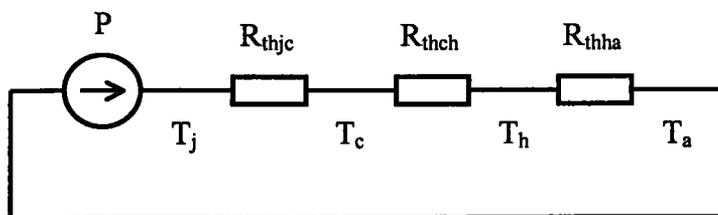


Figura A1.1. Circuito eléctrico equivalente que describe el comportamiento térmico de un dispositivo semiconductor.

En el dicho circuito se tienen los siguientes valores de temperatura, potencia y resistencia térmica:

P :Potencia disipada por el dispositivo.

R_{thjc} Resistencia térmica desde la unión semiconductor a la carcasa del módulo. Su valor máximo viene dada en las hojas de características del dispositivo.

- R_{thch} Resistencia térmica desde la carcasa del módulo al disipador. Corresponde a la resistencia térmica de la pasta conductora que se utiliza para mejorar la conductividad térmica entre la carcasa del módulo y la superficie del disipador. También viene dada en las hojas de características del dispositivo para un tipo y espesor determinado de pasta.
- R_{thha} Resistencia térmica del disipador. Corresponde al valor del salto térmico por unidad de potencia existente entre la superficie del radiador en contacto con el módulo y los fluidos de refrigeración. Para nuestro caso se utilizaron disipadores refrigerador por agua y se tubo en cuenta tan sólo el salto de temperaturas respecto a la del agua haciendo despreciable, por lo tanto, el posible flujo de potencia disipada al aire por convección.
- T_j Temperatura de la unión del semiconductor.
- T_c Temperatura de la carcasa del módulo.
- T_h Temperatura de la superficie del disipador en contacto con el módulo.
- T_a Temperatura de entrada del agua de refrigeración del disipador.

La temperatura de la unión de pueden calcular sustituyendo valores en la siguiente ecuación:

$$T_j = T_a + P (R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}) \quad (A1.1)$$

El cálculo de la potencia máxima disipable está determinada por:

$$P_{max} = \frac{T_{j(max)} - T_{a(max)}}{R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}} \quad (A1.2)$$

donde se define:

$T_{a(max)}$ Temperatura máxima de entrada especificada para el agua de refrigeración.

$T_{j(max)}$ Temperatura máxima permitida en el diseño en la unión semiconductora.

El valor de $T_a (max)$ esta fijado usualmente en 35 °C mientras que para determinar la temperatura $T_j (max)$ se ha de considerar el factor de seguridad k_t en temperatura de modo que:

$$T_{j(max)} = k_t T_{jmax} \quad (A1.3)$$

El valor de k_t usual es 1.2 y T_{jmax} es la temperatura máxima absoluta permitida en la unión del semiconductor y que viene dada en la hoja de características del componente. Tanto para diodos como para transistores el valor de T_{jmax} es de 150 °C de donde resulta que nuestro valor máximo de temperatura de unión $T_a (max)$ será de 125 °C.

En consecuencia, para cada uno de los dispositivos utilizados en la fase experimental de este trabajo se obtienen las siguientes potencias máximas de pérdidas.

A1.1. TRANSISTOR MOS

Para el transistor MOS elegido y su correspondiente radiador se tiene:

$$R_{thjc} = 0.18 \text{ °C/W.}$$

$$R_{thch} = 0.05 \text{ °C/W con pasta de alta conductividad térmica de espesor } 10 \text{ }\mu\text{m.}$$

$$R_{thha} = 0.07 \text{ °C/W.}$$

Con lo la potencia máxima de pérdidas permitida por módulo resulta ser $P = 300 \text{ W}$.

A1.2. TRANSISTOR IGBT

Para el transistor IGBT seleccionado y su correspondiente radiador se tiene:

$$R_{thjc} = 0.075 \text{ °C/W.}$$

$$R_{thch} = 0.038 \text{ °C/W con grasa de alta conductividad térmica de espesor } 10 \text{ }\mu\text{m.}$$

$$R_{thha} = 0.04 \text{ °C/W.}$$

Con lo la potencia máxima de pérdidas permitida por módulo resulta ser $P = 588 \text{ W}$.

A1.3. DIODO

Para el diodo ultra rápido elegido y su correspondiente radiador se tiene:

$$R_{thjc} = 0.4 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

$R_{thch} = 0.1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ con grasa de alta conductividad térmica de espesor 10 μm .

$$R_{thha} = 0.15 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Con lo la potencia máxima de pérdidas permitida en cada diodo resulta ser $P = 138 \text{ W}$.

A1.4. MÉTODO DE MEDIDA DE LA POTENCIA DE PÉRDIDAS

En calentamiento por inducción y en otros muchos casos en electrónica de potencia donde existen elementos refrigerador por agua, se usa conductores tubulares para los cuales se puede aplicar el siguiente método de medida de potencia de pérdidas.

En un análisis adimensional, el flujo de calor desde las paredes de un tubo que transporta un fluido se pueden expresar en términos de las siguientes adimensionales cantidades:

El número de Nusselt,
$$Nu = \frac{\wp d}{k\theta} \quad (\text{A1.4})$$

El número de Reynolds,
$$Re = \frac{\nu \gamma d}{\eta} \quad (\text{A1.5})$$

El número de Prandtl,
$$Pr = \frac{c\eta}{k} \quad (\text{A1.6})$$

donde k , γ , c , y η son propiedades del fluido, ν es su velocidad, d el diámetro interno del tubo, \wp es el calor transferido por unidad de área y θ es la diferencia de temperatura entre la pared del tubo y el fluido.

Para régimen turbulento ($Re \geq 2100$) y una relación entre la longitud del tubo y su diámetro l/d mayor que 10 existe una relación experimental que relaciona estas cantidades:

$$Nu = 0.023 Re^{0.8} Pr^{0.4} \quad (A1.7)$$

Cuando el fluido considerado es agua con temperaturas entre 10°C y 60°C se pueden tomar como adecuados los valores de $\gamma = 995 \text{ kg m}^{-3}$ y $c = 4180 \text{ J kg}^{-1} \text{ K}^{-1}$. Se puede demostrar [Fishenden] que la potencia de pérdidas extraídas por el agua en un circuito de refrigeración se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$P_p = c \gamma Q \theta \quad (A1.8)$$

donde P_p es la potencia de pérdidas en vatios, Q es el caudal de agua de refrigeración en metros cúbicos por segundo y θ se considera ahora como el incremento de temperatura que sufre el agua al cruzar el circuito. Como el caudal expresado en unidades del sistema internacional resulta ser una cantidad muy pequeña se opta normalmente por dar esta expresión considerando la potencia de pérdidas en kilovatios y el caudal en litros por minuto. De este modo la expresión anterior queda como:

$$P_p(kW) = 0.069 Q(l/min) \Delta T \quad (A1.9)$$

donde ΔT es el mencionado incremento de temperatura del agua de refrigeración.

A1.5. BIBLIOGRAFÍA

[DAVIES79] E.J. Davies, P. Simpson

"Induction Heating Handbook"

McGraw-Hill Book Company Limited 1979

[FISHENDEN] M. Fishenden, O.A. Saunders

"An Introduction to Heat Transfer"

Oxford University Press. Oxford 1950

A2. SIMULACIONES PSPICE

En este anexo se muestran algunos de los ficheros "netlist" utilizados en las simulaciones de esta memoria realizadas sobre el programa de simulación PSPICE versión 6.0 de la firma MicroSim Corporation así como el listado de parámetros correspondientes a los modelos confeccionados con ayuda de la aplicación PARTS de la misma marca.

A2.1. FICHEROS "NETLIST"

A2.1.1. INVERSOR EN CASO IDEAL

```

L_L10  V+ $N_0001 230n IC=850
R_R10  $N_0001 V- 42m
C_C10  V+ V- 440n IC=10
I_I10  0 $N_0002 DC 37.5
S_S10  $N_0004 Q1 $N_0003 V- Sbreak-X
RS_S10 $N_0003 V- 1G
S_S11  $N_0004 Q1 $N_0005 V- Sbreak-X
RS_S11 $N_0005 V- 1G
R_R11  Q1 S1 1
S_S12  $N_0006 Q3 $N_0003 V- Sbreak-X
RS_S12 $N_0003 V- 1G
S_S13  $N_0006 Q3 $N_0005 V- Sbreak-X
RS_S13 $N_0005 V- 1G
V_V10  $N_0006 0 DC 12
R_R12  Q3 0 1
S_S14  $N_0007 Q2 V- $N_0003 Sbreak-X
RS_S14 V- $N_0003 1G
S_S15  $N_0007 Q2 V- $N_0005 Sbreak-X
RS_S15 V- $N_0005 1G
V_V11  $N_0007 0 DC 12
R_R13  Q2 0 1
S_S16  $N_0008 Q4 V- $N_0003 Sbreak-X
RS_S16 V- $N_0003 1G
S_S17  $N_0008 Q4 V- $N_0005 Sbreak-X
RS_S17 V- $N_0005 1G
V_V12  $N_0008 S4 DC 12
R_R14  Q4 S4 1
R_R15  $N_0009 V+ 1U
R_R16  $N_0003 V+ 1k

```

R_R17 \$N_0005 V+ 1k
 C_C11 \$N_0005 V- .00001p
 C_C12 \$N_0003 V- .00002p
 V_V13 \$N_0004 S1 DC 12
 C_C13 0 \$N_0010 100n
 D_D10 \$N_0002 \$N_0011 Dbreak
 R_R18 \$N_0010 \$N_0011 1000K
 M_M10 \$N_0002 Q1 S1 S1 BSM181
 M_M11 \$N_0012 Q2 0 0 BSM181
 M_M12 \$N_0002 Q4 S4 S4 BSM181
 M_Q1 \$N_0013 Q3 0 0 BSM181
 D_D11 S1 \$N_0009 BYT261
 D_D12 \$N_0009 \$N_0012 BYT261
 D_D13 S4 V- BYT261
 D_D1 V- \$N_0013 BYT261
 D_D28 S1 \$N_0002 Dbreak
 D_D29 0 \$N_0012 Dbreak
 D_D30 0 \$N_0013 Dbreak
 D_D31 S4 \$N_0002 Dbreak

A2.1.2. INVERSOR CON INDUCTANCIA PARÁSITA Y RED RC

L_L10 V+ \$N_0001 230n IC=850
 R_R10 \$N_0001 V- 40m
 C_C10 V+ V- 440n IC=10
 I_I10 0 \$N_0002 DC 37.5
 S_S10 \$N_0004 Q1 \$N_0003 V- Sbreak-X
 RS_S10 \$N_0003 V- 1G
 S_S11 \$N_0004 Q1 \$N_0005 V- Sbreak-X
 RS_S11 \$N_0005 V- 1G
 R_R11 Q1 S1 1
 S_S12 \$N_0006 Q3 \$N_0003 V- Sbreak-X
 RS_S12 \$N_0003 V- 1G
 S_S13 \$N_0006 Q3 \$N_0005 V- Sbreak-X
 RS_S13 \$N_0005 V- 1G
 V_V10 \$N_0006 0 DC 12
 R_R12 Q3 0 1
 S_S14 \$N_0007 Q2 V- \$N_0003 Sbreak-X
 RS_S14 V- \$N_0003 1G
 S_S15 \$N_0007 Q2 V- \$N_0005 Sbreak-X
 RS_S15 V- \$N_0005 1G
 V_V11 \$N_0007 0 DC 12
 R_R13 Q2 0 1
 S_S16 \$N_0008 Q4 V- \$N_0003 Sbreak-X
 RS_S16 V- \$N_0003 1G
 S_S17 \$N_0008 Q4 V- \$N_0005 Sbreak-X
 RS_S17 V- \$N_0005 1G
 V_V12 \$N_0008 S4 DC 12

```

R_R14 Q4 S4 1
R_R16 $N_0003 V+ 1k
R_R17 $N_0005 V+ 1k
C_C11 $N_0005 V- .00001p
C_C12 $N_0003 V- .00002p
V_V13 $N_0004 S1 DC 12
C_C13 0 $N_0009 100n
D_D10 $N_0002 $N_0010 Dbreak
R_R18 $N_0009 $N_0010 1000K
M_M10 $N_0002 Q1 S1 S1 BSM181
M_M11 $N_0011 Q2 0 0 BSM181
M_M12 $N_0002 Q4 S4 S4 BSM181
M_Q1 $N_0012 Q3 0 0 BSM181
D_D11 S1 $N_0013 BYT261
D_D12 $N_0013 $N_0011 BYT261
D_D13 S4 V- BYT261
D_D1 V- $N_0012 BYT261
D_D28 S1 $N_0002 Dbreak
D_D29 0 $N_0011 Dbreak
D_D30 0 $N_0012 Dbreak
D_D31 S4 $N_0002 Dbreak
L_L11 $N_0013 V+ 250nH
R_R19 $N_0013 $N_0014 30
C_C14 $N_0014 V- 3.4n

```

A2.1.3. INVERSOR CON CONMUTACIÓN ÓPTIMA

```

L_L10 V+ $N_0001 230n IC=850
R_R10 $N_0001 V- 40m
C_C10 V+ V- 440n IC=10
I_I10 0 $N_0002 DC 37.5
S_S10 $N_0004 Q1 $N_0003 V- Sbreak-X
RS_S10 $N_0003 V- 1G
S_S11 $N_0004 Q1 $N_0005 V- Sbreak-X
RS_S11 $N_0005 V- 1G
R_R11 Q1 S1 1
S_S12 $N_0006 Q3 $N_0003 V- Sbreak-X
RS_S12 $N_0003 V- 1G
S_S13 $N_0006 Q3 $N_0005 V- Sbreak-X
RS_S13 $N_0005 V- 1G
V_V10 $N_0006 0 DC 12
R_R12 Q3 0 1
S_S14 $N_0007 Q2 V- $N_0003 Sbreak-X
RS_S14 V- $N_0003 1G
S_S15 $N_0007 Q2 V- $N_0005 Sbreak-X
RS_S15 V- $N_0005 1G
V_V11 $N_0007 0 DC 12
R_R13 Q2 0 1

```

```

S_S16 $N_0008 Q4 V- $N_0003 Sbreak-X
RS_S16 V- $N_0003 1G
S_S17 $N_0008 Q4 V- $N_0005 Sbreak-X
RS_S17 V- $N_0005 1G
V_V12 $N_0008 S4 DC 12
R_R14 Q4 S4 1
R_R16 V- $N_0003 1k
R_R17 V- $N_0005 1k
C_C12 $N_0005 V+ 540p
V_V13 $N_0004 S1 DC 12
M_M10 $N_0002 Q1 S1 S1 BSM181
M_M11 $N_0009 Q2 0 0 BSM181
M_M12 $N_0002 Q4 S4 S4 BSM181
M_Q1 $N_0010 Q3 0 0 BSM181
D_D11 S1 $N_0011 BYT261
D_D12 $N_0011 $N_0009 BYT261
D_D13 S4 V- BYT261
D_D1 V- $N_0010 BYT261
L_L11 $N_0011 V+ 250nH IC=37.5
C_C14 $N_0011 $N_0012 3.4N
R_R19 $N_0012 V- 30
C_C15 $N_0003 V+ 3N

```

A2.1.4. SIMULACIÓN DE LOS CORTOCIRCUITOS

```

L_L10 V+ $N_0001 270n IC=750
RS_S11 $N_0005 V- 1G
R_R11 Q1 S1 1
S_S12 $N_0006 Q3 $N_0003 V- Sbreak-X
RS_S12 $N_0003 V- 1G
S_S13 $N_0006 Q3 $N_0005 V- Sbreak-X
RS_S13 $N_0005 V- 1G
V_V10 $N_0006 0 DC 12
R_R12 Q3 0 1
S_S14 $N_0007 Q2 V- $N_0003 Sbreak-X
RS_S14 V- $N_0003 1G
S_S15 $N_0007 Q2 V- $N_0005 Sbreak-X
RS_S15 V- $N_0005 1G
V_V11 $N_0007 0 DC 12
R_R13 Q2 0 1
S_S16 $N_0008 Q4 V- $N_0003 Sbreak-X
RS_S16 V- $N_0003 1G
S_S17 $N_0008 Q4 V- $N_0005 Sbreak-X
RS_S17 V- $N_0005 1G
V_V12 $N_0008 S4 DC 12
R_R14 Q4 S4 1
R_R16 V- $N_0003 1k
R_R17 V- $N_0005 1k

```

```

C_C12 $N_0005 V+ 720p IC=-300
V_V13 $N_0004 S1 DC 12
M_M10 $N_0002 Q1 S1 S1 BSM181
M_M11 $N_0009 Q2 0 0 BSM181
M_M12 $N_0002 Q4 S4 S4 BSM181
M_Q1 $N_0010 Q3 0 0 BSM181
D_D11 S1 $N_0011 BYT261
D_D12 $N_0011 $N_0009 BYT261
D_D13 S4 V- BYT261
D_D1 V- $N_0010 BYT261
L_L11 $N_0011 V+ 210nH IC=37.5
C_C15 $N_0003 V+ 8n IC=-50
L_L12 $N_0012 $N_0013 5nH
R_R20 $N_0013 V- 1meg
S_S18 V+ $N_0012 $N_0014 0 Sbreak-X
RS_S18 $N_0014 0 1G
V_V14 $N_0014 0 PULSE -10 10 10u 1n 1n 5u 5u
R_R21 $N_0011 $N_0015 30
C_C16 $N_0015 0 3.4N IC=407
R_R23 $N_0016 $N_0002 30
C_C18 $N_0011 $N_0016 3.4N IC=0
C_C20 $N_0017 0 3.4N IC=0
R_R25 V- $N_0017 30
C_C21 V- $N_0018 3.4N IC=-407
R_R26 $N_0018 $N_0002 30

```

A2.1.5. MODELO DE GRAN SEÑAL DEL INVERSOR CON CARGA RESONANTE PARALELO

```

E_HS1_E1 $N_0002 0 VALUE {V(w,0)*V(Vcs,0)}
G_HS1_G1 Vcs 0 $N_0003 0 440N
G_HS1_G2 Vcc 0 $N_0002 0 -440N
C_HS1_C1 0 Vcc {440N}
C_HS1_C2 0 Vcs {440N}
E_HS1_E2 $N_0003 0 VALUE {V(Vcc,0)*V(w,0)}
E_HS1_GAIN1 w 0 VALUE {2 * {pi} * V(F)}
L_HS1_L1 0 $N_0004 {230N}
L_HS1_L2 0 $N_0005 {230N}
E_HS1_E3 Vcc $N_0007 VALUE {V(w,0)*V($N_0006,0)}
E_HS1_E4 Vcs $N_0009 VALUE {V($N_0008,0)*V(w,0)}
H_HS1_H1 $N_0006 0 VH_HS1_H1 -230N
VH_HS1_H1 $N_0009 $N_0010 0V
H_HS1_H2 $N_0008 0 VH_HS1_H2 230N
VH_HS1_H2 $N_0011 Vcc 0V
R_HS1_R1 $N_0004 $N_0007 {35M}
G_HS1_G3 0 $N_0011 I0 0 1
E_HS1_GAIN2 I0 0 VALUE {4/ {pi} * V(Id)}
R_HS1_R2 $N_0005 $N_0010 {35M}

```

```

E_HS1_PWR1 $N_0012 0 VALUE {PWR(V(Vcc),2)}
E_HS1_PWR2 $N_0013 0 VALUE {PWR(V(Vcs),2)}
E_HS1_SUM1 $N_0014 0 VALUE {V($N_0012)+V($N_0013)}
E_HS1_SQRT1 Ac 0 VALUE {SQRT(V($N_0014))}
E_HS1_PWRS1 $N_0015 0 VALUE {PWRS(V(Vcc),-1)}
E_HS1_MULT1 $N_0016 0 VALUE {V($N_0015)*V(Vcs)}
E_HS1_ATAN1 Pc 0 VALUE {ATAN(V($N_0016))}
R_R1 0 Pc 1k
R_R2 0 Ac 1k
V_V1 F $N_0001 DC 500K
V_V2 Id 0 DC 37.5
V_V3 $N_0001 0 AC 1 SIN 0 0 0 0 0

```

A2.1.6. MODELO DE GRAN SEÑAL DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL ÁNGULO DE CORTE

```

E_HS1_E1 $N_0006 0 VALUE {V(w,0)*V(Vcs,0)}
G_HS1_G1 Vcs 0 $N_0007 0 440N
G_HS1_G2 Vcc 0 $N_0006 0 -440N
C_HS1_C1 0 Vcc {440N}
C_HS1_C2 0 Vcs {440N}
E_HS1_E2 $N_0007 0 VALUE {V(Vcc,0)*V(w,0)}
E_HS1_GAIN1 w 0 VALUE {2*{pi} * V($N_0008)}
L_HS1_L1 $N_0009 $N_0010 {230N}
L_HS1_L2 $N_0011 $N_0012 {230N}
E_HS1_E3 $N_0014 0 VALUE {V(w,0)*V($N_0013,0)}
E_HS1_E4 $N_0011 $N_0016 VALUE {V($N_0015,0)*V(w,0)}
H_HS1_H1 $N_0013 0 VH_HS1_H1 -230N
VH_HS1_H1 $N_0016 0 0V
H_HS1_H2 $N_0015 0 VH_HS1_H2 230N
VH_HS1_H2 $N_0009 $N_0014 0V
R_HS1_R1 $N_0010 Vcc {41M}
G_HS1_G3 0 Vcc IO 0 1
E_HS1_GAIN2 IO 0 VALUE {4/ {pi} * V($N_0017)}
R_HS1_R2 $N_0012 Vcs {41M}
E_HS1_PWR1 $N_0018 0 VALUE {PWR(V(Vcc),2)}
E_HS1_PWR2 $N_0019 0 VALUE {PWR(V(Vcs),2)}
E_HS1_SUM1 $N_0020 0 VALUE {V($N_0018)+V($N_0019)}
E_HS1_SQRT1 Ac 0 VALUE {SQRT(V($N_0020))}
E_HS1_PWRS1 $N_0021 0 VALUE {PWRS(V(Vcc),-1)}
E_HS1_MULT1 $N_0022 0 VALUE {V($N_0021)*V(Vcs)}
E_HS1_ATAN1 Pc 0 VALUE {ATAN(V($N_0022))}
R_R2 Ac 0 1k
V_V2 $N_0017 0 DC 37.5
E_ABS1 $N_0002 0 VALUE {ABS(V($N_0001))}
E_DIFF1 $N_0003 0 VALUE {V(SG,VCO)}
E_GAIN4 $N_0004 0 VALUE {1k * V($N_0002)}
E_MULT1 $N_0025 0 VALUE {V($N_0004)*V($N_0003)}

```

```

E_E3 SG 0 TABLE { V($N_0001, 0) } ( (-10,0) (-10m,0) (10m,10) (10,10) )
V_V5 $N_0008 $N_0005 AC 0
E_GAIN5 $N_0005 0 VALUE {100k * V(VCO)}
D_HS3_D1 VCO $N_0023 Dbreak
V_HS3_V1 $N_0023 0 DC 10v
C_HS3_C1 VCO 0 1 IC=5
V_HS3_V2 $N_0024 0 DC 1v
D_HS3_D2 $N_0024 VCO Dbreak
G_HS3_G1 VCO 0 $N_0025 0 -1
V_Vref Vref 0 DC 0 AC 0 PULSE -0.174 0.174 0 1n 1n 250u 500u
E_DIFF3 $N_0001 0 VALUE {V(Pc,Vref)}

```

A2.2. MODELOS DE DIODOS Y TRANSISTORES

A2.2.1. DIODO

```

BYT261 Dbreak
IS 546.800000E-12 10.000000E-15
ISR 902.800000E-09
IKF .02953
RS 4.299000E-03
TT 123.300000E-09
CJO 243.600000E-12
VJ .75
M .1593

```

A2.2.2. TRANSISTOR MOS

```

BSM181
NMOS
LEVEL 3
L 2.000000E-06
W 1.9
VTO 3.248
KP 20.650000E-06
GAMMA 0
PHI .6
RD .2303
RS 2.041000E-03
RG 1.556
RDS 2.222000E+06
IS 96.300000E-12
PBSW .8
CBD 5.156000E-09
TT 670.000000E-09

```

CGSO 1.947000E-09
CGDO 135.800000E-12
TOX 100.000000E-09

A2.2.3. CONMUTADOR IDEAL CONTROLADO POR TENSIÓN

Sbreak-X
RON .01
ROFF 1.000000E+06
VON 5
VOFF 4