

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DE GENERADORES  
SERIE MOSFET DE ALTA POTENCIA Y FRECUENCIA

JOSÉ FRANCISCO JORDÁN MARTÍNEZ

UNIVERSITAT DE VALENCIA  
Servei de Publicacions  
2003

Aquesta Tesi Doctoral va ser presentada a València el dia 04 de Juliol de 2003 davant un tribunal format per:

- Dr. D. F. Javier Sebastián Zúñiga
- Dr. D. José M. Espí Huerta
- Dr. D. Leo Lorenz
- Dr. D. José Millán Gómez
- Dr. D. José Balcels i Sendra

Va ser dirigida per:

Prof. Dr. D. E. Dede i D. Vicente Esteve

©Copyright: Servei de Publicacions  
José Francisco Jordán Martínez

---

Depòsit legal:

I.S.B.N.:84-370-5754-10

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



**Universitat de València**  
**Departamento de Ingeniería Electrónica**

**Estudio del Comportamiento de Generadores  
Serie MOSFET de Alta Potencia y Frecuencia en  
Condiciones de Cortocircuito**

**Tesis Doctoral**

Presentada por:  
**José Francisco Jordán Martínez**

**Valencia, marzo de 2003**



Universitat de València  
Facultad de Física  
Departamento de Ingeniería Electrónica  
C/ Dr. Moliner 50, 46100 – Burjassot (Valencia)

**D. Enrique J. Dede García-Santamaría**, Catedrático de Universidad y **D. Vicente Esteve Gómez** Profesor Titular de Escuela Universitaria, ambos del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Valencia.

HACEN CONSTAR: Que el licenciado en Ciencias Físicas D. José Francisco Jordán Martínez ha realizado bajo su dirección el trabajo titulado “*Estudio del Comportamiento de Generadores Serie MOSFET de Alta Potencia y Frecuencia en Condiciones de Cortocircuito*” que se presenta en esta memoria para optar al grado de Doctor en Ingeniería Electrónica.

Y para que así conste, firmamos el presente documento en Valencia a 11 de marzo de 2003.

Fdo. Enrique J. Dede García-Santamaría  
Catedrático de Universidad

Fdo. Vicente Esteve Gómez  
Profesor Titular de Escuela  
Universitaria

# Agradecimientos

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

Ante todo a mis directores de tesis, al Dr. Enrique Dede y al Dr. Vicente Esteve por su apoyo y ayuda en la realización de la tesis. A Enrique Dede, por haberme enseñado todo lo que sé en electrónica de potencia, gracias; y gracias también por la confianza que depositó y deposita en mí en todo momento, dejándome formar parte de su equipo durante tantos años. A Vicente Esteve por ser en todo momento el maestro y el amigo al que siempre consultar. En definitiva agradecerles que me hayan permitido trabajar a su lado estos últimos dieciséis años.

A la empresa GH Electrotérmia y en especial a su Presidente D. José V. González sin cuyo apoyo hubiese sido imposible la realización de este trabajo. Para el resto de compañeros que me han ayudado, y que siguen ayudándome en todo lo relacionado con el apasionante mundo de la electrónica, deseo que estas líneas sirvan de agradecimiento, en especial a Cesar Cases de cuyos consejos puedo disfrutar a diario. A José M. Magraner, a José V. Vidal, a Raúl, Justo, Fernando, José Manuel, Juan... y el resto de compañeros de GH que me dedican el tiempo del que no disponen.

Quiero dar las gracias también a todos los compañeros del grupo de investigación (L.E.I.I.) por las ayudas técnicas y el apoyo que me han prestado a diario, a Enrique Maset, Agustín Ferreres, Esteban Sanchis, Juan Bautista Ejea, José Miguel Espí, Diego Ramírez, Edit Navarro, Silvia Casans, Rafa García y Candid Reig.

Al departamento de Ingeniería Electrónica que me admitió como uno más de sus miembros, y en especial a su director D. José Espí. A Lola, M<sup>a</sup> Jesús y M<sup>a</sup> José por sus consejos administrativos.

*A Lourdes*

*A mis hijas Lourdes y Andrea*

# **Motivaciones, objetivos y resumen de la tesis doctoral**

Se presentan a continuación cuales han sido las motivaciones, los objetivos propuestos al comienzo de este trabajo y un resumen de como se han desarrollado a lo largo de la tesis.

## **Motivaciones**

En calentamiento por inducción industrial se utilizan dos tipos básicos de generadores con semiconductores, los generadores paralelo y los generadores serie generalmente en puente completo. Los generadores serie están formados por un inversor y éste lo forman cuatro conmutadores. Para el caso de generadores serie de alta frecuencia (100-500 kHz), los conmutadores son MOSFET.

La aparición en el mercado de nuevos semiconductores rápidos (MOSFET, FREDFET o CoolMOS<sup>®</sup>), con diodos intrínsecos cada vez más robustos, permite que estos componentes puedan ser utilizados en los inversores serie de alta potencia y alta frecuencia.

La escasa, o a veces, nula información suministrada por los fabricantes de estos componentes, nos plantea el estudio de su comportamiento en las condiciones de trabajo del inversor serie.

En concreto la condición más crítica del inversor serie es el cortocircuito de la bobina, del circuito resonante serie de salida. En estas condiciones se produce la conmutación forzada a corte del diodo intrínseco del MOSFET, que con las tecnologías anteriores provocaban su rotura.

## **Objetivos**

El principal objetivo es el estudio del comportamiento en condiciones de cortocircuito de los generadores serie MOSFET de alta potencia y frecuencia. Para alcanzar este objetivo es necesario conocer tanto el generador serie como los MOSFET, por lo que se plantean nuevos objetivos para poder determinar el estudio del comportamiento.

Estos objetivos son:

- El estudio de la aplicación de calentamiento por inducción, la modelización de la carga, los circuitos de salida del generador y de los diferentes generadores resonante serie.
- El estudio en profundidad del inversor, sus conmutaciones con componentes ideales, con componentes reales y con elementos parásitos.
- El estudio del cortocircuito de la bobina de calentamiento por inducción.
- El estudio de las nuevas tecnologías MOSFET (FREDFET o CoolMOS<sup>®</sup>) que pueden usarse en el inversor.
- Caracterización de los MOSFET y más en concreto de su diodo intrínseco.
- Metodología para la selección de los MOSFET.
- Estudio de las diferentes topologías de inversor serie.
- Construcción de un generador serie para la comprobación, en condiciones de cortocircuito, del MOSFET seleccionado en las diferentes topologías.
- Determinar el MOSFET y la topología más fiable.

## **Resumen**

En el primer capítulo se hace una descripción del calentamiento por inducción, la región de transición, los parámetros que influyen en el proceso del calentamiento, el modelo de inductor con carga y las aplicaciones industriales del calentamiento por inducción. Por

último, se hace una descripción de la aplicación de soldadura de tubo en continuo por ser ésta la aplicación a la que se destinarán los trabajos futuros de esta tesis.

En el capítulo segundo se hace una descripción del generador resonante serie, y más concretamente del modelo de inductor con carga, de los diferentes circuitos de salida y los generadores que se pueden conectar a dichos circuitos osciladores para alimentarlos. Se estudia en profundidad los métodos de regulación de los generadores cuya carga es un circuito resonante serie. Por último, se revisan las diferentes clasificaciones de los generadores serie.

En el tercer capítulo se hace una descripción del inversor de un generador resonante serie; se definen las fuentes y los conmutadores, se define la célula básica de conmutación y finalmente los posibles tipos de conmutación de esta célula básica con componentes ideales. Una vez vistos los conmutadores ideales veremos el comportamiento de las conmutaciones con componentes reales y con elementos parásitos.

En el cuarto capítulo se estudia el comportamiento del generador resonante serie cuando se produce un cortocircuito en el inductor de calentamiento, cómo se comporta el inversor y cómo son sus conmutaciones. Se seleccionan cuatro transistores comerciales para estudiar su comportamiento en laboratorio. Se construye una estación de medida de semiconductores de potencia, donde se caracteriza el diodo intrínseco de los MOSFET seleccionados con condiciones de disparo y temperatura diferentes. Se selecciona el MOSFET con mejor comportamiento para la construcción del inversor. Se estudian las topologías del inversor con y sin protección de los disparos.

En el capítulo quinto se muestran los resultados experimentales. Una vez seleccionados los semiconductores de potencia para el inversor, se construye un generador serie para verificar las medidas realizadas en la estación de pruebas. Se construye un control, una sección de aislamiento y un oscilador. Se construyen los tres inversores propuestos, con sus circuitos de disparo. Estos inversores son intercambiables y extraíbles. Se analiza la fase de arranque, funcionamiento en continuo y comportamiento en cortocircuito, verificándose las medidas realizadas en la estación de pruebas.

El último capítulo recoge los estudios realizados, las aportaciones y conclusiones.

# Glosario

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

## Capítulo 1. Introducción

$\mu$ :	Permeabilidad magnética del material calentado.
$\mu_0$ :	Permeabilidad magnética del vacío.
$H, \vec{H}$ :	Campo magnético alterno.
$B, \vec{B}$ :	Densidad de flujo magnético creada.
$N$ :	Número de espiras del inductor.
$I, i$ :	Corriente por el inductor.
$l$ :	Longitud del circuito magnético o del inductor.
$\mathcal{E}$ :	Fem o fuerza electromotriz.
$\varepsilon$ :	Constante dieléctrica del medio.
$\phi$ :	Flujo del campo magnético.
$P$ :	Potencia disipada en la resistencia equivalente de la pieza a calentar.
$R_{eq}$ :	Resistencia equivalente por la que circula la corriente inducida.
$i_F$ :	Corrientes inducidas en la pieza.
$\vec{J}$ :	Densidad de corriente.
$\rho_C$ :	Densidad de carga del medio.
$\vec{D}$ :	Vector desplazamiento.
$\sigma$ :	Conductividad del material calentado.
$\rho$ :	Resistividad eléctrica.
$\vec{\nabla}$ :	Operador nabra.
$\vec{n}$ :	Vector normal a la superficie de la pieza calentada.
$\vec{E}_{RT}$ :	Campo eléctrico en la región de transición.
$\vec{H}_{RT}$ :	Campo magnético en la región de transición.

$(\vec{E}_{RT})_t$ :	Componente tangencial del campo eléctrico en la región de transición.
$(\vec{E}_{RT})_n$ :	Componente normal del campo eléctrico en la región de transición.
$(\vec{H}_{RT})_t$ :	Componente tangencial del campo magnético en la región de transición.
$(\vec{H}_{RT})_n$ :	Componente normal del campo magnético en la región de transición.
$\omega$ :	Frecuencia de los campos (en rad/s).
$\vec{H}_0$ :	Campo magnético en la superficie de la pieza.
$\delta$ :	Profundidad de penetración.
$Z_s$ :	Impedancia superficial.
$r$ :	Radio del cilindro usado como pieza a calentar.
$R_S$ :	Resistencia superficial de la pieza a calentar.
$J_0$ :	Densidad de corriente en la superficie de la pieza.
$P_0$ :	Potencia disipada en la superficie de la pieza.
$\mu_0$ :	Permeabilidad magnética del vacío = $4 \pi 10^{-7}$ .
$\mu_r$ :	Permeabilidad magnética relativa del material.
$A_a$ :	Area eficaz para el flujo del campo magnético en el exterior de la bobina.
$A$ :	Area eficaz para el flujo del campo magnético en la pieza.
$l$ :	Longitud de la bobina de calentamiento.
$l_a$ :	Longitud del camino magnético externo a la bobina.
$\vec{H}_a$ :	Campo magnético en el exterior de la bobina.
$K_R$ :	Factor de corrección de la resistencia equivalente.
$S$ :	Superficie total calentada.
$R_N$ :	Resistencia por vuelta de la pieza.
$R_b$ :	Resistencia de la bobina de calentamiento para esa frecuencia.
$\eta_{cal}$ :	Rendimiento del calentamiento.
$f_{cr}$ :	Frecuencia crítica de calentamiento.
$H_{cr}$ :	Intensidad de campo magnético crítica.
$\mu_{max}$ :	Permeabilidad magnética máxima del material calentado.
$H_{sup}$ :	Intensidad de campo magnético en la superficie del material.
$T_c$ :	Temperatura de Curie o punto de Curie.
$Q$ :	Factor de calidad.
$P_{reac}$ :	Potencia reactiva almacenada en el inductor.
$P_{act}$ :	Potencia activa disipada en la resistencia.

$D$ :	Factor de disipación.
$R_E$ :	Resistencia que presenta la cara exterior del tubo.
$L_E$ :	Inductancia que presenta la cara exterior del tubo.
$R_I$ :	Resistencia que presenta la cara interior del tubo.
$L_I$ :	Inductancia que presenta la cara interior del tubo.
$R_S$ :	Resistencia del camino a lo largo de los labios.
$L_S$ :	Inductancia que presenta el camino a lo largo de los labios.
$I_T$ :	Corriente que circula por la cara exterior del tubo.
$I_I$ :	Corriente que circula por el interior del tubo.
$I_S$ :	Corriente que circula por los labios hasta el punto de soldadura.
$OD$ :	Diámetro exterior del tubo que se está soldando.
$LI$ :	Longitud del inductor de soldadura de tubo.
$Di$ :	Distancia entre roldanas de forja e inductor.
$Dm$ :	Distancia entre roldanas de forja y principio del imponder.

## Capítulo 2. Generador Resonante Serie

$e$ :	Energía de carga del condensador del resonante.
$L$ :	Inductancia del inductor de calentamiento.
$C$ :	Condensador para compensar la potencia reactiva de $L$ .
$i_C$ :	Corriente por el condensador.
$i_L$ :	Corriente por la bobina.
$v_C$ :	Tensión en el condensador.
$v_L$ :	Tensión en la bobina.
$V_p$ :	Tensión en el condensador en el instante inicial.
$I_p$ :	Corriente por la bobina máxima del oscilador ideal.
$v_{in}$ :	Tensión de entrada del circuito R-L-C.
$c_I$ :	Constante dependiente del valor de la tensión de $v_C$ en el instante $t=0$ .
$\xi$ :	Parámetro de amortiguamiento.
$\omega_r, \omega_0$ :	Frecuencia de resonancia (en rad/s).
$Z_c$ :	Impedancia característica.
$s$ :	Variable de la Transformada de Laplace.
$Z(s)$ :	Función impedancia.

$Z(s_N)$ :	Función impedancia normalizada.
$s_N$ :	Variable de la Transformada de Laplace normalizada.
$\omega_N$ :	Frecuencia de resonancia normalizada.
$H_{vL}(s)$ :	Ganancia de tensión del inductor.
$H_{vL}(s_N)$ :	Ganancia de tensión del inductor en valores normalizados.
$H_{vC}(s)$ :	Ganancia de tensión del condensador.
$H_{vC}(s_N)$ :	Ganancia de tensión del condensador en valores normalizados.
$V_{in}$ :	Tensión de entrada al circuito CLR.
$R, R_{eq}$ :	Resistencia equivalente del modelo serie de inductor de calentamiento.
$i$ :	Corriente por el circuito CLR.
$i_{L0}$ :	Corriente por la bobina a la frecuencia de resonancia.
$v_{C0}$ :	Tensión en el condensador a la frecuencia de resonancia.
$P_{res}$ :	Potencia máxima especificada en la resistencia.
$L_{ca}$ :	Inductor de calentamiento junto con la resistencia de la carga.
$C_p$ :	Condensador en paralelo para circuitos C-LC.
$\omega_{0S}$ :	Frecuencia de resonancia (en rad/s) del resonante serie en un C-LC.
$Q$ :	Factor de calidad de la bobina a la frecuencia de resonancia.
$Q_S$ :	Factor de calidad del resonante serie en un C-LC.
$C_{eq}$ :	Condensador equivalente en circuitos C-LC.
$V_t$ :	Tensión entre los dos condensadores en circuitos C-LC.
$V_p$ :	Tensión en el condensador paralelo en circuitos C-LC.
$V_c$ :	Tensión en el condensador del resonante serie en circuitos C-LC.
$L_S$ :	Inductancia en serie en el circuito L-LC.
$\beta$ :	Relación entre inductancias del circuito L-LC.
$\omega_{0p}$ :	Frecuencia de resonancia del circuito paralelo en el L-LC.
$L_{eq}$ :	Inductancia en paralelo de $L$ y $L_p$ .
$Q_p$ :	Factor de calidad del circuito paralelo en el L-LC.
$n$ :	Relación de transformación de un transformador de potencia activa.
$L_p$ :	Inductancia en el primario del transformador.
$L_s$ :	Inductancia en el secundario del transformador.
$R_p$ :	Resistencia en el primario del transformador.
$R_s$ :	Resistencia en el secundario del transformador.
$C_p$ :	Capacidad en el primario del transformador.

$C_s$ :	Capacidad en el secundario del transformador.
$m$ :	Relación de transformación de un transformador de potencia reactiva.
$f$ :	Frecuencia de resonancia del oscilador serie.
$V_s, v_s$ :	Tensión de salida del puente inversor.
$I_s, i_s$ :	Corriente de salida del puente inversor.
<b>MOSFET</b> :	Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor.
$v_{MF}$ :	Tensión de salida del inversor.
<b>Cint</b> :	Condensador intermedio en la topología BUK.
<b>LB</b> :	Inductor del BUCK.
<b>Ps</b> :	Potencia de salida del inversor serie.

## ***Capítulo 3. Inversor Resonante Serie***

$V_K$ :	Tensión soportada por el conmutador.
$I_K$ :	Corriente por el conmutador.
$Ps_{cuadrada}$ :	Potencia de salida del inversor serie con onda cuadrada.
$i_{salida}$ :	Corriente de salida del puente inversor serie.
$v_{cuadrada}$ :	Tensión de salida del inversor serie con onda cuadrada.
$\gamma$ :	Fase entre corriente y tensión de salida del inversor serie.
$I_{pico} I_0$ :	Corriente de pico de salida del puente inversor serie.
$t_c, \tau$ :	Tiempo de conducción en forma de onda de salida cuasi-cuadrada.
$D$ :	Ciclo de trabajo en forma de onda de salida cuasi-cuadrada.
$a, b, c, d$ :	Estados de conducción del inversor.
$t_1, t_2, t_3, \dots$ :	Instantes de la conmutación del inversor.
$M1, M2, \dots$ :	Conmutadores del inversor.
$I_{salida}$ :	Forma de onda de la corriente de salida del inversor serie.
$V_{salida}$ :	Forma de onda de tensión de salida del inversor serie con onda cuadrada.
$C_{in}$ :	Fuente de tensión de entrada al inversor.
$R_{DSon}, R_{DSOn}$ :	Resistencia de canal del MOSFET.
$V_{A-K}$ :	Tensión ánodo cátodo de diodo.
$L_D$ :	Inductancia de la conexión de drenador.
$L_S$ :	Inductancia de la conexión de surtidor.
$L_{DS}$ :	Inductancia suma de la conexión de drenador y surtidor.

$C_{DS}$ :	Capacidad entre drenador y surtidor.
$C_{DG}$ :	Capacidad entre drenador y puerta.
$C_{GS}$ :	Capacidad entre puerta y surtidor.
$t_0$ :	Tiempo en alcanzar $V_{DC}/2$ la capacidad parásita del MOSFET.
$\varphi$ :	Ángulo entre el cruce por cero de la tensión y la corriente de salida.
$\beta$ :	Fase entre el instante de subida de la tensión de la capacidad parásita del MOSFET y el cruce por cero de la corriente.
$\beta_0$ :	Fase entre el instante de subida de la tensión de la capacidad parásita del MOSFET y el instante en el que se alcanza la tensión de alimentación $V_{DC}$ .
$\alpha$ :	Fase entre el instante del cruce por cero de la corriente y el instante en el que los MOSFET de la otra rama conmutan a conducción.
$i_c$ :	Corriente por los condensadores parásitos del MOSFET.
$V_{DC}$ :	Tensión de alimentación del inversor.
<b>FREDFET:</b>	Fast-Recovery-Epitaxial-Diode-Field-Effect-Transistor.
$t_{rr}$ :	Tiempo de recuperación inversa de un diodo.
$I_{RRM}$ , $I_{RM}$ :	Corriente de recuperación inversa máxima.
$I_D$ :	Corriente continua directa máxima o corriente directa.
$V_R$ :	Tensión inversa aplicada a un diodo durante su conmutación a corte.
$l$ :	Inductancia a la entrada del inversor para el control del $di/dt$ .
$V_f$ :	Tensión de conducción inicial en un diodo.
$R_b$ , $R_B$ :	Resistencia de base del transistor bipolar parásito del MOSFET.
$C_B$ :	Capacidad parásita en paralelo con $R_b$ .
$I_B$ :	Corriente de base del transistor bipolar parásito del MOSFET.
$C_{DG}$ :	Capacidad entre drenador del MOSFET y base del transistor bipolar.
$V_{CBO}$ :	Tensión de ruptura máxima del MOSFET cuando el transistor bipolar parásito está inactivo.
$V_{CEO}$ :	Tensión de ruptura máxima del transistor bipolar parásito del MOSFET.
$V_{CER}$ :	Tensión de ruptura del MOSFET determinada por el transistor bipolar parásito cuando está activo.
$C_{mi}$ , $C_{rss}$ :	Capacidad de Miller.
$C_{iss}$ :	Capacidad de entrada.
$C_{oss}$ :	Capacidad de salida.

$L_{disp}$ :	Inductancia de dispersión del transformador de salida.
$C_{trans}$ :	Capacidad de entrada del transformador de salida.
$B_{tran}$ :	Densidad de flujo del núcleo del transformador de salida.

## ***Capítulo 4. Estudio del Cortocircuito***

$I_F$ :	Corriente directa de diodo antes de su conmutación.
$I_{DR}$ :	Corriente máxima directa del diodo intrínseco del MOSFET.
$V_R$ :	Tensión inversa aplicada al diodo después de su conmutación.
$V_{DSS}$ :	Tensión máxima aplicable entre drenador y surtidor.
$V_{GS}$ :	Tensión de disparo entre puerta y surtidor.
$V_{DS}$ :	Tensión entre drenador y surtidor.
$T_j$ :	Temperatura de la unión.
$i_{bobina}$ :	Corriente por la bobina del circuito de pruebas.
$V_{fuente}$ :	Tensión de la fuente de continua del circuito de pruebas.
$L_{bobina}$ :	Bobina del circuito de pruebas.
$t1$ :	Tiempo del primer pulso de conducción del circuito de pruebas.
$t2$ :	Tiempo de corte del MOSFET activo del circuito de pruebas.
$t3$ :	Tiempo de la segunda conducción del MOSFET activo del circuito de pruebas.
$di_1/dt$ :	Pendiente de bajada de la corriente después de $t3$ .
$di_2/dt$ :	Pendiente de subida de la corriente después de alcanzar $I_{RRM}$ .
$dv/dt$ :	Pendiente de subida de la tensión producida por el corte del diodo intrínseco.
$V_{RRM}$ :	Valor del pico de tensión entre extremos del diodo al producirse la conmutación.
$V_{GSact}$ :	Forma de onda de puerta del MOSFET activo.
$V_{GSprue}$ :	Forma de onda de puerta del MOSFET de prueba.
$t4$ :	Tiempo de conducción del MOSFET de prueba mientras circula corriente por su diodo intrínseco.

# Contenidos

<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1. Fenómenos que originan calentamiento por inducción .....	2
1.2. El principio físico del calentamiento por inducción .....	3
1.2.1. El efecto transformador.....	4
1.3. La región de transición .....	5
1.3.1. Los campos en la región de transición .....	5
1.3.2. Las corrientes inducidas en la región de transición .....	8
1.3.3. La potencia disipada en la región de transición .....	9
1.4. Profundidad de penetración .....	10
1.5. Resistencia equivalente.....	14
1.5.1. Rendimiento del calentamiento.....	18
1.5.2. Frecuencia crítica .....	19
1.6. Parámetros que influyen en el calentamiento por inducción .....	20
1.6.1. El tipo de pieza a calentar .....	20
1.6.2. Intensidad del campo magnético.....	25
1.6.3. Posición relativa entre inductor y pieza .....	32
1.7. Modelos de inductor con pieza .....	38
1.7.1. El modelo serie.....	39
1.7.2. El modelo paralelo .....	40
1.8. Aplicación del calentamiento por inducción en los procesos industriales .....	41
1.8.1. Soldadura de tubo en continuo.....	44
1.8.1.1. Acumulador .....	45
1.8.1.2. Formadora.....	46
1.8.1.3. Soldadura por inducción.....	47

1.8.1.4. Enfriador.....	53
1.8.1.5. Calibrador.....	53
1.8.1.6. Cortadora.....	53
1.8.1.7. Empaquetadora.....	54
<b>2. GENERADOR RESONANTE SERIE</b>	<b>55</b>
2.1. Circuitos de salida para calentamiento por inducción.....	55
2.1.1. Circuito L-C ideal.....	56
2.1.2. El circuito L-C real.....	58
2.1.3. Impedancia del circuito L-C real.....	62
2.1.4. Respuesta en frecuencia del circuito L-C real.....	65
2.1.5. Ganancia de tensión del circuito L - C real.....	68
2.2. Otros modelos de circuito L-C real.....	70
2.3. Circuitos resonantes con tres elementos.....	72
2.4. Transformadores de salida en calentamiento por inducción.....	78
2.5. Generadores utilizados en calentamiento por inducción.....	84
2.5.1. Cronología de los sistemas de alimentación.....	85
2.5.1.1. Generadores rotativos.....	86
2.5.1.2. Generadores de tubo electrónico.....	86
2.5.1.3. Generadores estáticos con semiconductores.....	87
2.5.2. Topologías de generadores con semiconductores.....	88
2.5.2.1. Topologías cuasi-resonantes.....	89
2.5.2.2. Topologías resonantes.....	91
2.5.2.2.1. Generador paralelo.....	92
2.5.2.2.2. Generador Serie.....	95
2.6. Clasificación de generadores resonante serie.....	98
2.6.1. Clasificación por tipo de entrada.....	99
2.6.2. Clasificación por tipo de rectificador.....	100

2.6.3. Clasificación por tipo de inversor.....	103
2.6.4. Clasificación por tipo de circuito de salida.....	103
2.6.5. Clasificación por tipo de forma de onda de salida del inversor.....	105
2.6.6. Clasificación por la frecuencia de salida del inversor .....	111
<b>3. INVERSOR RESONANTE SERIE</b>	<b>113</b>
3.1. Caracterización de componentes.....	113
3.1.1. Caracterización de las fuentes.....	114
3.1.2. Caracterización de los conmutadores.....	117
3.1.2.1. Característica estática .....	118
3.1.2.2. Característica dinámica.....	121
3.1.2.3. Clasificación de los conmutadores .....	122
3.1.2.3.1. Conmutadores de dos segmentos .....	122
3.1.2.3.2. Conmutadores de tres segmentos.....	124
3.1.2.3.3. Conmutadores de cuatro segmentos.....	126
3.2. Estructura de los convertidores estáticos .....	126
3.3. Celdas elementales de conmutación .....	128
3.4. Inversores resonantes .....	133
3.5. Inversor resonante serie con componentes ideales .....	134
3.5.1. Tipo de inversor estudiado.....	134
3.5.2. Regulación de potencia .....	136
3.5.3. Conmutación en fase.....	141
3.5.3.1. Estados de conducción .....	142
3.5.3.2. Proceso de conmutación .....	143
3.5.4. Conmutación en modo inductivo .....	144
3.5.4.1. Estado de conducción .....	144
3.5.4.2. Proceso de conmutación .....	145
3.5.5. Conmutación en modo capacitivo.....	147
3.5.5.1. Estado de conducción .....	148

3.5.5.2. Proceso de conmutación .....	149
3.5.6. Conclusiones .....	151
3.6. Inversor resonante serie con componentes reales .....	154
3.6.1. Conmutación en fase.....	154
3.6.2. Proceso de carga de las capacidades parásitas.....	157
3.6.3. Estudio de las conmutaciones .....	165
3.6.3.1. Caso en que $\beta$ es menor que $\beta_0$ .....	165
3.6.3.2. Caso en que $\beta$ es igual a $\beta_0$ .....	166
3.6.3.3. Caso en que $\beta$ es mayor que $\beta_0$ .....	168
3.6.3.4. Conmutación de los diodos intrínsecos del MOSFET .....	169
3.6.3.5. Condición de conmutación a conducción sin pérdidas.....	170
3.6.4. El efecto de la inductancia en serie.....	171
3.7. Inversor resonante serie con componentes reales y elementos parásitos.....	173
3.7.1. Elementos parásitos del MOSFET.....	174
3.7.1.1. El diodo intrínseco del MOSFET .....	174
3.7.1.2. El transistor NPN parásito del MOSFET .....	178
3.7.1.3. Variación de las capacidades con la tensión aplicada entre sus extremos.....	182
3.7.2. Elementos parásitos propios del puente de MOSFET de alta potencia ....	184
3.7.2.1. Paralelización de MOSFET para la conmutación de altas corrientes	184
3.7.2.2. Capacidades parásitas de los transformadores de potencia .....	185
3.7.2.3. Inductancia parásita entre la fuente de tensión y el inversor.....	191
<b>4. ESTUDIO DEL CORTOCIRCUITO</b>	<b>193</b>
4.1. Introducción .....	193
4.2. Estudio del cortocircuito en generadores resonante serie con MOSFET .....	195
4.2.1. Condiciones de funcionamiento.....	195
4.2.2. Estudio del cortocircuito en un oscilador resonante serie.....	196
4.2.3. Estudio del cortocircuito en un inversor serie con MOSFET .....	198

4.2.4.	Desarrollo de una estación de pruebas de semiconductores de potencia..	201
4.2.4.1.	Introducción.....	201
4.2.4.2.	Rotura de semiconductores de potencia .....	202
4.2.4.2.1.	Sobrettemperatura de la oblea.....	202
4.2.4.2.2.	Sobretensión.....	203
4.2.4.3.	Construcción de la estación de pruebas de semiconductores .....	204
4.2.4.3.1.	Sistema de control de temperatura de la oblea.....	204
4.2.4.3.2.	Circuito de disparo simple y doble .....	205
4.2.4.3.3.	Banco de condensadores .....	206
4.2.4.3.4.	Juego de bobinas .....	207
4.2.4.4.	Algunas medidas realizadas con la estación de pruebas de semiconductores .....	208
4.2.4.4.1.	Medida de la carga de puerta .....	208
4.2.4.4.2.	Medida de los tiempos de conmutación.....	210
4.2.4.4.3.	Medida de las pérdidas de conmutación.....	212
4.2.4.4.4.	Medida de la resistencia de canal ( $R_{DS\ on}$ ) .....	214
4.2.4.4.5.	Medida de la tensión de avalancha .....	215
4.3.	Medida de la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET.....	216
4.3.1.	Objetivo y metodología de las pruebas.....	218
4.3.2.	Selección de los MOSFET a probar.....	224
4.3.3.	Medidas con resistencia .....	227
4.3.3.1.	Circuito de prueba .....	228
4.3.3.2.	Prueba 1 <i>Resistencia</i> a 15 A, 250 V y 25 °C .....	233
4.3.3.3.	Prueba 2.....	237
4.3.3.3.1.	MOSFET tipo A.....	237
4.3.3.3.2.	MOSFET tipo B.....	238
4.3.3.3.3.	MOSFET tipo C.....	239
4.3.3.3.4.	MOSFET tipo D.....	240
4.3.3.3.5.	Conclusiones con resistencia a 25 °C.....	241
4.3.3.4.	Prueba 3 .....	242
4.3.3.4.1.	MOSFET tipo A.....	243
4.3.3.4.2.	MOSFET tipo B.....	244
4.3.3.4.3.	MOSFET tipo C.....	245

4.3.3.4.4. MOSFET tipo D.....	246
4.3.3.4.5. Conclusiones con resistencia a 125 °C.....	247
4.3.4. Medidas con cortocircuito entre puerta y surtidor .....	248
4.3.4.1. MOSFET tipo A .....	249
4.3.4.2. MOSFET tipo B .....	250
4.3.4.3. MOSFET tipo C .....	251
4.3.4.4. MOSFET tipo D .....	252
4.3.4.5. Conclusión.....	253
4.3.5. Señal en la puerta cuando se produce la conmutación del diodo.....	253
4.3.6. Comportamiento con disparo en el MOSFET de prueba.....	256
4.3.6.1. Circuito de prueba .....	257
4.3.6.2. MOSFET tipo A .....	258
4.3.6.3. MOSFET tipo B .....	261
4.3.6.4. MOSFET tipo C .....	262
4.3.6.5. MOSFET tipo D .....	264
4.3.6.6. Conclusiones con disparo en el MOSFET de prueba .....	265
4.4. Elección de componentes y topologías del inversor.....	268
4.4.1. Elección de los componentes .....	268
4.4.2. Topologías del inversor.....	270
4.4.2.1. Topología 1.....	270
4.4.2.2. Topología 2.....	271
4.4.2.2.1. Topología 2.1 .....	272
4.4.2.2.2. Topología 2.2 .....	273
4.4.2.2.3. Elección de la topología.....	275
4.4.2.3. Topología 3.....	276
4.4.3. Inversores propuestos.....	283

<b>5. ESTUDIO EXPERIMENTAL DEL INVERSOR RESONANTE SERIE EN CONDICIONES DE CORTOCIRCUITO</b>	<b>285</b>
5.1. Componentes seleccionados para la construcción del inversor .....	286
5.2. Generador serie MOSFET desarrollado .....	286
5.2.1. Sección de entrada .....	288
5.2.2. Rectificador de diodos .....	289
5.2.3. Tensión de continua .....	290
5.2.4. Circuito de control y circuitos auxiliares .....	291
5.2.5. Circuito de salida .....	296
5.3. Inversor MOSFET sin protección.....	300
5.3.1. Disposición de los componentes del inversor .....	300
5.3.2. Circuito de disparo .....	301
5.3.2.1. Los transistores de salida de la placa de disparo .....	303
5.3.2.2. Redes de ayuda a la conmutación.....	306
5.3.2.3. La fuente de alimentación y monitorización .....	307
5.3.3. Comportamiento en la fase de arranque.....	308
5.3.4. Comportamiento en estado estacionario .....	310
5.3.5. Comportamiento en cortocircuito .....	311
5.3.5.1. Rotura del MOSFET D en la estación de pruebas.....	315
5.4. Inversor MOSFET con protección.....	316
5.4.1. Disposición de los componentes del inversor .....	317
5.4.2. Circuito de disparo .....	317
5.4.2.1. Circuito de protección de tiristor dual .....	318
5.4.2.2. Pruebas en laboratorio del circuito con protección .....	320
5.4.3. Comportamiento en la fase de arranque.....	328
5.4.4. Comportamiento en estado estacionario .....	330
5.4.5. Comportamiento en cortocircuito .....	331
5.5. Inversor con combinación de MOSFET y diodos .....	332
5.5.1. Disposición de los componentes del inversor .....	332

# Capítulo 1

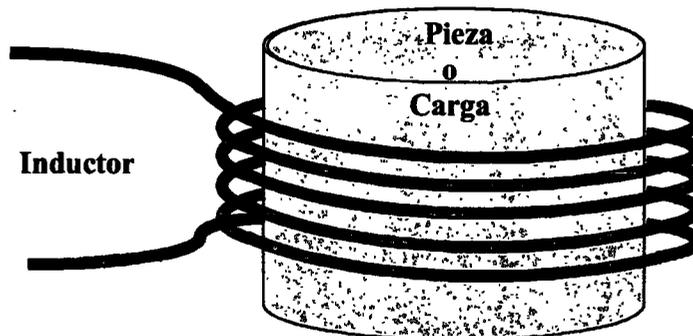
## INTRODUCCIÓN

*En este capítulo se hace una descripción del calentamiento por inducción, la región de transición, los parámetros que influyen en el proceso del calentamiento, el modelo de inductor con carga y las aplicaciones industriales del calentamiento por inducción. Por último se hace una descripción de la aplicación de soldadura de tubo en continuo por ser ésta la aplicación a la que se destinarán los conceptos y circuitos consecuencia de este trabajo.*

### 1. INTRODUCCIÓN

Se denomina calentamiento por inducción a cualquiera de los procesos donde un material conductor es calentado por el efecto de un campo magnético variable. El hecho de que la transmisión de la energía entre la fuente y su carga se realice por medio de un campo magnético permite que el proceso se lleve a cabo sin contacto físico. La carga en estos procesos siempre es un material conductor y la fuente del campo magnético es el inductor o bobina de calentamiento. La bobina de calentamiento no tiene porqué 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 del material a calentar. Esto supone una nueva ventaja ya que no sólo es posible calentar materiales conductores de cualquier dimensión o forma sino que además, se puede calentar sólo la porción del material que se desea. Es incluso posible calentar diferentes zonas de la pieza a la misma o diferentes temperaturas mediante un correcto diseño de la geometría del inductor o la asociación de varios de ellos. En la figura 1.1 se observa el

esquema básico del inductor de calentamiento con su carga; la carga se representa como un material conductor macizo de forma cilíndrica y el inductor como un conductor arrollado alrededor de la carga pero sin contacto entre ellos.



*Figura 1.1. Esquema básico del inductor de calentamiento con su carga.*

El calentamiento por inducción tradicionalmente ha sido utilizado para calentar partes metálicas, en usos tan diversos como: soldaduras, revenido, endurecimiento, sellado y fusión de metales, etc. Todos estos procesos se encuentran orientados hacia la industria del automóvil, sin embargo, también son utilizados en procesos industriales tan diversos como la fabricación de semiconductores, tratamiento de desechos nucleares o la industria alimentaria.

### **1.1. Fenómenos que originan calentamiento por inducción**

Para poder realizar un calentamiento por inducción es necesario un generador de corriente alterna, una bobina de calentamiento y la pieza a calentar, que se sitúa en el interior de la bobina tal y como se puede ver en la figura 1.1.

Cuando la corriente alterna del generador pasa por la bobina, se genera un campo magnético de la misma frecuencia que la corriente, cerca de la superficie de la pieza. Este campo magnético produce el calentamiento de la pieza mediante la conjunción de dos fenómenos bien diferenciados:

- **Pérdidas por efecto Joule:** Es la principal causa de disipación en el calentamiento por inducción. Se basa en el hecho de que el campo magnético aplicado induce corrientes sobre la superficie del material (llamadas corrientes de Foucault) y éstas producen el calentamiento por efecto Joule. Se produce tanto en materiales

ferromagnéticos (con permeabilidad magnética  $\mu$  mayor que la del vacío  $\mu_0$ ), como en materiales no ferromagnéticos ( $\mu \approx \mu_0$ ).

- Pérdidas por histéresis: Cuando se genera un campo magnético alterno  $H$  en el interior de un material ferromagnético, la respuesta magnética  $B$  del material se ve "retrasada" respecto al campo  $H$  aplicado (fenómeno que se conoce como histéresis magnética). Esto se debe a que el campo  $B$  en el seno del material es la resultante de la suma del campo aplicado  $H$  y el creado por sus dipolos magnéticos, y a que éstos tardan cierto tiempo en orientarse en la dirección del campo aplicado. El calentamiento es consecuencia de la energía liberada en el proceso de reorientación de los dipolos magnéticos. Su contribución al calentamiento es menor que la del efecto Joule y sólo es considerable en materiales ferromagnéticos.

El estudio sobre el calentamiento por inducción, que se realiza a continuación se centrará, únicamente, en la descripción del mecanismo de pérdidas por efecto Joule, pues, tal y como se comentó anteriormente, éste constituye la causa principal del calentamiento.

## 1.2. El principio físico del calentamiento por inducción

Si en un dispositivo apropiado llamado inductor, que normalmente es un conductor bobinado, se hace pasar una determinada corriente eléctrica, se generará un campo magnético cuya amplitud y distribución viene dado por la ley de Ampere.

$$N \cdot i = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = H \cdot l \quad (1.1)$$

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 (fem) cuyo valor es:

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

Donde  $\varepsilon$  es la fuerza electromotriz inducida,  $N$  el número de espiras del inductor y  $\phi$  el flujo del campo magnético.

A las corrientes provocadas por esta fuerza electromotriz 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:

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

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

### 1.2.1. El efecto transformador

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 inductor, y la pieza se corresponde con el núcleo y el secundario. A este secundario se le conecta en paralelo una resistencia cuyo valor se corresponde con el valor de la resistencia equivalente de la pieza. La relación de transformación es igual al número de espiras que tenga el inductor, puesto que la pieza se comporta como un secundario de una sola espira.

La resistencia equivalente de la pieza es, por lo general, 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.

Por lo tanto, en el calentamiento del material, no hay partes 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.

### 1.3. La región de transición

Se denomina “región de transición” a la zona de la pieza en la cual se inducen campos electromagnéticos cuando ésta se encuentra en el interior de un inductor de calentamiento que está siendo recorrido por corrientes alternas.

La región de transición determina el circuito equivalente que forma el conjunto formado por el inductor y la pieza. El circuito equivalente depende básicamente del campo magnético producido por el inductor y de las características electromagnéticas de la carga. Para poder determinar como es el modelo eléctrico equivalente que forma el conjunto bobina-pieza vamos a realizar una introducción a los fenómenos electromagnéticos que se producen en el entorno entre ambos [ESPI98].

En este apartado se expondrá:

- Cómo es la distribución de los campos eléctrico y magnético en la región de transición.
- Cómo son las corrientes inducidas en la región de transición.
- De qué depende la potencia disipada en la región de transición.

#### 1.3.1. Los campos en la región de transición

Las cuatro ecuaciones de Maxwell en los medios materiales son:

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

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

Mediante esta sustitución se pueden definir los vectores tangenciales y los vectores normales para los campos eléctrico y magnético en la región de transición de la siguiente manera:

$$\left(\vec{E}_{RT}\right)_t = \vec{n} \times \vec{E}_{RT} \quad (1.15)$$

$$\left(\vec{H}_{RT}\right)_t = \vec{n} \times \vec{H}_{RT} \quad (1.16)$$

$$\left(\vec{E}_{RT}\right)_n = \vec{n} \cdot \vec{E}_{RT} \quad (1.17)$$

$$\left(\vec{H}_{RT}\right)_n = \vec{n} \cdot \vec{H}_{RT} \quad (1.18)$$

Donde  $\vec{E}_{RT}$  es el campo eléctrico en la región de transición,  $\vec{H}_{RT}$  es el campo magnético en la región de transición,  $\left(\vec{E}_{RT}\right)_t$  es la componente tangencial del campo eléctrico en la región de transición,  $\left(\vec{E}_{RT}\right)_n$  es la componente normal del campo eléctrico en la región de transición,  $\left(\vec{H}_{RT}\right)_t$  es la componente tangencial del campo magnético en la región de transición y  $\left(\vec{H}_{RT}\right)_n$  es la componente normal del campo magnético en la región de transición.

Las ecuaciones de Maxwell (1.6) y (1.7) para la región de transición quedan como:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_{RT} = -\frac{\partial \vec{B}_{RT}}{\partial t} = -j \cdot \varpi \cdot \mu \cdot \vec{H}_{RT} \quad (1.19)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_{RT} \approx \vec{J}_{RT} = \sigma \cdot \vec{E}_{RT} \quad (1.20)$$

Donde  $\varpi$  es la frecuencia de los campos (en rad/s).

Realizando la sustitución de (1.14) en las ecuaciones (1.19) y (1.20), éstas quedan como:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_{RT} = \vec{n} \times \frac{\partial \vec{E}_{RT}}{\partial z} = -j \cdot \varpi \cdot \mu \cdot \vec{H}_{RT} \quad (1.21)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_{RT} = \vec{n} \times \frac{\partial \vec{H}_{RT}}{\partial z} = \sigma \cdot \vec{E}_{RT} \quad (1.22)$$

Despejando los campos en la región de transición y sustituyendo (1.15) y (1.16) en (1.21) y (1.22) estas últimas ecuaciones quedan:

$$\vec{H}_{RT} = \frac{j}{\omega \cdot \mu} \cdot \frac{\partial}{\partial z} (\vec{E}_{RT}), \quad (1.23)$$

$$\vec{E}_{RT} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\partial}{\partial z} (\vec{H}_{RT}), \quad (1.24)$$

Sustituyendo estas ecuaciones en (1.17) y en (1.18) se comprueba que los vectores normales para los campos eléctrico y magnético valen cero.

Resolviendo el sistema de ecuaciones formado por (1.23) y (1.24) se obtiene la solución [ESPI98]. para el campo magnético y eléctrico en la región de transición.

$$\vec{H}_{RT} = \vec{H}_0 \cdot e^{\frac{-(1+j)z}{\delta}} \quad (1.25)$$

$$\vec{E}_{RT} = Z_s (\vec{H}_{RT} \times \vec{n}) \quad (1.26)$$

Donde  $\vec{H}_0$  es el campo magnético en la superficie de la pieza,  $\delta$  es la profundidad de penetración (1.27) y  $Z_s$  es la impedancia superficial (1.28).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (1.27)$$

$$Z_s = \frac{1+j}{\sigma \cdot \delta} \quad (1.28)$$

### 1.3.2. Las corrientes inducidas en la región de transición

Las corrientes inducidas en el interior de la pieza dependen del campo eléctrico y de la conductividad del material calentado, puesto que pueden despreciarse los efectos de radiación del campo al tratarse de frecuencias de trabajo cuya longitud de onda es muy superior a las dimensiones del sistema. La longitud de onda para 500 kHz es de 600 metros y el sistema no supera el medio metro.

$$\lambda = c \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega} \quad (1.29)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda de los campos generados por el inductor de calentamiento.

En la figura 1.2 puede verse la longitud de onda para frecuencias entre 1 kHz y 1 MHz.

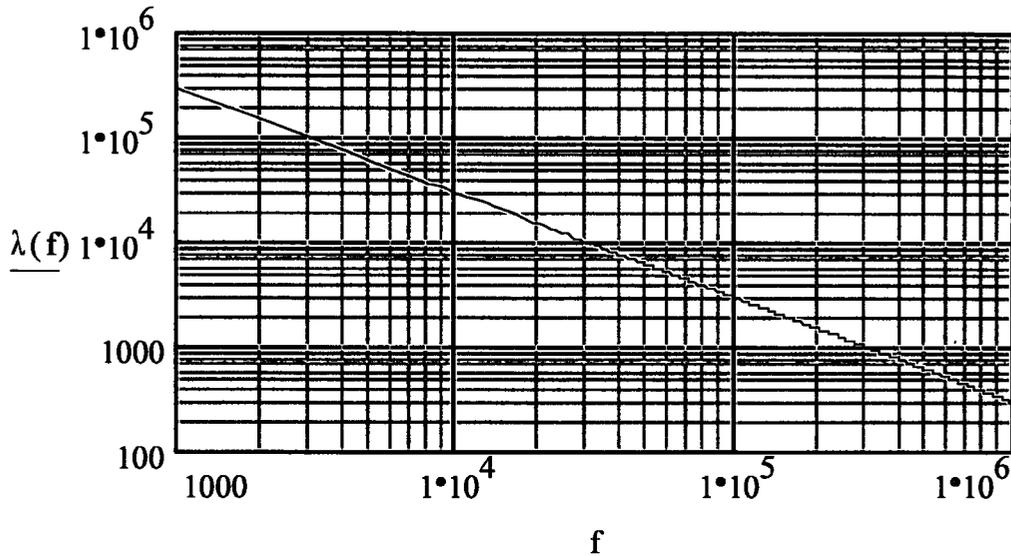


Figura 1.2. Longitud de onda (m) en función de la frecuencia (Hz).

Por lo tanto aplicando la ecuación puntual de la ley de Ohm:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (1.30)$$

obtenemos la distribución de corrientes en la región de transición como:

$$\vec{J}_{RT} = \sigma \cdot \vec{E}_{RT} = \sigma \cdot Z_s \cdot (\vec{H}_{RT} \times \vec{n}) \quad (1.31)$$

### 1.3.3. La potencia disipada en la región de transición

Aplicando la ley de Joule generalizada se obtiene el valor medio temporal de la potencia disipada por unidad de volumen en el conductor. Esta potencia disipada por unidad vendrá dada por la siguiente expresión:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{\sigma}{2} |\vec{E}|^2 = \frac{\sigma}{2} \cdot |Z_s|^2 \cdot |\vec{H}_0|^2 \cdot e^{-\frac{2z}{\delta}} \quad (1.32)$$

donde se ha sustituido el valor del campo eléctrico de la ecuación (1.26).

La potencia disipada por unidad de superficie será:

$$\frac{dP}{dS} = \frac{\sigma \cdot |Z_s|^2 \cdot |\vec{H}_0|^2}{2} \int_0^r e^{-\frac{2z}{\delta}} \cdot dz = \frac{R_s}{2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) \cdot |\vec{H}_0|^2 \quad (1.33)$$

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

$$R_s = \text{Re}(Z_s) = \frac{1}{\sigma \cdot \delta} = \frac{\rho}{\delta} \quad (1.34)$$

#### 1.4. Profundidad de penetración

Si sustituimos la ecuación (1.31) por (1.25) podemos poner la densidad de corriente como:

$$J(z) = J_0 \cdot e^{-\frac{z}{\delta}} \quad (1.35)$$

donde  $J_0$  es la densidad de corriente en la superficie.

Podemos hacer lo mismo para la ecuación (1.32) quedando una expresión del tipo:

$$P(z) = P_0 \cdot e^{-\frac{2z}{\delta}} \quad (1.36)$$

donde  $P_0$  es la potencia disipada en la superficie.

En la figura 1.3 puede verse el valor normalizado para la densidad de corriente y la potencia en función del radio normalizado a  $\delta$ . En la superficie se tiene la máxima densidad de corriente y va disminuyendo conforme se avanza hacia el interior del material. Si denominamos  $J_0$  a la densidad de corriente en la superficie de la pieza, a una distancia  $\delta$  la densidad de corriente es tan sólo de  $0,37 J_0$  y a dos veces la profundidad de penetración es de  $0,13 J_0$ . La potencia disipada en la pieza también es máxima en la superficie y disminuye más rápidamente que la densidad de corriente. Si denominamos  $P_0$  la potencia disipada en la superficie, a una distancia  $\delta$  la potencia disipada es de  $0,13 P_0$ .

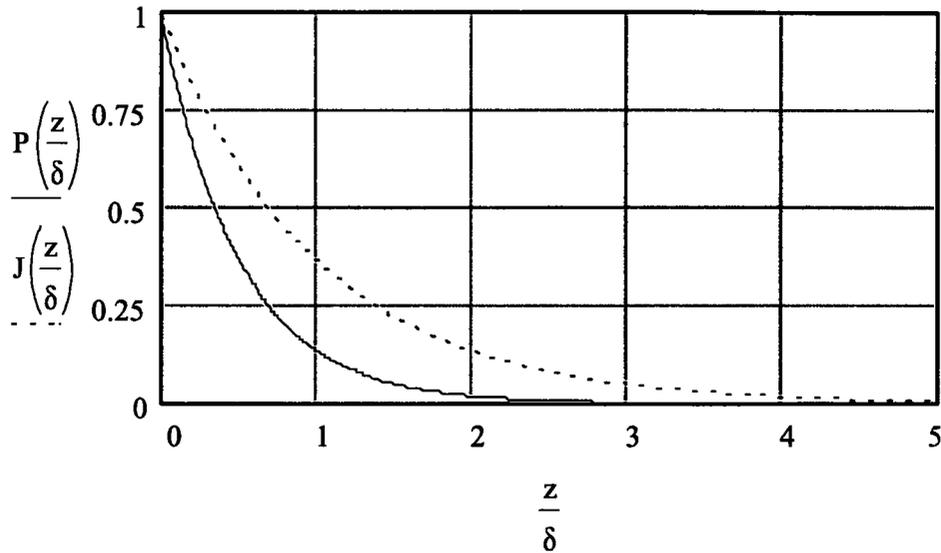


Figura 1.3. Valor normalizado para la densidad de corriente y la potencia en función del radio normalizado a  $\delta$ .

La ecuación (1.27) puede ponerse en función de parámetros relativos de la siguiente manera:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \quad (1.37)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío  $4 \pi 10^{-7}$  y  $\mu_r$  la permeabilidad magnética relativa del material.

La profundidad de penetración disminuye cuando la frecuencia aumenta o cuando la permeabilidad magnética del material es mayor o cuando su resistividad disminuye; mientras que la profundidad de penetración aumenta cuando lo hace la resistividad o al disminuir la frecuencia o al disminuir la permeabilidad 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 [ESTEVE99]:

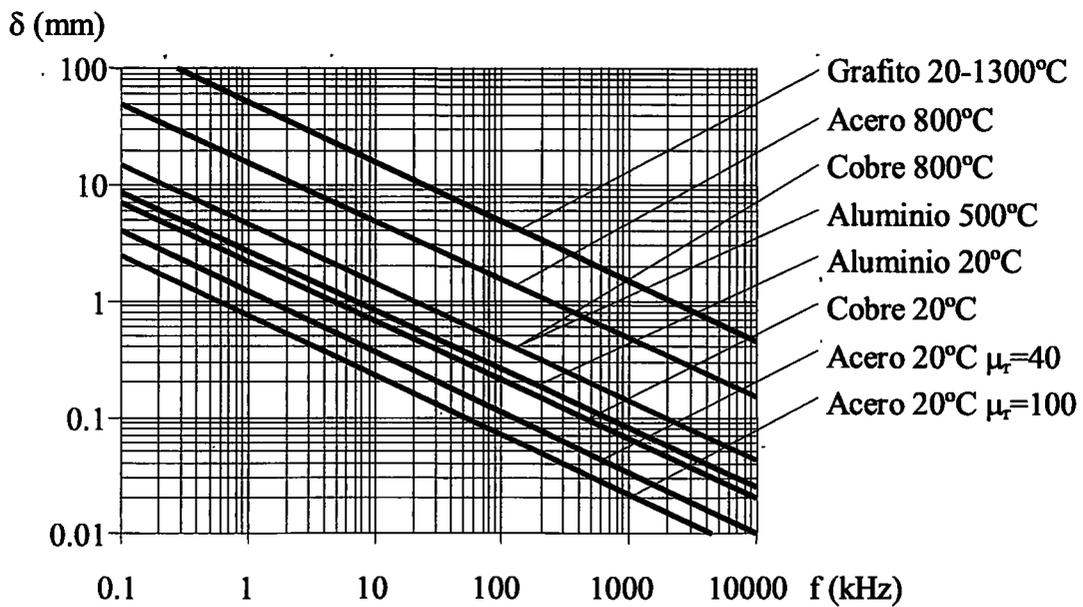


Figura 1.4. Curva de la profundidad de penetración en función de la frecuencia, para diversos materiales.

Por orden de importancia hay que destacar los siguientes materiales: en primer lugar el cobre, puesto que todos los inductores, transformadores, etc. que forman el circuito de salida se realizan con él; en segundo lugar el acero porque la mayoría de los procesos de calentamiento por inducción se realizan con piezas de este material.

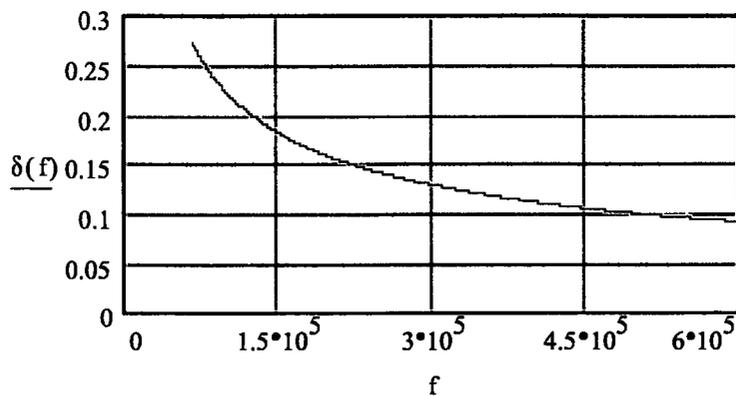


Figura 1.5. Curva de la profundidad de penetración (mm) del cobre en función de la frecuencia (Hz).

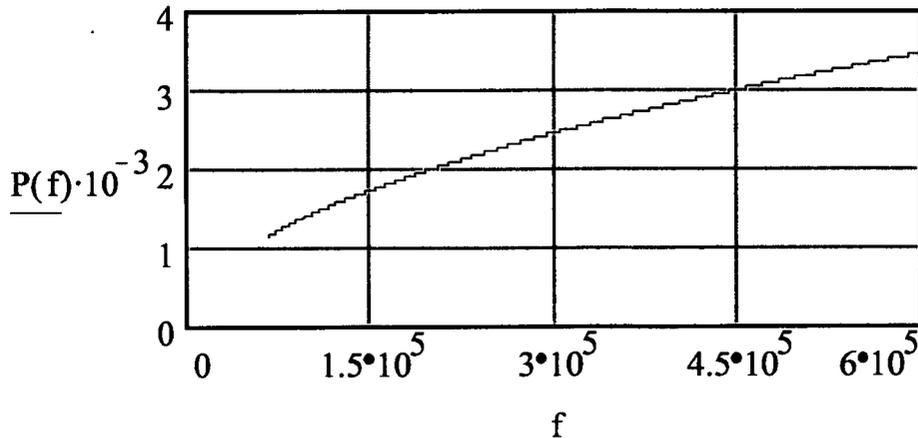


Figura 1.6. Curva de las pérdidas de conducción(en kW) en un inductor de cobre en función de la frecuencia (Hz).

En la figura 1.5 puede apreciarse como varía la profundidad de penetración en cobre en función de la frecuencia. El desarrollo del programa que calcula dicha profundidad de penetración puede verse en el anexo 1. El programa admite como parámetros, entre otros, la frecuencia entorno a la cual se desea trabajar. En esta figura se representa para frecuencias entorno a 300 kHz.

La figura 1.6 representa la curva de variación de la potencia de pérdidas en un tubo de cobre de 1 mm de pared, al someterlo a una corriente de amplitud constante y variar la frecuencia de dicha corriente. Para frecuencias inferiores a los 5 kHz y un tubo de cobre de 1 mm de pared, la potencia de pérdidas se mantiene constante puesto que siempre se está utilizando toda la pared del tubo. El desarrollo del programa que calcula la potencia de pérdidas puede verse en el anexo 1. El programa admite como parámetros entre otros el espesor del tubo con el que se desea trabajar.

Por lo tanto, la elección de la frecuencia de funcionamiento es uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta en el diseño de una aplicación de calentamiento por inducción. Una frecuencia muy alta provoca más pérdidas en los conductores del inductor para la misma corriente, puesto que estas corrientes se distribuyen en una sección menor.

Desde el punto de vista de la pieza, la elección de la frecuencia de las corrientes del inductor es determinante. Así, por ejemplo, para la fusión de metales en grandes crisoles se utilizan frecuencias muy bajas (50 Hz), 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 similar al radio de la pieza, por lo general estas frecuencias se encuentran entorno a 1 kHz. El calor se genera en una franja muy grande de la pieza y se transmite al interior por conducción térmica.

Sin embargo, para temple donde se especifique una profundidad reducida, la frecuencia de trabajo debe ser relativamente alta, estas aplicaciones se realizan a frecuencias de unos 10 kHz. Para el calentamiento de materiales de poca permeabilidad magnética como el aluminio, cobre o determinados aceros, se utilizan frecuencias entorno a los 50 kHz.

Para el temple de coronas donde la parte a calentar es la exterior y el inductor es cilíndrico se utilizan frecuencias de unos 100 kHz.

Para la aplicación de soldadura de tubo, como veremos más adelante, se requieren frecuencias del orden de 400 kHz

Por lo tanto, la selección de la frecuencia de trabajo depende de la utilización que se quiera del calentamiento por inducción. La gama de frecuencias utilizadas en calentamiento por inducción abarca desde los 50 Hz hasta 1 MHz.

## 1.5. Resistencia equivalente

Una vez visto el comportamiento de los campos electromagnéticos en la pieza y el alcance de dichos campos o profundidad de penetración, vamos a obtener una expresión que nos indique el valor de la resistencia eléctrica equivalente que presenta una pieza cilíndrica situada en el interior de un inductor de calentamiento. Una vez determinada esta resistencia equivalente se podrá determinar el conjunto bobina-pieza en términos eléctricos; con este esquema eléctrico podremos utilizar la teoría de redes para poder estudiar el fenómeno bobina-pieza como un circuito eléctrico.

En la ecuación (1.33) se describe la relación existente entre la intensidad del campo magnético aplicado y la potencia que éste disipa sobre la pieza. A continuación se describirá la relación existente entre la corriente que circula por la bobina y el campo magnético que genera, lo que permitirá deducir la relación entre la corriente y la potencia y, así, obtener la resistencia equivalente de la pieza. Para ello, se parte de la configuración mostrada en la figura 1.1. Las líneas de campo magnético se cierran sobre sí mismas rodeando a las  $N$  espiras

de la bobina de caldeo, por las que circula una corriente alterna  $I$ . El camino magnético que describen las líneas de campo por el exterior de la bobina puede imaginarse como un "gap" de grandes dimensiones, con una sección  $A_a$ , y una longitud  $l_a$ . El campo en el interior de la bobina se concentra sobre la superficie de la pieza en un área  $A$ , que o es muy pequeña, si la profundidad de penetración es menor que el radio de la pieza o  $A$  es igual a la sección de la misma si la profundidad de penetración es mayor que dicho radio.

Aplicando la ley de Ampere, la integral de circulación del campo magnético  $H$  a lo largo de su camino será igual a la corriente total que atraviesa la superficie encerrada por dicho camino. Tomando un camino en el conductor muy cercano a su superficie, sólo habrá que considerar la corriente de la bobina y no las corrientes superficiales de la pieza, por tanto,

$$N \cdot I = |\vec{H}_0| \cdot l + |\vec{H}_a| \cdot l_a \quad (1.38)$$

Donde  $\vec{H}_0$  es el campo magnético en la superficie de la pieza y  $\vec{H}_a$  es el campo magnético en el exterior de la bobina.

Cuando se trabaja en vacío (sin pieza) los dos términos de (1.38) son del mismo orden de magnitud. Cuando se trabaja con una pieza ferromagnética el campo magnético en la superficie de la misma es mucho mayor por lo que la expresión (1.38) queda como:

$$|\vec{H}_0| = \frac{N \cdot I}{l} \quad (1.39)$$

Si sustituimos la ecuación (1.39) en la (1.33) que nos da el valor de la densidad de potencia, obtenemos una ecuación que nos liga la densidad de potencia con la corriente que circula por el inductor

$$\frac{dP}{dS} = \frac{R_s}{2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) \cdot |\vec{H}_0|^2 = \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot K_R \cdot \frac{N^2}{l^2} \cdot I^2 \quad (1.40)$$

Donde el factor  $K_R$  se denomina factor de corrección de la resistencia equivalente y viene dado por la siguiente expresión:

$$K_R = 1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \quad (1.41)$$

La potencia total disipada se obtendrá multiplicando por la superficie total calentada,  $S$ , de la pieza ferromagnética.

$$P = \frac{1}{2} \cdot R_S \cdot K_R \cdot S \cdot \frac{N^2}{l^2} \cdot I^2 \quad (1.42)$$

De la ecuación (1.42) se deduce que, a efectos disipativos, la pieza calentada por inducción se comporta como una resistencia de valor:

$$R_{eq} = R_S \cdot K_R \cdot S \cdot \frac{N^2}{l^2} \quad (1.43)$$

Esta  $R_{eq}$  se encuentra en serie con el inductor de calentamiento puesto que la potencia que disipa depende de la corriente que circule por el inductor. En esta resistencia disipa toda la potencia correspondiente a la energía transmitida a la pieza.

Si en la ecuación (1.43) sustituimos el valor de la superficie total calentada  $S$  por el valor de su perímetro  $p$  y longitud  $l$ , obtenemos una ecuación reducida de la resistencia equivalente.

$$R_{eq} = K_R \cdot N^2 \cdot R_N \quad (1.44)$$

donde  $R_N$  es la resistencia por vuelta, que se define como:

$$R_N = \rho \cdot \frac{p}{\delta \cdot l} \quad (1.45)$$

En la ecuación (1.45) se observa la dependencia geométrica de la resistencia por vuelta, ya que se corresponde con el concepto habitual de resistencia, donde  $p$  es la longitud de la resistencia, y  $\delta l$  es la sección efectiva de conductor por la que circulan las corrientes superficiales.

En la figura 1.7 puede verse la representación geométrica del parámetro  $R_N$  o resistencia por vuelta. A mayor profundidad de penetración o mayor longitud la resistencia que ofrece la pieza es menor puesto que la corriente inducida dispone de más sección para circular por ella. Si el perímetro de la pieza aumenta, la resistencia de la pieza también es mayor, puesto que las corrientes tienen que recorrer un camino mayor.

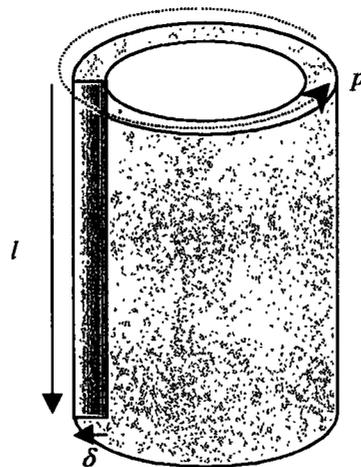


Figura 1.7. Caracterización geométrica de la resistencia por vuelta.

Puesto que la mayoría de las veces la pieza tiene forma cilíndrica, el cálculo de la resistencia equivalente para esta geometría es de especial interés. A partir de la ecuación (1.43) puede obtenerse la resistencia equivalente para las piezas cilíndricas con solo sustituir el valor de la superficie calentada  $S$ .

$$R_{eq} = K_R \cdot N^2 \cdot \rho \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{\delta \cdot l} \quad (1.46)$$

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 estas últimas ecuaciones se pueden extraer las siguientes consecuencias:

- Los inductores con mayor número de espiras obtendrán una disipación mayor de energía siempre que se mantenga la misma corriente por el inductor y la misma profundidad de penetración. Esto implica que la frecuencia de la corriente por el inductor se mantiene, mientras que la tensión que necesita el inductor tiene que aumentar, puesto que aumenta la impedancia del inductor al tener mayor número de espiras.
- La potencia disipada aumentará cuanto mayor sea la resistividad del material. En el caso del acero la disipación es mayor que en otros materiales como el cobre, aluminio, etc.

- La potencia disipada variará con la temperatura cuando la resistividad del material varíe con la temperatura. Así se explica que en materiales como el acero se disipe mayor energía a medida que aumenta su temperatura, esto se debe al aumento de la resistividad  $\rho$  con la temperatura. Este efecto se mantiene dentro de un rango que viene limitado por la temperatura de Curie.
- 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, haya que aumentar la frecuencia de la corriente con el objeto de disminuir  $\delta$  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.

Como consecuencia de la definición de resistencia equivalente se derivan dos conceptos nuevos que tienen que ver con ésta. En primer lugar el concepto de rendimiento del calentamiento y en segundo lugar el concepto de frecuencia crítica; veamos por separado estas dos partes.

### 1.5.1. Rendimiento del calentamiento

En el caso del calentamiento por inducción las corrientes son muy elevadas y por tanto la resistencia asociada a las vueltas de la bobina de caldeo ha de ser considerada a efectos de rendimiento. También a efectos de rendimiento deben de considerarse las corrientes más pequeñas pero que se producen a frecuencias muy elevadas, puesto que la circulación de dichas corrientes se efectúa por una capa muy fina del inductor tal y como muestra la figura 1.5. Estas corrientes de alta frecuencia pueden estar circulando por capas superficiales inferiores a 0.1 mm con lo que la potencia disipada en el inductor es elevada (figura 1.6).

Se define el rendimiento de calentamiento  $\eta_{cal}$  como el cociente entre la potencia disipada en la pieza, y la suma de la disipada en la pieza más la disipada en el inductor, es decir:

$$\eta_{cal} = \frac{I^2 \cdot R_{eq}}{I^2 \cdot R_{eq} + I^2 \cdot R_b} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_b} \quad (1.47)$$

donde  $R_b$  es la resistencia del inductor para esa frecuencia.

Para una resistencia equivalente dada, el rendimiento disminuye cuando la resistencia del inductor aumenta. Por eso se utiliza el material de cobre para la construcción de las bobinas de inducción, dada su baja resistividad. Algunos inductores utilizan refrigeraciones por aire, pero para la mayoría de las aplicaciones industriales de alta potencia hacen circular miles de amperios por el inductor por lo que necesitan otros métodos de refrigeración. Por lo tanto lo más usual es utilizar tubo de cobre para la realización de los inductores y de esta manera pueden ser refrigerados mediante la circulación de agua por su interior.

### 1.5.2. Frecuencia crítica

El concepto de frecuencia crítica está íntimamente ligado con el de rendimiento y con  $K_R$ . La frecuencia crítica es aquella por debajo de la cual el rendimiento de calentamiento cae rápidamente. Cuando la profundidad de penetración se hace mayor que la cuarta parte del diámetro de la pieza se produce una disminución rápida del factor de corrección de la resistencia equivalente ( $K_R$ ), lo que causa una disminución de la resistencia equivalente ( $R_{eq}$ ) y una caída del rendimiento de calentamiento ( $\eta_{cal}$ ).

Considerando la ecuación (1.27) que relaciona la profundidad de penetración ( $\delta$ ) con la frecuencia ( $f$ ), obtenemos el valor de la frecuencia crítica como:

$$f_{cr} = \frac{4 \cdot \rho}{\pi \cdot \mu \cdot r^2} \quad (1.48)$$

donde  $f_{cr}$  es la frecuencia crítica.

En las aplicaciones de tratamiento térmico superficial como el temple, la frecuencia de trabajo es superior a la frecuencia crítica, siendo la resistencia equivalente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Las aplicaciones que requieren un calentamiento muy uniforme como la forja utilizan una frecuencia de trabajo inferior a la frecuencia crítica. En este caso la resistencia equivalente es muy pequeña porque el factor de corrección de la resistencia equivalente es muy pequeño. Para compensar este fenómeno los generadores de

temple superficial utilizan inductores de calentamiento de muy pocas espiras (una o dos) mientras que los inductores de forja tienen una gran número de espiras (entorno a veinte) compensando de esta manera el factor de corrección de la resistencia equivalente y manteniendo similares resistencias equivalentes.

## **1.6. Parámetros que influyen en el calentamiento por inducción**

Hasta ahora hemos descrito el comportamiento del fenómeno físico del calentamiento por inducción, desarrollando los parámetros que se ven involucrados en este proceso, tales como la profundidad de penetración o la resistencia equivalente. Veremos en este apartado como influyen estos parámetros en las aplicaciones en las que se usa el calentamiento por inducción.

En primer lugar veremos los parámetros relacionados con la pieza y con su inductor de calentamiento y en segundo lugar los relacionados con la frecuencia y potencia del calentamiento.

### **1.6.1. El tipo de pieza a calentar**

En los procesos de calentamiento por inducción lo que se trata de conseguir es el calentamiento de una pieza conductora, pero este proceso tiene que realizarse de forma que cumpla con unos requerimientos tales que el proceso se realice de la forma lo más óptima posible. Optimizar el proceso significa por una parte que toda la energía consumida sea transmitida a la pieza y, por otra parte, que este proceso se realice de forma que pueda repetirse tantas veces como se quiera.

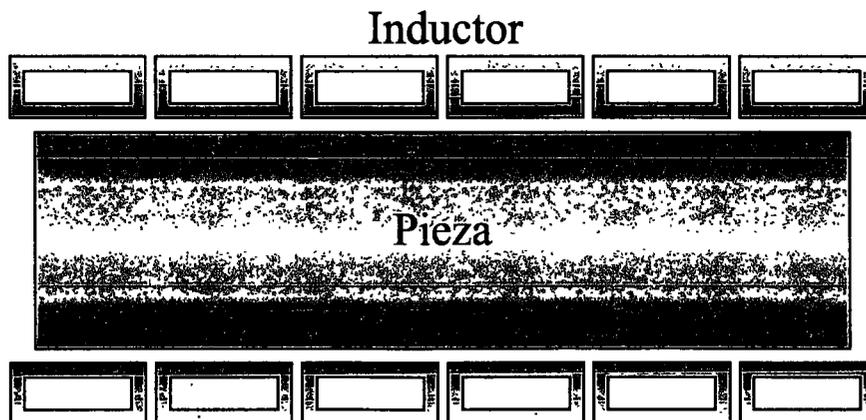
Al transmitir toda la energía a la pieza se consigue que el calentamiento por inducción sea una técnica muy rápida de calentamiento, por lo que los procesos realizados mediante este método son más rápidos que los procesos en los que la transmisión del calor se realiza desde fuentes de calor que se encuentran más calientes que la pieza a calentar. En los procesos en los que la fuente de calor es externa resulta importante la conductividad térmica de los materiales que se están calentando, puesto que el calor se transmite de fuera hacia dentro. En el caso del calentamiento por inducción la conductividad térmica del material puede ser usada para que el calor se transmita al interior, como es el caso de la forja de metales, en el que el

proceso es lento para que la temperatura sea lo más homogénea posible; o puede ser usada para que el calor no se transmita al interior, como es el caso de los tratamientos superficiales de metales en los que se produce un calentamiento muy rápido de la superficie que se desea tratar y posteriormente se enfría mediante chorros de agua. De esta forma se utiliza la conductividad térmica de los materiales a calentar de manera que se pueda realizar el calentamiento que se desea.

En los procesos como la soldadura de tubo en continuo, el proceso se realiza de forma que en un punto del material hay temperaturas del orden de 1500 °C y a unos pocos milímetros la temperatura es inferior a los 30 °C, formándose entre dichos puntos una zona que se denomina de transición, puesto que en un punto el material se ha fundido mientras que en otro muy próximo no se ha producido ninguna alteración del estado original del metal.

Por tratarse de un proceso totalmente electrónico puede cuantificarse la energía que se le ha suministrado a cada pieza y de esta manera realizar un control de la calidad del calentamiento, o lo que es lo mismo de la energía que ha absorbido cada pieza.

El calentamiento de la pieza depende de su geometría y de la zona que se desea calentar. En el presente trabajo hasta el momento se han tomado simetrías planas o cilíndricas similares a la de la figura 1.8.



*Figura 1.8. Sección transversal de una pieza cilíndrica con su inductor de calentamiento.*

Sin embargo, en la mayoría de los casos la pieza a calentar por inducción presenta unas formas diferentes de la cilíndrica de la figura 1.8. En la figura 1.9 pueden verse

diferentes piezas cuyo tratamiento térmico debe de realizarse en diferentes partes y la simetría puede o no existir.

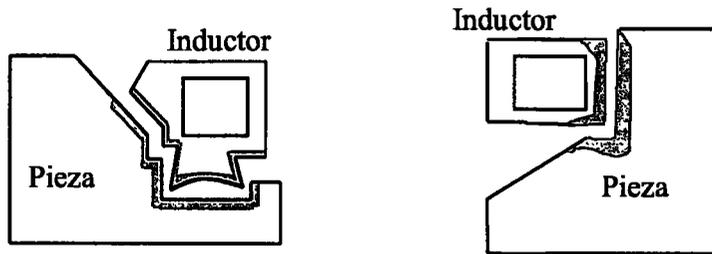


Figura 1.9. Sección de dos piezas sin simetría cilíndrica con su inductor de calentamiento.

Otro fenómeno que hace disminuir bruscamente el rendimiento del calentamiento es la cancelación de corrientes en piezas con forma de "C", como es el caso de tubos sin terminar de cerrar. Para cada una de estas piezas hay que seleccionar la frecuencia de trabajo mínima para que no se produzcan cancelaciones de las corrientes inducidas. En la figura 1.10 a) puede verse como se producen cancelaciones de las corrientes que circulan por el interior de la pieza, mientras que en la figura 1.10 b) se observa como se produce un bucle ininterrumpido de corrientes por la pieza.

Para que el fenómeno de la cancelación de corrientes no se produzca la pieza tiene que tener un espesor que sea superior a tres veces la profundidad de penetración, produciéndose un flujo de corrientes que circula por la parte interior de la pieza y se cierra por su perfil exterior.

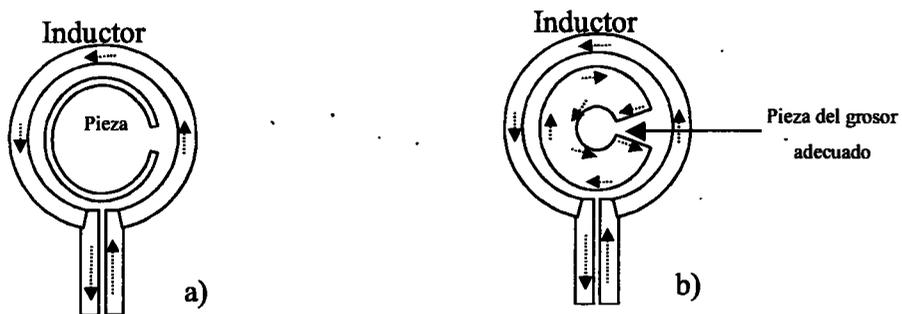


Figura 1.10. Fenómeno de cancelación de corrientes debida al espesor de las piezas con forma de "C". a) pieza con poco espesor. b) pieza en la que las corrientes circulan por las caras interiores y exteriores.

Para los materiales ferromagnéticos en los que la permeabilidad magnética es función de la temperatura, el fenómeno de la cancelación de corrientes también depende de la temperatura a la que se tenga que calentar la pieza. Si la temperatura de la pieza supera la temperatura de Curie la permeabilidad relativa del material disminuye, por lo que (de 1.27) la profundidad de penetración ( $\delta$ ) aumenta pudiendo producirse el fenómeno de cancelación de corrientes.

Una factor importante que determina el resultado final del proceso de calentamiento por inducción de la pieza consiste en la presencia de orificios en la superficie o cerca de ella. Por lo general el inductor de calentamiento está rodeando la pieza, motivo por el cual la fuente del campo magnético genera corrientes en la superficie exterior de la pieza. Se distinguen dos casos diferentes, el primero cuando el orificio es paralelo a la superficie a calentar y el segundo cuando el orificio se encuentra en la superficie calentada de la pieza.

En el caso de que el orificio se encuentre en el interior de la pieza y paralelo a la superficie a calentar, dependiendo de la perturbación que origine en las corrientes superficiales puede provocar sobrecalentamientos en la pieza.

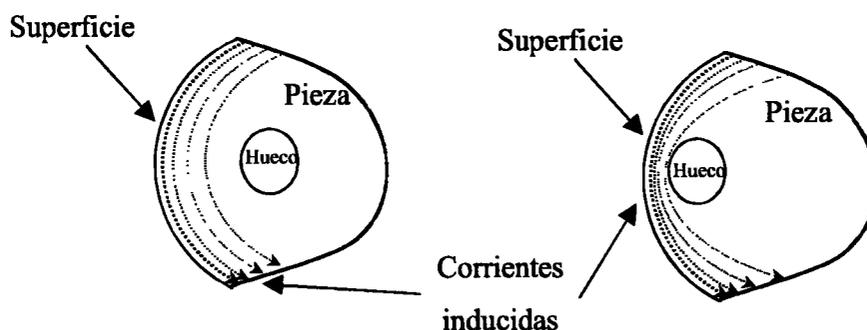
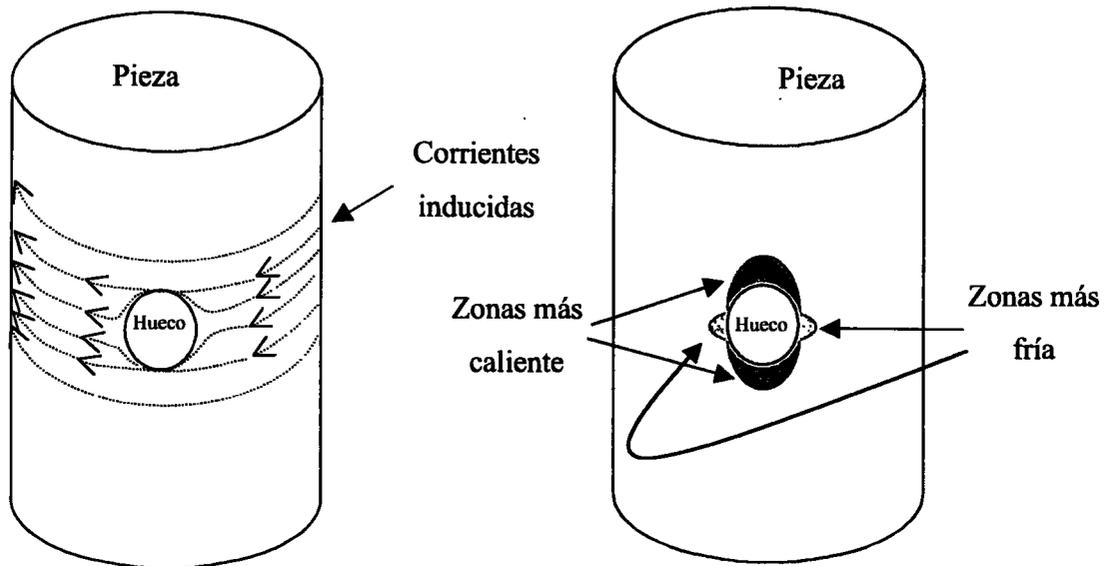


Figura 1.11. Distribución de corrientes en presencia de un hueco paralelo a la superficie a calentar.

En la figura 1.11 puede verse que si el hueco paralelo a la superficie a calentar se encuentra alejado de las corrientes inducidas, éstas no se ven afectadas y el calentamiento de la pieza se produce de manera uniforme. Sin embargo, en el caso en el que el hueco se encuentra en el camino de las corrientes inducidas, éstas tienen que variar su trayectoria, incrementando la densidad de corriente entre el hueco y la superficie de la pieza. Este incremento de la densidad de corriente puntual hace que las pérdidas por efecto Joule sean mayores y con lo que la temperatura será superior a la del resto de la pieza. Por lo tanto,

podemos concluir que un hueco paralelo y cercano a la superficie provoca un sobrecalentamiento en la superficie más cercana a dicho hueco.

La localización de huecos en la superficie de la pieza (cilindro) también produce un calentamiento heterogéneo en la misma. Un hueco siempre es un cambio de la conductividad de la pieza que modifica el camino de las corrientes, como puede verse en la figura 1.12.



*Figura 1.12. Distribución de corrientes en presencia de un hueco situado en la superficie de calentamiento.*

Las corrientes que están circulando por la superficie de la pieza encuentran un hueco que modifica la trayectoria de las mismas. Si el inductor se encuentra en posición horizontal las corrientes inducidas también son horizontales por lo que se desvían hacia la parte superior e inferior del hueco, por los caminos de mínima impedancia. Esta modificación de los caminos de las corrientes producen un aumento de la densidad de corrientes en las zonas superior e inferior y por lo tanto un mayor calentamiento en estas zonas.

Las zonas situadas a derecha e izquierda del hueco se quedan más frías puesto que prácticamente no circulan corrientes por ellas. Estas variaciones de temperatura alrededor del hueco hacen que en tratamientos de temple superficial aparezcan, además de variaciones de la dureza del material, tensiones provocadas por los cambios de estructura del metal las cuales originan grietas o pequeñas roturas.

### 1.6.2. Intensidad del campo magnético

Hemos hablado con anterioridad de la profundidad de penetración, definiéndola como una función de los parámetros eléctricos y magnéticos del material, además de un parámetro externo. La ecuación 1.37 puede ponerse como:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot \mu_0}} \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r}} \cdot \sqrt{\frac{1}{f}} \quad (1.49)$$

donde el primer término es una constante de valor aproximado 503 (cuando la profundidad de penetración se expresa en el sistema internacional), el segundo término corresponde a las propiedades electromagnéticas del material y el tercer término alude a la fuente que genera el campo electromagnético, concretamente a la frecuencia de los mismos.

La ecuación 1.49 puede ponerse como:

$$\delta = 503 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r}} \cdot \sqrt{\frac{1}{f}} \quad (1.50)$$

Como se ha mencionado en apartados anteriores, a una profundidad  $\delta$  de la superficie de la pieza la densidad de corriente ( $J$ ) es el 37 % de la que hay en la superficie, mientras que la densidad de potencia es aproximadamente el 14 % de la que hay en la superficie, por lo que concluimos que la mayor parte de la potencia se encontraba en una capa de profundidad  $\delta$ .

Lo dicho hasta el momento sobre la profundidad de penetración es cierto siempre que no haya variaciones de las variables de la ecuación 1.50. Pero en calentamiento por inducción siempre hay variación de la temperatura, por lo que hay que tener en cuenta como varían los diferentes parámetros con la temperatura. Otro parámetro que también varía es el campo magnético en el interior de la pieza por lo que hay que tener en cuenta los parámetros que varíen con él. Distinguiremos dos casos, el primero para materiales no magnéticos y el segundo para materiales ferromagnéticos.

En el caso de materiales no magnéticos la permeabilidad magnética relativa  $\mu_r$  es equivalente a la del aire y se le asigna un valor de 1, por lo que este parámetro no influye en el cálculo de la profundidad de penetración. No ocurre lo mismo con la resistividad  $\rho$  que sí que varía con la temperatura. Más concretamente, en este tipo de materiales durante el ciclo de

calentamiento se incrementa en valores de hasta 4 ó 5 veces su valor inicial. Por lo tanto, para metales no magnéticos, durante el ciclo de calentamiento por inducción la profundidad de penetración puede aumentar considerablemente. En la figura 1.13 puede verse como varía la profundidad de penetración para el acero inoxidable no magnético en función de la frecuencia y de la temperatura.

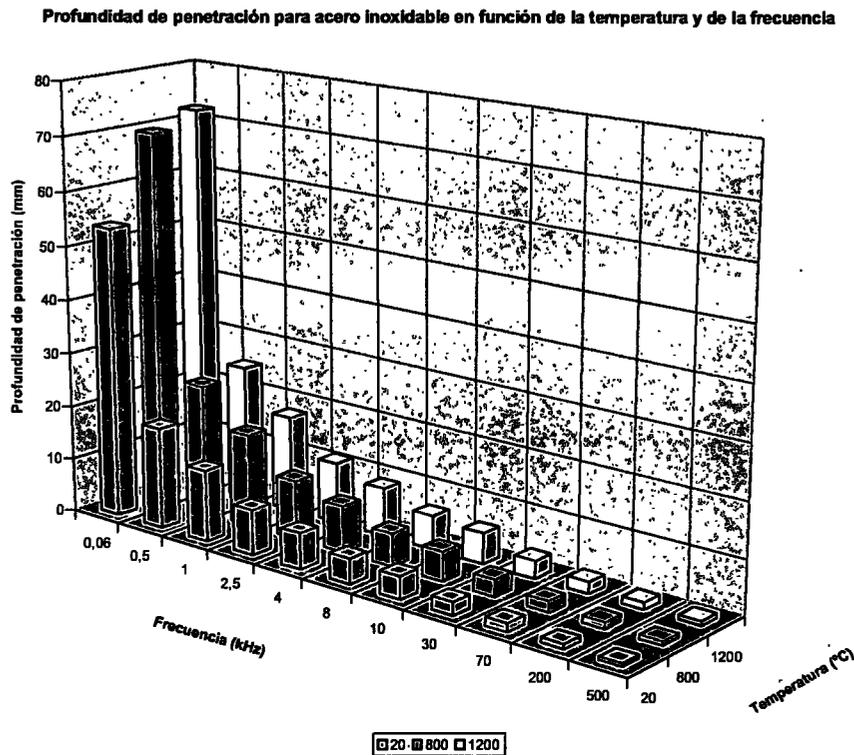


Figura 1.13. Variación de la profundidad de penetración en función de la temperatura y de la frecuencia.

En la figura 1.14 se muestra una tabla donde puede verse para diferentes materiales no magnéticos cual es la variación de la profundidad de penetración a diferentes temperaturas y a diferentes frecuencias. En la segunda columna se aprecia como evoluciona la resistividad al variar la temperatura. Esta variación de la resistividad hace que el cálculo obtenido mediante 1.50 sólo pueda cumplirse en determinadas condiciones de temperatura, pero como durante el proceso de calentamiento por inducción la temperatura está variando hay que seleccionar la frecuencia de trabajo para que el calentamiento que se obtenga sea el deseado.

En el caso de materiales ferromagnéticos es completamente diferente ya que puede variar tanto la resistividad ( $\rho$ ) como la permeabilidad magnética ( $\mu$ ) y ésta última no sólo varía con la temperatura sino que lo hace también con la intensidad de campo magnético.

## 1.6 Parámetros que influyen en el calentamiento por inducción

Profundidad de penetración de diferentes materiales en función de la temperatura y de la frecuencia

MATERIAL	Temperatura °C	Resistividad ( $\mu\text{-ohm}\cdot\text{m}$ )	Frecuencia (KHz)									
			0,06	0,5	1	2,5	4	8	10	30	70	200
Aluminio	20	0,027	10,7	3,7	2,81	1,65	1,3	0,92	0,83	0,48	0,31	0,18
	250	0,053	15	5,18	3,66	2,32	1,83	1,29	1,16	0,67	0,44	0,26
	500	0,087	19,2	6,64	4,69	2,97	2,35	1,66	1,48	0,86	0,56	0,33
Cobre	20	0,018	8,81	3,05	2,16	1,36	1,08	0,76	0,68	0,39	0,26	0,15
	500	0,05	14,5	5,03	3,56	2,25	1,78	1,26	1,12	0,65	0,43	0,25
	900	0,085	19,3	6,67	4,72	2,98	2,36	1,67	1,49	0,86	0,56	0,33
Latón	20	0,065	16,6	5,74	4,06	2,56	2,03	1,43	1,28	0,74	0,48	0,29
	400	0,114	21,9	7,6	5,37	3,4	2,69	1,9	1,7	0,98	0,64	0,38
	900	0,203	29,3	10,1	7,17	4,53	3,58	2,53	2,27	1,31	0,86	0,51
Acero inoxidable	20	0,69	53,9	18,7	13,2	8,36	6,61	4,67	4,18	2,41	1,58	0,93
	800	1,15	69,6	24,1	17,1	10,8	8,53	6,03	5,39	3,11	2,04	1,21
	1200	1,24	72,3	25,1	17,7	11,2	8,86	6,26	5,6	3,23	2,12	1,25
Plata	20	0,017	8,34	2,89	2,04	1,29	1,02	0,72	0,65	0,37	0,24	0,14
	300	0,038	12,7	4,39	3,1	1,96	1,55	1,1	0,98	0,57	0,37	0,22
	800	0,07	17,2	5,95	4,21	2,66	2,1	1,49	1,33	0,77	0,5	0,3
Tungsteno	20	0,05	14,5	5,03	3,56	2,25	1,78	1,26	1,12	0,65	0,43	0,25
	1500	0,55	48,2	16,7	11,8	7,46	5,9	4,17	3,73	2,15	1,41	0,83
	2800	1,04	66,2	22,9	16,2	10,3	8,11	5,74	5,13	2,96	1,94	1,15
Titanio	20	0,5	45,9	15,9	11,3	7,11	5,62	3,98	3,56	2,05	1,34	0,8
	600	1,4	76,8	26,6	18,8	11,9	9,41	6,65	5,95	3,44	2,25	1,33
	1200	1,8	87,1	30,2	21,3	13,5	10,7	7,54	6,75	3,9	2,56	1,51

Figura 1.14. Variación de la profundidad de penetración para varios materiales no magnéticos en función de la temperatura y de la frecuencia.

Los aceros magnéticos utilizados como carga en calentamiento por inducción presentan variaciones de la permeabilidad magnética relativa que van desde 1 hasta 500 dependiendo de la intensidad de campo magnético ( $H$ ) y de la temperatura. La curva de la magnetización describe una relación no lineal entre la densidad de flujo magnético ( $B$ ) y la intensidad de campo magnético ( $H$ ). La variación no lineal de permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu_r$ ) viene dado por la ecuación 1.51.

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 \cdot H} \quad (1.51)$$

Esta ecuación que relaciona la densidad de flujo magnético ( $B$ ) con la intensidad de campo magnético ( $H$ ) se expresa en forma gráfica tal y como indica la figura 1.15. La permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) es máxima en la curva superior de la gráfica que corresponde con la intensidad de campo magnético ( $H$ ) determinada que denominamos  $H_{cr}$  o intensidad de campo magnético crítica. Si la intensidad de campo magnético ( $H$ ) es mayor que la intensidad de campo magnético crítica ( $H_{cr}$ ) la permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) es menor que la permeabilidad magnética máxima del material calentado ( $\mu_{max}$ ), y cuanto más aumenta la intensidad de campo magnético ( $H$ ) menor se hace la permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) y, por tanto, según la ecuación

1.50 mayor es la profundidad de penetración ( $\delta$ ). Si la intensidad de campo magnético ( $H$ ) tiende a infinito la permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) tiende a la unidad.

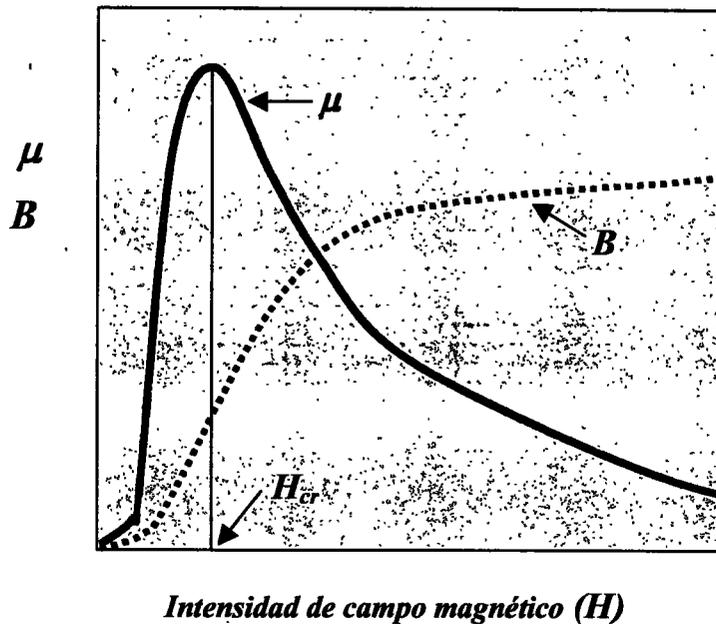


Figura 1.15. Variación de la densidad de flujo magnético ( $B$ ) y la permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) en función de la intensidad de campo magnético ( $H$ ) para materiales ferromagnéticos.

En los procesos convencionales de calentamiento por inducción la intensidad de campo magnético en la superficie del material ( $H_{sup}$ ) es mucho mayor que la intensidad de campo magnético crítica ( $H_{cr}$ ), por lo que la permeabilidad magnética ( $\mu$ ) en la superficie es menor que la permeabilidad magnética máxima del material ( $\mu_{max}$ ) y, por tanto, la profundidad de penetración ( $\delta$ ) no se corresponde con los resultados esperados siendo mayor de lo calculado por la ecuación 1.50.

Podemos concluir que una pieza de acero ferromagnético a la misma temperatura y con la misma frecuencia tiene diferente profundidad de penetración ( $\delta$ ) debido a las diferencias de la intensidad de campo magnético ( $H$ ) aplicado a la superficie de dicha pieza.

En una pieza de simetría cilíndrica podemos aplicar la ecuación 1.25, donde la intensidad de campo magnético ( $H$ ) disminuye en el interior de la pieza de forma exponencial siendo máxima en la superficie. En la figura 1.16 puede verse como la intensidad de campo

magnético ( $H$ ) disminuye en la dirección del centro de la pieza y la permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) aumenta hasta la permeabilidad magnética máxima ( $\mu_{max}$ ) y luego disminuye. El punto donde se produce la permeabilidad magnética máxima ( $\mu_{max}$ ) corresponde con la intensidad de campo magnético crítica ( $H_{cr}$ ).

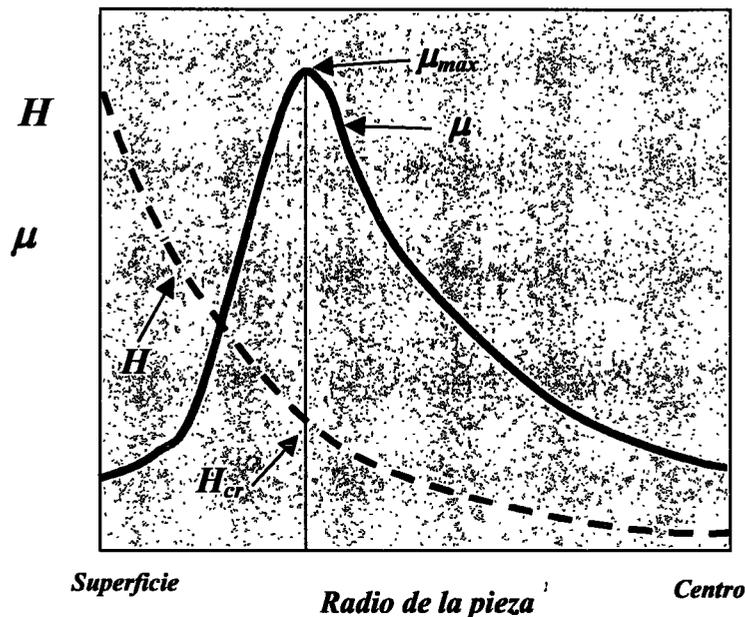


Figura 1.16. Variación de la intensidad de campo magnético ( $H$ ) y la permeabilidad magnética del material calentado ( $\mu$ ) en función del radio de la pieza.

Por lo tanto, cuando hablamos de la permeabilidad magnética del material ferromagnético calentado por inducción ( $\mu$ ) no nos estamos refiriendo a un valor concreto y uniforme en todo el interior de la pieza, sino a una función que depende, entre otras cosas, de la intensidad de campo magnético que ha sido aplicado a la superficie ( $H_{sup}$ ) y de la distribución de dicho campo en el interior de la pieza. Por consiguiente la definición clásica de la profundidad de penetración ( $\delta$ ) mediante la ecuación 1.50 no puede ser utilizada puesto que no hay una distribución constante de la permeabilidad magnética del material a lo largo del espesor de la pieza.

Como método práctico se utiliza la intensidad de campo magnético ( $H_{sup}$ ) en la superficie de la pieza para el cálculo de la profundidad de penetración ( $\delta$ ) pero de forma definida para cada material. En la figura 1.17 se muestra gráficamente el valor de la

profundidad de penetración ( $\delta$ ) en milímetros, para el acero al carbón (1045) a una temperatura de 21 °C en función de la frecuencia y de la intensidad de campo magnético.

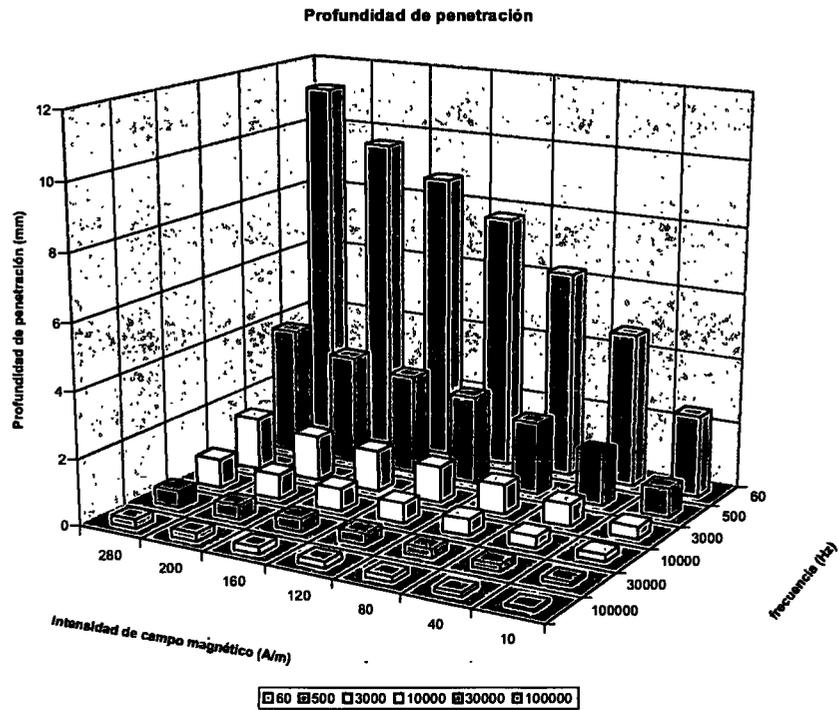


Figura 1.17. Variación de la profundidad de penetración ( $\delta$ ) en función de la intensidad de campo magnético ( $H$ ) y de la frecuencia.

**Profundidad de penetración en función de la intensidad de campo magnético y de la frecuencia a 21°C**

$H$ (A/m)	Frecuencia (Hz)					
	60	500	3000	10000	30000	100000
10	2,5	0,88	0,36	0,2	0,11	0,06
40	4,7	1,63	0,67	0,36	0,21	0,12
80	6,3	2,2	0,9	0,49	0,28	0,16
120	7,76	2,69	1,1	0,6	0,35	0,19
160	8,76	3,03	1,24	0,68	0,39	0,21
200	9,63	3,33	1,36	0,75	0,43	0,24
280	11,2	3,89	1,59	0,87	0,5	0,27

Figura 1.18. Tabla de variación de la profundidad de penetración (mm) para acero al carbón 10 45 a 21 °C en función de la intensidad de campo magnético y de la frecuencia.

La figura 1.18 presenta en forma numérica los valores de la profundidad de penetración en milímetros para diferentes frecuencias e intensidades de campo magnético para un material 1045. Se puede apreciar como la profundidad de penetración aumenta en un factor entre 3 y 4 cuando la intensidad de campo magnético aumenta de 10 a 280 A/m.

Desde otro punto de vista, la profundidad de penetración también es una función de la temperatura. Al comienzo del ciclo de calentamiento de una pieza ferromagnética la penetración de la corriente en la pieza aumenta lentamente con la temperatura debido a que aumenta su resistividad con la temperatura. En la figura 1.19 puede verse el comportamiento de la profundidad de penetración durante un ciclo de calentamiento en el que la temperatura aumenta a lo largo del ciclo. Durante la primera parte del ciclo la profundidad de penetración aumenta porque la permeabilidad magnética relativa del material ferromagnético se mantiene más o menos constante y sólo influye la variación de la resistividad con la temperatura. Cuando la temperatura alcanza valores próximos a 550 °C, la permeabilidad magnética disminuye cada vez más por lo que la profundidad de penetración aumenta rápidamente con la temperatura. A una temperatura crítica ( $T_c$ ) denominada temperatura de Curie o punto de Curie la permeabilidad magnética disminuye rápidamente hasta la unidad, porque el metal se comporta como no magnético. La consecuencia de esta rápida disminución de la permeabilidad magnética es un incremento muy significativo de la profundidad de penetración. Después del punto de Curie la profundidad de penetración continúa aumentando debido al incremento de la resistividad eléctrica del material con la temperatura.

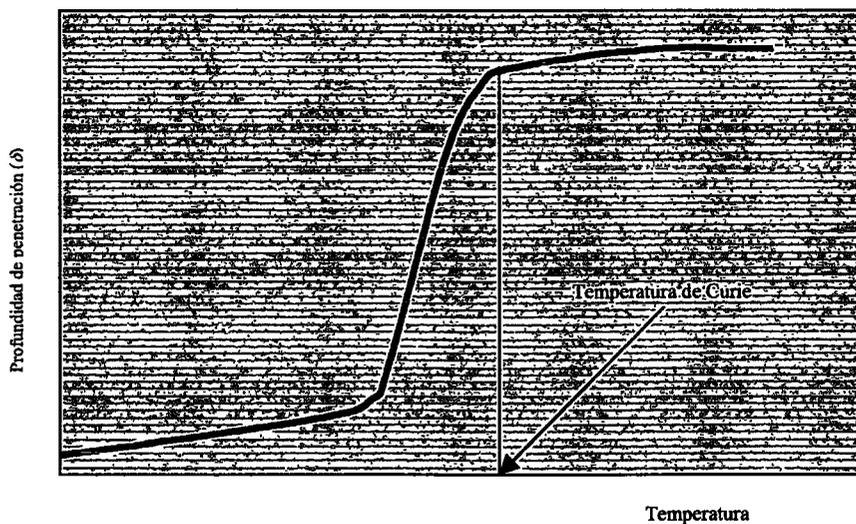


Figura 1.19. Variación de la profundidad de penetración en función de la temperatura.

El incremento de la profundidad de penetración con la temperatura debido al aumento de la resistividad del material no es significativo comparado con el gran incremento ocasionado por cambio del comportamiento magnético a la temperatura de Curie. Es importante tener en cuenta este fenómeno cuando se está realizando el temple de materiales ferromagnéticos, pues la profundidad de penetración varía drásticamente durante el proceso de calentamiento.

**Profundidad de penetración en función de la intensidad de campo magnético y de la frecuencia a 621°C**

<b>H (A/m)</b>	<b>Frecuencia (Hz)</b>					
	<b>60</b>	<b>500</b>	<b>3000</b>	<b>10000</b>	<b>30000</b>	<b>100000</b>
<b>10</b>	8,6	2,97	1,21	0,66	0,38	0,21
<b>40</b>	15,5	5,38	2,2	1,2	0,69	0,38
<b>50</b>	20,9	7,25	2,96	1,62	0,94	0,51
<b>120</b>	24,5	8,5	3,47	1,9	1,1	0,6
<b>160</b>	27,4	9,48	3,87	2,12	1,22	0,67
<b>200</b>	29,8	10,3	4,2	2,31	1,33	0,73
<b>280</b>	33,5	11,6	4,74	2,6	1,5	0,82

*Figura 1.20. Tabla de variación de la profundidad de penetración (mm) para acero al carbón 10 45 a 621°C en función de la intensidad de campo magnético y de la frecuencia.*

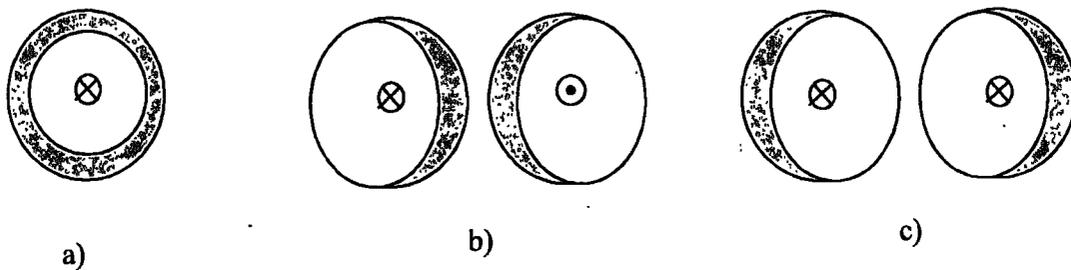
La figura 1.20 presenta en forma numérica los valores de la profundidad de penetración en milímetros para diferentes frecuencias e intensidades de campo magnético, para un material 1045 a temperatura de 621 °C. Comparando esta figura con la 1.18 puede verse como las diferencias de la profundidad de penetración para el mismo material son del orden de cuatro; estas variaciones son debidas al cambio del comportamiento magnético por efecto del punto de Curie.

**1.6.3. Posición relativa entre inductor y pieza**

La posición relativa entre inductor y pieza es un parámetro importante en calentamiento por inducción, ya que la distribución de corrientes en el inductor y en la pieza dependen de dicha posición. Este efecto se ve agravado cuando se realizan procesos repetitivos en los que se calientan piezas de forma automática y continuada, puesto que si la posición de las piezas o del inductor no son siempre las mismas, el resultado del tratamiento térmico no es repetitivo y, por tanto, no se puede asegurar la calidad de todas las piezas.

En la posición relativa entre inductor y pieza intervienen tres fenómenos diferenciados que son: el efecto proximidad, el efecto ranura y el efecto anillo. Estos dos últimos son de menor importancia que el primero y consecuencia de él.

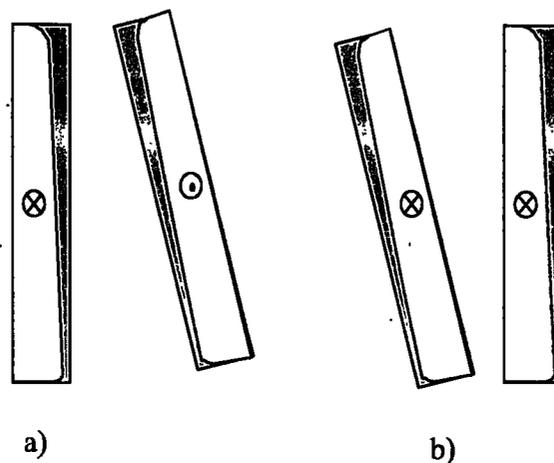
Hasta el momento cuando hemos hablado del efecto piel o profundidad de penetración hemos supuesto que el conductor estaba solo y sin ningún otro conductor en su entorno, pero en las aplicaciones prácticas de calentamiento por inducción esta afirmación no es correcta y hay más conductores que se encuentran en el entorno del conductor estudiado. En estos otros conductores también están circulando corrientes que generan campos magnéticos que interfieren con el del conductor estudiado, modificando tanto su distribución de corrientes como su distribución de potencia de pérdidas.



*Figura 1.21. Distribución de corrientes por efecto proximidad en conductores cilíndricos: a) un solo cable: b) dos cables con corrientes opuestas: profundidad de penetración c) dos cables con corrientes en el mismo sentido.*

En la figura 1.21 puede verse como se distribuyen las corrientes en uno o varios conductores cuando aparece el efecto proximidad. En la figura 1.21 a) se observa como, en un solo conductor aislado de otros conductores, la distribución de corrientes se hace por el exterior del conductor cilíndrico de manera uniforme. Solo circula por el exterior debido al efecto piel y la capa externa por donde circula la corriente viene determinada por la profundidad de penetración. En la figura 1.21 b) se observa como es la distribución de corrientes cuando hay dos conductores próximos por los que la corriente circula en sentidos opuestos. En este caso las corrientes se concentran en las caras más próximas de los dos conductores y un gran campo magnético se concentra entre los dos conductores. Este efecto se debe a que las líneas de campo magnético entre los dos conductores tienen el mismo sentido. En el espacio alrededor de los dos conductores las líneas de campo tienen sentidos opuestos y se cancelan unas con otras, este es el efecto que se consigue con los cables coaxiales. En la

figura 1.21 c) se observa como es la distribución de corrientes cuando hay dos conductores próximos por los que la corriente circula en el mismo sentido. En este caso las corrientes se concentran en las caras más alejadas de los dos conductores y el campo magnético entre los dos conductores es mínimo. Este efecto se debe a que las líneas de campo magnético entre los dos conductores tienen sentidos opuestos y se cancelan unas con otras. En el espacio alrededor de los dos conductores las líneas de campo tienen el mismo sentido y se suman unas a otras formando a una cierta distancia una distribución de la intensidad de campo magnético similar a la que formaría un solo conductor con la suma de las corrientes.



*Figura 1.22. Distribución de corrientes por efecto proximidad en conductores rectangulares: a) dos conductores con corrientes opuestas: b) dos conductores con corrientes en el mismo sentido.*

En la figura 1.22 puede verse como es la distribución de corrientes en conductores próximos cuando no hay un eje de simetría común. En la figura 1.22 a) las corrientes se concentran en las caras interiores porque las corrientes tienen sentidos opuestos, y la mayor densidad de corriente se da en las zonas más cercanas entre ambos conductores. Este es el caso que más se aproxima al calentamiento por inducción, en el que uno de los conductores es el inductor y el otro es la pieza. En el la pieza se generan corrientes que tienen un sentido opuesto a las que circulan por el inductor, y son más intensas cuanto más cerca se encuentre el inductor de la pieza. Si una pieza no mantiene constante su posición relativa con respecto al inductor, las corrientes inducidas y el calentamiento que éstas producen sobre la misma no son constantes y cada calentamiento puede ser diferente. La figura 1.22 b) muestra el mismo caso que la figura 1.21 c) en el que las corrientes circulan en el mismo sentido, sólo que ahora

la mayor densidad de corriente se produce justo en la parte exterior y más alejada de los conductores.

En la figura 1.23 puede verse el calentamiento y la distribución de corrientes cuando varía la posición relativa entre el inductor y la pieza. Cuando la pieza no gira sobre su eje y no está centrado el inductor con respecto al eje de la pieza, se produce un calentamiento desigual. En la parte más cercana al inductor la profundidad de penetración es mayor y la zona calentada está muy bien definida, mientras que en la zona más alejada la profundidad de penetración es mucho menor y se produce una sombra alrededor de la zona calentada que difumina los límites del calentamiento. En la parte derecha de la figura 1.23 pueden verse las corrientes generadas en la pieza cuando su eje no está centrado con el del inductor.

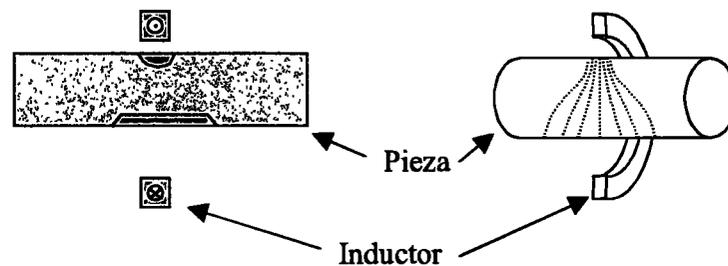


Figura 1.23. Zona afectada por el calentamiento y distribución de corrientes en la pieza cuando su eje no coincide con el del inductor.

Para minimizar este efecto en piezas con simetría cilíndrica se hace girar la pieza entorno a su eje. Con una rotación suficientemente rápida todas las piezas presentan el mismo calentamiento aunque varíe la distancia entre el inductor y cada una de ellas.

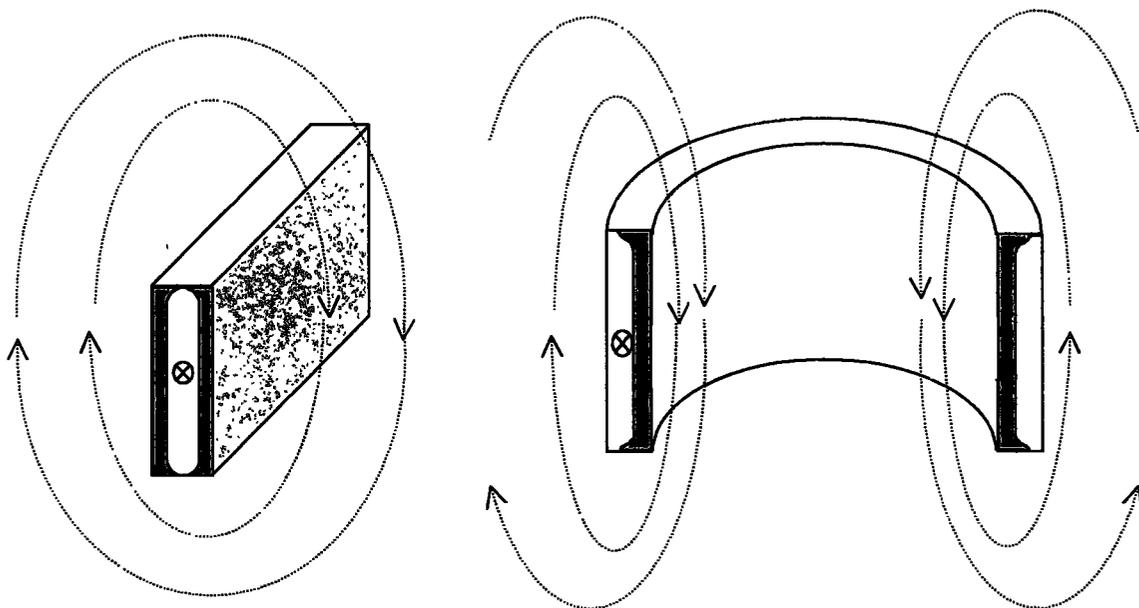
Otro efecto que hemos mencionado en este apartado es el efecto ranura. Este efecto consiste en hacer pasar toda la corriente del inductor por una de sus caras exteriores. Para que se produzca este efecto no es necesaria la presencia de la pieza.

El efecto ranura se consigue por medio de “concentradores”, estos concentradores son pequeñas láminas de material magnético con forma de “U” que se colocan a lo largo del inductor dejando una de sus caras libre, estas láminas provocan que toda la corriente que circula por el inductor circule por la cara no cubierta por las láminas magnéticas. Este efecto unido al efecto proximidad son utilizados para el temple de piezas muy localizado, pues la corriente del inductor circula por la cara enfrentada a la pieza y las corrientes inducidas en la

pieza están muy localizadas, produciéndose una zona calentada idéntica al inductor que la produjo.

El calentamiento realizado con concentradores se denomina calentamiento selectivo y es ampliamente utilizado en temple de piezas de la industria del automóvil.

Hasta ahora hemos visto como se produce la distribución de corrientes en conductores rectilíneos. Veamos ahora como se distribuyen las corrientes cuando el conductor no es recto, como es el caso de la mayoría de los inductores utilizados en calentamiento por inducción. Estos inductores consisten en barras o tubos de cobre que forman una o varias espiras alrededor de la pieza.



*Figura 1.24. Efecto anillo en conductores rectangulares.*

La distribución de corrientes y de líneas de campo magnético en un conductor recto es el mostrado en la figura 1.24 izquierda. Si esta barra se dobla para formar una espira entonces su distribución de corrientes y de líneas de campo magnético se redistribuirá (figura 1.24 derecha). Las líneas de campo se concentrarán en el centro del anillo y por lo tanto la densidad del campo magnético será mayor en el interior del anillo que fuera donde las líneas estarán más diseminadas. Las corrientes se concentran por el interior de la espira o anillo por lo que puede decirse que, el efecto anillo es similar al efecto proximidad.

Este efecto produce una concentración de corriente sobre la superficie interior del inductor de calentamiento que se conoce como efecto anillo, y no sólo se produce en inductores de una espira sino que se incrementa en inductores multiespira. El efecto anillo puede tener consecuencias positivas o negativas sobre el proceso de calentamiento por inducción. Por ejemplo, en calentamiento tradicional de cilindros en los que el inductor está rodeando a la pieza por su parte exterior, como en la figura 1.8, juega un papel positivo puesto que la combinación del efecto piel, el efecto proximidad y el efecto anillo consiguen que haya una gran concentración de corriente por el inductor muy cercana a la pieza, en este caso se dice que la pieza está muy bien acoplada. El ejemplo en el que este efecto juega un papel negativo es en calentamiento por inducción de superficies internas, en el que el inductor está en el interior de la pieza que se desea calentar. En este caso las corrientes se concentran en el interior del inductor cuando la pieza está en su exterior, provocando un acoplamiento muy malo entre el inductor y la pieza, también denominado mal cargado. En este tipo de calentamiento el rendimiento es muy bajo y para mejorarlo se utilizan concentradores que por el efecto ranura hacen que aumente la corriente por la parte externa del inductor de calentamiento. El efecto ranura se ve incrementado por el efecto proximidad, mejorando el rendimiento total de la aplicación, sin embargo, es el efecto ranura el de mayor peso a la hora de distribuir las corrientes por el inductor. El efecto anillo es necesario tenerlo en cuenta también en el diseño de las conexiones de los componentes que unen el inductor con sus circuitos, pues si se producen ángulos doblados, en ellos aparece un sobrecalentamiento; también es de vital importancia en el diseño de los transformadores de alta corriente.

Como resumen podemos decir que en este apartado se ha intentado ver como varían las zonas de la pieza calentada en función del tipo de material, forma del mismo, tipo de fuente de excitación y relación entre la fuente (inductor) y la pieza. El parámetro que nos indica el resultado del calentamiento es la distribución de corrientes en la pieza y la profundidad que éstas alcanzan (o profundidad de penetración). En concreto se ha revisado como influye en el calentamiento:

- La naturaleza del material a calentar y su estado.
- La naturaleza del material conductor del inductor.
- La frecuencia de la corriente
- La intensidad de campo magnético inductor.

- El acoplamiento entre el inductor y la pieza a calentar.
- El tipo de inductor y sus características geométricas.

Por lo tanto, el calentamiento por inducción desde el punto de vista de los procesos industriales presenta unas ventajas que se resumen de forma general en la figura 1.25.

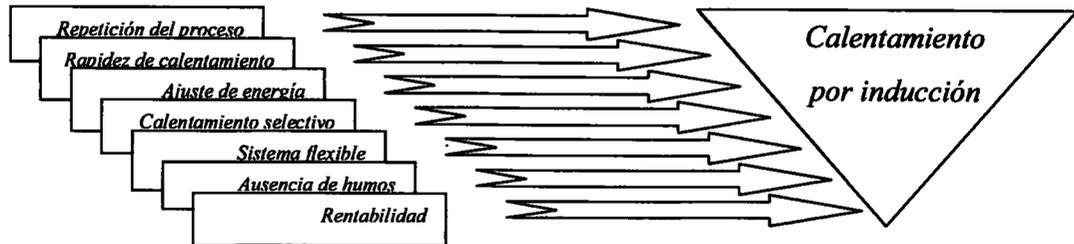


Figura 1.25. Resumen de las ventajas de los procesos industriales realizados con calentamiento por inducción.

## 1.7. Modelos de inductor con pieza

Una vez visto cual es el comportamiento del conjunto inductor - pieza, veamos los posibles modelos de circuito equivalente que forman este conjunto. Mediante estos modelos equivalentes formados por componentes electrónicos podremos deducir su comportamiento utilizando la teoría de redes. Básicamente hay dos modelos que permiten explicar el conjunto inductor – pieza. El primero consiste en una bobina conectada en serie con una resistencia (modelo serie), y el segundo en una bobina conectada en paralelo con una resistencia (modelo paralelo). Estos modelos no hay que confundirlos con los modelos de generador serie o generador paralelo que se introducirán en el capítulo siguiente. Los valores de las bobinas y resistencias de ambos modelos se encuentran relacionados entre sí como se verá más adelante.

Antes de definir los modelos de inductor con pieza conviene introducir el concepto de factor de calidad o  $Q$ . Este factor de calidad viene definido por la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{|P_{react}|}{P_{act}} \quad (1.52)$$

Donde  $P_{react}$  es la potencia reactiva almacenada en el inductor y  $P_{act}$  es la potencia activa disipada en la resistencia.

El factor de calidad  $Q$  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 de baja  $Q$  la potencia reactiva es pequeña respecto a la activa. El factor de disipación, definido como  $D=Q^{-1}$ , es por tanto grande.

### 1.7.1.El modelo serie

El modelo serie es aquel en que se sustituye el conjunto inductor – pieza por un circuito compuesto por una bobina y una resistencia en serie, tal y como puede verse en la figura 1.26.

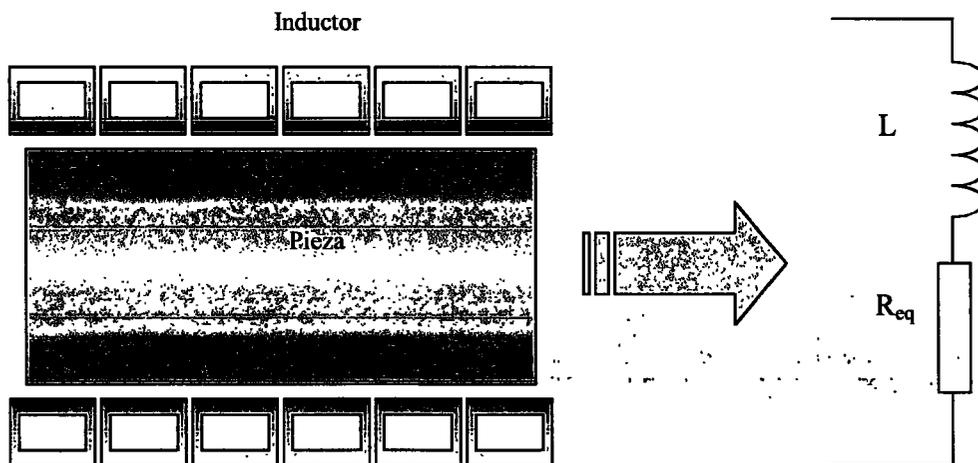


Figura 1.26. Conjunto inductor – pieza y su modelo serie.

Donde  $L$  es la inductancia de la bobina de calentamiento por inducción, y  $R_{eq}$  es la resistencia equivalente de la pieza.

Para este modelo serie la potencia es:

$$P = \frac{1}{2} \cdot |i_0|^2 \cdot (R_{eq} + j \cdot L \cdot \omega) = P_{act} + j \cdot P_{react} \quad (1.53)$$

donde  $i_0$  es la corriente que atraviesa el circuito,  $R_{eq}$  el valor de la resistencia equivalente conectada en serie y definida por la ecuación (1.43), y  $\omega$  es  $2\pi f$  donde  $f$  es la frecuencia de trabajo.

Separando la parte real para la potencia activa y la parte imaginaria para la potencia reactiva y dividiendo una por la otra, la ecuación 1.52 queda como:

$$Q = \frac{L \cdot \omega}{R_{eq}} \quad (1.54)$$

Si la ecuación 1.54 la multiplicamos y dividimos por  $i_0$  obtenemos que el factor de calidad es además del cociente entre las impedancias de la bobina y la resistencia, la relación entre las tensiones que soporta cada uno de estos componentes en serie.

### 1.7.2. El modelo paralelo

El modelo paralelo es aquel en que se sustituye el conjunto inductor – pieza por un circuito compuesto por una bobina y una resistencia en paralelo tal y como puede verse en la figura 1.27.

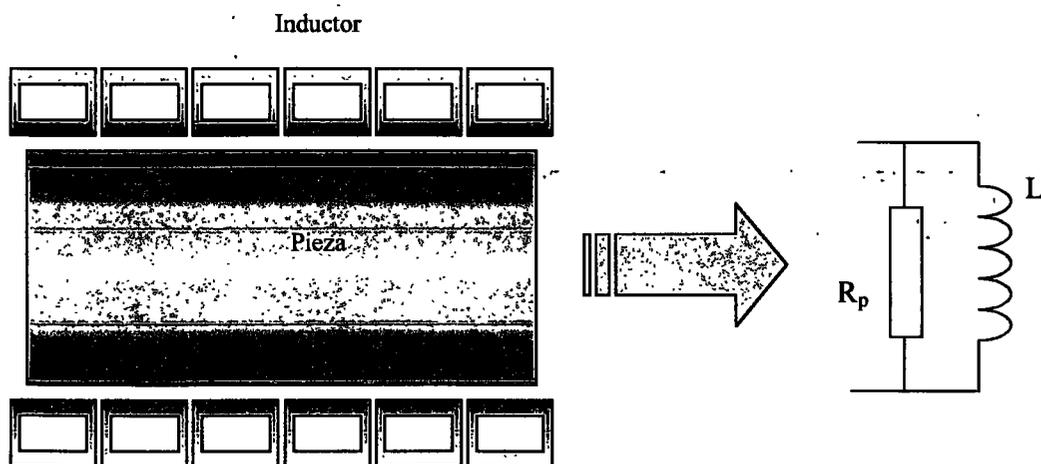


Figura 1.27. Conjunto inductor – pieza y su modelo paralelo.

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

$$P = \frac{1}{2} \cdot |V|^2 \cdot \left( \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j \cdot L \cdot \omega} \right) = P_{act} + jP_{react} \quad (1.55)$$

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

De la misma forma que se ha obtenido la ecuación 1.54 se obtiene el valor del factor de calidad para el modelo paralelo que será:

$$Q = \frac{R_p}{L \cdot \omega} \quad (1.56)$$

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.

$$Q = \frac{L \cdot \omega}{R_{eq}} = \frac{R_p}{L \cdot \omega} \quad (1.57)$$

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

$$R_p = Q^2 \cdot R_{eq} \quad (1.58)$$

## 1.8. Aplicación del calentamiento por inducción en los procesos industriales

El calentamiento por inducción es una tecnología consolidada en el mundo industrial por el hecho de seguir leyes básicas del electromagnetismo. Sin embargo, no es la solución a todas las aplicaciones de calentamiento, pese a que soluciona la mayoría de los procesos donde se requiere un calentamiento durante un determinado proceso. Las aplicaciones típicas del calentamiento están localizadas fundamentalmente en la industria de transformaciones metálicas. En primer lugar se da una relación de las aplicaciones más importantes en las que se utiliza el calentamiento por inducción con una breve descripción de las mismas, y en otro

apartado se desarrolla la soldadura de tubo, por ser ésta la aplicación a la que se destinan los generadores de alta potencia y alta frecuencia que se estudian en esta tesis.

Las aplicaciones del calentamiento por inducción más usuales son :

*Fusión:* Los materiales son llevados a su temperatura de fusión en el interior de un crisol. Suele realizarse a altas potencias y muy bajas frecuencias.

*Forja:* Se consigue un calentamiento homogéneo del material mediante un inductor en forma de túnel, para un posterior proceso de conformado mecánico. Al igual que la Fusión se realiza a altas potencias y bajas frecuencias.

*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. Los temple se realizan con potencias elevadas y frecuencias entorno a los diez kHz los revenidos y normalizados con bajas frecuencias y potencias para que el proceso se realice con toda la pieza a la misma temperatura.

*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. Este proceso como se ha dicho anteriormente se verá en el próximo apartado con más detalle.

*Sellado de envases:* Algunos envases de material plástico contienen sustancias que no pueden exponerse a los agentes externos. El sellado se realiza añadiendo una fina cubierta metálica (de aluminio) que se calienta por inducción consiguiéndose un posterior pegado debido a la fusión del plástico del envase con otro que se encuentra bajo la cubierta 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 sobre todo de la carrocería de los vehículos. Mediante calentamiento por inducción de las

superficies metálicas donde han sido depositadas éstas pastas se acelera el curado de éstas, optimizando su distribución y 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 éste, 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.

*Extrusionado:* Para obtener perfiles de diferentes materiales como aluminio, cobre, acero, etc. se parte del material a una determinada temperatura. Esta temperatura se consigue por medio del calentamiento por inducción.

*Calentamiento de banda:* Se utiliza el calentamiento por inducción para obtener bandas calientes en procesos de tratamiento en continuo.

*Zunchado:* A este proceso también se le conoce como pegado por presión. Consiste en calentar una pieza circular para que se dilate. Una vez dilatada la pieza exterior se introduce en su interior otra pieza fría, cuando se enfría y contrae la pieza exterior estas dos piezas quedan perfectamente unidas sin necesidad de adhesivos.

*Vulcanizado:* Este proceso se realiza en continuo y consiste en calentar un metal que se encuentra en el interior de una goma que lo recubre por completo. Destacan en esta aplicación el calentamiento de cables conductores (cable submarino) y el de perfiles de goma para las puertas de los automóviles.

*Secado:* Se pueden secar tanto materiales conductores como no conductores que se encuentran unidos a metales. Estos procesos siempre se realizan a potencias bajas.

### **1.8.1. Soldadura de tubo en continuo**

Los tubos se encuentran en la mayor parte de los productos que fabrica la industria metalúrgica, desde muebles hasta automóviles. Esta gran demanda de producto ha provocado que su elaboración se especialice para minimizar los costos de producción. La aplicación de soldadura de tubo por inducción se realiza para obtener tubos de acero, aluminio, cobre, etc. con costos muy reducidos. Algunos tubos se realizan sin soldadura, son los denominados por extrusión, pero su utilidad es muy específica y cada vez se utilizan en menor cantidad, dado que los tubos para oleoductos o gasoductos se hacen en la actualidad con soldadura.

Para obtener un tubo soldado se parte de una banda cuya anchura es el perímetro del tubo mientras que su longitud puede ser infinita puesto que se van uniendo bandas una tras otra. Esta banda proviene del corte con cizalla de un rollo de gran anchura obtenido por laminación en frío o en caliente. El proceso de la banda es el siguiente:

1. Se realiza el empalme de una banda a la anterior por medio de una soldadura tradicional.
2. Se introduce en un “acumulador”. Este acumulador almacena el fleje o banda en su interior, puesto que entra a alta velocidad y sale hacia la máquina de tubos a una velocidad menor. De esta forma se consigue el tiempo necesario para soldar el rollo siguiente. Sin interrumpir el proceso.
3. Esta banda que sale del acumulador se hace pasar por un banco de rodillos que lo van conformando hasta hacerlo cilíndrico. Este banco de conformado se denomina “formadora”.
4. En el puesto de soldadura se produce la soldadura, entrando el perfil cilíndrico abierto y saliendo cilíndrico y cerrado.
5. Del puesto de soldadura va al enfriador, en el que se sumerge el tubo en “emulsión” para enfriarlo.
6. Una vez frío se introduce en otro banco de rodillos en el que se le da la forma definitiva (redondo, cuadrado, rectangular o perfil especial); este banco de rodillos se denomina “calibrador”.

7. La “cortadora” se encarga de cortar los tubos a la medida deseada, que oscila entre los seis y los doce metros de longitud.
8. Por último se encuentra la empaquetadora, que de forma automática realiza paquetes de tubos para ser transportados. Estos paquetes pueden contener desde cuatro tubos en el caso de tubos de gran diámetro hasta un centenar en el caso de tubos pequeños.

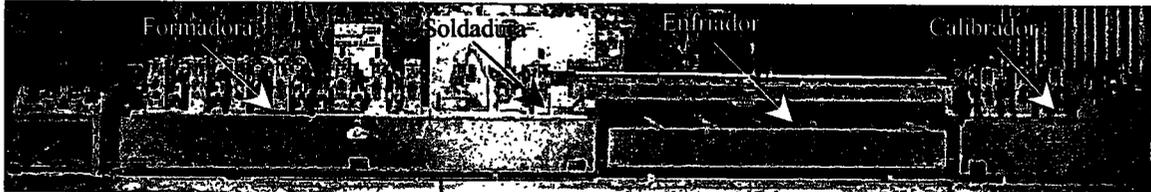
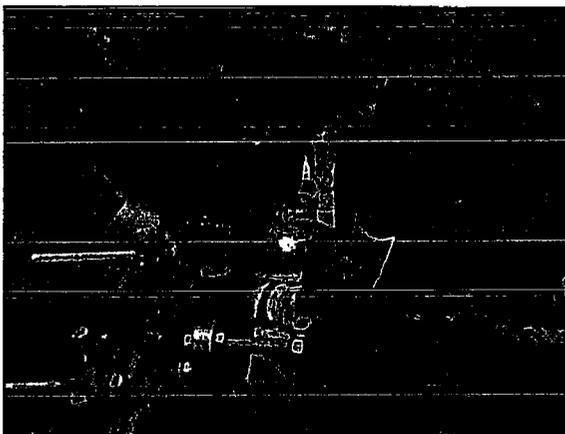


Figura 1.28. Vista general de una soldadura de tubo.

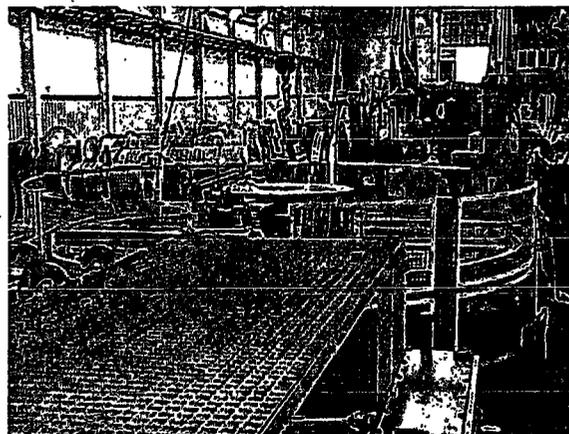
En la figura 1.28 puede apreciarse la zona central de una máquina de soldadura de tubo. Veamos a continuación las partes en las que se divide la línea de tubo, deteniéndonos en la parte de la soldadura, para explicar el porqué de las necesidades de alta potencia y alta frecuencia.

#### 1.8.1.1. Acumulador

El acumulador consiste en una máquina que almacena fleje o banda para que puedan realizarse las operaciones de empalme de fleje sin que la línea de soldadura se detenga. Existen diferentes tipos de acumuladores, pero se clasifican en dos estructuras básicas, los horizontales y los verticales.



a)



b)

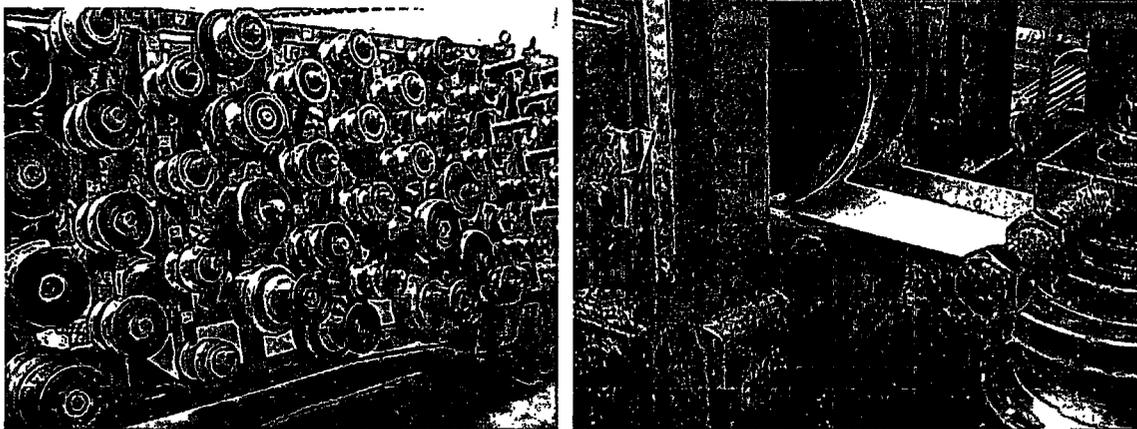
*Figura 1.29. Soldadura de empalmes a) y acumulador b).*

Las dimensiones del acumulador varían en función del tamaño del fleje y sobre todo en función de la velocidad de la línea, actualmente las velocidades de soldadura alcanzan los doscientos metros por minuto, por lo que necesitan almacenar dos mil metros de fleje para que pueda realizarse la operación de soldadura de empalmes.

La figura 1.29 a) muestra como se realizan los empalmes entre rollos de fleje, esta operación se realiza con aportación de materiales para la soldadura. La figura 1.29 b) muestra un acumulador doble, en primer lugar se acumulan hasta diez rollos en un acumulador vertical. Este acumulador vertical que tiene una capacidad de hasta veinte mil metros suministra al acumulador horizontal con capacidad para solo tres mil metros. Los rollos se acumulan en el vertical y sólo se utiliza el horizontal cuando es necesario el cambio de bobina del vertical. Este tipo de acumulador vertical es el más fácil de controlar, sin embargo necesita mayor espacio para su ubicación.

#### 1.8.1.2. Formadora

La formadora consiste en un banco de rodillos, cuyo número depende de la velocidad de la línea y del espesor del fleje. Estos rodillos van doblando el fleje hasta conseguir un perfil redondo.



a)

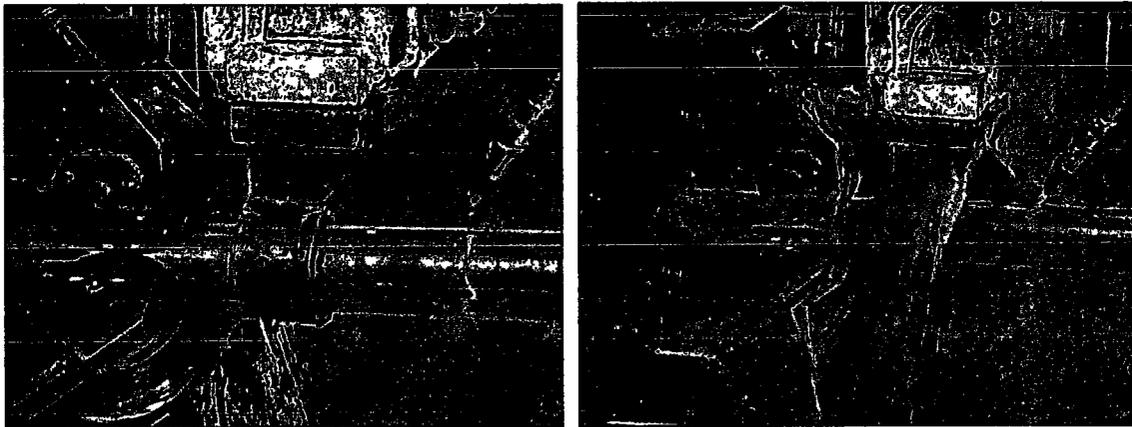
b)

*Figura 1.30. a) Banco de rodillos que contiene la formadora. b) Fleje doblado tras salir de uno de los rodillos de la formadora.*

La figura 1.30 a) muestra los diferentes rodillos que contiene la formadora, en la figura 1.30 b) puede apreciarse un detalle del fleje tras salir de uno de los primeros rodillos de la formadora. El perfil final tiene que ser redondo para obtener tubos de alta calidad, algunas máquinas tienen formadoras de tubos en cuadrado, pero la calidad de la soldadura es inferior, por lo que los fabricantes de líneas optan por formadoras en redondo.

### 1.8.1.3. Soldadura por inducción

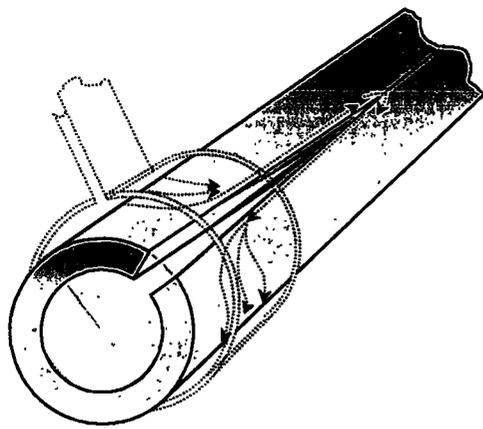
El proceso de soldadura en continuo por inducción se produce sin aporte de ningún material. Para realizar la soldadura se calientan los extremos abiertos del fleje hasta la temperatura de fusión del material y a esta temperatura se aprietan en los rodillos de forja para unir y mezclar las dos partes, resultando una soldadura en la que no hay materiales diferentes. Sin embargo en la zona soldada se aprecia una discontinuidad de la estructura del metal debida al calentamiento del mismo. Esta zona de discontinuidad se denomina “reloj de arena” por ser una zona más estrecha en el centro.



a)

b)

Figura 1.31. Tubo e inductor con la línea parada a) y soldando el tubo b).

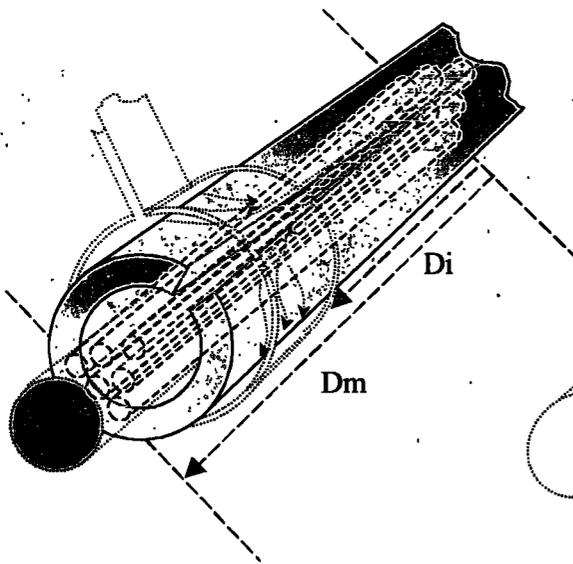


a)

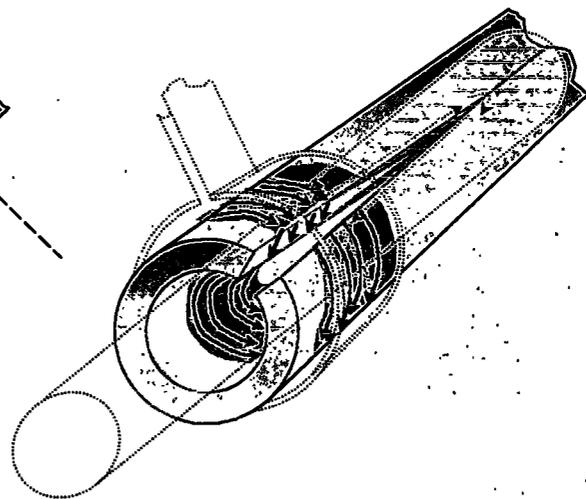


b)

Figura 1.32. a) Distribución de corrientes por un tubo con impedidor y zona calentada por las mismas (rojo). b) Vista de la zona de soldadura con la "V".



a)



b)

Figura 1.33. a) Posición del impedidor y del inductor con respecto a los rodillos de forja. b) Distribución de corrientes por el interior del tubo y zona calentada cuando no hay impedidor.

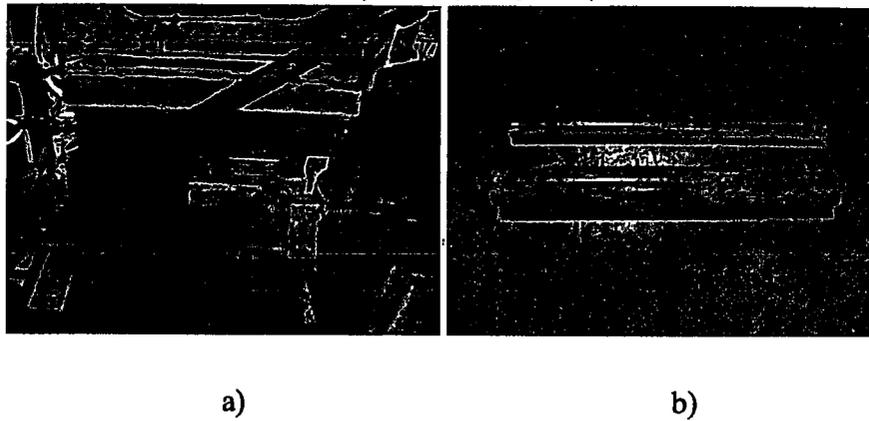


Figura 1.34. Posición real en la línea del impedidor a) y foto de dos impedidor de diferente tamaño b).

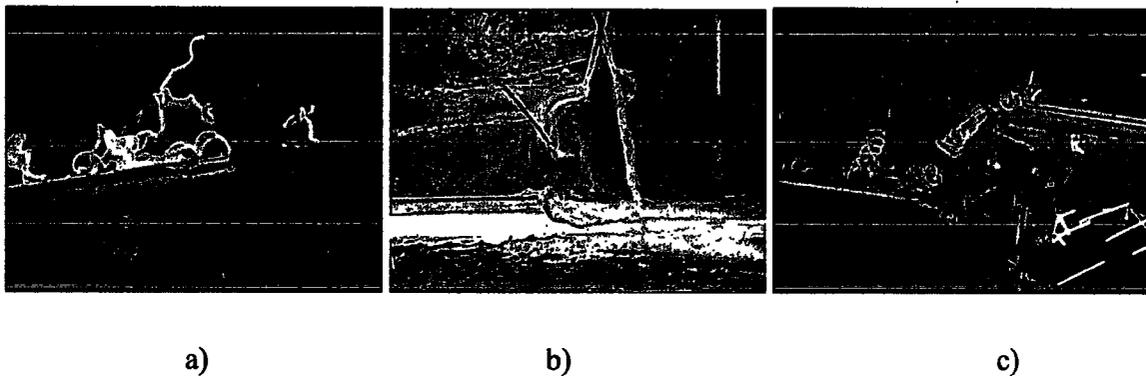


Figura 1.35. Rebarbado del cordón de soldadura exterior en un tubo de acero de alto contenido en carbono a), bajo contenido b) y galvanizado c).

La figura 1.31 a) muestra la disposición del inductor con respecto a los rodillos de forja cuando el tubo está parado, en la figura 1.31 b) se muestra la misma imagen cuando se produce la soldadura del tubo; hay que destacar que el inductor es de una sola espira y que se necesita una gran cantidad de emulsión para refrigerar el inductor. Esta emulsión no afecta a la calidad de la soldadura puesto que es incapaz de enfriar los extremos del fleje. Los rodillos de forja son los encargados de generar una gran presión entre los extremos del tubo para que se produzca la soldadura; la figura 1.36 c) muestra cual es el aspecto de la soldadura cuando se realiza un análisis de la sección transversal de la misma, en el centro se observa el reloj de arena y el desplazamiento que han sufrido los dos extremos soldados por no encontrarse perfectamente alineados.

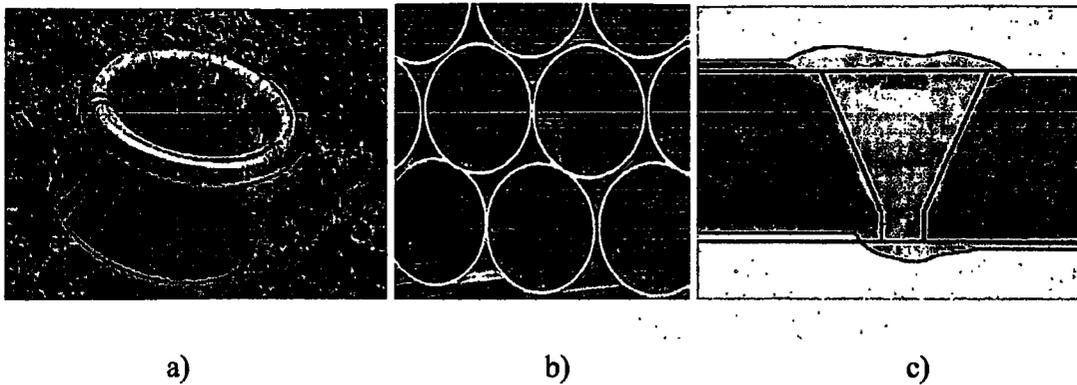


Figura 1.36. a) Prueba de la soldadura. b) Cordón interior del tubo. c) Sección de la soldadura donde se ve el reloj de arena.

Para soldar con un alto rendimiento hay que calentar solamente los dos extremos abiertos del tubo o labios y no utilizar energía en el resto del material. Para optimizar el proceso de soldadura hay dos parámetros fundamentales, por una parte la frecuencia de trabajo del generador y por otra la disposición de los componentes que intervienen en el proceso. Sin embargo, hay un componente fundamental cuando se suelda tubo de acero, el “impeder”. Si un tubo abierto se somete al efecto de un inductor con las mismas condiciones del proceso pero sin impeder, el tubo no se soldará sino que se calentará todo el tubo en las proximidades del inductor. La figura 1.33 b) muestra como es la distribución de corriente en un tubo en el que no hay impeder, la corriente del inductor induce corrientes en la cara exterior del tubo, cuando llegan a la zona abierta del tubo se dirigen a la cara interior, por la que circulan hasta salir por el otro extremo y cerrarse por la cara exterior. La corriente que circula hasta el punto de soldadura por los labios es una porción muy pequeña de la corriente total inducida. Por lo tanto la energía transmitida se utiliza en calentar todo el tubo, sin conseguir soldarlo. Hay algunos materiales de alta conductividad como el cobre o el aluminio que se pueden soldar sin impeder, sin una pérdida elevada del rendimiento.

El impeder consiste en un cilindro, generalmente de fibra de vidrio que se rellena de ferritas y que se introduce en el interior del tubo tal y como muestra la figura 1.33 a). Este cilindro tiene en uno de sus extremos una conexión de entrada de agua, por la que se introduce “emulsión”, que es una mezcla de agua y aceites, y por el otro extremo una pieza taladrada que permite la salida de la emulsión. El flujo de líquido a través de las ferritas se utiliza para refrigerarlas, y es imprescindible puesto que la densidad de flujo es muy elevada y la frecuencia también por lo que las pérdidas son elevadas. En el caso de tubos de diámetro inferior a veinticinco milímetros las pérdidas son tan elevadas que hay que utilizar bombas de

sobrepresión, puesto que una presión inferior a cuatro atmósferas no es capaz de generar el suficiente caudal por el impedir produciéndose vapor en su interior. La figura 1.34 a) muestra la posición del impedir en la línea antes de introducir el fleje en la línea y la figura 1.34 b) muestra dos impedir de diferente tamaño.

El impedir introduce una inductancia en la cara interior del tubo, por lo que las corrientes inducidas en la cara exterior del tubo cuando llegan al labio se desvían para seguir el camino de mínima impedancia, dirigiéndose hasta el punto de soldadura tal y como se muestra en la figura 1.32 a). El circuito de la figura 1.37 muestra el modelo eléctrico del tubo mientras se está soldando, donde  $R_E$  es la resistencia que presenta la cara exterior del tubo,  $L_E$  es la inductancia que presenta la cara exterior del tubo,  $R_I$  es la resistencia que presenta la cara interior del tubo,  $L_I$  es la inductancia que presenta la cara interior del tubo,  $R_S$  es la resistencia que presenta el camino a lo largo de los labios pasando por el punto de soldadura y  $L_S$  es la inductancia que presenta el camino a lo largo de los labios pasando por el punto de soldadura.

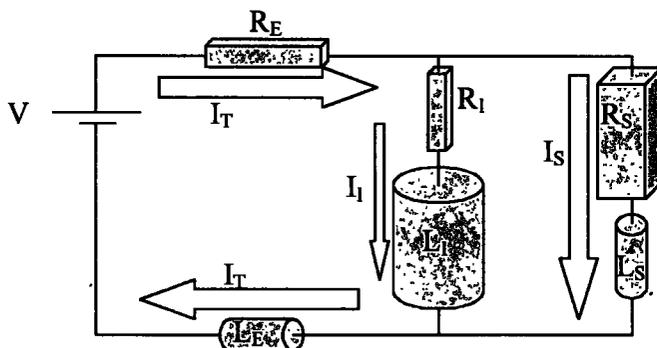


Figura 1.37. Modelo eléctrico del tubo mientras se suelda (los tamaños de los componentes indican sus valores).

La corriente total que circula por la cara exterior del tubo ( $I_T$ ) cuando llega a los labios se bifurca en dos caminos, el primero ( $I_1$ ) por el interior del tubo y el segundo por los labios hasta el punto de soldadura ( $I_S$ ). La corriente  $I_S$  es la que se utiliza para producir la soldadura y la corriente  $I_1$  sólo genera calentamiento en el tubo. Las inductancias  $L_E$  y  $L_S$  son muy pequeñas mientras que  $L_I$  es muy grande. La inductancia  $L_I$  depende de la calidad y cantidad de las ferritas del impedir y hay que tratar de que su valor sea el mayor posible, pues cuanto mayor sea mayor será el rendimiento de la aplicación.

Tal y como mencionábamos antes la frecuencia es uno de los parámetros que más influye en la soldadura; esto se debe a que por una parte tiene que ser elevada (superior a

250\_kHz) para que las ferritas del impedir no se saturen y por otra cuanto menor sea la profundidad de penetración ( $\delta$ ) mayor es el rendimiento de la soldadura pues se calienta menos material en los labios.

Otro parámetro fundamental es la disposición de los componentes que intervienen en proceso. La figura 1.33 a) muestra las distancias que hay que mantener entre los diferentes elementos de la soldadura. Como referencia siempre se toma los rodillos de forja y a partir de ellos se definen las posiciones de los diferentes componentes. Para que estas medidas se puedan utilizar para diferentes tubos, se utiliza como unidad de medida el diámetro exterior del tubo que se está soldando (OD). La longitud del inductor (LI) también varía para que la “sombra” del inductor sobre el tubo sea mayor al aumentar el diámetro del tubo, y la densidad de corriente por el exterior del tubo y, por tanto, las pérdidas se mantengan constantes. A continuación se muestra una tabla de las diferentes posiciones en relación al valor de OD.

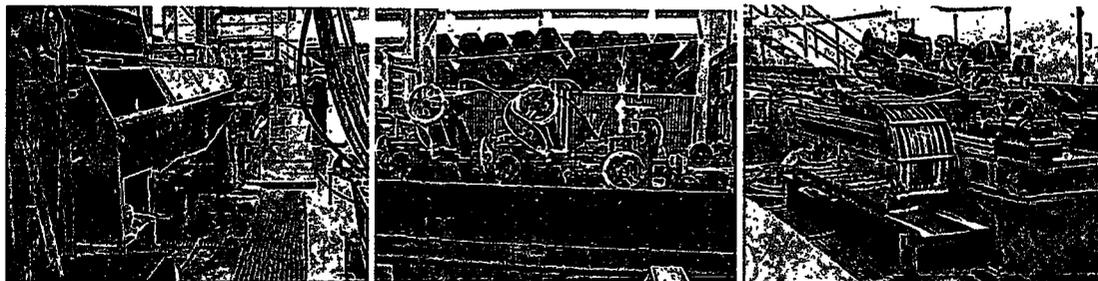
1.  $LI = 1 \cdot OD$ .
2.  $Di = 1 \cdot OD$ .
3.  $Dm = 4 \cdot OD$ .

La posición final del impedir tiene que corresponder con el eje de los rodillos de forja, para evitar las corrientes por el interior del tubo en esta zona.

Una vez producida la soldadura, parte del material que se ha forjado sobresale por la parte superior e inferior del tubo tal y como muestra la figura 1.36 c). Para quitar este “cordón” exterior se utiliza un “rebarbador” que consiste en una cuchilla que arranca el cordón al pasar el tubo por ella. En la figura 1.35 pueden verse tres tipos diferentes de rebarbador así como la viruta a alta temperatura que genera. Por la parte interior del tubo queda un cordón interior que sólo se quita en caso de tubos especiales. La figura 1.36 b) muestra este cordón interior que delata la posición de la soldadura. Pese a esta discontinuidad el tubo se comporta como si no tuviese soldadura, manteniendo sus propiedades de elasticidad y no rompiéndose por la soldadura; la figura 1.36 a) muestra como resiste la soldadura una gran deformación del material.

#### 1.8.1.4. Enfriador

El enfriador es una zona de la máquina colocada a continuación de la soldadura que sumerge en emulsión el tubo para enfriarlo y así disminuir las tensiones del material debidas al calentamiento de la soldadura. La figura 1. 38 a) muestra un enfriador abierto y a continuación el calibrador.



a)

b)

c)

Figura 1.38. a) Enfriador. b) Calibrador. c) Cortadora.

#### 1.8.1.5. Calibrador

Una vez enfriado el tubo se introduce nuevamente en un banco de rodillos que deforman el tubo redondo para convertirlo en cuadrado o rectangular. En el caso de que el tubo sea redondo también se introduce por este calibrador para obtener un tubo con las medidas deseadas. La figura 1.38 b) muestra la parte final de este calibrador donde se sitúan las “cabezas de turco” o pasos de rodillo que no están motorizados.

#### 1.8.1.6. Cortadora

Consiste en una sierra que corta el tubo a la medida deseada (entre seis y doce metros). Los métodos para cortar el tubo pueden ser varios, desde los tradicionales corte por fresa, por fricción o por cuchilla hasta los más novedosos de corte por agua, pero un elemento es común a todas las cortadoras, necesitan cortar mientras se mueven con el tubo. Dadas las altas velocidades a las que funciona la línea y a que se necesitan varios segundos para producir el corte, las cortadoras necesitan avanzar hasta alcanzar la velocidad del tubo, sujetarlo por medio de mordazas, realizar el corte, levantar el disco de corte y retroceder hasta la posición

inicial par iniciar el siguiente corte. La figura 1.28 c) muestra una cortadora mientras está desplazándose con el tubo para producir el corte. Con las técnicas de control actuales son capaces de realizar veinte cortes por minuto con errores inferiores al uno por mil de la longitud del tubo.

#### 1.8.1.7. Empaquetadora

En la parte final de la línea se sitúa una empaquetadora que selecciona los tubos como buenos o malos y produce los paquetes.



a)

b)

c)

*Figura 1.39. a) Empaquetadora automática. b) Máquina probando la soldadura. c) Empaquetadora manual y cortadora de cuchilla.*

La figura 1.39 a) muestra una empaquetadora automática que alinea los tubos y genera el paquete. En la figura 1.39 c) la empaquetadora es manual y el proceso de alineado y formación de paquetes se realiza por medio de operarios. Cada cierto número de tubos se corta una pequeña muestra para comprobar la calidad de la soldadura tal y como muestra la figura 1.39 b).

## Capítulo 2

# GENERADOR RESONANTE SERIE

*En este capítulo se hace una descripción del generador resonante serie; partiendo del modelo de inductor con carga serie que se propuso en el capítulo anterior, se definen los diferentes circuitos de salida y los generadores que se pueden conectar a dichos circuitos osciladores para alimentarlos. Estudiando en profundidad los métodos de regulación de los generadores cuya carga es un circuito resonante serie.*

## 2. Generador Resonante Serie

Denominamos generador resonante serie al conversor AC/AC cuya entrada es la red eléctrica (generalmente trifásica) y cuya carga es un circuito resonante serie. El circuito resonante serie consiste en un circuito L-C donde estos dos componentes tienen un nodo común y L es una bobina de calentamiento por inducción.

### 2.1. Circuitos de salida para calentamiento por inducción

Para que se pueda dar el fenómeno que hemos denominado como calentamiento por inducción son necesarias tres condiciones, la primera disponer de una pieza, la segunda disponer de un inductor y la tercera que circule una corriente alterna por el inductor. Aunque existen otros métodos, la forma más eficiente de conseguir esta corriente alterna es mediante la resonancia entre la bobina de caldeo y un condensador (C). Este condensador compensa la

potencia reactiva debida a la inductancia de la bobina generándose una resonancia entre estos dos componentes cuya frecuencia depende de los valores de L y C.

### 2.1.1. Circuito L-C ideal

En este apartado se describe el funcionamiento de un Oscilador L-C ideal. Para su estudio se realiza primero un balance de las corrientes y tensiones que se producen cuando dicho circuito se ve sometido a un impulso de tensión, en la segunda parte se estudia este circuito desde el punto de vista del módulo de la impedancia y de la fase cuando se somete a un barrido de frecuencias.

La forma de conexión para estos osciladores formados por una bobina y un condensador se indica en la figura 2.1 .

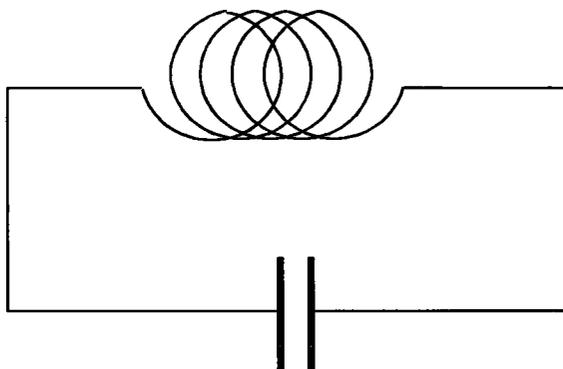


Figura 2.1. Circuito L-C ideal.

El funcionamiento es el siguiente: cuando a un oscilador se le aplica una tensión instantánea entre extremos del condensador, de forma que este condensador se carga con una energía dada por la ecuación siguiente:

$$e = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v^2 \quad (2.1)$$

Transcurrido este instante de carga inicial del condensador, comienza una oscilación en la que las energías se van intercambiando entre el condensador y la bobina tal y como indica la figura 2.2.

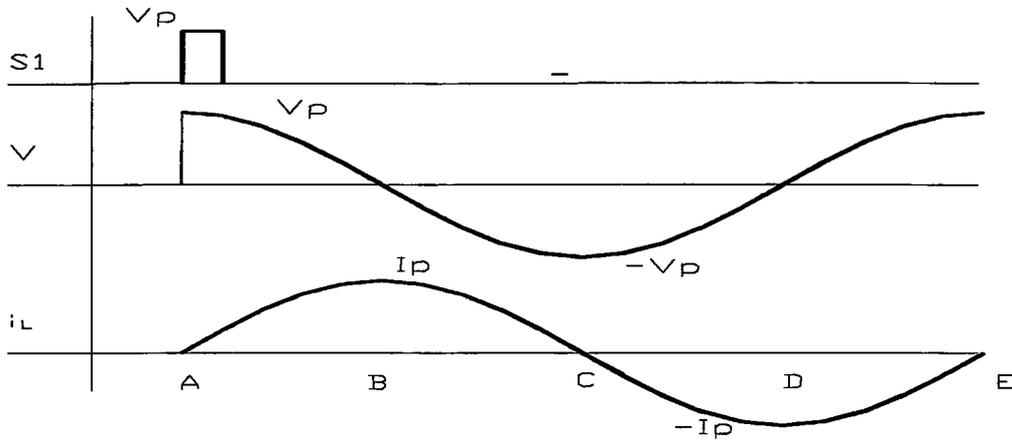


Figura 2.2. Tensión en el condensador y corriente por la bobina de un circuito L-C ideal.

**En A:** Se conecta una fuente de tensión durante un instante y se carga el condensador hasta  $V_p$  (toda la energía se encuentra en el condensador). **Desde A hasta B:** La tensión en el condensador disminuye y aumenta la corriente  $i_L$  por la bobina. **En B:** La tensión en el condensador disminuye hasta 0V y la corriente de la bobina aumenta hasta  $I_p$  (energía en L). **Desde B hasta C:** La corriente en la bobina disminuye y la tensión negativa en el condensador aumenta. **En C:** La corriente por la bobina se anula y el condensador alcanza el pico negativo ( $-V_p$ ) de tensión. (energía en el condensador). **Desde C hasta D:** La corriente en la bobina se hace negativa y el condensador disminuye el valor de tensión. **En D:** El condensador alcanza el 0 de tensión y la bobina el máximo negativo de corriente, ( $-I_p$ ) (energía en la bobina). **Desde D hasta E:** La bobina disminuye la corriente y el valor de tensión en el condensador aumenta. **En E:** La bobina tiene corriente nula y el condensador alcanza el máximo de tensión,  $V_p$  (energía almacenada en el condensador). Por lo que se vuelve al estado inicial A.

En forma temporal se tienen que cumplir las siguientes ecuaciones, puesto que por los dos componentes circula la misma corriente:

$$i_C = -i_L \quad (2.2)$$

donde  $i_C$  es la corriente por el condensador e  $i_L$  es la corriente por la bobina.

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

Sustituyendo 2.3 en 2.2 se obtiene:

$$i_L = -C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad (2.5)$$

Integrando la ecuación 2.4:

$$i_L = \frac{1}{L} \cdot \int v_L \cdot dt \quad (2.6)$$

Igualando 2.5 y 2.6, y teniendo en cuenta que las tensiones en la bobina y en el condensador son iguales, tenemos:

$$C \cdot \frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot \int v_C \cdot dt \quad (2.7)$$

Derivando 2.7 y despejando  $v_C$  llegamos a que:

$$\frac{d^2 v_C}{dt^2} = -\frac{v_C}{C \cdot L} \quad (2.8)$$

Si definimos una magnitud  $\omega$  como:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.9)$$

Teniendo en cuenta que en el instante inicial la tensión en el condensador es  $V_p$  y resolviendo 2.8 se obtiene la ecuación que define la tensión en el condensador del circuito resonante, que es:

$$v_C = V_p \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (2.10)$$

### 2.1.2. El circuito L-C real

En el oscilador ideal no existen resistencias que disipen potencia al producirse las oscilaciones, por eso se alcanza siempre el valor  $V_p$  en el condensador e  $I_p$  en la bobina.

En el oscilador real se añade una resistencia en serie, que se obtiene como suma de la resistencia del cobre del inductor más la resistencia serie del condensador más la resistencia de la carga (núcleo del inductor). En la figura 2.3 puede verse como se transforma el circuito resonante.

La oscilación de la figura 2.2 se amortiguará debido al efecto de disipación de la resistencia. La oscilación se amortigua más o menos rápidamente dependiendo del valor de dicha resistencia.

Veamos cómo es el comportamiento de un circuito L R C como el que se muestra en la siguiente figura 2.3.

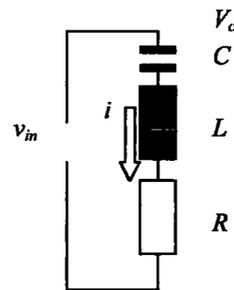


Figura 2.3. Circuito serie C L R.

La corriente del circuito de la figura 2.3 viene caracterizada por la siguiente ecuación diferencial – integral.

$$v_{in}(t) = L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot R + \frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt \quad (2.11)$$

Teniendo en cuenta que la relación entre la corriente y la tensión del condensador es la dada por:

$$i = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \quad (2.12)$$

Podemos escribir la ecuación 2.11 como una ecuación diferencial de segundo orden.

$$v_{in}(t) = L \cdot C \cdot \frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} + R \cdot C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt} + v_c(t) \quad (2.13)$$

Alternativamente puede obtenerse una expresión para  $i(t)$  si diferenciamos la ecuación 2.11 con respecto al tiempo.

$$\frac{d}{dt}v_{in}(t) = L \cdot C \cdot \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + R \cdot C \cdot \frac{di(t)}{dt} + i(t) \quad (2.14)$$

Hay que tener en cuenta que si  $v_{in}$  es cero las ecuaciones 2.13 y 2.14 son iguales, una para la corriente y la otra para la tensión.

Para resolver la ecuación 2.13 tomamos la solución homogénea de ecuaciones diferenciales de segundo orden, cuando la entrada es cero.

La solución la intentamos con la forma:

$$v_C(t) = c_1 \cdot e^{st} \quad (2.15)$$

Donde la constante  $c_1$  depende del valor de la tensión del condensador en el instante inicial  $t=0$ . Sustituyendo esta posible solución en la ecuación 2.13 nos queda lo siguiente:

$$L \cdot C \cdot s^2 \cdot c_1 \cdot e^{st} + R \cdot C \cdot s \cdot c_1 \cdot e^{st} + c_1 \cdot e^{st} = 0 \quad (2.16)$$

Dividiendo por  $L C c_1 e^{st}$  resulta claro que  $s$  representa la solución de la ecuación característica de segundo grado.

$$s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C} = 0 \quad (2.17)$$

Las soluciones a dicha ecuación son:

$$s = \frac{-R/L \pm \sqrt{R^2/L^2 - 4/(L \cdot C)}}{2} \quad (2.18)$$

La ecuación 2.18 puede anotarse como:

$$s = -\xi \pm \sqrt{\xi^2 - \omega_r^2} \quad (2.19)$$

Donde  $\xi$  es el parámetro de amortiguamiento y  $\omega_r$  la frecuencia de resonancia, definidos como:

$$\xi = \frac{R}{2 \cdot L} \quad (2.20)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.21)$$

La solución para  $s$  puede ser real y distinta si:

$$\xi^2 - \omega_r^2 > 0 \quad (2.22)$$

Un par complejo si:

$$\xi^2 - \omega_r^2 < 0 \quad (2.23)$$

Un único valor real si:

$$\xi^2 = \omega_r^2 \quad (2.24)$$

En el caso especial en que  $\xi = 0$  las soluciones para  $s$  son imaginarias puras y la solución exponencial  $c_1 e^{st}$  es sinusoidal tal y como vimos anteriormente el caso en el que no hay resistencia en el circuito oscilador.

Recordemos ahora el parámetro más importante en calentamiento por inducción, definido en la ecuación 1.52, el factor de calidad o  $Q$ . Dicho factor se define como el cociente entre la potencia reactiva (potencia en el condensador) y la potencia activa (potencia en la resistencia). Una definición equivalente a ésta es mediante impedancias, de la siguiente manera:

$$Q = \frac{Z_c}{R} \quad (2.25)$$

Donde  $Z_c$  es la impedancia característica definida como:

$$Z_c = \sqrt{L/C} \quad (2.26)$$

Pudiéndose escribir 2.25 como:

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.27)$$

### 2.1.3. Impedancia del circuito L-C real

Debido a la condición de fuente de corriente que representa la bobina, los circuitos resonantes serie deben ser alimentados con una fuente de tensión.

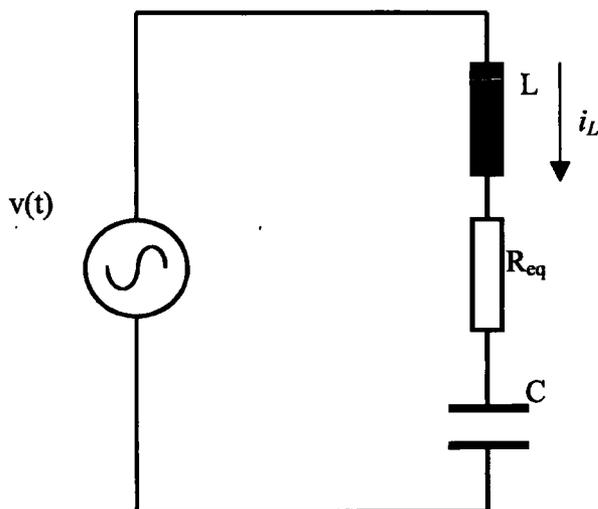


Figura 2.4. Circuito serie C L R<sub>eq</sub>.

La función de transferencia correspondiente a la impedancia del circuito viene dada por:

$$Z(s) = \frac{s^2 + \frac{R_{eq}}{L} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}}{\frac{1}{L} \cdot s} = \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2)}{\frac{1}{L} \cdot s} \quad (2.28)$$

Donde se aprecia que existen dos ceros y un polo.

La función impedancia también se puede escribir de la siguiente forma:

$$Z(s_N) = R_{eq} \cdot \frac{s_N^2 + \frac{s_N}{Q} + 1}{\frac{s_N}{Q}} \quad (2.29)$$

donde:

$$s_N = s / \omega_0 \quad (2.30)$$

$$Q = \frac{L \cdot \omega_0}{R_{eq}} \quad (2.31)$$

Y cambiando la variable  $s$  por  $j \omega$  queda:

$$Z(j\omega_N) = R_{eq} \frac{1 - \omega_N^2 + j \cdot \frac{\omega_N}{Q}}{j \cdot \frac{\omega_N}{Q}} \quad (2.32)$$

con:  $\omega_N = \omega / \omega_0$  (2.33)

La frecuencia de resonancia  $\omega_0$  corresponde a la frecuencia dada en radianes, donde la impedancia del condensador y la inductancia tienen la misma magnitud y oposición de fase. Esto produce un cortocircuito para estos componentes si están conectados en serie. Por lo tanto para  $\omega_0$  la impedancia del circuito resonante es  $R_{eq}$  (puramente resistiva) y sube a derecha e izquierda. En las figuras 2.5 y 2.6 se muestran 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  $R_{eq}$ .

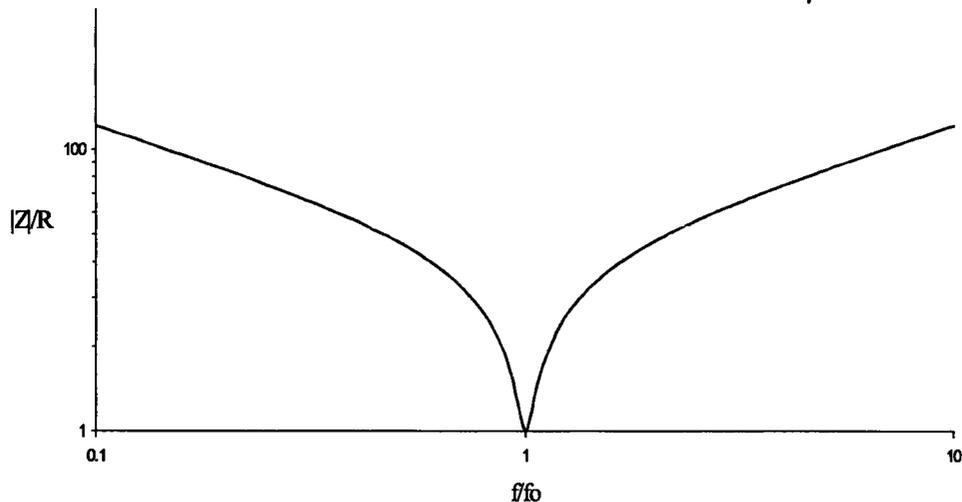


Figura 2.5. Módulo de la impedancia de un circuito resonante serie

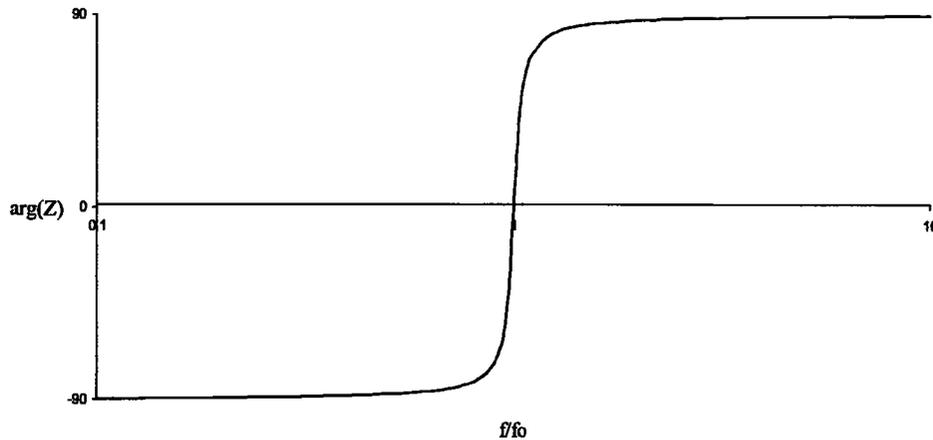


Figura 2.6. Argumento de la impedancia de un circuito resonante serie

Para frecuencias por encima 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 debajo 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.

Otra forma de representar módulo y argumento muy útil en calentamiento por inducción es el de la figura 2.7 en que la representación es lineal. Este tipo de representaciones se utilizan mucho en los estudios de adaptación de la impedancia de salida del generador a la de entrada del circuito L-R-C.

En el anexo 1 puede verse el programa en Mathcad desarrollado para el cálculo del módulo y argumento de diferentes circuitos resonantes de dos, tres o cuatro componentes conectados de diversas formas. Con este programa se puede comprobar el comportamiento de diferentes circuitos resonantes en las frecuencias entorno a la de resonancia, y admite el cambio de los parámetros que forman el circuito resonante.

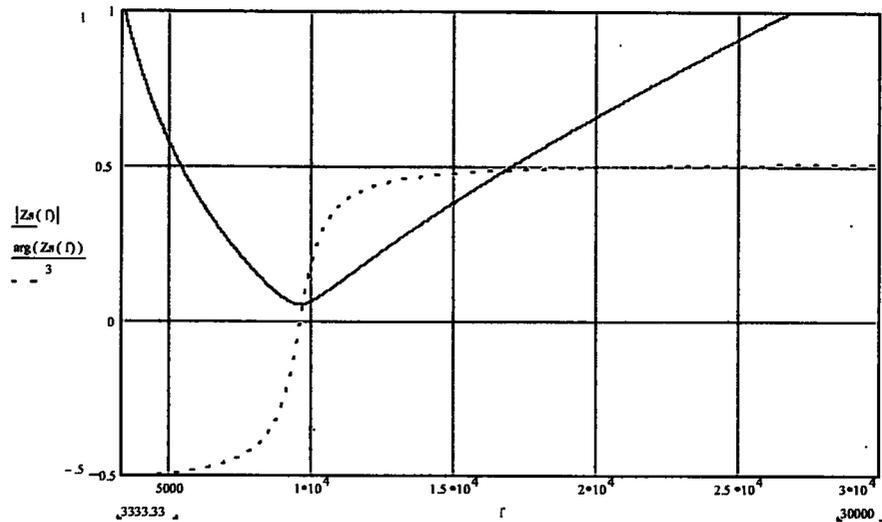


Figura 2.7. Módulo de la impedancia y argumento del circuito  $CLR$  serie.

Conociendo la impedancia de salida del generador que se conecte a este circuito resonante serie se conoce su punto de funcionamiento. Más adelante veremos como realizar la adaptación de la carga al generador para poder obtener la máxima potencia activa de salida de éste.

#### 2.1.4. Respuesta en frecuencia del circuito $L-C$ real

Las figuras mostradas en este apartado 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 serie.

La figura 2.8 muestra el módulo de la impedancia normalizado al valor de  $R_{eq}$ . Cuando el valor de  $Q$  aumenta, las pendientes se hacen mayores con lo que resulta un circuito más selectivo, aumentando rápidamente la impedancia al alejarse de la frecuencia de resonancia. En la figura 2.9 se muestra la fase del circuito apreciándose un gran aumento de la pendiente de tránsito desde fase capacitiva a la inductiva al incrementarse el valor de  $Q$ .

En la figura 2.10 se muestra la corriente que atraviesa el circuito resonante para una tensión de entrada dada. Para un circuito resonante serie con  $Q$  alta, la impedancia de entrada es grande a cualquier frecuencia salvo en las proximidades de la resonancia. Esto es, la fuente de

alimentación (fuente de tensión) sólo entregará potencia al resonante cerca de la resonancia y ésta será mayor cuanto mayor sea la  $Q$  del circuito.

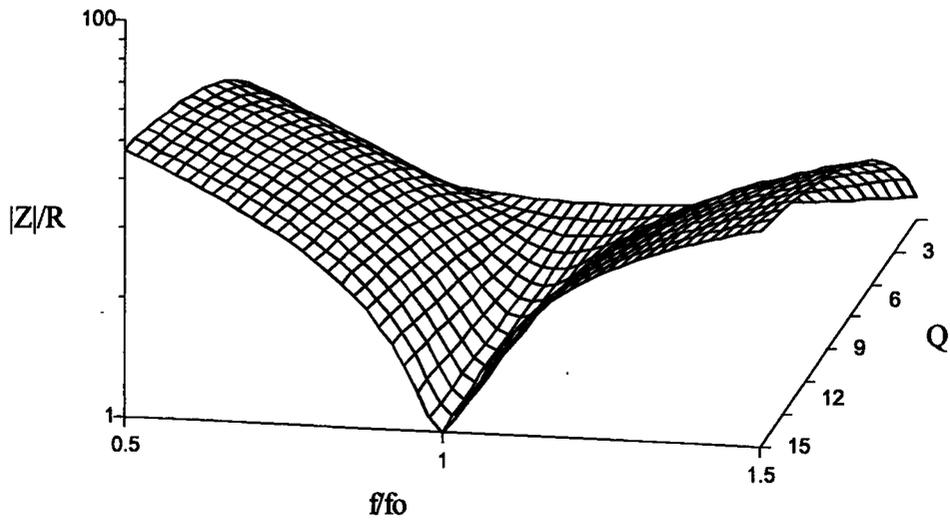


Figura 2.8. Respuesta en frecuencia del módulo de la impedancia en un circuito resonante serie al variar la  $Q$ .

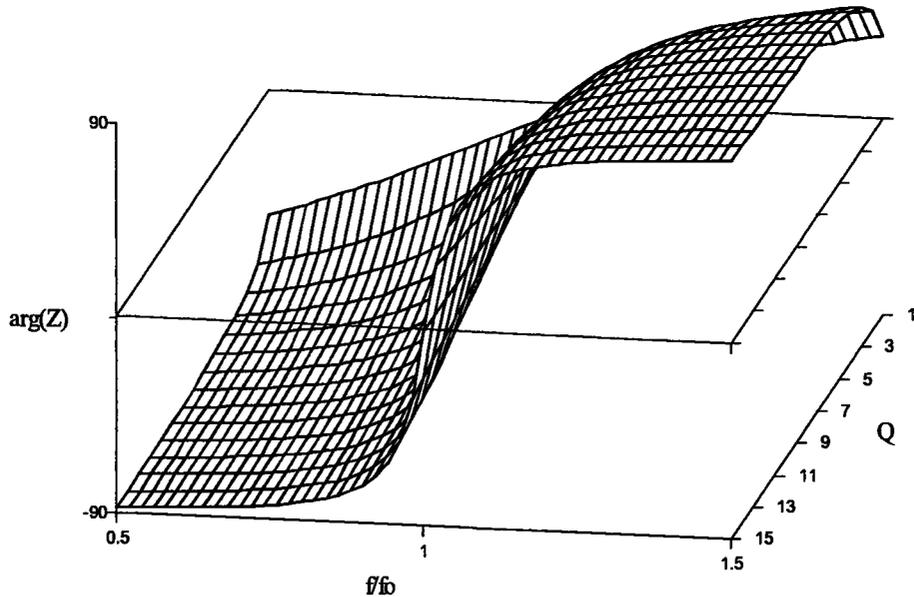


Figura 2.9. Respuesta en frecuencia del argumento de la impedancia en un circuito resonante serie al variar la  $Q$ .

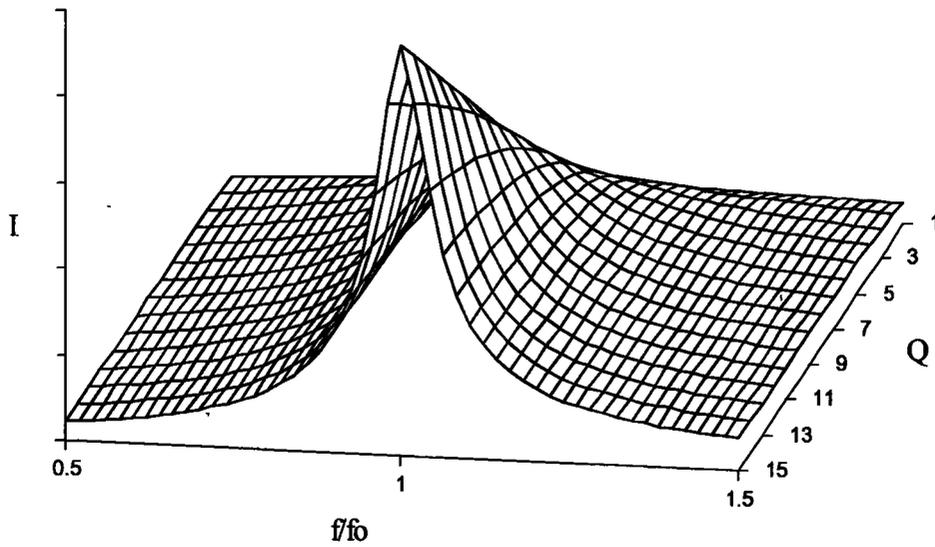


Figura 2.10. Respuesta en frecuencia de la corriente de salida en un circuito resonante serie al variar la  $Q$ .

La figura 2.11 muestra la potencia activa que se puede entregar al resonante (la disipada por su resistencia equivalente).

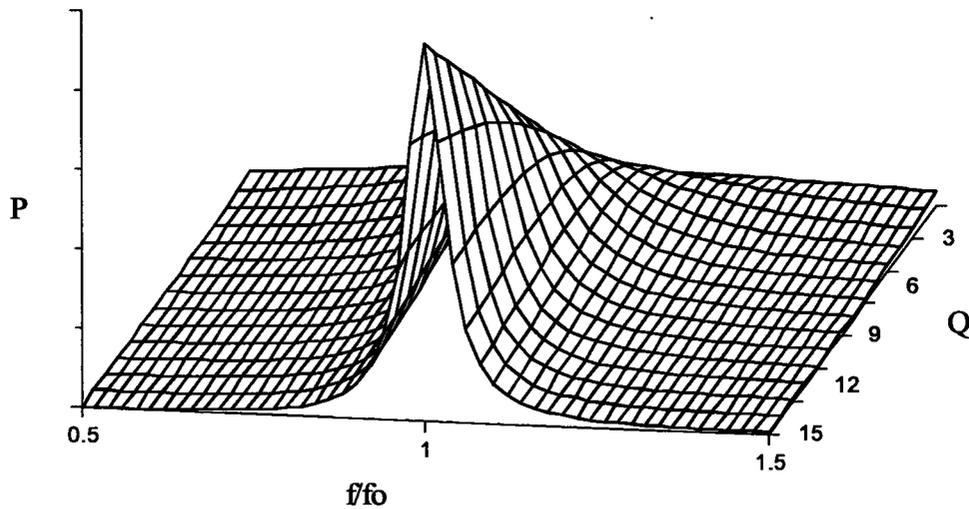


Figura 2.11. Respuesta en frecuencia de la potencia de salida en un circuito resonante serie al variar la  $Q$ .

### 2.1.5. Ganancia de tensión del circuito L – C real

Como ya hemos visto, el hecho de introducir una tensión  $v$  en el circuito resonante serie como el de la figura 2.4 hace que aparezca una corriente  $i_L$  atravesando todos los componentes del circuito resonante. A continuación vamos a ver cual es la tensión de cada uno de estos componentes en función de la tensión introducida, es decir, la función de transferencia  $H_v(s)$  que nos dé la ganancia en tensión para cada uno.

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

$$H_{v_L}(s) = \frac{v_L}{v} = \frac{i_L \cdot Ls}{v} = \frac{Ls}{Z(s)} \quad (2.34)$$

Por lo tanto:

$$H_{v_L}(s_N) = \frac{s_N^2}{s_N^2 + \frac{s_N}{Q} + 1} \quad (2.35)$$

donde:

$$s_N = s / \omega_0 \quad (2.36)$$

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

$$\left| H_{v_L}(j\omega_0) \right| = \frac{v_L}{v} = Q \quad (2.37)$$

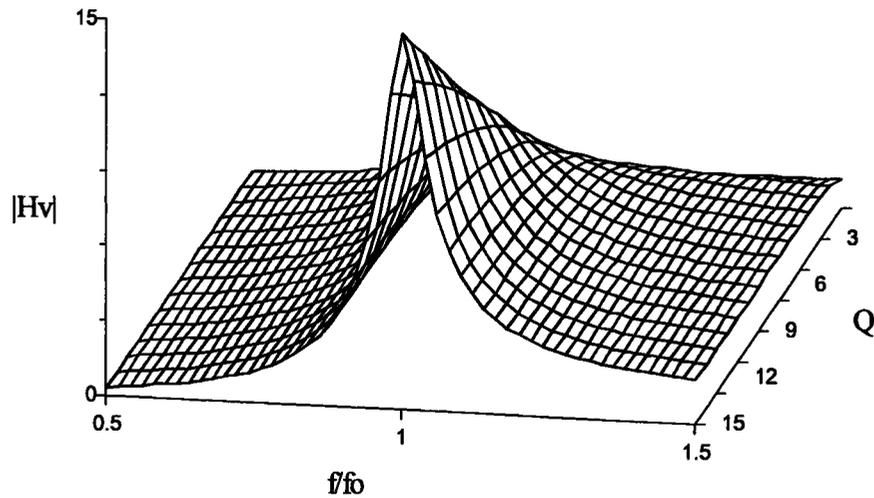


Figura 2.12. Ganancia en tensión del inductor en un circuito resonante serie al variar  $Q$ .

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

$$H_{v_c}(s) = \frac{v_c}{v} = \frac{i_L \cdot \frac{1}{Cs}}{v} = \frac{1}{C \cdot s \cdot Z(s)} \quad (2.38)$$

Por lo tanto:

$$H_{v_c}(s_N) = \frac{1}{s_N^2 + \frac{s_N}{Q} + 1} \quad (2.39)$$

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

$$|H_{v_c}(j\omega_0)| = \frac{v_c}{v} = Q \quad (2.40)$$

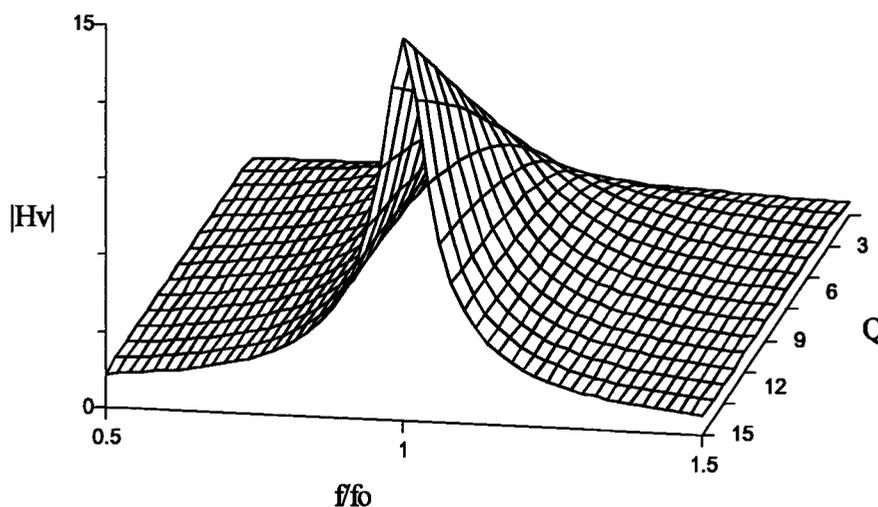


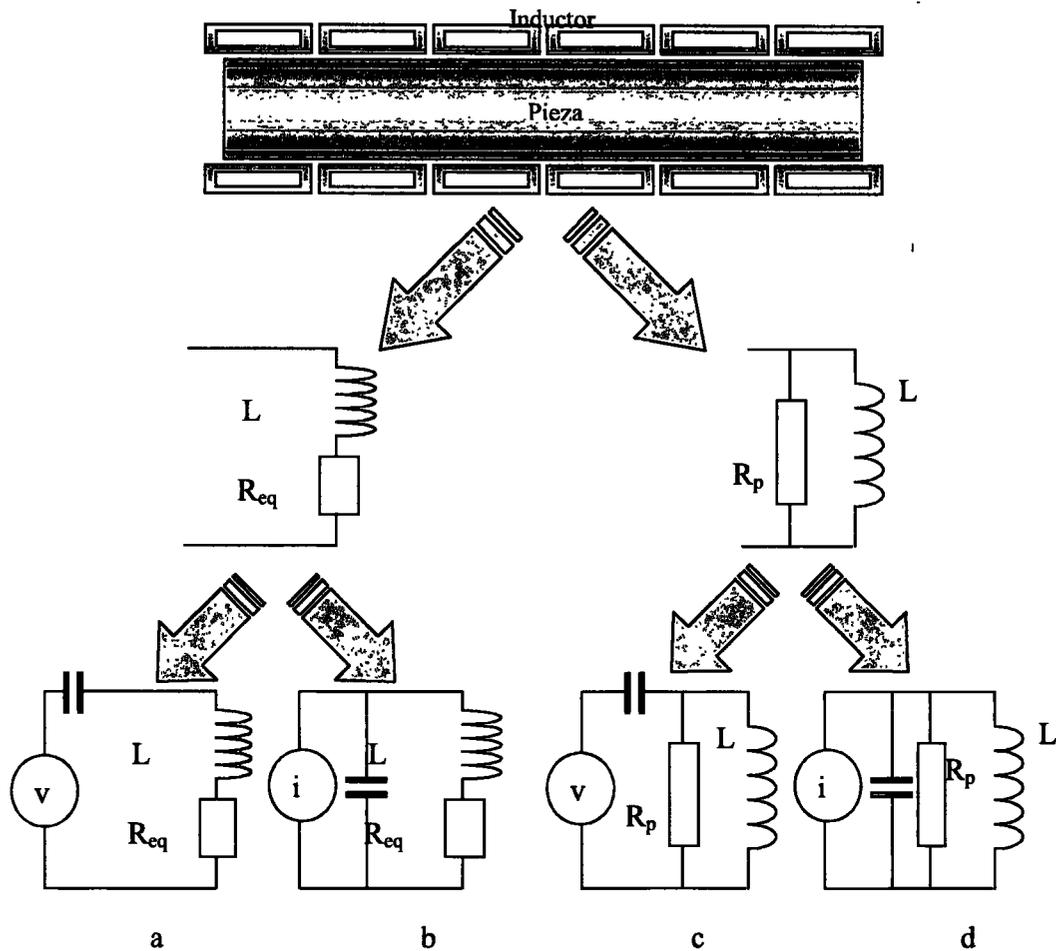
Figura 2.13. Ganancia en tensión del condensador en un circuito resonante serie al variar  $Q$ .

## 2.2. Otros modelos de circuito L-C real

Hemos visto en el punto anterior como es el comportamiento del modelo de circuito de salida de la figura 2.4 al que hemos denominado “circuito L-C real”, pero si recordamos como se ha definido la carga en el apartado 1.7 podemos explicar el conjunto inductor – pieza mediante dos modelos. El primero consiste en una bobina conectada en serie con una resistencia (modelo serie) y el segundo en una bobina conectada en paralelo con una resistencia (modelo paralelo).

Por lo tanto, podemos definir dos tipos diferentes de resistencia que se encuentran relacionadas por la ecuación 1.58. Si a esto le añadimos dos formas posibles de conexión del condensador resonante se obtiene un total de cuatro circuitos resonantes posibles. La figura 2.14 muestra gráficamente estos cuatro posibles modelos de circuito resonante para calentamiento por inducción. Cuando el condensador se pone en serie con la bobina de calentamiento la alimentación tiene que ser por tensión puesto que el inductor se comporta como una fuente de corriente. En cambio, cuando el condensador se pone en paralelo con la

bobina de calentamiento la alimentación tiene que ser por corriente puesto que el condensador se comporta como una fuente de tensión. Este comportamiento hace que un circuito sea el dual del otro.



*Figura 2.14. Modelos de circuito resonante para calentamiento por inducción. a) oscilador serie, modelo serie. b) oscilador paralelo, modelo serie. c) oscilador serie, modelo paralelo. d) oscilador paralelo, modelo paralelo.*

Tomaremos a partir de ahora como modelo de inductor con carga el modelo serie donde la resistencia serie es  $R_{eq}$ . El resto de los circuitos resonantes no se analizarán en esta tesis por no encontrarse en el ámbito de su estudio ni aportar nuevas consideraciones para el estudio del cortocircuito.

La única consideración a tener en cuenta es que, independientemente de cómo sea la asociación (bien serie o bien paralelo) entre el banco de condensadores y la bobina de caldeo, e independientemente de cuál sea el modelo (bien serie o bien paralelo) que se utilice para representar a la bobina de calentamiento y su carga, se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$P_{res} = \frac{|i_{L0}| \cdot |v_{C0}|}{2 \cdot Q} \quad (2.41)$$

$$\frac{|v_{C0}|}{|i_{L0}|} = L \cdot \omega_0 \quad (2.42)$$

Siendo  $i_{L0}$  la corriente por la bobina y  $v_{C0}$  la tensión en el condensador, ambas evaluadas a la frecuencia de resonancia,  $P_{res}$  la potencia máxima especificada en la resistencia,  $\omega_0$  la frecuencia de resonancia de la aplicación,  $Q$  el factor de calidad de la bobina a la frecuencia de resonancia, y  $L$  la inductancia de la bobina, y considerando que el factor de calidad es mayor que uno. Estas expresiones tienen gran importancia desde el punto de vista práctico pues pueden ser usadas como ecuaciones de diseño de los osciladores serie y paralelo.

### 2.3. Circuitos resonantes con tres elementos

Hemos estudiado en profundidad el oscilador serie con modelo de inductor con carga también serie y se ha expuesto en la figura 2.14 un diagrama de los posibles osciladores con los diferentes modelos. Vamos a realizar lo mismo para los circuitos resonantes de tres elementos pero, para simplificar, el inductor de calentamiento por inducción se denominará  $L_{ca}$  y hará referencia tanto al inductor como a su resistencia equivalente.

Partimos de dos componentes reactivos, tal y como muestra la figura 2.15, un condensador y una bobina. Las dos asociaciones posibles son o un oscilador serie o un oscilador paralelo. El oscilador serie se tiene que alimentar mediante una fuente de tensión, mientras que el oscilador paralelo se alimenta por medio de una fuente de corriente alterna. La elección de las fuentes depende de la disposición de los componentes en el oscilador, de forma que si hay inductancias en el único camino de la corriente no se pueden utilizar fuentes de corriente, puesto que la inductancia también actúa como una fuente de corriente y no pueden enfrentarse fuentes del mismo tipo. Si hay otro camino para las corrientes que no contenga inductancias si que pueden utilizarse las fuentes de corriente. Para el caso de las fuentes de tensión el fenómeno es dual, puesto que no puede utilizarse en circuitos que contengan una rama por donde la corriente sólo circule por condensadores, ya que los

condensadores también actúan como fuentes de tensión y no pueden enfrentarse el mismo tipo de fuentes.

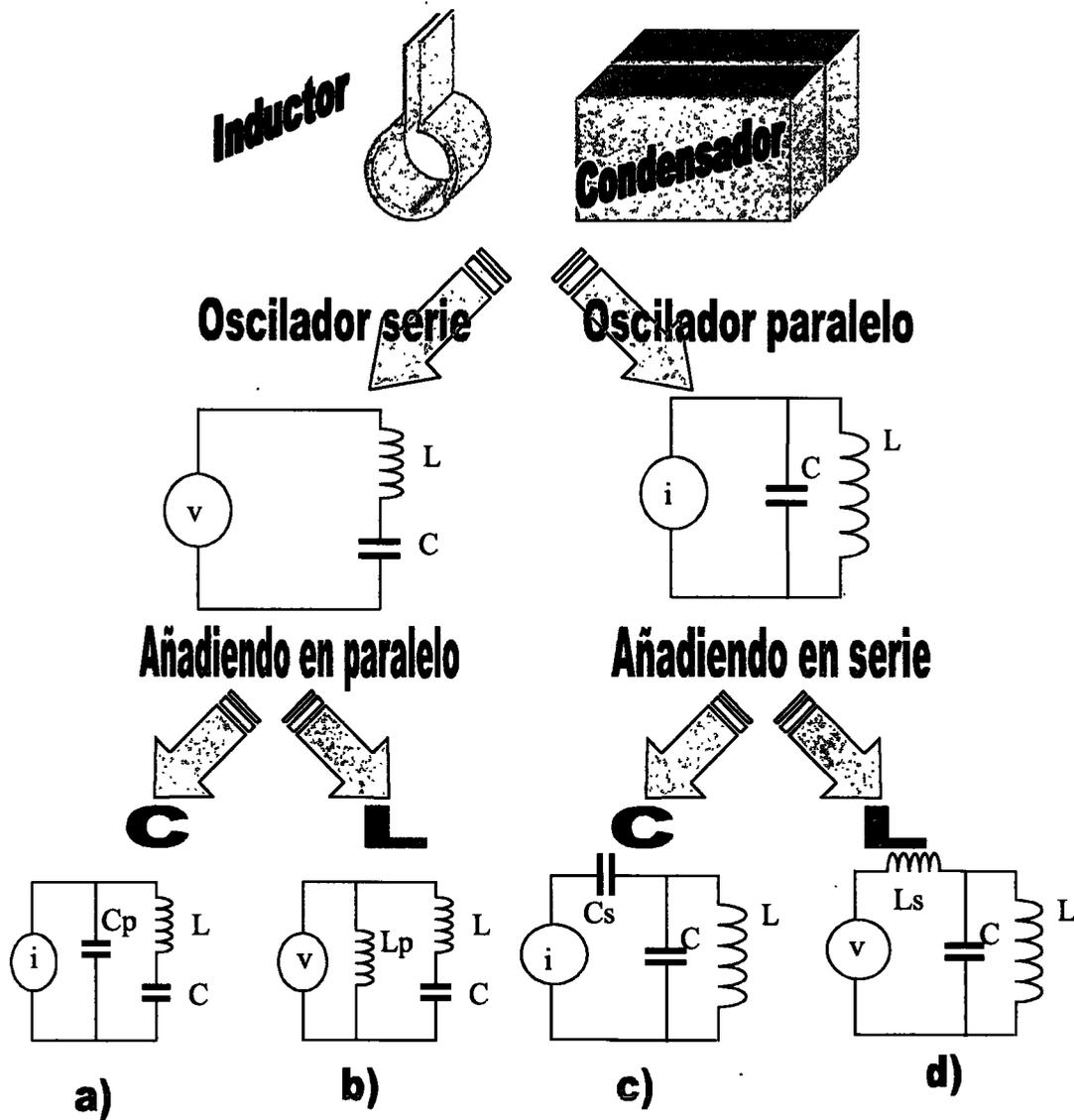


Figura 2.15. Modelos de circuito resonante para calentamiento por inducción de tres elementos reactivos. a) oscilador C-LC. b) oscilador serie con bobina paralelo. c) oscilador paralelo con condensador serie. d) oscilador L-LC.

Por lo tanto, el oscilador serie se tiene que alimentar con una fuente de tensión por tener una bobina en el único camino de la corriente. El oscilador paralelo se tiene que alimentar con una fuente de corriente porque existe un camino para las corrientes en el que sólo hay un condensador.

Al oscilador serie sólo se le pueden añadir componentes en paralelo, puesto que si se le añadiera un condensador en serie el circuito resultante sería el mismo, y con el mismo comportamiento, pero de una capacidad total diferente; si se le añade una bobina en serie el circuito resultante es el mismo y con el mismo comportamiento, pero de una inductancia total diferente. En este último caso en el que se añade una bobina en serie, la tensión en el inductor de calentamiento por inducción es menor porque parte de la tensión se queda en esta nueva inductancia. Esta técnica de utilizar inductores en serie para disminuir los voltios en el inductor no se utiliza en calentamiento por inducción porque afecta al rendimiento de la instalación.

Al oscilador paralelo sólo se le pueden añadir componentes en serie, puesto que si se le añadiera un condensador en paralelo el circuito resultante sería el mismo, y con el mismo comportamiento, pero de una capacidad total diferente; si se le añade una bobina en paralelo el circuito resultante es el mismo y con el mismo comportamiento, pero de una inductancia total diferente. En este último caso en el que se añade una bobina en paralelo, la corriente en el inductor de calentamiento por inducción es menor, porque parte de la corriente reactiva circula por esta nueva inductancia. Esta técnica de utilizar inductores en paralelo para disminuir la corriente en el inductor no se utiliza en calentamiento por inducción porque afecta negativamente al rendimiento de la instalación. De lo dicho anteriormente se deduce la dualidad de los dos tipos de osciladores.

Si a un oscilador serie se le añade un condensador en paralelo queda el circuito C-CL que muestra la figura 2.15 a); a este tipo de circuito también se le conoce como "circuito multiplicador". Este tipo de circuitos tiene que alimentarse por medio de fuentes de corriente alterna ya que en uno de los caminos de esta fuente sólo hay un condensador. Por tratarse de una fuente de corriente no estudiaremos su comportamiento, tan sólo mencionar que la función de transferencia impedancia de este circuito viene dada por la siguiente expresión:

$$Z(s) = \left( \frac{1}{(C + C_p) \cdot s} \right) \cdot \frac{\left( \frac{s}{\omega_{0s}} \right)^2 + \frac{1}{Q_s} \cdot \left( \frac{s}{\omega_{0s}} \right) + 1}{\left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \cdot \left( \frac{s}{\omega_0} \right) + 1} \quad (2.43)$$

donde:

$$C_{eq} = \frac{C \cdot C_p}{C + C_p} \quad (2.44)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad \omega_{0s} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.45)$$

$$Q = \frac{L \cdot \omega_0}{R_{eq}} \quad Q_s = \frac{L \cdot \omega_{0s}}{R_{eq}} \quad (2.46)$$

Donde  $R_{eq}$  es la resistencia serie del inductor que representa a la carga (que no se muestra en la figura 2.15). En el anexo 1 puede verse con detalle los gráficos que indican cual es la impedancia de estos circuitos resonantes. A nivel de diseño y cuando el factor de calidad es elevado se utilizan las siguientes ecuaciones para determinar el valor de los componentes del circuito para una frecuencia e inductancia dada:

$$V_i \cdot C_{eq} = V_p \cdot C_p = V_c \cdot C \quad (2.47)$$

Si a un oscilador serie se le añade una bobina en paralelo queda un circuito como el que muestra la figura 2.15 b); este tipo de circuito es similar a un oscilador serie y no aporta ninguna ventaja frente a este, por tanto es un circuito sin sentido práctico. No se utiliza en calentamiento por inducción puesto que disminuye el rendimiento de la fuente de corriente al tener que alimentar, por una parte, al resonante serie y, por otra, a una inductancia en paralelo. Como  $L_p$  no se utiliza como inductor de calentamiento no se produce energía utilizable en el calentamiento y la energía activa que se le suministra se transforma en calor por efecto Joule en su resistencia interna.

Si a un oscilador paralelo se le añade un condensador en serie queda un circuito como el que muestra la figura 2.15 c); este tipo de circuito es similar a un oscilador paralelo y no aporta ventajas frente al oscilador paralelo. Este tipo de oscilador tampoco se utiliza en calentamiento por inducción por la misma razón que el de la figura 2.15 b) sólo que ahora la fuente es de corriente y este condensador genera una tensión que hay que sumar a la que soporta la fuente debida a un oscilador paralelo.

Si a un oscilador paralelo se le añade una bobina en serie queda un circuito como el que muestra la figura 2.15 d); a este tipo de circuito también se le conoce como "oscilador L-LC". Este oscilador sí tiene algunas ventajas al igual que el C-LC visto anteriormente. Una

ventaja es que en determinadas condiciones de factor de calidad y frecuencia puede presentar una impedancia de entrada que siempre es inductiva, por lo que en esas condiciones se denomina cortocircuitable. Esta característica del L-LC que en principio es muy deseable para los procesos en los que se producen cortocircuitos, no se implementa en la práctica. Esta topología L-LC no se utiliza en calentamiento por inducción porque presenta diversas desventajas frente al circuito resonante serie. En primer lugar, aumenta el precio del producto final y disminuye el rendimiento con respecto al resonante serie y, en segundo lugar, se complica el cálculo de los diferentes componentes del circuito resonante. El encarecimiento se debe a que hay que añadir un nuevo componente ( $L_s$ ) cuyo tamaño y precio es considerable, además de las uniones para alta corriente refrigeradas por agua. La reducción en el rendimiento se debe a las pérdidas resistivas disipadas en la resistencia del cobre con el que se realiza  $L_s$ , por la que circulan corrientes reactivas. La potencia reactiva de  $L_s$  tiene que ser suministrada por el condensador por lo que aumenta su valor con respecto al del circuito resonante serie. Si a lo dicho anteriormente le añadimos que en calentamiento por inducción tanto la frecuencia como el factor de calidad varían durante el proceso de calentamiento y entre diferentes calentamientos o aplicaciones, no podemos diseñar un circuito L-LC que sea cortocircuitable para cualquier condición.

A modo de resumen se presentan a continuación las ventajas e inconvenientes que presenta el circuito L-LC frente al resonante serie.

**Ventajas:**

- Cortocircuitable en determinadas condiciones de frecuencia y de factor de calidad.
- Disminuye la corriente por el secundario del transformador de salida; si la aplicación lo necesita.

**Desventajas:**

- No es cortocircuitable para todas las condiciones de cambio de factor de calidad y frecuencia que se producen en calentamiento por inducción.
- Oscilador final más caro por tener un componente más.
- Oscilador más caro por necesitar más potencia reactiva en los condensadores que el circuito resonante serie.

- Oscilador más caro por necesitar conexiones sometidas a altas corrientes.
- Disminución del rendimiento debida a las pérdidas en  $L_s$  y sus conexiones.
- Mayor complejidad en el diseño de los circuitos de salida.
- No evita poner transformador de salida.

Por ser mayores los inconvenientes que las ventajas no se utiliza en calentamiento por inducción, sin embargo, apuntamos las características más importantes de este circuito L-LC:

El factor más utilizado en las ecuaciones de diseño es la relación entre inductancias ( $\beta$ ) que se define como:

$$\beta = \frac{L_s}{L} \quad (2.48)$$

La frecuencia de resonancia del circuito ( $\omega_0$ ) L-LC es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L_{eq}}} = \sqrt{\frac{\beta + 1}{\beta}} \cdot \omega_{0p} \quad (2.49)$$

donde ( $\omega_{0p}$ ) es la frecuencia de resonancia del circuito paralelo, y  $L_{eq}$  es el paralelo de  $L$  y  $L_p$ .

El factor de calidad de la bobina de calentamiento por inducción es:

$$Q = \frac{L \cdot \omega_0}{R} = \sqrt{\frac{\beta + 1}{\beta}} \cdot Q_p \quad (2.50)$$

donde  $R$  es la resistencia equivalente del modelo serie de inductor de calentamiento y  $Q_p$  es el factor de calidad del circuito paralelo.

La impedancia del circuito L-LC es:

$$Z(s) = L \cdot \omega_0 \cdot (\beta + 1) \cdot \left[ \frac{\left( \frac{s}{\omega_0} \right)^3 + \frac{1}{Q} \cdot \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \left( \frac{s}{\omega_0} \right) + \frac{1}{(\beta + 1) \cdot Q}}{\left( \frac{s}{\omega_{0p}} \right)^2 + \frac{1}{Q_p} \cdot \left( \frac{s}{\omega_{0p}} \right) + 1} \right] \quad (2.51)$$

## 2.4. Transformadores de salida en calentamiento por inducción

En muchas ocasiones resulta necesario utilizar transformadores en los osciladores de calentamiento por inducción. Esta necesidad se debe a dos razones, la primera a la necesidad de aislar galvánicamente los osciladores de los inversores que los alimentan, y la segunda para permitir adaptar la impedancia de salida del inversor a la de salida del circuito oscilador. Veremos en este apartado el uso de los transformadores de salida sólo para osciladores serie, sin entrar en las consideraciones y requerimientos que necesitan estos cuando el oscilador es de otro tipo.

En los generadores serie resulta necesario colocar transformadores de aislamiento en la salida del inversor, puesto que normalmente el generador se encuentra conectado directamente a la línea de tensión trifásica y, por lo general, la pieza se encuentra conectada a tierra. Por este motivo si el inductor tocara la pieza se produciría un cortocircuito de una de las fases y tierra a través de los semiconductores del rectificador y del puente inversor que forman el generador serie. Este cortocircuito produce corrientes que no tienen ninguna limitación por parte del control por lo que se hacen muy grandes y podrían romper a los semiconductores. Por medio de estos transformadores de salida se aísla galvánicamente el inductor, pero no es el único método posible para producir este aislamiento, dado que se podría poner el transformador en la entrada del generador. Estos transformadores a la entrada son más voluminosos puesto que trabajan a frecuencia de red y son, por tanto, más caros. Hay, sin embargo, algunas aplicaciones de calentamiento por inducción con otro tipo de generadores que sí utilizan estos transformadores de entrada.

Además de los transformadores de aislamiento hay que utilizar transformadores de adaptación. Estos transformadores se utilizan para adaptar la impedancia de salida del generador a la impedancia de entrada del circuito resonante.

El hecho de necesitar transformadores de aislamiento y de adaptación se resuelve utilizando un mismo transformador que cumpla los dos requerimientos, por lo que a partir de ahora lo llamaremos transformador de salida. El transformador de salida realiza siempre una función de aislamiento y además de adaptación de la impedancia siempre que su relación sea distinta de uno. Pese a existir modelos de transformador de salida de relación fija la mayoría son de relación variable. Para poder variar la relación de transformación se utilizan

transformadores de salida con tomas, o conexiones, para diferentes espiras. Estas tomas pueden estar en primario, en secundario o en ambos.

Veamos en la figura 2.16 cómo varía la impedancia de entrada de un oscilador resonante serie con diferentes relaciones de transformación. Puede verse cómo la impedancia de salida del generador ( $R$ ) intercepta esta impedancia en puntos de frecuencia diferentes.

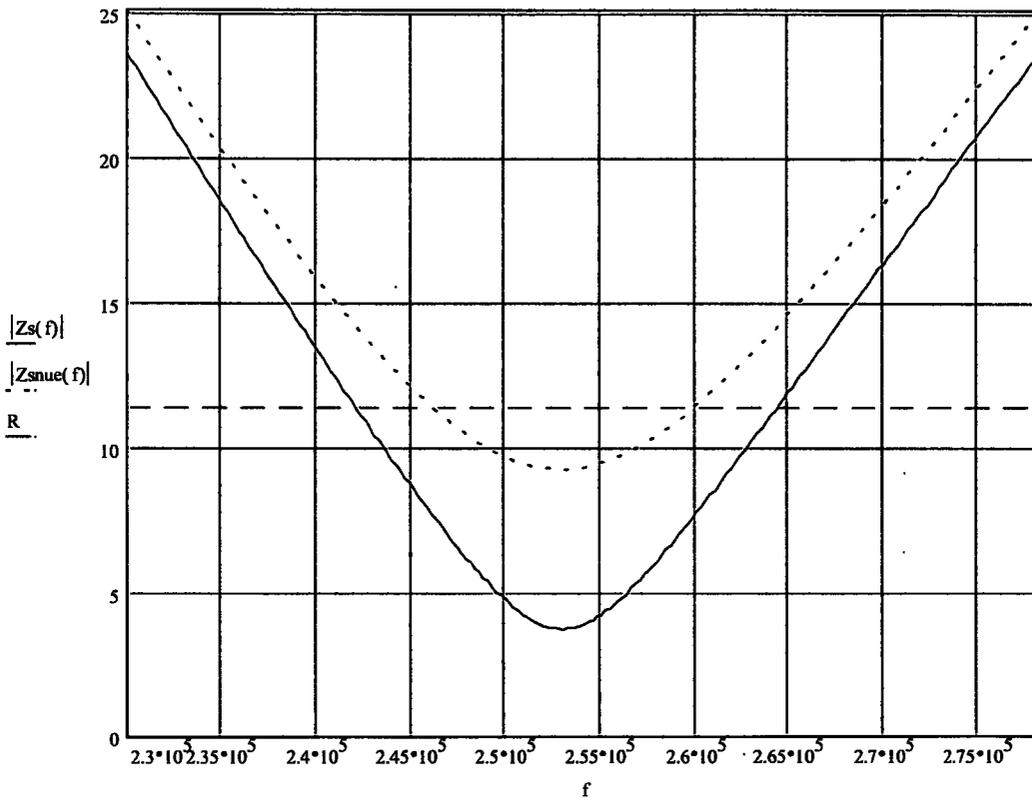


Figura 2.16. Variación de la impedancia de entrada de un resonante serie cuando varía la relación de transformación y punto de corte con la impedancia de salida del generador ( $R$ ).

La línea roja representa una impedancia muy baja y hace que el generador trabaje con una frecuencia cercana a los 265 kHz (impedancia de salida de  $12 \Omega$ ). Al aumentar la relación de transformación la impedancia del circuito resonante aumenta, con lo que la frecuencia de trabajo baja a 260 kHz.

La potencia de salida al aumentar la relación de transformación aumenta puesto que la fase entre corriente y tensión disminuye, como puede verse en la figura 2.17. La fase a 265 kHz es de  $70^\circ$ , mientras que a 260 kHz es de  $35^\circ$ . Veamos cómo varía la potencia de salida.

$$P = v \cdot i \cdot \cos\phi \quad (2.52)$$

Para una relación dada la potencia es de 5 kW y cuando se aumenta dicha relación de transformación la potencia aumenta a 12 kW, puesto que en los dos casos la tensión y corriente de salida son máximas, mientras que la fase varía, disminuyendo al aumentar la relación de transformación. En el anexo 1 puede verse el programa desarrollado para realizar estos cálculos. Mediante este programa se determina cual es la toma del transformador de salida idónea para una aplicación determinada sin conocer su resistencia equivalente, conociendo únicamente la fase o ángulo de conmutación del inversor en una cualquiera de sus tomas.

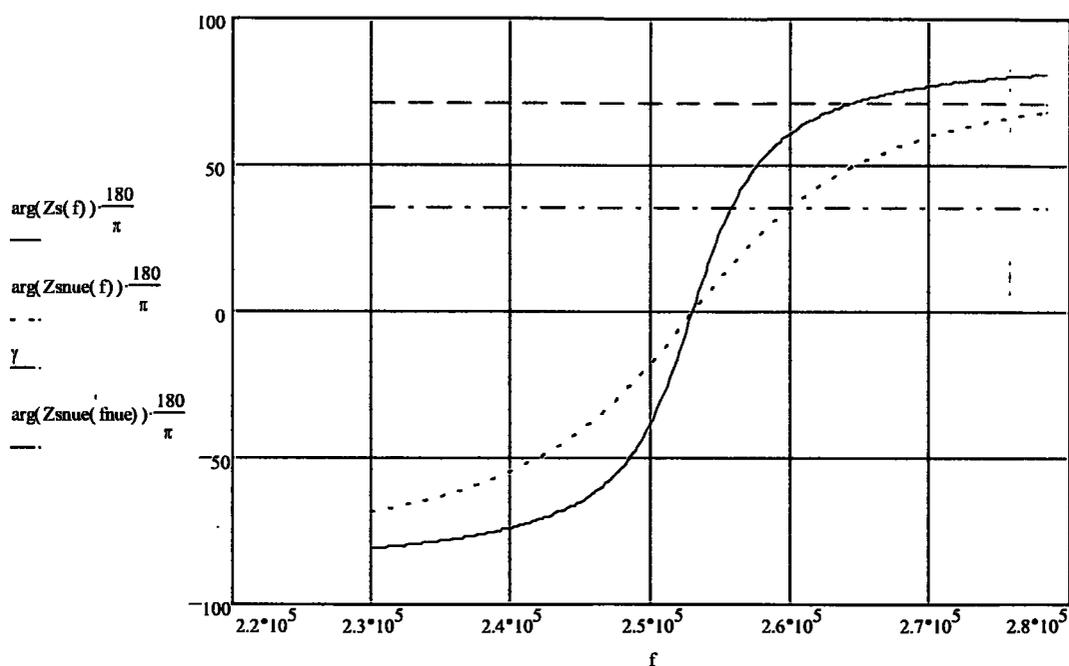


Figura 2.17. Variación de la fase de un resonante serie cuando varía la relación de transformación.

El transformador de salida puede ponerse en diferentes posiciones en el circuito oscilador serie, en cada una de ellas realiza una variación en la forma de trabajo del inversor. Analicemos las diferentes posiciones del transformador de salida utilizando el modelo serie de la resistencia equivalente.

En la figura 2.18 puede verse, en la parte superior, el circuito resonante serie con su resistencia equivalente que depende de la pieza que se esté calentando. Este circuito resonante

serie tiene unos componentes que son  $C1$ ,  $L1$  y  $R1$ . Estos componentes definen los parámetros de frecuencia ( $f = \omega / 2 \pi$ ) y de factor de calidad ( $Q$ ).

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L1 \cdot C1}} \quad (2.53)$$

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} \quad (2.54)$$

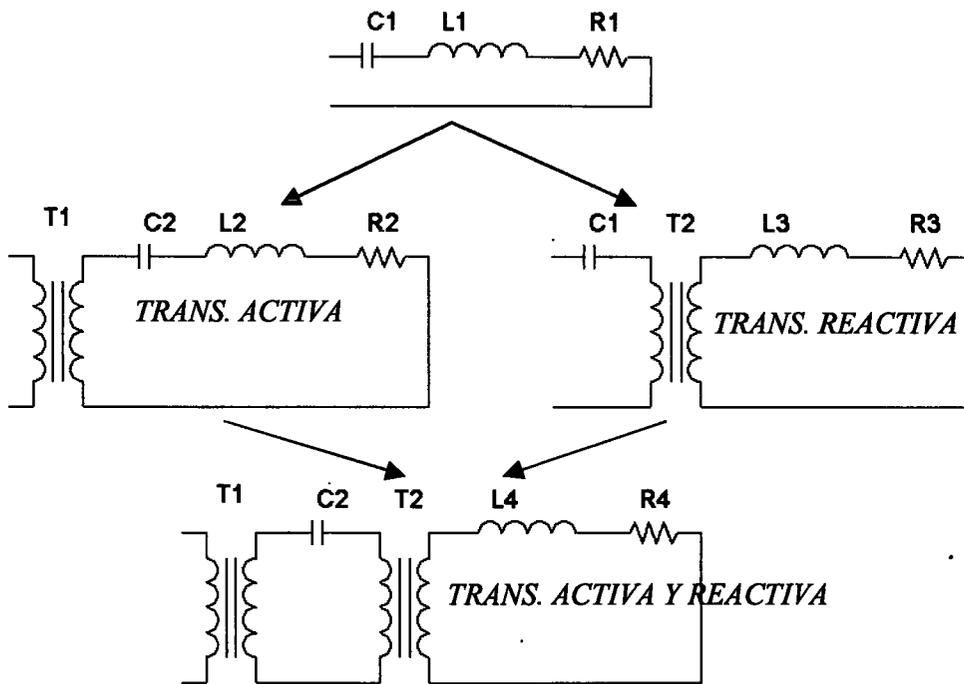


Figura 2.18. Posición del transformador de salida en circuitos resonante serie.

Si al circuito resonante serie básico se le añade un transformador de activa nos encontramos en el caso "TRANS. ACTIVA" de la figura 2.18. En este caso los componentes del circuito resonante serie son  $T1$ ,  $C2$ ,  $L2$  y  $R2$ . Suponemos que  $T1$  tiene una relación de transformación  $n$ . Veamos como varían los parámetros  $f$  y  $Q$  con respecto del circuito resonante serie básico. Debido al transformador de salida  $T1$  los componentes de secundario ( $Ls$ ) se ven en primario ( $Lp$ ) como:

$$Lp = n^2 \cdot Ls \quad (2.55)$$

La inductancia vista desde primario es  $n^2$  veces la de secundario. Como  $n$  es siempre mayor que uno, desde primario la inductancia se ve aumentada.

$$R_p = n^2 \cdot R_s \quad (2.56)$$

La resistencia vista desde primario es  $n^2$  veces la de secundario. Como  $n$  es siempre mayor que uno, desde primario la resistencia se ve aumentada, al igual que la inductancia del inductor de calentamiento.

$$C_p = \frac{C_s}{n^2} \quad (2.57)$$

La capacidad vista desde primario es  $n^2$  veces más pequeña que la de secundario. Como  $n$  es siempre mayor que uno, desde primario la capacidad se ve disminuida.

Las ecuaciones 2.53 y 2.54 quedan como sigue:

$$f = f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot n^2 \cdot \frac{C_2}{n^2}}} \quad (2.58)$$

$$Q = Q_2 = \frac{1}{R_1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{1}{R_2 \cdot n^2} \cdot \sqrt{\frac{L_2 \cdot n^4}{C_2}} \quad (2.59)$$

Por tanto, este tipo de transformador de salida mantiene constante la frecuencia y el factor de calidad.

Este tipo de transformador se llama de activa o de corriente porque por el primario sólo circula la corriente del inversor, y la tensión de sus extremos de primario es la de salida del inversor. La característica principal de este tipo de transformador es que no hace que varíe la frecuencia de oscilación ni el factor de calidad y sí el módulo de la impedancia, tal y como puede verse en la figura 2.16.

La inductancia de dispersión del transformador de activa se conecta en serie con la del inductor multiplicada por la relación al cuadrado. Como la relación de este tipo de transformador es superior a 2, en la mayoría de los casos la inductancia de dispersión no es un factor que haga variar las condiciones de trabajo del generador de forma significativa. Por tanto, los métodos constructivos del transformador de salida pueden ser diversos: en capas por

bobinado, o imbricados o toroidales. Tan solo se utilizan transformadores de salida de baja inductancia de dispersión para aplicaciones donde el inductor tiene una inductancia muy pequeña (entre 100 y 300 nH) como es el caso de la soldadura de tubo.

Esta configuración se utiliza básicamente para adaptar al generador circuitos de muy baja impedancia. De forma que la impedancia de salida mínima del inversor sea igual a la impedancia de entrada mínima del circuito resonante serie.

En el caso que al circuito resonante serie básico se le añada un transformador de reactiva nos encontramos en el caso “*TRANS. REACTIVA*” de la figura 2.18. En este caso los componentes del circuito resonante serie son  $T2$ ,  $C1$ ,  $L3$  y  $R3$ . Suponemos que  $T2$  tiene una relación de transformación  $m$ ; veamos como varían los parámetros  $f$  y  $Q$  con respecto al del circuito resonante serie básico. Debido al transformador de salida  $T2$  los componentes de secundario ( $L_s$ ) se ven en primario ( $L_p$ ) como:

$$L_p = n^2 \cdot L_s \quad (2.60)$$

La inductancia vista desde primario es  $n^2$  veces la de secundario. Como  $n$  es siempre mayor que 1, desde primario la inductancia se ve aumentada.

$$R_p = n^2 \cdot R_s \quad (2.61)$$

La resistencia vista desde primario es  $n^2$  veces la de secundario. Como  $n$  es siempre mayor que 1, desde primario la resistencia se ve aumentada.

La capacidad es la misma que para el caso del circuito resonante serie básico.

Luego las ecuaciones 2.58 y 2.59 quedan como sigue:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L3 \cdot m^2 \cdot C1}} = \frac{f_3}{m} \quad (2.62)$$

$$Q = \frac{1}{R1} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} = \frac{Q3}{m} \quad (2.63)$$

Este tipo de transformador de salida hace que varíe la frecuencia y el factor de calidad al variar la relación de transformación.

Este tipo de transformador se llama de reactiva porque por el secundario circula la corriente del inversor multiplicada por  $m$ , y la tensión de sus extremos de primario es la determinada por el condensador de salida. La característica principal de este tipo de transformador es que hace que varíe la frecuencia de oscilación y el factor de calidad.

La inductancia de dispersión del transformador de reactiva se conecta en serie con la del inductor multiplicada por la relación al cuadrado. Como la relación de este tipo de transformador es inferior a 3, en la mayoría de los casos la inductancia de dispersión es un factor que hace variar las condiciones de trabajo del generador, por lo que hay que diseñar estos transformadores con la inductancia de dispersión lo más baja posible.

Esta configuración se utiliza básicamente para trabajar a frecuencias bajas con inductores de muy baja inductancia.

En el caso que al circuito resonante serie básico se le añada un transformador de activa y otro de reactiva nos encontramos en el caso “*TRANS. ACTIVA Y REACTIVA*” de la figura 2.18. En este caso los componentes del circuito resonante serie son  $T1$ ,  $T2$ ,  $C2$ ,  $L4$  y  $R4$ . Suponemos que  $T1$  tiene una relación de transformación  $n$  y que  $T2$  tiene una relación de transformación  $m$ , los parámetros  $f$  y  $Q$  con respecto al del circuito resonante serie básico varían como se ha visto anteriormente, es decir, si varía  $T1$  no varía ni la frecuencia ni el factor de calidad y si varía  $T2$  varían tanto la frecuencia como el factor de calidad. Debido a que este caso es la suma de los dos casos anteriores.

Esta configuración es la ideal puesto que se pueden variar todos los parámetros del circuito resonante serie, pero el coste aumenta y el rendimiento disminuye por lo que se usa sólo en casos necesarios donde con un mismo inductor se trabaje a varias frecuencias.

## 2.5. Generadores utilizados en calentamiento por inducción

Hemos visto los componentes que forman el circuito resonante utilizado para calentamiento por inducción, partiendo del inductor con su carga hasta obtener los diferentes circuitos resonantes serie posibles con sus transformadores. Veamos ahora cuales son los circuitos que se encargan de suministrar la energía al resonante. A estos circuitos que alimentan al inductor se les conoce como generadores de calentamiento por inducción. Se considera por tanto generador desde la entrada de tensión de red hasta las conexiones del

inductor, incluyéndose por tanto los condensadores y transformadores de salida como componentes del generador. En la figura 2.19 puede verse una primera clasificación de los generadores de calentamiento por inducción por el tipo de tecnología que se ha utilizado a lo largo de su historia.

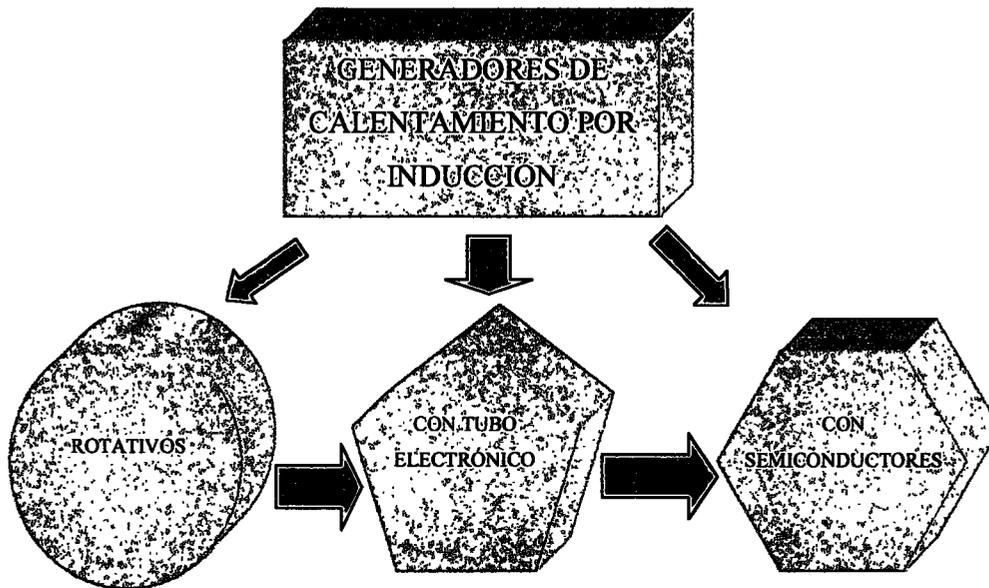


Figura 2.19. Clasificación de los generadores de calentamiento por inducción por el tipo de tecnología.

En un primer momento se utilizaron de forma industrial los generadores rotativos, desarrollándose en 1922 el primer generador comercial por GE; durante los años de la segunda guerra mundial se desarrollan los generadores de tubo electrónico y en la década de los 60 los generadores con semiconductores. Veamos de forma breve estos tres tipos de generadores.

### 2.5.1. Cronología de los sistemas de alimentación

Pese a que se utilizaron generadores de chispa de mercurio hidrógeno en un principio (desde mediados del siglo XIX), estos generadores no se pueden considerar como verdaderos generadores de calentamiento por inducción puesto que sus limitaciones les impedían trabajar con la flexibilidad que necesita una fuente de alimentación para calentamiento por inducción. Otros sistemas utilizados a modo de generadores de calentamiento por inducción consistían en la conexión a la red eléctrica de osciladores cuya frecuencia coincidía con los 50 o 60 Hz de

la misma. Estos sistemas no pueden considerarse como generadores de calentamiento por inducción puesto que tampoco disponían de ninguna flexibilidad, utilizando la frecuencia de la red para generar grandes campos magnéticos en el inductor.

#### 2.5.1.1. Generadores rotativos

El primero se desarrolló en 1922 por General Electric con licencia de Westinghouse y fue utilizado para el calentamiento de las partes internas de un tubo de vacío para extraer de su interior los gases. Se compone esencialmente de un motor asíncrono trifásico alimentado por la red de 50 Hz 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 acoplo entre el motor y el alternador así lo es.

La única misión de la batería de condensadores es conseguir factores de potencia en la carga cercanos 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.

La potencia de este tipo de generadores supera los 500 kW pero no se pudo superar la frecuencia de 10 kHz. 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.

#### 2.5.1.2. Generadores de 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.

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

Otro problema de estos equipos está relacionado 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.

### 2.5.1.3. Generadores estáticos con semiconductores

Este tipo de generadores están formados por componentes semiconductores. Los primeros en aparecer fueron los formados únicamente por tiristores; en los años ochenta aparecieron los primeros transistores de potencia y con ellos los primeros generadores a 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 MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Efect-Transistor).

El uso de transistores no está recomendado para el margen de bajas frecuencias (hasta 1 kHz) por razones de costo económico del equipo, 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.

### **2.5.2. Topologías de generadores con semiconductores**

Los generadores de calentamiento por inducción con semiconductores que basan su funcionamiento en la resonancia del inductor de calentamiento con un condensador, se clasifican en resonantes o cuasi-resonantes, según sea forzada o no forzada la frecuencia de oscilación del circuito. Dentro de los generadores resonantes hay dos tipos, los resonantes serie y los resonantes paralelo, según el circuito resonante sea serie o paralelo.

### 2.5.2.1. Topologías cuasi-resonantes

Cuando a un circuito resonante se le suministra energía por medio de la inyección de corriente a su condensador o de tensión a su bobina, y después se desconecta de sus fuentes de energía, el circuito responde con una oscilación amortiguada de la frecuencia natural o de resonancia del circuito, representada por la solución homogénea de su ecuación diferencial. Esta topología es la misma que utilizaban los generadores de chispa a finales del siglo XIX. Desde el punto de vista energético, esta oscilación es la manera en la que el resonante elimina la energía que se le proporcionó inicialmente disipándola en forma de calor en la carga. Este principio es el usado por las topologías cuasi-resonantes, cuyo funcionamiento, necesariamente, ha de estar compuesto por dos etapas: una en la que la fuente aporta energía al circuito resonante, y otra en la que el resonante libera parte de esta energía en forma de oscilación amortiguada de la frecuencia de resonancia.

Los cuasi-resonantes están compuestos por una fuente (de tensión o de corriente), un interruptor (un transistor más un diodo), un condensador, y la bobina, que es el inductor de calentamiento por inducción con su carga.

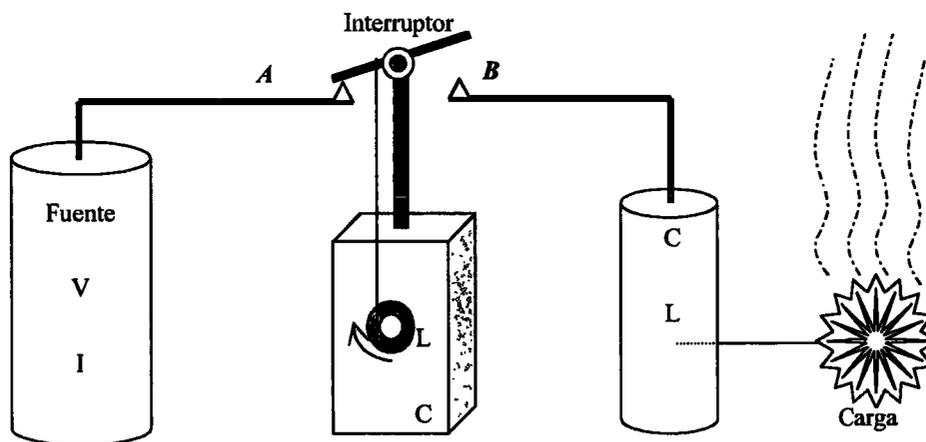


Figura 2.20. Diagrama de bloques de los generadores cuasi-resonantes.

En la figura 2.20 se observa el diagrama de bloques de las topologías cuasi-resonantes. La fuente puede ser de tensión (V) o de corriente (I), el interruptor conmuta de la posición A a la posición B. En la posición A se carga el componente reactivo L o C. Posteriormente en la posición B, este componente descarga parte de su energía en otro componente reactivo C o L el cual suministra la potencia activa a la carga.

En los cuasi-resonantes alimentados por tensión (V) el componente intermedio de almacenamiento de energía reactiva es una bobina (L) y el componente reactivo final un condensador (C).

En los cuasi-resonantes alimentados por corriente (I) el componente intermedio de almacenamiento de energía reactiva es un condensador (C) y el componente reactivo final una bobina (L).

Según sea el estado del conmutador (posiciones A y B), se tienen las dos etapas de funcionamiento características de los circuitos cuasi-resonantes:

- Una, no resonante, en la que se suministra energía al conjunto L-C, bien sea mediante el aporte de corriente a la bobina (al aplicarle la fuente de tensión) o de tensión al condensador (al aplicarle la fuente de corriente), y que presenta formas de onda lineales.
- Y otra, resonante, en la que el elemento reactivo intermedio se descarga sobre su dual, presentándose formas de onda sinusoidales.

Las estructuras cuasi-resonantes utilizan un solo conmutador, por lo que su construcción resulta más económica que en el caso de las estructuras resonantes, que necesitan un mínimo de dos conmutadores.

Presentan conmutaciones suaves (a cero de tensión o de corriente) en uno de los dos flancos (conmutación a conducción o conmutación a corte), pero el flanco restante se realiza mediante conmutación forzada:

- En los cuasi-resonantes alimentados por tensión, para minimizar las pérdidas, la conmutación a conducción se realiza a cero de tensión, pero el corte es inevitablemente con la corriente de carga de la bobina.
- En los cuasi-resonantes alimentados por corriente, para reducir pérdidas, se conmuta a corte a cero de corriente, pero el paso a conducción se hace inevitablemente con la tensión de carga del condensador.

Resumiendo el proceso de conmutación: la conmutación que da paso a la etapa de carga (conmutación a conducción en los alimentados por tensión y conmutación a corte en los

alimentados por corriente) es suave pues se realiza de forma controlada aprovechando un cruce por cero resonante, pero la conmutación que da paso a la etapa resonante (conmutación a corte en los alimentados por tensión y conmutación a conducción en los alimentados por corriente) es forzada ya que ha de realizarse con la tensión o corriente almacenada en el elemento energizado.

Otra característica de estos circuitos es que los transistores soportan altas tensiones o altas corrientes durante el periodo resonante:

- En los cuasi-resonantes alimentados por tensión, la energía almacenada en la bobina se descarga sobre el condensador durante la etapa resonante, produciendo una oscilación de tensión de gran amplitud que es bloqueada por el transistor.
- En los cuasi-resonantes alimentados por corriente, es la energía del condensador la que se descarga sobre la bobina en forma de oscilación de corriente de gran amplitud que circula por el transistor.

Estas bajas relaciones potencia-estrés reducen el uso de las topologías cuasi-resonantes a aplicaciones de baja potencia. El uso más extendido de estos circuitos consiste en la fabricación de cocinas de inducción, cuyas potencias oscilan entre 1 kW y 3 kW.

#### 2.5.2.2. Topologías resonantes

Las estructuras resonantes son aquellas en las que las oscilaciones se fuerzan a una determinada frecuencia mediante la excitación del circuito resonante por medio de una señal cuadrada de la frecuencia deseada. Esta señal se obtiene mediante la conmutación de los transistores de un puente inversor o de un semipunto, pero siempre son necesarios dos o más conmutadores. Este puente genera una señal cuadrada que fuerza a que la frecuencia del oscilador sea ésta y no la que determina el conjunto L-C como ocurre en los cuasi-resonantes donde una vez aportada la energía se los deja oscilar libremente.

Los generadores resonantes más utilizados son el serie y el paralelo. El generador paralelo es el que se utiliza para alimentar al oscilador paralelo de la figura 2.15 mientras que el generador serie se utiliza para alimentar al oscilador serie. Estos generadores también

pueden alimentar a osciladores de tres elementos como los que muestra la figura 2.15 donde la fuente “*i*” representa a un generador paralelo y “*v*” representa a un generador serie.

Veamos a continuación los dos tipos de generadores básicos que se utilizan en calentamiento por inducción, el generador serie y el generador paralelo. Veremos de forma superficial estos generadores para profundizar más en el generador serie en el capítulo siguiente.

#### 2.5.2.2.1. Generador paralelo

Hemos estudiado el comportamiento de los osciladores tipo serie y paralelo, veamos ahora como son los circuitos que alimentan a estos osciladores empezando por el generador paralelo. Como el objetivo de la presente tesis se centra en los generadores serie veremos los generadores paralelo sólo de forma descriptiva.

Se componen fundamentalmente de las siguientes partes, tal y como muestra la figura 2.21:

- Una sección de entrada con o sin transformador, dicho transformador está destinado a adaptar la tensión de la red a la de salida además de aislar galvánicamente el resto de circuitos de la red.
- 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 semiconductores, 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. Otro método de control puede realizarse mediante un barrido de frecuencia hasta encontrar la de resonancia.

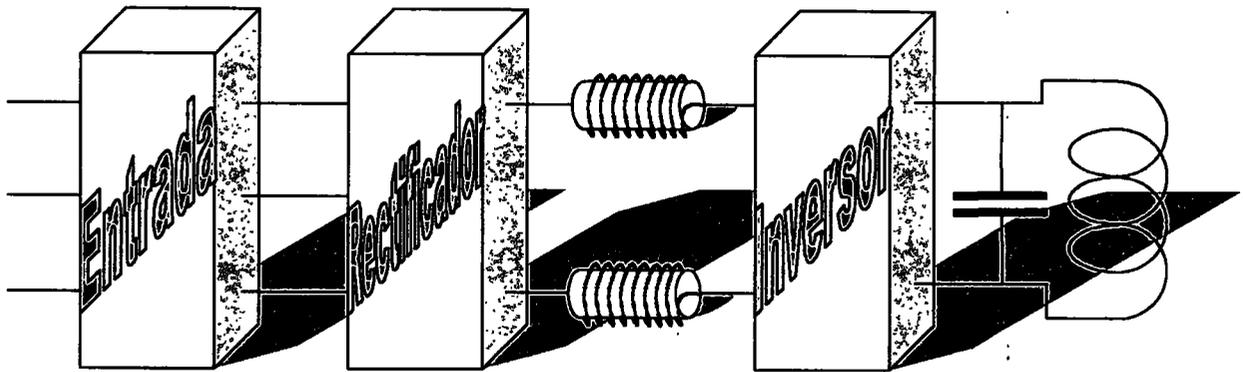


Figura 2.21. Diagrama de bloques del generador resonante paralelo.

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. También puede regularse la tensión de entrada mediante un “chopper”, este método requiere de un rectificador de diodos y un semiconductor para regular la anchura del pulso de trabajo, por lo que requiere de más semiconductores. Como ventaja está que los componentes magnéticos son menores al poder trabajar con frecuencias mayores.

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.

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  $-90^\circ$  ( $\pi/2$  o 1.57). Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también baja pero la fase sube tendiendo asintóticamente a  $90^\circ$ . 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.

El funcionamiento del generador paralelo es el dual del generador serie, puesto que la alimentación del inversor es una fuente de corriente y ataca a una fuente de tensión, mientras que en el generador serie la alimentación del inversor es una fuente de tensión y ataca a una fuente de corriente que es el oscilador serie.

Los semiconductores de potencia pueden ser de cualquier tipo al igual que en generadores serie, sólo tiene que cumplirse que sean bidireccionales en tensión y unidireccionales en corriente. Se utilizan Tiristores, IGBT, Bipolares y MOSFET como semiconductores del puente inversor, y Tiristores como semiconductores del rectificador controlado de entrada. Cuando los semiconductores utilizados son bidireccionales en corriente hay que añadirles un diodo en serie para convertirlos en unidireccionales.

En los generadores paralelo también se utiliza transformador de salida en determinados casos. Por lo general son transformadores de reactiva, aunque a veces también se utilizan de activa. En cualquier caso cuando, se utiliza transformador de salida puede eliminarse el transformador de entrada puesto que ya se provee de aislamiento al circuito.

#### 2.5.2.2.2. Generador Serie

Veamos a continuación el generador serie sólo de forma descriptiva. Al igual que el generador paralelo, en el apartado 2.6 veremos con más detalle las clasificaciones posibles, sus componentes y métodos de regulación de potencia y adaptación de carga. Para el capítulo tercero dejamos el estudio en profundidad del puente inversor.

Estos generadores estáticos se componen de las siguientes partes, tal y como muestra la figura 2.24:

- Una sección de entrada constituida básicamente por un conjunto de bobinas que aseguren el correcto filtrado 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 de valor fijo. También puede estar formado por un rectificador controlado o cualquier otro sistema para poder regular la tensión del condensador, constituyendo el conjunto una fuente de tensión variable.

- Un puente inversor monofásico con tiristores o transistores (normalmente IGBT o MOSFET).
- El circuito de salida formado por la serie del inductor y los condensadores de compensación. En el circuito de salida también se instala uno o varios transformadores, tal como se vio en el punto 2.4.

El inversor aporta al circuito resonante serie una señal de tensión que puede ser cuadrada o cuasi-cuadrada (cuadrada con tiempos muertos). Mediante el disparo de los semiconductores a una frecuencia correcta 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 utilizar para regular o no la potencia de salida. Cuando la frecuencia de salida del inversor se utiliza para regular la potencia de salida, esta regulación se realiza acercando más o menos la frecuencia del inversor a la frecuencia de resonancia del circuito resonante serie.

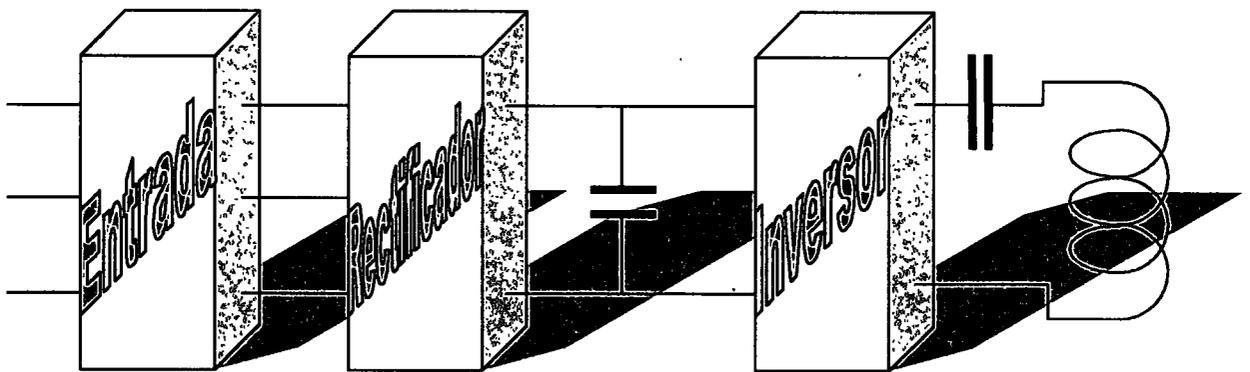


Figura 2.24. Diagrama de bloques del generador resonante serie.

La ventaja del tipo de generadores en los que la regulación de potencia se realiza por variación de la frecuencia de trabajo del inversor estriba, esencialmente, en que no es necesario ningún circuito adicional de regulación de potencia. Además, la fuente de tensión está formada por un rectificador no controlado y un condensador de filtro cuyo coste y complejidad es mucho menor que la del rectificador controlado para variar la tensión en los condensadores de salida del rectificador.

El inversor se comporta como una fuente de tensión, puesto que la entrada del mismo es una fuente de tensión continua dada por los condensadores de salida del rectificador, y el oscilador resonante se comporta como una fuente de corriente.

Si comparamos los generadores serie con los paralelo puede verse fácilmente como los primeros son más simples y económicos de construir que los segundos, sobretodo por la necesidad de un rectificador controlado y una voluminosa inductancia de alisamiento que constituye la fuente de corriente en un generador paralelo.

Al igual que los generadores paralelo es necesario aislar galvánicamente el inductor de la red eléctrica, por lo que son necesarios transformadores de aislamiento. Estos transformadores de aislamiento se pueden poner o en la entrada a 50 Hz o a la salida a la frecuencia de salida del inversor. Como las frecuencias de salida siempre son del orden de miles de hercios, el tamaño de los transformadores de salida siempre es inferior al de los transformadores de entrada. En los generadores paralelo es muy usual poner el transformador de aislamiento en la entrada, mientras que en los generadores serie es usual ponerlo en la salida del inversor, y utilizarlo además como elemento de adaptación de impedancias. En los generadores paralelo no se suele poner un transformador de salida porque el manejo de las inductancias de dispersión no es fácil y puede provocar sobretensiones en los semiconductores cuando no son conmutadas adecuadamente.

La potencia entregada al circuito oscilador serie puede realizarse de diferentes maneras en función del tipo de regulación que se haya seleccionado, pero para cualquier tipo de regulación y en cualquier condición tiene que cumplirse la ecuación 2.64, que determina que la potencia de salida del inversor a lo largo de un periodo es siempre positiva. Cumpliendo esta ecuación se asegura que la oscilación en el circuito resonante serie real se mantenga.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{MF} \cdot i_L \cdot dt \geq 0 \quad (2.64)$$

Donde  $v_{MF}$  es tensión de salida del inversor e  $i_L$  es la corriente por el inductor de calentamiento y que coincide con la de salida del inversor.

## 2.6. Clasificación de generadores resonante serie

Cuando intentamos clasificar a los generadores resonante serie vemos que resulta difícil encontrar una clasificación que los identifique a todos y cada uno de ellos de una forma lógica. Un generador viene definido básicamente por su fuente de alimentación, su inversor y su circuito de salida, por lo que estos tres parámetros pueden servir para una primera clasificación. Sin embargo, dos generadores con estos parámetros iguales pueden ser diferentes si su inversor es en semi-puente o en puente completo o si la regulación de potencia es por variación de frecuencia o por desplazamiento de fase. Por lo tanto daremos una primera clasificación por los tres parámetros más importantes y después veremos los diferentes tipos dentro de esta clasificación inicial.

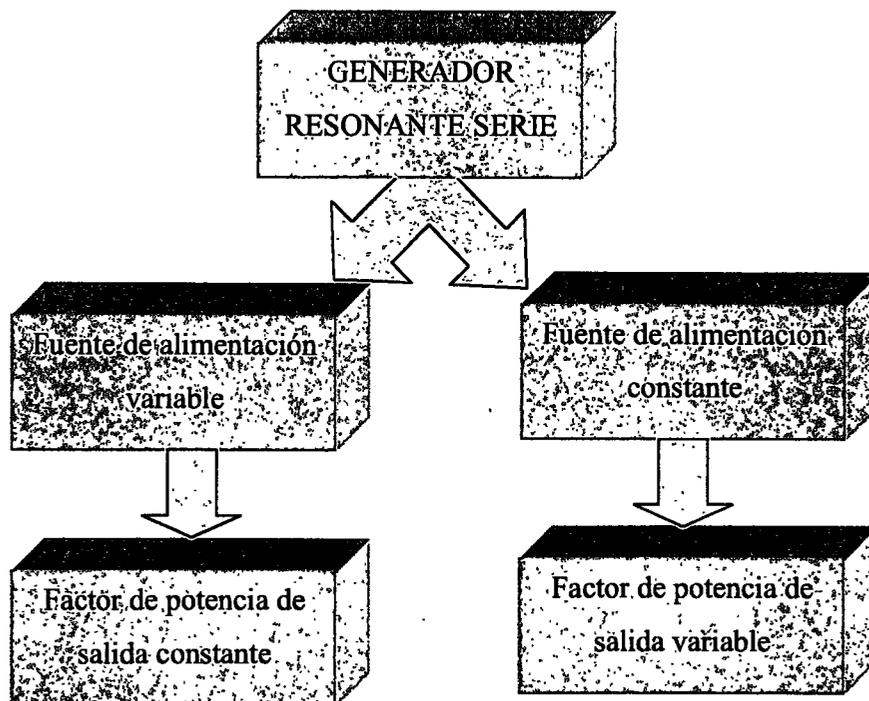


Figura 2.25. Clasificación de los generadores resonante serie.

La figura 2.25 muestra una primera clasificación de los generadores resonante serie, en primer lugar se ordenan por el tipo fuente de alimentación y en segundo lugar por el tipo de señal de salida del inversor. Estos diferentes tipos de inversores pueden conectarse a cualquier oscilador serie con o sin transformador. En definitiva, lo que estamos clasificando es el método de regulación de potencia si se realiza por el rectificador variando la tensión de la

fuente de continua, o si se realiza por el puente inversor variando la forma de onda de tensión de la salida.

Como esta clasificación no separa todos los tipos de generador resonante serie que se pueden realizar veamos otras clasificaciones en función de las diferentes partes que los componen y de sus topologías posibles. En primer lugar veremos clasificaciones en función de las cuatro partes que componen el generador resonante serie, entrada, rectificador, inversor y circuito de salida. En segundo lugar realizaremos una clasificación por la forma de onda de salida del inversor (tipo de regulación de potencia) y por la frecuencia de salida del inversor.

### 2.6.1. Clasificación por tipo de entrada

Hay dos tipos de entradas posibles, por una parte la que dispone sólo de bobinas de entrada y por otra parte la que dispone de un transformador de entrada para aislar galvánicamente de la tensión de red a los circuitos del generador. La figura 2.26 muestra esta clasificación.

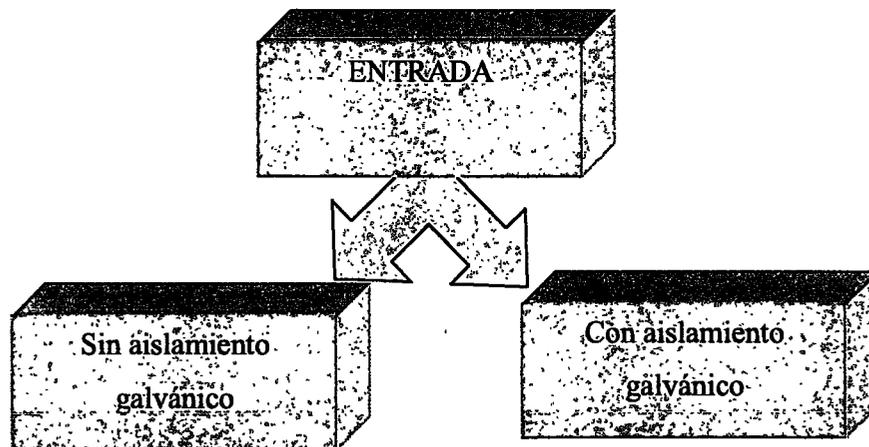


Figura 2.26. Clasificación de los generadores resonante serie por el tipo de entrada.

Los generadores sin aislamiento galvánico en la entrada son los más utilizados puesto que el aislamiento se realiza después del inversor por medio de los transformadores de salida a alta frecuencia. Este tipo de generadores tiene a la entrada unas inductancias para limitar la corriente de entrada cuando los diodos o tiristores del rectificador cargan a los condensadores de la fuente de tensión. El diseño de estas inductancias se realiza para cada potencia y en función de la capacidad de la fuente de tensión continua.

Los generadores con aislamiento galvánico en la entrada sólo se utilizan en casos en los que la frecuencia de salida es del orden de la frecuencia de red. En este caso se pone un transformador en la entrada de red que además de aislar adapta la tensión de secundario a la que se necesita en el puente para la correcta tensión de salida. Al introducir el transformador de entrada no resulta necesario poner un transformador de salida por lo que la adaptación de la carga se tiene que realizar variando el número de espiras del inductor. La aplicación de este tipo de generador resonante serie en calentamiento por inducción se reduce a la fusión de metales a baja frecuencia y alta potencia.

### 2.6.2. Clasificación por tipo de rectificador

Hay dos tipos básicos de rectificador, por una parte el rectificador no controlado y por otra el controlado. El rectificador controlado junto al condensador de salida da lugar a una fuente de tensión regulada y el no controlado a una fuente de tensión no regulada. La fuente no regulada la forma siempre un rectificador de diodos y el condensador de salida tal y como muestra la figura 2.27, mientras que la fuente regulada puede realizarse por medio de un rectificador de tiristores o por medio de un convertor conmutado tipo buck. La figura 2.27 muestra esta clasificación.

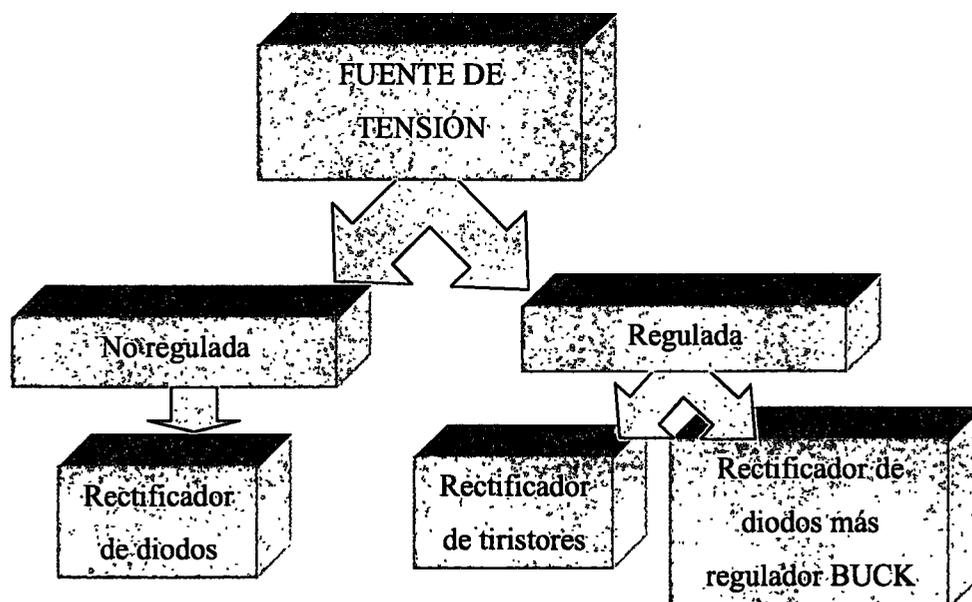


Figura 2.27. Clasificación de los generadores resonante serie por el tipo de fuente de tensión.

Por economía y por simplicidad se utilizan las fuentes de tensión no reguladas con los rectificadores de diodos. Tan solo hay que prever un circuito de carga lenta de los condensadores de continua antes de la conexión del rectificador para evitar la corriente de carga inicial de estos. También resulta imprescindible disponer de un circuito de seguridad que descargue los condensadores rápidamente cuando se desconecta el generador para evitar que los condensadores mantengan la tensión cuando no hay alimentación de control. Este circuito de descarga rápida tiene que usarse también en caso de que se quiten las protecciones de riesgo eléctrico para las personas, tales como puertas o paneles de seguridad.

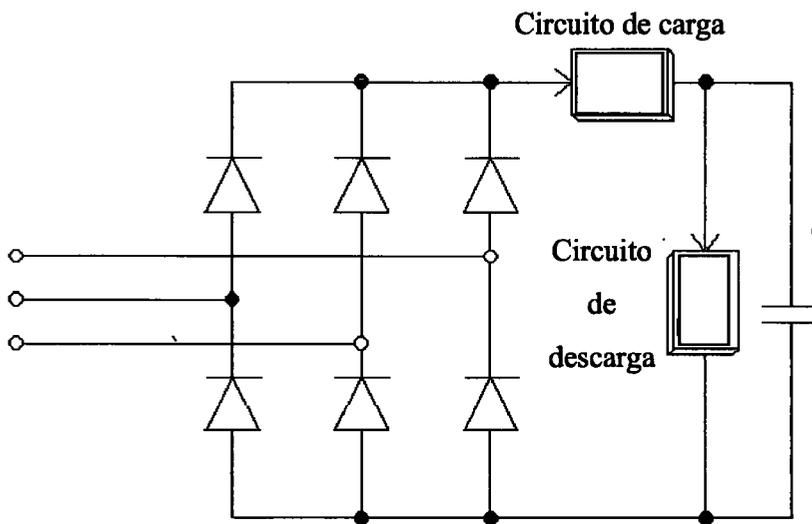


Figura 2.28. Fuente de tensión no regulada con circuitos de carga y de descarga.

El circuito de carga de las fuentes no reguladas que se muestra en la figura 2.28 puede implementarse de diferentes maneras, una muy simple consiste en una resistencia de carga que se cortocircuita mediante un contactor de potencia cuando se han cargado los condensadores. Este método es simple pero requiere de un elemento de alta corriente y tensión, para evitar este contactor se pueden utilizar rectificadores de pequeña capacidad de corriente que carguen los condensadores a través de resistencia y conectar la alimentación de potencia una vez se encuentren cargados. Otro método consiste en que el rectificador sea semi-controlado con tres tiristores y tres diodos y disparar los tiristores una vez se encuentren cargados los condensadores. Este último método no requiere de control de disparo de los tiristores, puesto que una vez cargados los condensadores se envían trenes de pulsos a las puertas a alta frecuencia para que se comporten como diodos.

El circuito de descarga puede realizarse por medio de una resistencia y un contacto que no necesita dimensionarse para alta corriente puesto que sólo circula la corriente de descarga independientemente de la potencia del generador.

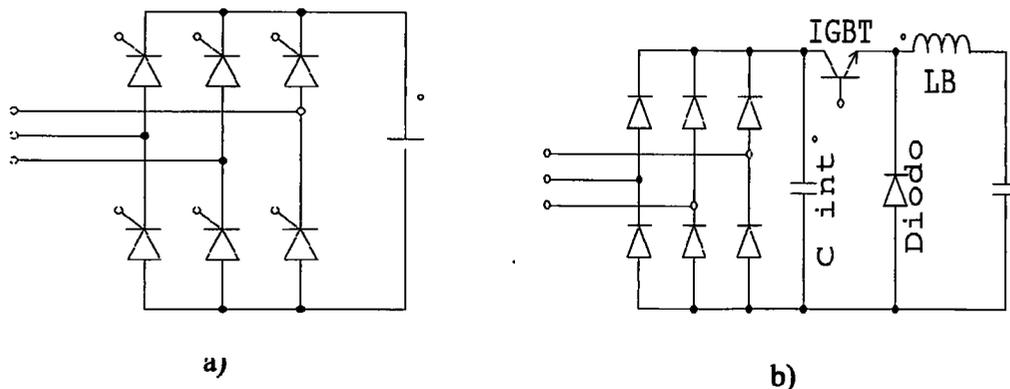


Figura 2.29. Fuente de tensión regulada: a) rectificador controlado con tiristores. b)rectificador de diodos y regulador BUCK.

Las fuentes de tensión regulada son básicamente de dos tipos, por una parte un rectificador controlado realizado con transistores o con tiristores, y por otra parte un rectificador de diodos que alimenta a un conversor BUCK. El rectificador controlado con tiristores se muestra en la figura 2.29 a) y no necesita de circuitos adicionales, pero por su complejidad y coste no se utiliza en el diseño de los generadores resonante serie. El conversor BUCK puede utilizarse también como una fuente de tensión regulada pero necesita de un rectificador de diodos previo con un condensador, que no es otra cosa que una fuente no regulada como la que se muestra en la figura 2.28. Este condensador intermedio ( $C_{int}$  en la figura 2.29 b) ) tiene que cargarse y descargarse por medio de unos circuitos similares a los expuestos para el caso de fuente de tensión no regulada, por lo que el incremento de componentes se debe a la inclusión del transistor, diodo, inductor del BUCK ( $LB$ )y nuevo condensador.

La inclusión de un transistor y un diodo conmutando a corte con altas pérdidas hace que el rendimiento del generador disminuya en la sección de la fuente de tensión. Sin embargo, esta pérdida de rendimiento se ve compensada por el hecho de que los transistores del puente conmutan a bajas pérdidas, ya que no necesitan regular la potencia y se optimizan sus conmutaciones.

### 2.6.3. Clasificación por tipo de inversor

El núcleo del generador resonante serie lo constituye el inversor y se estudiará con detalle en el próximo capítulo, viendo a continuación tan solo las diferentes topologías y su función. Existen dos topologías básicas de los inversores, la primera corresponde a un puente completo y la segunda a un semi-puente.

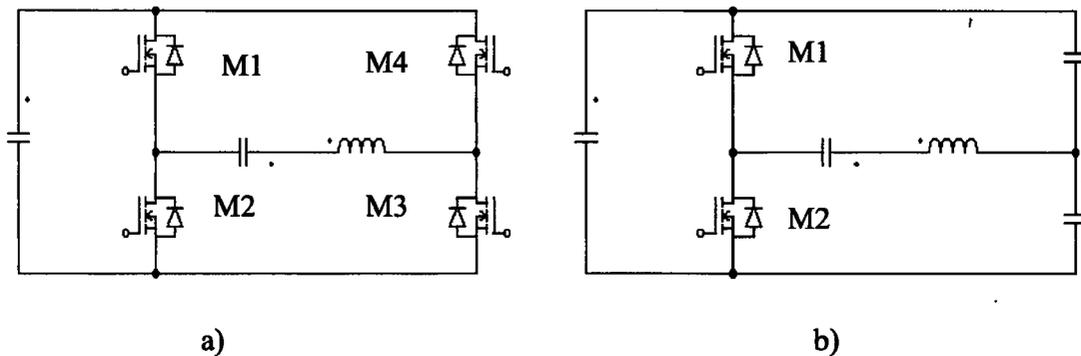


Figura 2.30. a) inversor formado por un puente completo. b) inversor formado por un semi-puente.

Las dos estructuras que muestra la figura 2.30 pueden regular la potencia de salida variando la frecuencia de trabajo del inversor, y las dos estructuras pueden trabajar a frecuencia fija cuando la regulación de potencia se realiza por medio del rectificador. Sin embargo, solo la configuración de puente completo puede realizar la regulación de potencia por desplazamiento de fase. Una ventaja de la topología semi-puente se produce cuando los condensadores que forman una de las ramas del inversor se utilizan como condensadores del circuito resonante. En el caso de que esos condensadores hagan el papel de condensadores del circuito resonante hay que diseñarlos para que su tensión soporte la mitad de la de continua más la que se produce en el inductor de calentamiento.

### 2.6.4. Clasificación por tipo de circuito de salida

Los circuitos de salida que se pueden conectar a un inversor alimentado por tensión se han visto en el punto tercero de este capítulo. La figura 2.15 muestra las estructuras de dos componentes (*Oscilador Serie*) y las de tres elementos (*b*) y *d*) que se pueden conectar a los inversores alimentados por tensión. Hay más estructuras con más componentes reactivos que

se pueden conectar a estos inversores, pero no las comentamos dado que nos estamos centrando en el estudio de los generadores serie, cuyo circuito de salida es el oscilador serie.

En el apartado 2.4 se han estudiado los diferentes circuitos de salida resonante serie cuando se utilizan transformadores a la salida. Recordemos que los tipos de transformador de salida se resumían en “Transformador de activa” y “Transformador de reactiva”. La figura 2.18 muestra las cuatro configuraciones posibles de circuito de salida resonante serie.

Por lo tanto, los diferentes tipos de circuitos de salida son: CL, TCL, CTL y TCTL.

El circuito CL se corresponde con la serie del inductor de calentamiento por inducción con su condensador de compensación de potencia reactiva. El circuito TCL es el que dispone de un transformador entre el inversor y el circuito CL. El circuito CTL es el que tiene el transformador entre el condensador y el inductor. El circuito TCTL es el tiene un transformador entre el inversor y el circuito CTL. La figura 2.31 muestra estos circuitos de salida.

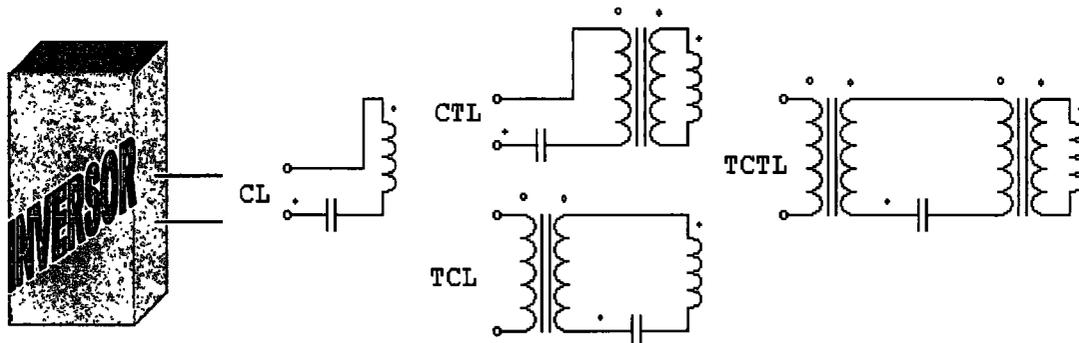


Figura 2.31. Circuitos de salida del oscilador serie en función del número de transformadores de salida.

Para la correcta definición de generador resonante serie hay que indicar que a efectos de rendimiento las pérdidas del transformador de reactiva se consideran pertenecientes al generador, mientras que las pérdidas pertenecientes al inductor no se consideran pertenecientes al generador. Esto se debe a que para medir la potencia de salida del generador se aplica la norma: DIN 48 600 que indica que el transformador de salida forma parte del generador.

### 2.6.5. Clasificación por tipo de forma de onda de salida del inversor

Del inversor se obtiene a su salida una forma de onda cuyas principales características son: su forma y su frecuencia. En las topologías resonantes de puente completo y semi-puente hay dos tipos de forma de onda, la onda cuadrada y la cuasi-cuadrada (cuadrada con tiempos muertos).

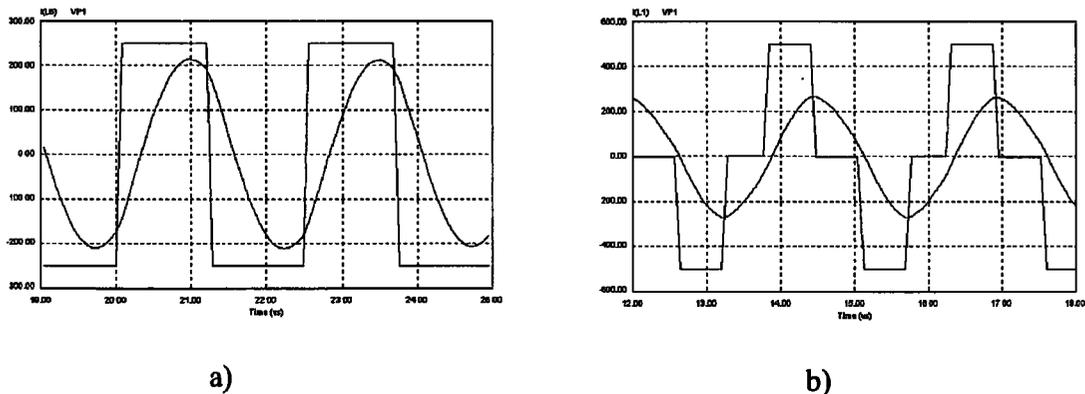


Figura 2.32. Forma de onda de salida del inversor. a) cuadrada. b) cuasi-cuadrada.

La forma de onda cuadrada se muestra en la figura 2.32 a) y se obtiene cuando los transistores de un semi-puente se disparan defasados  $180^\circ$  o cuando los transistores M1 y M3 del puente completo de la figura 2.30 se disparan con la misma señal y defasados  $180^\circ$  con respecto a M2 y M4.

La forma de onda cuasi-cuadrada de la figura 2.32 b) se obtiene sólo en caso de puente completo. La secuencia de conmutación de los transistores es:

- M1 y M2 conmutan a la frecuencia de resonancia o a una frecuencia ligeramente superior a la de resonancia del oscilador, y defasados  $180^\circ$ .
- M3 y M4 conmutan a la misma frecuencia que M1 y M2 pero con un adelanto o retraso temporal.
- Este adelanto o retraso temporal indica la fase a esa frecuencia que viene fijada por el control para regular la potencia.
- M3 y M4 conmutan defasados  $180^\circ$  uno con respecto al otro.

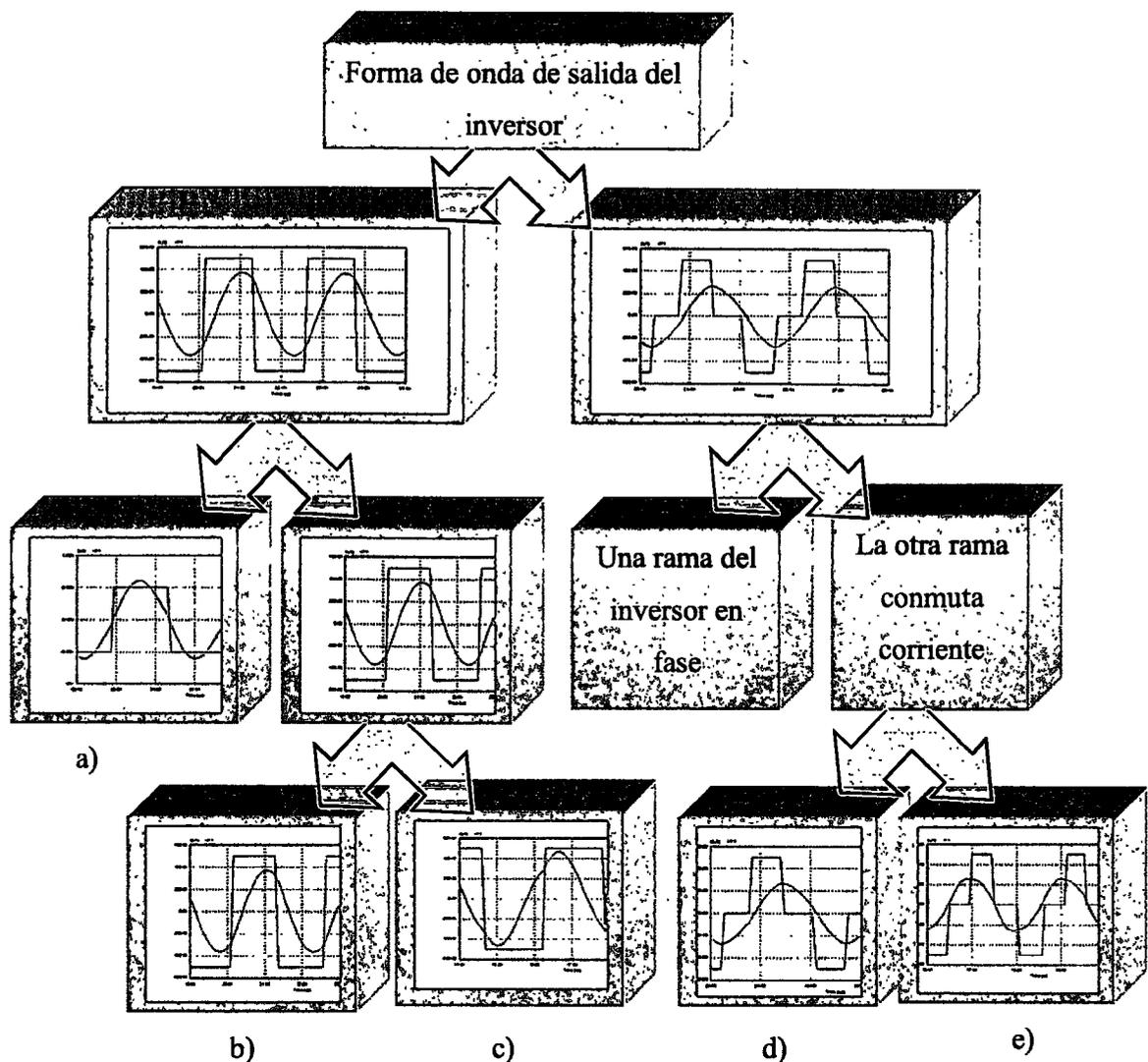


Figura 2.33. Forma de onda de salida del inversor. a) cuadrada con  $V_s$  en fase con  $I_s$ . b) cuadrada con  $V_s$  adelantada a  $I_s$ . c) cuadrada con  $V_s$  retrasada a  $I_s$ . d) cuasi-cuadrada con una rama en fase y la otra adelantada a la corriente. e) cuasi-cuadrada con una rama en fase y la otra retrasada a la corriente.

La forma de onda cuadrada puede ser de dos tipos, bien con la corriente en fase con la tensión de salida o bien con la corriente defasada con respecto a la tensión de salida.

Si la tensión de salida del puente ( $V_s$ ) está en fase con la corriente ( $I_s$ ) la forma de onda es la que se muestra en la figura 2.33 a) y esta forma de onda no puede regular la potencia de salida, puesto que se encuentra a frecuencia de resonancia donde la impedancia del oscilador serie es constante. Para poder regular la potencia se necesita una regulación de la fuente de tensión de continua realizada por parte del rectificador. Este tipo de forma de onda tiene la ventaja de que las pérdidas por conmutación son mínimas porque los transistores conmutan a

conducción y a corte sin corriente (ZCS). Se utiliza, por lo tanto, para aplicaciones de alta frecuencia. En este tipo de forma de onda los diodos de los semiconductores no son necesarios y las conmutaciones se realizan con componentes ideales y simultáneas.

Si la tensión de salida está defasada con respecto a la corriente pueden aparecer dos casos, que la tensión esté adelantada a la corriente o que está retrasada.

Si  $V_s$  está adelantada a  $I_s$  la forma de onda es la que se muestra en la figura 2.33 b). Esta forma de onda se utiliza para regular la potencia de salida del puente tal y como indica la ecuación 2.65.

$$P_s = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_s \cdot i_s \cdot dt \quad (2.65)$$

Como el puente se comporta como una fuente de tensión podemos poner 2.65 como:

$$P_s = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \frac{v_s^2}{Z_{osc}} \cdot dt \quad (2.66)$$

La regulación de potencia se realiza variando la frecuencia de conmutación, de forma que cuanto mayor es la frecuencia mayor es la impedancia y la fase del oscilador serie y por tanto menor es la potencia entregada a la carga.

El comportamiento del oscilador en estos casos es inductivo, y por lo tanto el puente conmuta corriente a corte, mientras que a conducción no hay pérdidas debido a que conmuta a conducción sin tensión (ZVS). La tensión es cero en la conmutación a conducción porque su diodo está conduciendo la corriente del resonante al haber conmutado a corte el otro transistor de su misma rama. Por lo tanto, a la hora de evaluar las pérdidas de conmutación sólo hay que considerar las pérdidas de corte.

El peor caso para las pérdidas de corte es cuando la conmutación se realiza con una fase de 90 °, puesto que se conmuta toda la corriente del circuito resonante. Este caso ocurre cuando la resistencia serie del circuito es muy próxima a cero.

El otro caso de forma de onda cuadrada en el que la tensión y corriente están defasadas es cuando  $V_s$  está retrasada a  $I_s$ , la forma de onda es la que se muestra en la figura 2.33 c).

Esta forma de onda se utiliza para regular la potencia de salida del puente, tal y como indica la ecuación 2.66.

La regulación de potencia se realiza del mismo modo que el visto anteriormente, es decir, variando la frecuencia de conmutación, de forma que cuanto menor es la frecuencia mayor es la impedancia y la fase del oscilador serie y, por tanto, menor es la potencia entregada a la carga.

El comportamiento del oscilador en estos casos es capacitivo, y por lo tanto el puente conmuta tensión a conducción, mientras que a corte no hay pérdidas debido a que conmuta a corte sin corriente (ZCS). La corriente es cero en el transistor durante la conmutación a corte porque su diodo está conduciendo la corriente del resonante. Por lo tanto, a la hora de evaluar las pérdidas de conmutación sólo hay que considerar las pérdidas de conducción.

El peor caso para las pérdidas de conducción se produce, al igual que en el caso anterior, cuando la conmutación se realiza con una fase de  $90^\circ$ , puesto que se conmuta toda la corriente del circuito resonante. Este caso ocurre cuando la resistencia serie del circuito es muy próxima a cero.

En el siguiente capítulo se estudiará en profundidad tanto las conmutaciones como las pérdidas de conmutación con componentes reales para estos dos casos, conmutación capacitiva y conmutación inductiva.

El segundo tipo de forma de onda es la cuasi-cuadrada, en este tipo de forma de onda una de las ramas se encuentra en fase con la corriente y la otra puede estar adelantada o retrasada con respecto a la primera.

Para la rama que se encuentra en fase con la corriente se aplican las mismas consideraciones que el caso de onda cuadrada en fase con la tensión. Para la otra rama se aplican también las consideraciones de onda cuadrada defasada en conmutación capacitiva o inductiva. Por tanto la rama cuya tensión está en fase con la corriente del oscilador no tiene pérdidas de conmutación, mientras que la otra rama tiene pérdidas o a conducción o a corte.

En la figura 2.33 d) se muestra la forma de onda cuasi-cuadrada cuando la rama M1 y M2 está en fase con la corriente y la rama M3 y M4 está adelantada respecto a la corriente. Cuando la corriente es positiva conducen M1 y M3 mientras la tensión a la salida es positiva. Cuando M3 se corta, la corriente circula por M1 y el diodo de M4 y la tensión de salida es

cero. Cuando la corriente cambia de sentido conmuta M1 a corte y M2 a conducción, por lo que la corriente circula por M2 y por M4, siendo la tensión de salida negativa. Cuando se vuelve a producir la conmutación de M3 y M4 la corriente circula por M2 y el diodo de M3 y la tensión de salida es cero, puesto que recircula por los conmutadores inferiores. Después la corriente vuelve a ser positiva y se repite el ciclo nuevamente. Los transistores M3 y M4 sólo tienen pérdidas de conmutación a corte.

La regulación de potencia se produce variando el tiempo de adelanto de la rama M3 y M4 con respecto a M1 y M2, siendo la integral de la ecuación 2.65 siempre positiva.

En la figura 2.33 e) se muestra la forma de onda cuasi-cuadrada cuando la rama M1 y M2 está en fase con la corriente y la rama M3 y M4 está retrasada respecto a la corriente. Cuando la corriente es positiva y conducen M1 y M3 la tensión a la salida es positiva. Cuando la corriente cambia de sentido conmuta M1 a corte y M2 a conducción, por lo que la corriente circula por M2 y por el diodo de M3, siendo la tensión de salida cero. Cuando M4 conduce, fuerza el corte del diodo de M3, y la corriente circula por M2 y M4 y la tensión de salida es negativa. Cuando la corriente vuelve a ser positiva se produce la conmutación de M1 y M2 y la corriente circula por M1 y el diodo de M4 siendo la tensión de salida cero, puesto que recircula por los conmutadores superiores. Después conmuta a conducción M3 cortando el diodo de M4 y se repite el ciclo nuevamente puesto que la corriente es positiva y circula por M1 y M3. Los transistores M3 y M4 sólo tienen pérdidas de conmutación a conducción.

En este caso se incrementa la potencia disminuyendo el tiempo de retraso de la rama que funciona con retraso, y se disminuye la potencia aumentando dicho tiempo. El comportamiento de la rama retrasada es capacitivo y la conmutación a conducción de los transistores provoca la conmutación forzada del diodo de su misma rama, con los problemas que esto puede suponer cuando se utilizan los componentes reales.

Hemos visto una clasificación por tipos de forma de onda, o lo que es equivalente, a diferentes métodos de regulación, sin embargo, cuando la tensión de salida está en fase con la corriente de salida no es posible obtener regulación por medio del puente. Para solventar este problema se ha introducido un nuevo método de regulación de forma discontinua, este método se conoce como regulación por densidad de pulsos.

El método de regulación por densidad de pulsos consiste en disparar a los transistores en fase con la corriente del oscilador pero cada cierto número de pulsos no realizar el disparo

de uno de los transistores de una de las ramas. Durante el tiempo en el que el transistor no conduce la corriente recircula por el diodo del otro conmutador, por lo que no se aporta tensión al oscilador. En la figura 2.34 puede verse este tipo de regulación.

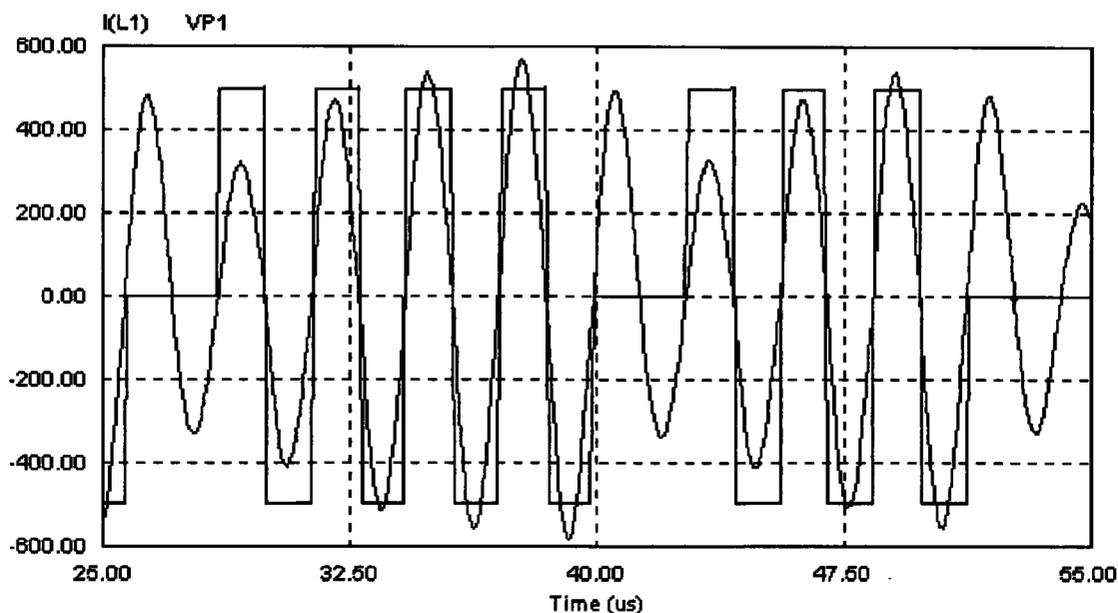


Figura 2.34. Forma de onda de salida del inversor cuando el inversor regula por densidad de pulsos.

El método de densidad de pulsos puede utilizarse también en formas de onda cuasi-cuadrada pero no tiene sentido dos tipos de regulación, puesto que complica en exceso el control, por eso se utiliza tan solo para formas de onda cuadradas con tensión y corriente de salida en fase.

Este método de regulación que aparenta ser muy ventajoso no se utiliza en calentamiento por inducción puesto que son más los inconvenientes que las ventajas.

Como única ventaja está:

- Que minimiza las pérdidas de conmutación.

Como inconvenientes citaremos algunos de ellos:

- Al no ser un método de regulación continuo puede haber variación de la energía entregada a una pieza con respecto a la siguiente.

- Si la frecuencia de trabajo es muy baja la frecuencia de variación de la densidad de pulsos es también muy baja.
- Como en calentamiento por inducción la resistencia equivalente es muy variable puede haber problemas de sobrecorriente en los casos de resistencia muy baja.
- Si la resistencia equivalente es muy grande la oscilación de corriente desaparece cuando la potencia demandada es pequeña, por lo que hay que repetir el proceso de búsqueda de la frecuencia de resonancia.
- La frecuencia de resonancia del oscilador varía durante el calentamiento por lo que resulta complicado el control.

#### **2.6.6. Clasificación por la frecuencia de salida del inversor**

Se clasifica en calentamiento por inducción dos tipos de generadores serie en función de la frecuencia, el de media frecuencia y el de alta frecuencia. Generadores de media frecuencia hace referencia a aquellos cuya frecuencia se encuentra entre uno y veinte kHz y generadores de alta frecuencia son los que su frecuencia de salida es superior a veinte kHz.

Esta distinción en función de la frecuencia de salida hace también referencia al tipo de semiconductor utilizado en el inversor. En los generadores de media frecuencia se utilizan como semiconductores del inversor los IGBT y en los de alta frecuencia los MOSFET. Hablaremos por lo tanto de generadores serie IGBT cuando su frecuencia de salida sea inferior a los veinte kHz y de generadores MOSFET cuando la frecuencia del inversor sea superior a los veinte kHz. En esta tesis tan solo se estudian estos últimos por ser los que mayores problemas presentan en caso de cortocircuito del inductor.

## Capítulo 3

# INVERSOR RESONANTE SERIE

*En este capítulo se hace una descripción del inversor de un generador resonante serie; definiremos las fuentes y los conmutadores, se define la célula básica de conmutación y finalmente los posibles tipos de conmutación de esta célula básica con componentes ideales. Una vez vistos los conmutadores ideales veremos el comportamiento de las conmutaciones con componentes reales y con elementos parásitos.*

### 3. Inversor Resonante Serie

Denominamos inversor resonante serie al circuito que transforma la tensión continua de los condensadores de entrada en una tensión alterna, y cuya corriente es la que determina un circuito resonante serie, formado por un condensador en serie con un inductor de calentamiento por inducción.

#### 3.1. Caracterización de componentes

Antes de obtener modelos sobre las células de conmutación en un inversor resonante serie, hay que modelizar los componentes que intervienen en los procesos de conmutación. 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.

### 3.1.1. Caracterización 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 *fente* 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.
- Sólo 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.
- Sólo 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 éste 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 corriente** 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 las 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.

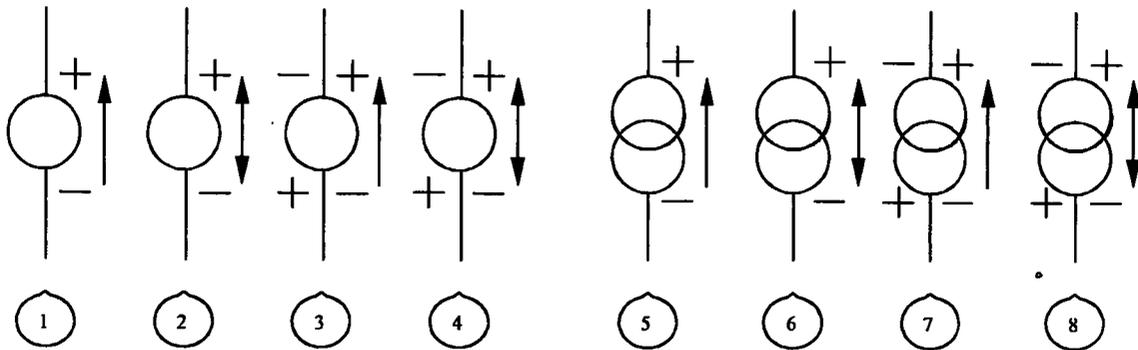


Figura 3.1. Símbolos para cada una de las fuentes.

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.

### 3.1.2. 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. Éstas 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 éste 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.

#### 3.1.2.1. 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.

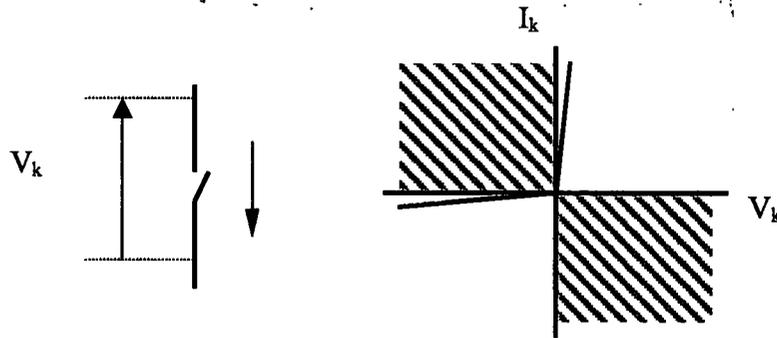


Figura 3.2. Característica estática de un conmutador.

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**.
- **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.

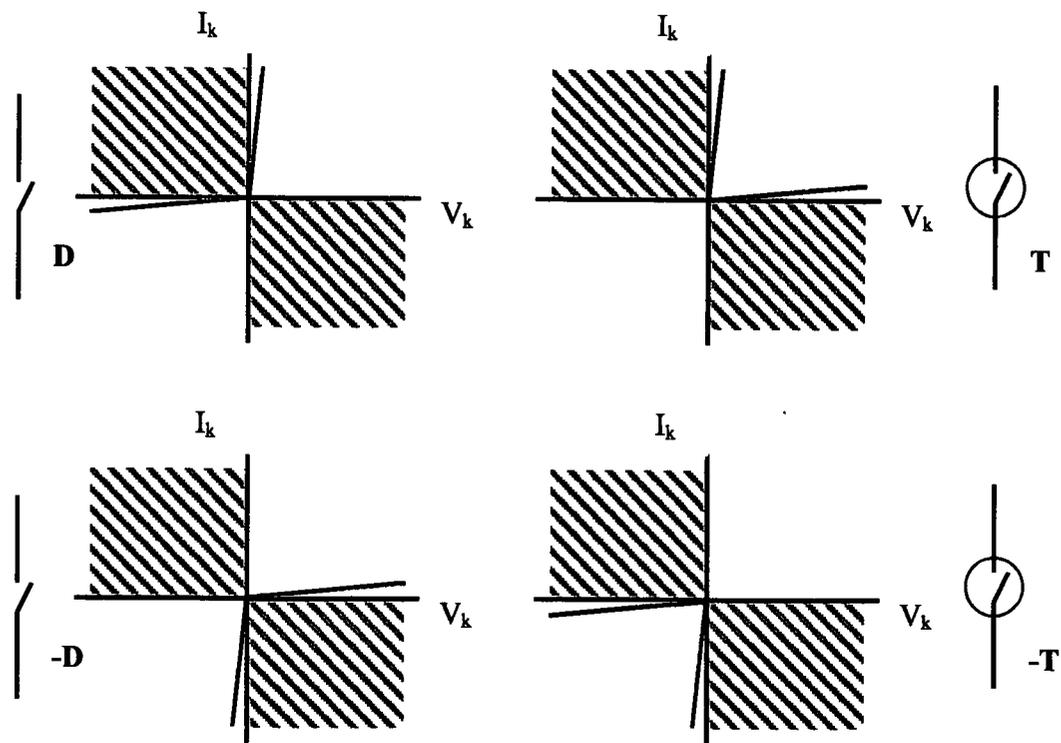


Figura 3.3. Característica estática de los conmutadores de dos segmentos.

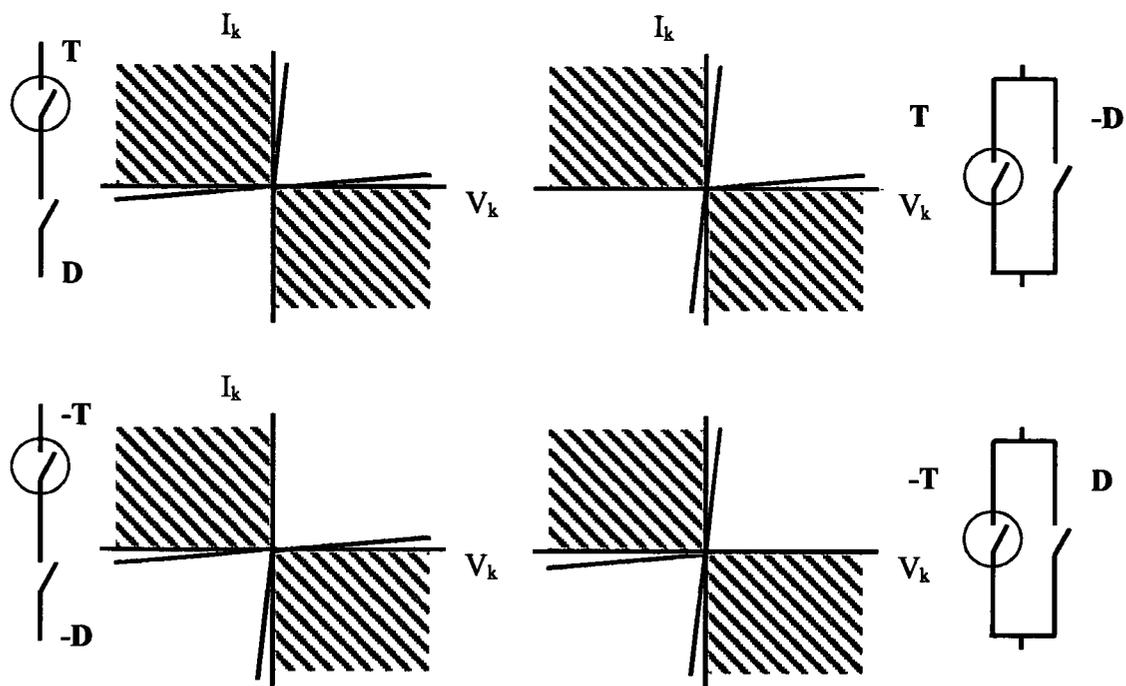


Figura 3.4. Característica estática de los conmutadores de tres segmentos.

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 tienen el mismo comportamiento estático con corriente y tensión bidireccional.

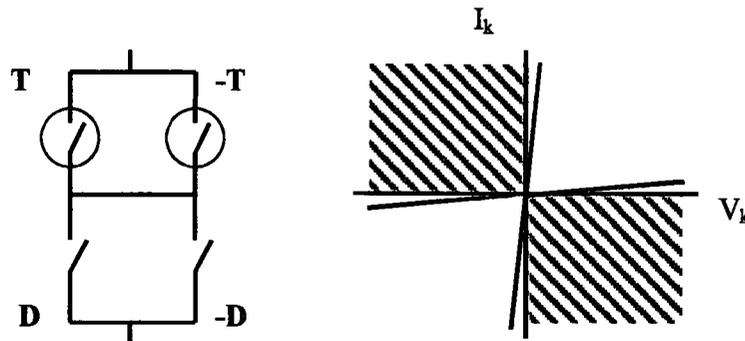


Figura 3.5. Característica estática de los conmutadores de cuatro segmentos.

### 3.1.2.2. 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 realizará 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).

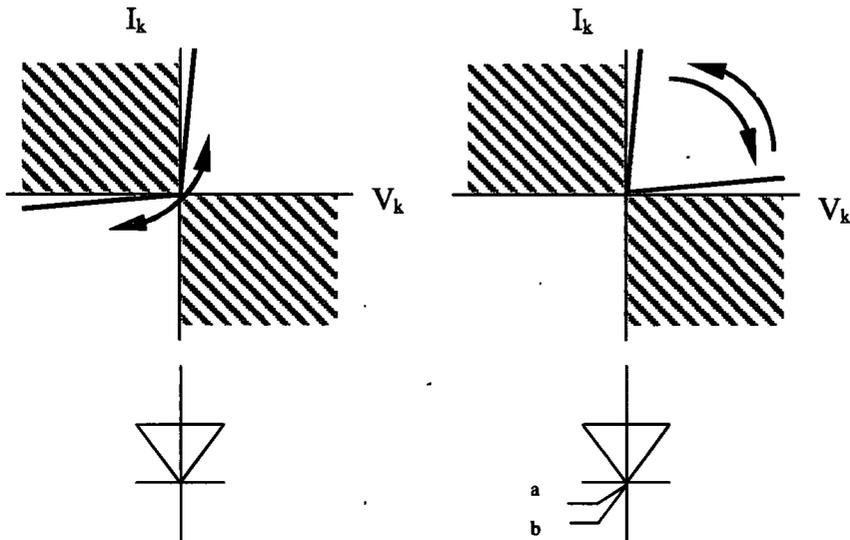
### 3.1.2.3. Clasificación de los conmutadores

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.

#### 3.1.2.3.1. 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 3.6 se muestra 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 3.6. Conmutadores 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.

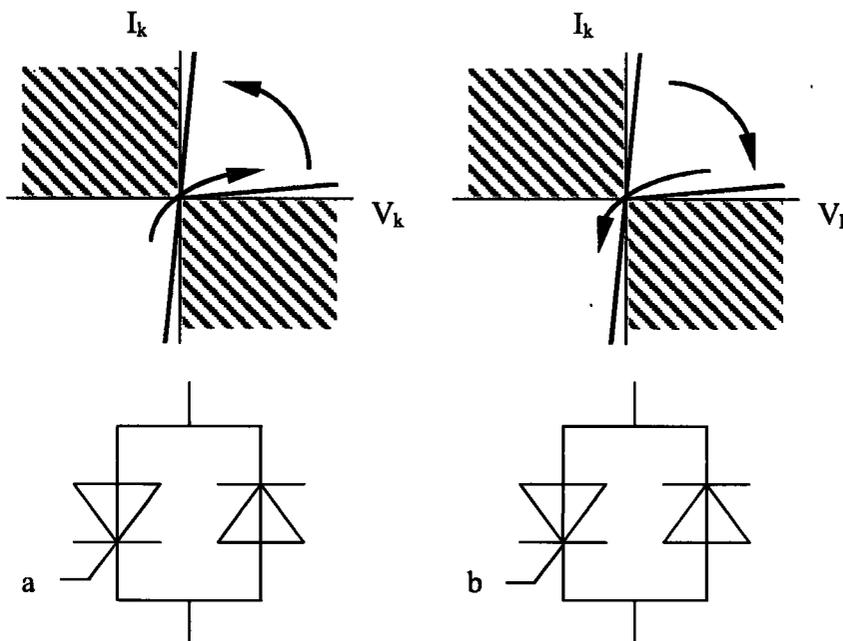
Así, por ejemplo, la conmutación a corte sería suave si se realiza en condiciones ZCS. Esta conmutación se podría considerar espontánea si conectáramos internamente el terminal *b* que comanda dicha conmutación de modo que se realizara automáticamente cuando la corriente se extingue. Análogamente la 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 espontánea.

3.1.2.3.2. 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 cruzando el origen (conmutación inherente).



*Figura 3.7. Conmutadores de tres segmentos bidireccional en corriente.*

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 figura 3.7 muestra la representación gráfica de los dos conmutadores con conmutaciones suaves bidireccionales en corriente y unidireccionales en tensión.

#### **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 existen 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 figura 3.8.

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 sólo dos segmentos.

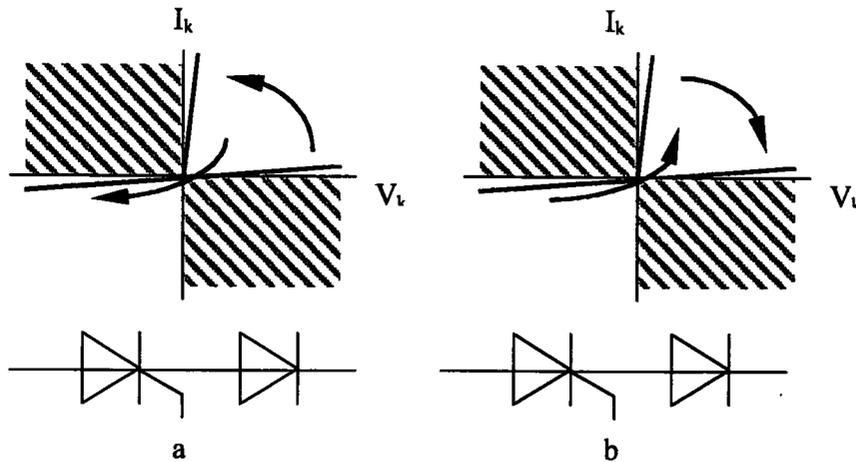


Figura 3.8. Conmutadores de tres segmentos bidireccional en corriente.

### 3.1.2.3.3. 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.

## 3.2. 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 utilizarán *convertidores directos* cuando la energía fluye desde el generador a la carga atravesando únicamente los conmutadores sin elementos intermedios de almacenamiento temporal de energía. Ésta 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 conexiones posibles 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 figura 3.9 se muestran estas conexiones para los convertidores alimentados por tensión y por corriente.

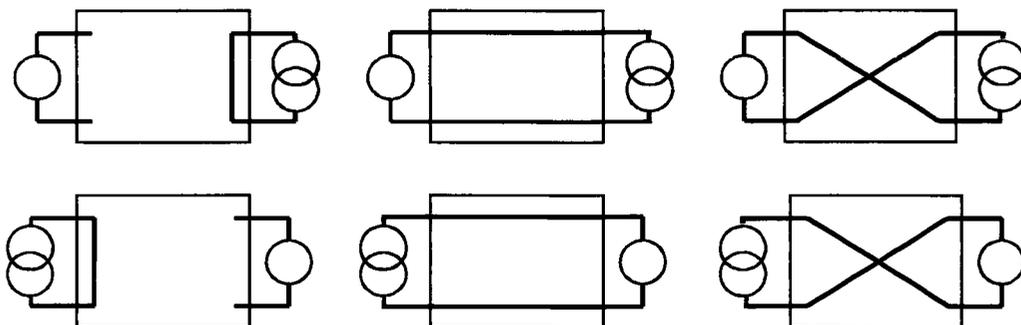
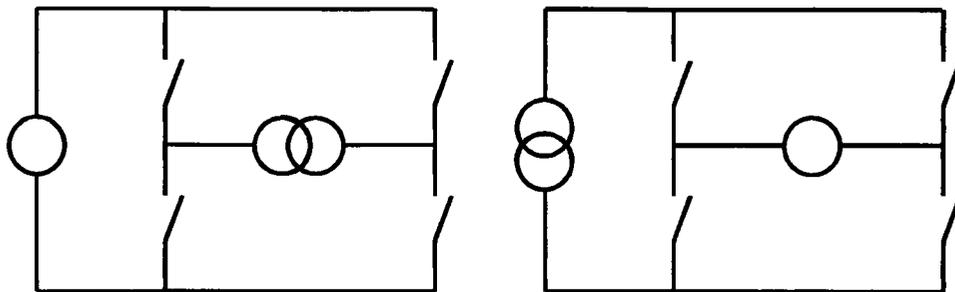


Figura 3.9. Conexiones entre fuentes en convertidores estáticos directos.

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

**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.



*Figura 3.10. Convertidores directos duales con topología puente completo.*

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.

### 3.3. 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 conectado 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 figura 3.11 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.

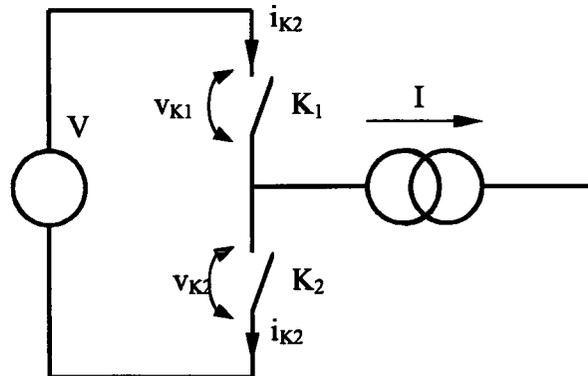


Figura 3.11. Celda elemental de conmutación.

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 figura 3.12 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.

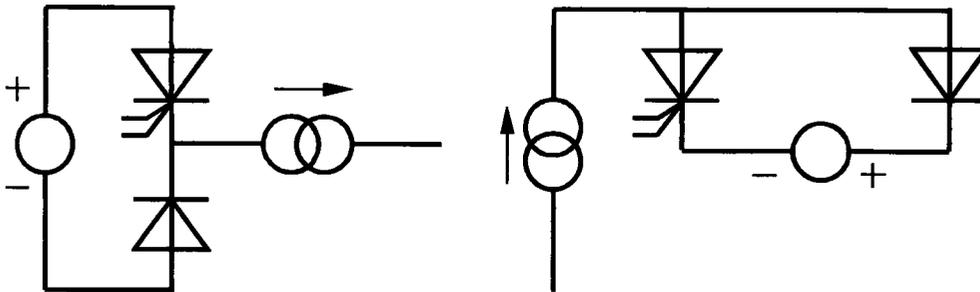


Figura 3.12. Convertidores con una celda elemental de conmutación.

En la parte izquierda de la figura 3.12 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 figura 3.13 se muestran, como ejemplo, la conexión de celdas elementales (enmarcadas con líneas discontinuas) en puentes completos con fuente de tensión y de corriente.

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

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 las figuras 3.14 y 3.15 se muestran estas celdas.

### 3.4. Inversores resonantes

Se pueden redefinir 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, puede ser alimentado 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 fuente 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 defasaje 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  $\omega_0$ . 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.

### **3.5. Inversor resonante serie con componentes ideales**

#### **3.5.1. Tipo de inversor estudiado**

El circuito resonante serie se comporta de modo transitorio como una fuente de corriente debido a que su impedancia instantánea es infinita, por lo tanto, su alimentación tiene que ser por medio de una fuente de tensión. El esquema básico del inversor es por tanto el de un condensador que hace las veces de una fuente de tensión que ataca a un puente completo en el que como carga se encuentra el oscilador resonante serie.

El módulo de la impedancia de un circuito resonante serie como vimos, 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  $90^\circ$ . Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también sube pero la fase baja tendiendo asintóticamente a  $-90^\circ$ . 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 y llevando la frecuencia a los extremos. Si la frecuencia tiende a cero la impedancia de la inductancia se hace despreciable (cortocircuito) y queda la correspondiente al condensador (comportamiento capacitivo). Si la frecuencia tiende a 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 está adelantada respecto de la tensión (fase negativa) mientras que para comportamiento inductivo ocurre todo lo contrario.

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 tienen que tener controlada sólo la conmutación de corte. Este tipo de conmutadores se pueden realizar con MOSFET perfectamente, puesto que conducen la corriente directa a través del canal y la inversa a través del diodo intrínseco, y se puede controlar tanto la conmutación a corte como a conducción mediante las señales de puerta.

Analizaremos los inversores contruidos con transistores MOSFET puesto que son los únicos componentes que pueden utilizarse en conmutación a alta frecuencia (400 kHz). Vimos en apartado 2.3.6 que las topologías posibles de los inversores eran en semi-puente o en puente completo, por realizar el análisis en generadores de alta potencia estudiaremos sólo los inversores con puente completo. Por simplicidad utilizamos el modelo CL de la figura 2.31, aunque en el caso de componentes parásitos veremos el resto de circuitos de salida. Las formas de onda que analizaremos en profundidad serán las cuadradas, viendo las cuasi-cuadradas sólo con componentes ideales. Sin embargo, el tipo de conmutación que se verá para onda cuadrada es aplicable a todos los tipos de formas de onda, puesto que las únicas conmutaciones posibles son *en fase, inductiva o capacitiva*.

En la figura 3.16 se muestra un resumen de las condiciones que imponen el tipo de inversor a estudiar. Estas condiciones imponen el circuito inversor de la figura 3.17 donde se

muestra un inversor formado por un puente completo de transistores MOSFET. La regulación de potencia se realizará por medio del inversor, por lo que la tensión en  $C_{in}$  es constante y los MOSFET pueden conmutar en fase, en modo inductivo o en modo capacitivo.

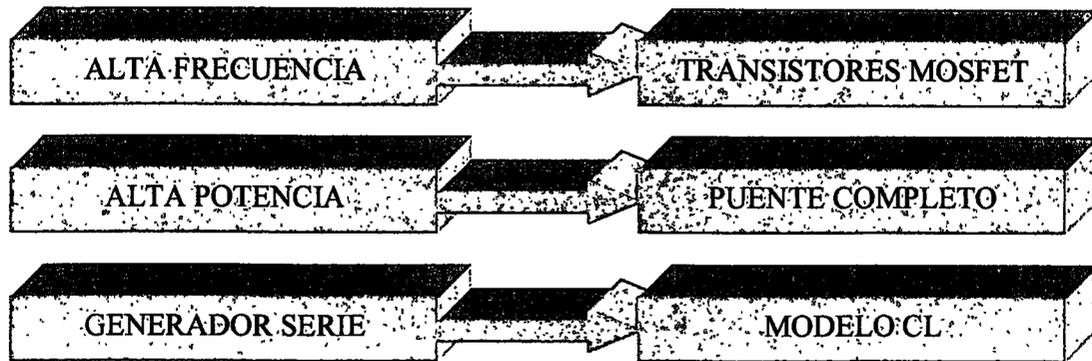


Figura 3.16. Condiciones para definir el tipo de inversor estudiado.

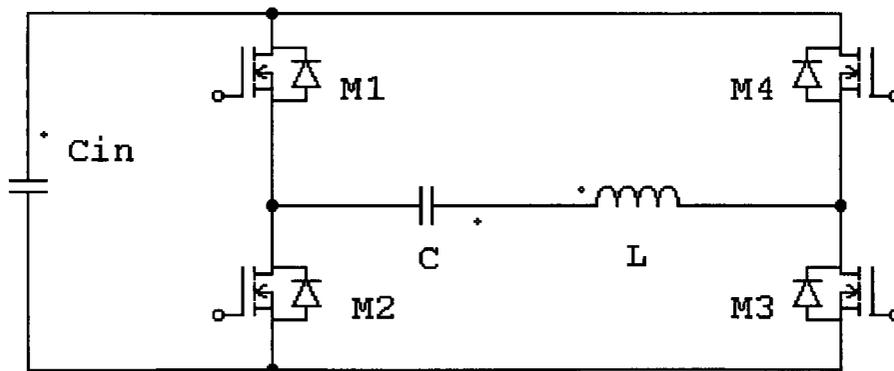


Figura 3.17. Diagrama del puente completo de transistores MOSFET.

### 3.5.2. Regulación de potencia

Veamos como se regula la potencia en caso de que la forma de onda sea cuadrada y se varíe la frecuencia del inversor. Al variar la frecuencia se obtiene una forma de onda cuadrada en tensión y una corriente sinusoidal, como la que muestra la figura 3.18. La forma de onda sinusoidal es válida siempre que el factor de calidad  $Q$  del oscilador resonante serie sea elevado.

El ángulo mostrado en la figura 3.18 lo denominaremos  $\gamma$  y corresponde con el valor de la fase de la impedancia del oscilador serie a esa determinada frecuencia. Este ángulo  $\gamma$  puede ser positivo o negativo, si es positivo corresponde a una conmutación en modo inductivo y si es negativo corresponde a una conmutación en modo capacitivo. La potencia de salida se define como:

$$P_{s_{cuadrada}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{salida} \cdot v_{cuadrada} \cdot dt \quad (3.1)$$

Donde  $T$  es el periodo de la forma de onda de salida, cumpliendo:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = \frac{2 \cdot \pi}{T} \quad (3.2)$$

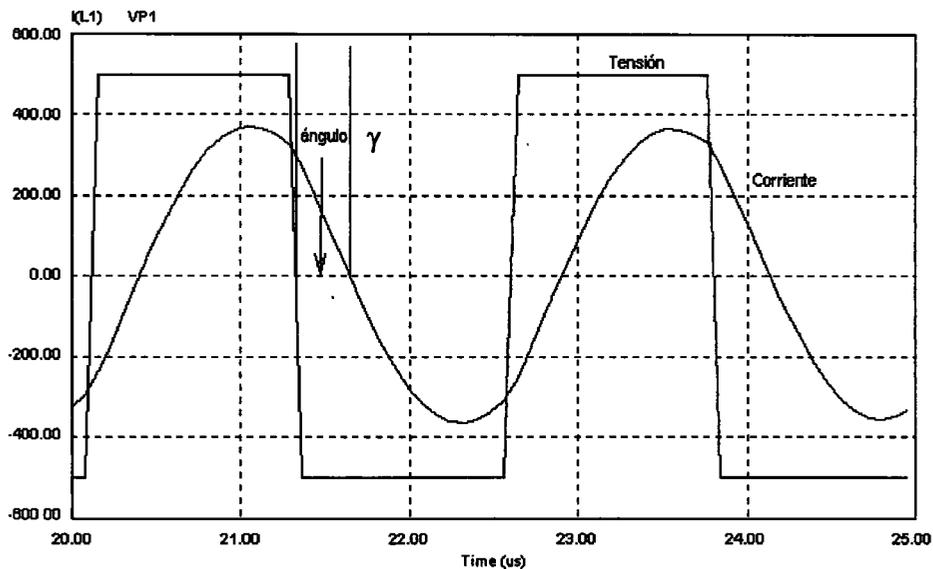


Figura 3.18. Forma de onda cuadrada de salida de un inversor serie con transistores MOSFET.

Suponemos que la tensión es completamente cuadrada y que la corriente es sinusoidal o lo que es lo mismo, que la fuente de tensión es ideal, que los conmutadores no tienen caída de tensión cuando conducen y que el factor de calidad es elevado. Pueden expresarse por tanto estas señales por las siguientes funciones:

$$v_{cuadrada} \Rightarrow \frac{V_{cc} \rightarrow de \dots 0 \dots a \dots T/2}{-V_{cc} \rightarrow de \dots T/2 \dots a \dots T} \quad (3.3)$$

$$i_{salida} = I_{pico} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \gamma) \quad (3.4)$$

Como las formas de onda son simétricas en potencia, podemos poner (3.1) como:

$$Ps_{cuadrada} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{salida} \cdot v_{cuadrada} \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} i_{salida} \cdot v_{cuadrada} \cdot dt \quad (3.5)$$

$$Ps_{cuadrada} = \frac{2}{T} \cdot V_{CC} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} I_{pico} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \gamma) \cdot dt \quad (3.6)$$

que integrando:

$$Ps_{cuadrada} = \frac{2}{T} \cdot V_{CC} \cdot I_{pico} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot [-\cos(\omega \cdot t - \gamma)]_0^{\frac{T}{2}} \quad (3.7)$$

$$Ps_{cuadrada} = \frac{2}{T} \cdot V_{CC} \cdot I_{pico} \cdot \frac{2}{\omega} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.8)$$

Sustituyendo la ecuación 3.2 en (3.6), queda:

$$Ps_{cuadrada} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC} \cdot I_{pico} \cdot \cos(\gamma) \quad (3.9)$$

Se deduce de (3.9) que la potencia de salida depende de la amplitud de la corriente y de la fase entre ambas señales, por lo tanto, se regula potencia variando o bien la corriente o la fase de salida. La corriente y la fase se varían cambiando la frecuencia del inversor o cambiando la relación de los transformadores de salida, como se vio en el capítulo anterior.

Veamos ahora como se regula la potencia en caso de que la forma de onda sea cuasi-cuadrada. La forma de onda cuasi-cuadrada en tensión está formada por un tramo positivo, un tramo cero, un tramo negativo y otro cero mientras que la corriente es sinusoidal como en el caso de forma de onda cuadrada. La figura 3.19 muestra la forma de onda en tensión y corriente de salida para el caso de onda cuasi-cuadrada.

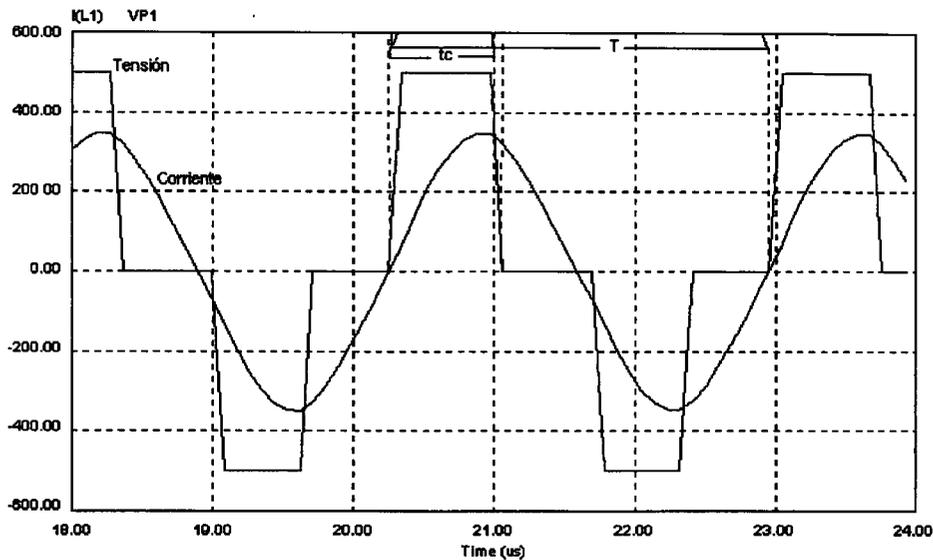


Figura 3.19. Forma de onda cuasi-cuadrada de salida de un inversor serie con transistores MOSFET.

La forma de onda de corriente como en el caso anterior se considera sinusoidal lo cual es válido siempre que el factor de calidad  $Q$  del oscilador resonante serie sea elevado

El tiempo  $t_c$  mostrado en la figura 3.19 lo denominaremos tiempo de conducción, y resulta imprescindible para definir el ciclo de trabajo “ $D$ ” que relaciona el tiempo de conducción con el periodo, haciendo que las expresiones obtenidas no dependan de la frecuencia. En este modo de regulación de potencia el inversor siempre tiene una rama del puente en el cruce por cero de la corriente y la otra rama del inversor en conmutación inductiva o capacitiva. Este tiempo  $t_c$  puede ser positivo o negativo, si es positivo corresponde con una conmutación en modo inductivo y si es negativo corresponde con una conmutación en modo capacitivo.

La potencia de salida se define, al igual que en el caso de forma de onda cuadrada, por la ecuación 3.1 sólo que las formas de onda de corriente y tensión son diferentes. La ecuación 3.2 también se cumple y las fórmulas son válidas tanto para tiempos de conducción positivos como negativos.

Suponemos que el flanco de tensión positiva está en fase con la corriente y que la señal positiva es completamente plana y, además, que la corriente es sinusoidal o lo que es lo mismo y al igual que para onda cuadrada, que la fuente de tensión es ideal, que los

$$P_{s_{cuadrada}} = \frac{1}{\pi} \cdot V_{CC} \cdot I_{pico} \cdot [1 - \cos(\pi \cdot D)] \quad (3.18)$$

La ecuación (3.18) puede ponerse en función del tiempo de conducción, sustituyendo el ciclo de trabajo:

$$P_{s_{cuadrada}} = \frac{1}{\pi} \cdot V_{CC} \cdot I_{pico} \cdot [1 - \cos(\omega \cdot \tau)] \quad (3.19)$$

Se deduce de (3.18) que la potencia de salida depende, de la amplitud de la corriente y del ciclo de conducción, por lo tanto, se regula la potencia variando o bien la corriente o bien el ciclo de conducción. El ciclo de conducción puede variar entre 0 y 1, cuando es 0 no se entrega potencia y cuando es 1 la forma de onda cuasi-cuadrada se convierte en forma de onda cuadrada con la tensión en fase con la corriente. Cuando esto ocurre las ecuaciones 3.18 y 3.9 coinciden, puesto que  $\cos(\gamma)$  es la unidad y  $D=1$ . Este caso es el de máxima potencia de salida.

### 3.5.3. Conmutación en fase

Para el estudio del inversor serie con componentes ideales hay que definir el comportamiento de estos componentes ideales. En primer lugar, no consideramos elementos parásitos en los componentes pasivos, por ejemplo la resistencia serie o inductancia serie de los condensadores o la capacidad parásita en las inductancias. En segundo lugar, no consideramos elementos parásitos en los semiconductores MOSFET, por ejemplo la inductancia serie de las conexiones o la capacidad parásita entre extremos de los terminales. En tercer lugar, consideramos que los MOSFET conmutan de forma instantánea, de forma que las señales tienen flancos rectos.

Se representará para ilustrar los procesos del inversor un diagrama, en el cual en la parte izquierda se muestran las formas de onda (figura 3.20). Arriba, la corriente en el circuito resonante serie, más concretamente la corriente por la bobina. En la parte inmediatamente inferior, la tensión de salida del inversor. A continuación, las dos últimas formas de onda corresponden a las señales de disparo de los transistores de cada diagonal, correspondiendo  $M_{13}$  con la señal de disparo de  $M_1$  y  $M_3$ , y  $M_{24}$  con el disparo de los transistores  $M_2$  y  $M_4$ . Estas formas de onda se unen por medio de líneas de puntos para sincronizar los instantes de

las conmutaciones. En la parte inferior, se muestran las diferentes fases de estas formas de onda que se corresponden con los distintos estados de conducción de los componentes del circuito. Los estados de conducción se muestran con letras (*a, b, c...*) y los instantes de la conmutación con letras y números ( $t_1, t_2, t_3...$ ).

En el mismo diagrama, pero en la parte derecha, aparecen representados los esquemas de corrientes y tensiones en el circuito del inversor serie. Se conviene que las corrientes son positivas cuando entran por la izquierda del circuito resonante y que las tensiones son positivas cuando el potencial del extremo izquierdo del circuito resonante es mayor que el del derecho (referencia de tensión de salida en la parte derecha).

#### 3.5.3.1. Estados de conducción

En este modo de conmutación la corriente está en fase con la tensión, tal y como muestra la figura 3.20. Este modo es especial y sólo puede darse en condiciones ideales, puesto que tanto la tensión de salida  $V_{salida}$  como la corriente del inductor o corriente de salida del puente  $I_{salida}$  están en fase y no intervienen los diodos de los transistores.

En este modo los transistores M1 y M2 conmutan en tiempo cero y no hay tiempos muertos entre un disparo y el otro. En la zona *b* entre  $t_1$  y  $t_2$  la corriente es positiva y la tensión también, según el criterio adoptado anteriormente, y la corriente circula por M1, C, L, M3 y se cierra por Cin. En la zona *d* entre  $t_2$  y  $t_3$  la corriente es negativa y la tensión también y la corriente circula por M4, L, C, M2 y se cierra por Cin. En la figura 3.20 izquierda se muestran los caminos de las corrientes en cada caso.

Tal y como se vio en el capítulo anterior, esta forma de onda no puede regular la potencia de salida, puesto que se encuentra a frecuencia de resonancia donde la impedancia del oscilador serie es mínima. Para poder regular la potencia se necesita una regulación de la fuente de tensión de continua realizada por parte del rectificador. Este tipo de forma de onda tiene la ventaja de que las pérdidas por conmutación son mínimas porque los transistores conmutan a conducción y a corte sin corriente (ZCS). Se utiliza por lo tanto para aplicaciones de alta frecuencia. En este tipo de forma de onda los diodos de los semiconductores no son necesarios por lo que podrían utilizarse componentes unipolares en corriente.

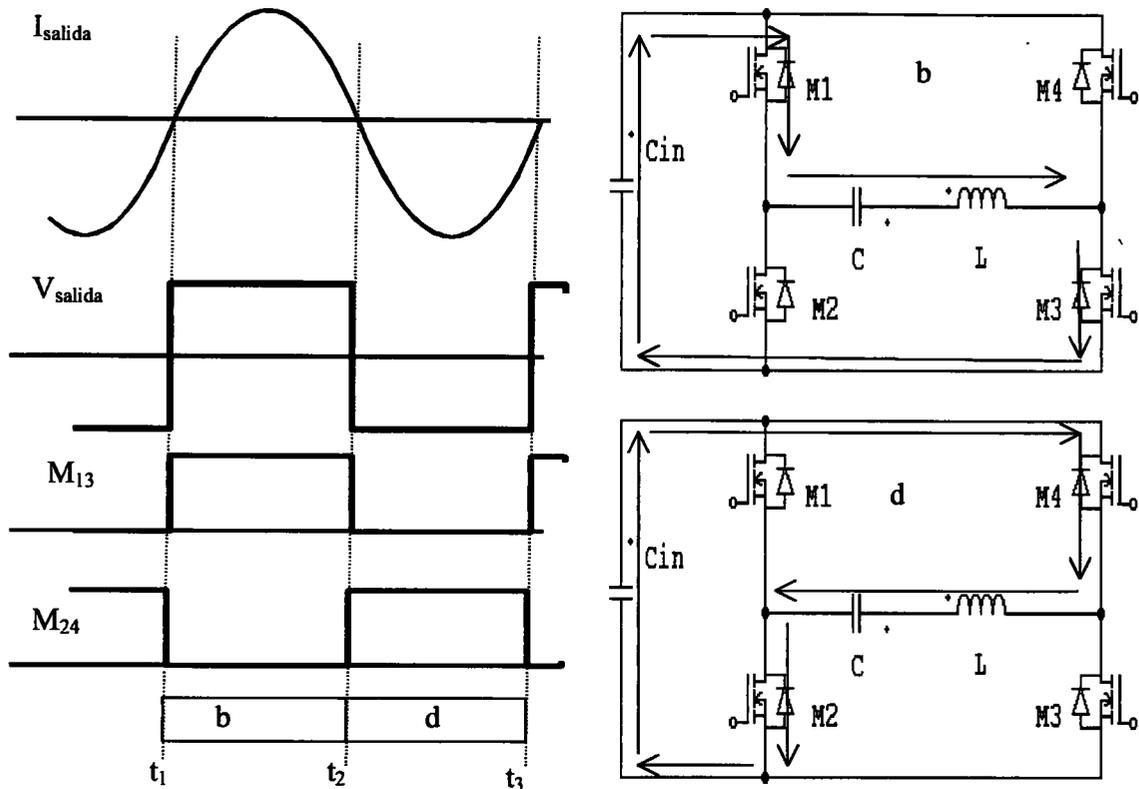


Figura 3.20. Conmutación en fase con componentes ideales.

### 3.5.3.2. Proceso de conmutación

En el instante  $t_1$  se produce, de un modo simultáneo, el disparo a corte de los transistores M2 y M4, que pasan a bloquear la tensión, y el de conducción de los transistores M1 y M3 que pasan a conducir la corriente del resonante. 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 M1 y M3 bloquean y M2 y M4 conducen.

Todas las conmutaciones deben realizarse en los cruces por cero de la corriente cuidando, además, que en ningún caso haya ni tiempos muertos ni solape entre los disparos de la misma rama, para evitar la conducción de los diodos. 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.

### 3.5.4. Conmutación en modo inductivo

Cuando  $V_{\text{salida}}$  está adelantada a  $I_{\text{salida}}$  la forma de onda es la que se muestra en la figura 2.33 b). Esta forma de onda se produce cuando la frecuencia del inversor es superior a la frecuencia de resonancia del oscilador serie. La regulación de potencia se realiza variando la frecuencia de conmutación, de forma que cuanto mayor es la frecuencia mayor es la impedancia y la fase del oscilador serie y, por tanto, menor es la potencia entregada a la carga.

#### 3.5.4.1. Estado de conducción

Entre los instantes  $t_1$  y  $t_2$  la corriente es negativa y circula por los diodos de M1 y de M3 puesto que los MOSFET M2 y M4 están cortados. La tensión, por lo tanto, es positiva. Se corresponde con el instante *a* de la figura 3.21, en el que la corriente circula por L, C, diodo de M1, Cin y diodo de M3.

Entre los instantes  $t_2$  y  $t_3$  la corriente es positiva porque ha cambiado de signo en  $t_2$  y circula por los MOSFET M1 y M3 puesto que los MOSFET M2 y M4 están cortados. La tensión, por lo tanto, es positiva. Se corresponde con el instante *b* de la figura 3.21, en el que la corriente circula por C, L, M3 y M1.

Entre los instantes  $t_3$  y  $t_4$  la corriente es positiva todavía, pero se produce una conmutación de MOSFET que hace cambiar la tensión de salida. Ahora los MOSFET M1 y M3 conmutan a corte y fuerzan a que la corriente circule por los diodos de M2 y de M4. La tensión, por lo tanto, es negativa y se corresponde con el instante *c* de la figura 3.21, en el que la corriente circula por C, L, diodo de M4, Cin y diodo de M2.

Entre los instantes  $t_4$  y  $t_5$  la corriente es negativa porque ha cambiado de signo en  $t_4$  y circula por los MOSFET M4 y M2 puesto que los MOSFET M1 y M3 están cortados. La tensión, por lo tanto, continúa siendo negativa. Se corresponde con el instante *d* de la figura 3.21, en el que la corriente circula por L, C, M2, Cin y M4.

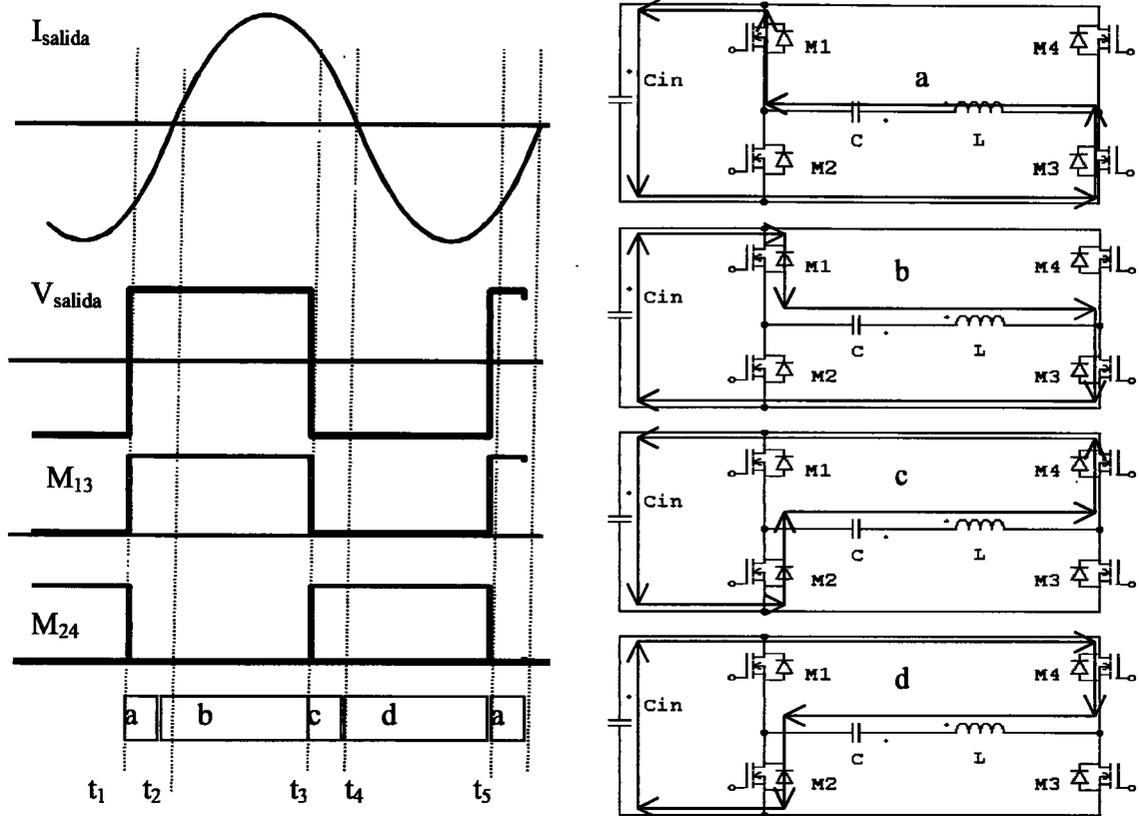


Figura 3.21. Conmutación inductiva con componentes ideales.

#### 3.5.4.2. Proceso de conmutación

Los procesos de conmutación con componentes ideales se pueden describir de la siguiente manera:

Antes de  $t_1$  la corriente está circulando por M2 y M4 y al producirse la conmutación a corte de estos MOSFET, la corriente no puede variar su sentido bruscamente y pone a conducción a los diodos de M1 y M3. Esta conmutación es el paso del estado *d* al *a* de la figura 3.21. En esta figura se ha hecho conmutar a conducción a los MOSFET M1 y M3 al mismo tiempo que se cortaban M2 y M4, pero esto no es necesario puesto que se puede conmutar a conducción a estos MOSFET desde  $t_1$  hasta  $t_2$ . Durante el tiempo entre  $t_1$  y  $t_2$  los diodos de M1 y M3 estarán conduciendo, puesto que es el único camino posible para la corriente en este intervalo.

Si M1 y M3 conmutan a conducción después de que se hayan cortado M2 y M4, al tiempo entre el corte y la conducción se le denomina  $t_m$  o tiempo muerto. Durante el tiempo

muerto no hay ningún MOSFET conduciendo y la corriente circula hasta el condensador de alimentación a través de los diodos de los semiconductores.

En este modo de conmutación y cuando se hace uso de los tiempos muertos los diodos de los MOSFET son imprescindibles, o lo que es lo mismo los conmutadores tienen que ser bidireccionales en corriente.

En  $t_2$  la corriente cambia de sentido, pero no se produce ninguna conmutación porque el conmutador ya estaba conduciendo la corriente desde antes de que cambie de signo. En este instante se produce el paso del estado  $a$  al estado  $b$  de la figura 3.21, en la que el sentido de la corriente cambia pero el camino no varía.

En  $t_3$  el proceso es similar a  $t_1$ , sólo que ocurre en la otra rama. La corriente está circulando por M1 y M3 y al producirse la conmutación a corte de estos MOSFET la corriente no puede variar su sentido bruscamente y pone a conducción a los diodos de M2 y M4. Esta conmutación es el paso del estado  $b$  al  $c$  de la figura 3.21, en el que la corriente no cambia de sentido por el condensador y la bobina, pero sí por los conmutadores. Se aprecia como el camino de la corriente en el inversor se modifica, pero no lo hace en el oscilador. En esta figura se ha hecho conmutar a conducción a los MOSFET M2 y M4 al mismo tiempo que se cortaban M1 y M3, pero esto no es imprescindible, puesto que se puede conmutar a conducción a estos MOSFET desde  $t_3$  hasta  $t_4$ . Durante el tiempo entre  $t_3$  y  $t_4$  los diodos de M2 y M4 estarán conduciendo, puesto que es el único camino posible para la corriente en este intervalo. Los tiempos muertos en este caso se pueden hacer del mismo valor que para la conmutación anterior, de hecho son simétricos para cada una de las ramas. Al igual que en el estado  $a$  de la figura 3.21, en el estado  $d$  durante el tiempo muerto no hay ningún MOSFET conduciendo y la corriente busca el camino hasta el condensador de alimentación a través de los diodos de los semiconductores, haciendo imprescindible el uso de los diodos de los MOSFET durante los tiempos muertos, o lo que es lo mismo que los conmutadores tienen que ser bidireccionales en corriente.

En  $t_4$  la corriente cambia de sentido, pero no se produce ninguna conmutación por que el conmutador ya estaba conduciendo la corriente desde antes de que cambie de signo. En este instante se produce el paso del estado  $c$  al estado  $d$  de la figura 3.21, en la que el sentido de la corriente cambia pero el camino no varía.

En  $t_5$  se produce de nuevo la conmutación a corte de M2 y M4 tal y como ocurría en  $t_1$ , por lo que el ciclo se repite nuevamente.

En la conmutación en modo inductivo, el puente conmuta corriente a corte, mientras que a conducción no hay pérdidas puesto que conmuta a conducción sin tensión (ZVS). La tensión es cero en la conmutación a conducción porque su diodo está conduciendo la corriente del resonante, al haber conmutado a corte el otro transistor de su misma rama. Por lo tanto, a la hora de evaluar las pérdidas de conmutación sólo hay que considerar las pérdidas de corte. El peor caso para las pérdidas de corte es cuando la conmutación se realiza con una fase de  $90^\circ$ , puesto que se conmuta toda la corriente del circuito resonante, es decir, cuando la resistencia serie del circuito es muy baja.

### 3.5.5. Conmutación en modo capacitivo

Cuando  $V_{\text{salida}}$  está retrasada a  $I_{\text{salida}}$ , la forma de onda es la que se muestra en la figura 2.33 c). Esta forma de onda se produce cuando la frecuencia del inversor es inferior a la frecuencia de resonancia del oscilador serie. La regulación de potencia se realiza variando la frecuencia de conmutación, de forma que cuanto menor es la frecuencia mayor es la impedancia y la fase del oscilador serie y, por tanto, menor es la potencia entregada a la carga.

Para el estudio de la conmutación capacitiva hay que hacer referencia a la figura 3.22, en la que deliberadamente se han mantenido los diagramas del inversor indicando el camino de las corrientes como en la figura 3.21.

En la figura 3.22 las formas de onda son diferentes de las de la figura 3.21, puesto que la tensión de salida se encuentra ahora retrasada, y no adelantada, con respecto a la corriente. Sin embargo, los estados de conducción son los mismos que para el caso inductivo, tan sólo varía el orden de los estados y, por supuesto, el tipo de conmutaciones asociadas.

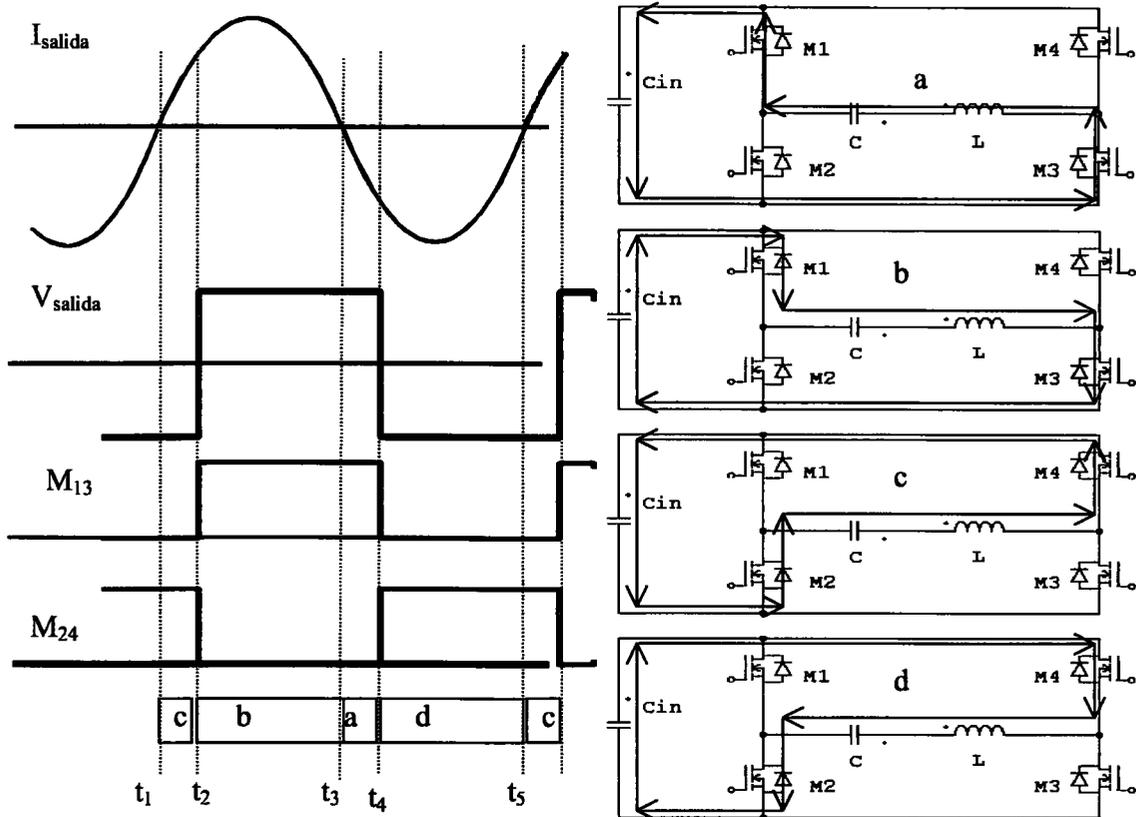


Figura 3.22. Conmutación capacitiva con componentes ideales.

### 3.5.5.1. Estado de conducción

Tal y como indicábamos, el orden de los estados del inversor varía si se encuentra en modo inductivo o en modo capacitivo. En modo inductivo el orden de los estados es: *a-b-c-d*. En modo capacitivo el orden de los estados es: *c-b-a-d*.

Entre los instantes  $t_1$  y  $t_2$  la corriente es positiva y circula por los diodos de M2 y de M4 puesto que los MOSFET M1 y M3 están cortados. La tensión, por lo tanto, es negativa. Se corresponde con el instante *c* de la figura 3.22, en el que la corriente circula por C, L, diodo de M4, Cin y diodo de M2.

Entre los instantes  $t_2$  y  $t_3$  la corriente continúa siendo positiva y circula por los MOSFET M1 y M3 puesto que en  $t_2$  se ha producido la conmutación a conducción de estos, al mismo tiempo que se produce la conmutación a corte de M2 y M4. La tensión, por lo tanto, es positiva. Se corresponde con el instante *b* de la figura 3.22, en el que la corriente circula por C, L, M3, Cin y M1.

Entre los instantes  $t_3$  y  $t_4$  la corriente es negativa puesto que cambia de sentido en  $t_3$ . Ahora los MOSFET M1 y M3 continúan disparados a conducción, pero como M2 y M4 están cortados, fuerzan a que la corriente circule por los diodos de M1 y de M3. La tensión, por lo tanto, es positiva y se corresponde con el instante  $a$  de la figura 3.22, en el que la corriente circula por L, C, diodo de M1, Cin y diodo de M3.

Entre los instantes  $t_4$  y  $t_5$  la corriente continúa siendo negativa pero se produce en  $t_4$  la conmutación a conducción de M2 y M4 que corta los diodos de M1 y M3, por lo que la corriente circula por los MOSFET M4 y M2 (M1 y M3 están cortados). La tensión, por lo tanto, pasa a ser negativa. Se corresponde con el instante  $d$  de la figura 3.22, en el que la corriente circula por L, C, M2, Cin y M4.

### 3.5.5.2. Proceso de conmutación

Los procesos de conmutación capacitiva con componentes ideales, considerando que son las conmutaciones a conducción las que rigen su comportamiento, se pueden describir de la siguiente manera:

Antes de  $t_1$  la corriente está circulando por M2 y M4 y al producirse el cambio de sentido de la corriente, ésta no encuentra camino por los MOSFET M1 y M3 y, por tanto, pone a conducción a los diodos de M2 y M4. Esta conmutación es el paso del estado  $d$  al  $c$  de la figura 3.22. En  $t_1$  la corriente cambia de sentido, pero no se produce ninguna conmutación porque el conmutador ya estaba conduciendo la corriente desde antes de que cambie de signo. En este instante se produce, como decíamos, el paso del estado  $d$  al estado  $c$  de la figura 3.22 en el que el sentido de la corriente cambia pero no su camino.

En  $t_2$  se produce la conmutación a conducción de M1 y M3, que estaban soportando tensiones positivas. Al conducir M1 y M3 polarizan inversamente a los diodos de M2 y de M4, que si consideramos que son ideales, se cortan inmediatamente. Por lo tanto, podemos decir que la conducción de un MOSFET produce el corte de un diodo.

En esta figura se ha hecho conmutar a corte a los MOSFET M2 y M4 al mismo tiempo que conducían M1 y M3, pero esto no es necesario, puesto que se puede conmutar a corte a estos MOSFET desde  $t_1$  hasta  $t_2$ . Durante el tiempo entre  $t_1$  y  $t_2$  los diodos de M2 y M4

estarán conduciendo, puesto que es el único camino posible para la corriente en este intervalo, por lo que no importa la señal de disparo.

Si M2 y M4 conmutan a corte antes de que pasen a conducción M1 y M3, al tiempo entre el corte y la conducción se le denomina  $t_m$  o tiempo muerto. Durante el tiempo muerto no hay ningún MOSFET conduciendo y la corriente circula hasta el condensador de alimentación a través de los diodos de los semiconductores.

En este modo de conmutación y cuando se hace uso de los tiempos muertos los diodos de los MOSFET son imprescindibles, o lo que es lo mismo, los conmutadores tienen que ser bidireccionales en corriente.

En  $t_3$  la corriente cambia de sentido, pero no se produce ninguna conmutación porque el conmutador ya estaba conduciendo la corriente desde antes de que cambie de signo. En este instante se produce el paso del estado *b* al estado *a* de la figura 3.22 en la que el sentido de la corriente cambia pero el camino por el que circulan las corrientes no varía.

En  $t_4$  el proceso es similar a  $t_2$ , sólo que ocurre en la otra rama. La corriente está circulando por los diodos de M1 y M3 y al producirse la conmutación a conducción de M2 y M4 se polarizan inversamente estos diodos, produciéndose su corte. Esta conmutación es el paso del estado *a* al *d* de la figura 3.22, en el que la corriente no cambia de sentido por el condensador y la bobina pero sí por los conmutadores. Se aprecia como el camino de la corriente en el inversor se modifica pero no lo hace en el oscilador. En esta figura se ha hecho conmutar a conducción a los MOSFET M2 y M4 al mismo tiempo que se cortaban M1 y M3, pero esto no es imprescindible, puesto que se puede conmutar a corte a M1 y M3 desde  $t_3$  hasta  $t_4$ . Durante el tiempo entre  $t_3$  y  $t_4$  los diodos de M1 y M3 están conduciendo, puesto que es el único camino posible para la corriente en este intervalo. Los tiempos muertos en este caso pueden ser del mismo valor que para la conmutación anterior, de hecho son simétricos para cada una de las ramas. Al igual que en el estado *c* de la figura 3.22 en el estado *a*, durante el tiempo muerto no hay ningún MOSFET conduciendo y la corriente busca el camino hasta el condensador de alimentación a través de los diodos de los semiconductores, haciendo imprescindible el uso de los diodos de los MOSFET durante los tiempos muertos, o lo que es lo mismo que los conmutadores tienen que ser bidireccionales en corriente.

En  $t_5$  se produce de nuevo la conmutación a conducción de M1 y M3 tal y como ocurría en  $t_1$ , por lo que el ciclo se repite nuevamente.

En la conmutación en modo capacitivo, el puente conmuta corriente a conducción, mientras que a corte no hay pérdidas puesto que conmuta a corte sin corriente (ZCS). La tensión es cero en la conmutación a corte porque su diodo está conduciendo la corriente del resonante. Por lo tanto, a la hora de evaluar las pérdidas de conmutación sólo hay que considerar las pérdidas de conducción del MOSFET y las de corte de los diodos, que si consideramos ideales son cero. El peor caso para las pérdidas de conducción es cuando la conmutación se realiza con una fase de  $90^\circ$ , puesto que se conmuta toda la corriente del circuito resonante. Hemos simplificado el problema diciendo que los diodos son ideales pero, en realidad, es precisamente el diodo interno del MOSFET el componente más crítico a la hora de hacerlo conmutar a corte.

### 3.5.6. Conclusiones

Veamos un resumen de las características de las diferentes conmutaciones posibles con componentes ideales:

CARACTERÍSTICA	CONMUTACIÓN EN FASE	MODO INDUCTIVO	MODO CAPACITIVO
CONTROL DE LA CONMUTACIÓN	NO	CONMUTACIÓN A CORTE	CONMUTACIÓN A CONDUCCIÓN
PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN MOSFET	NO	A CORTE	A CONDUCCIÓN
PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN DIODO	NO	A CONDUCCIÓN	A CORTE

*Figura 3.23. Resumen del comportamiento con componentes ideales.*

Existen tres tipos de posibles modos de trabajo del inversor resonante serie con forma de onda cuadrada, cuando la conmutación se realiza en fase, cuando el modo es inductivo y cuando es capacitivo. La figura 3.23 muestra estos tres modos y las principales características que determinan su comportamiento. El control del proceso de conmutación se realiza por medio de la conmutación a corte en modo inductivo y por la conmutación a conducción en

modo capacitivo. En conmutación en fase las dos conmutaciones son importantes, pues son simultaneas, pero ninguna de las conmutaciones es la que determina el proceso de conmutación. La otra conmutación no tiene relevancia puesto que es una conmutación suave.

Las pérdidas de conmutación del MOSFET y del diodo, si las tuviesen, serían según se indica en el cuadro de la figura 3.23.

	<i>Conmutación inductiva</i>	<i>Conmutación capacitiva</i>
<i>MOSFET</i>	Corte 	Conducción 
<i>Diodo</i>	Conducción	Corte

Figura 3.24. Conmutación del MOSFET y conmutación generada en el diodo con componentes ideales.

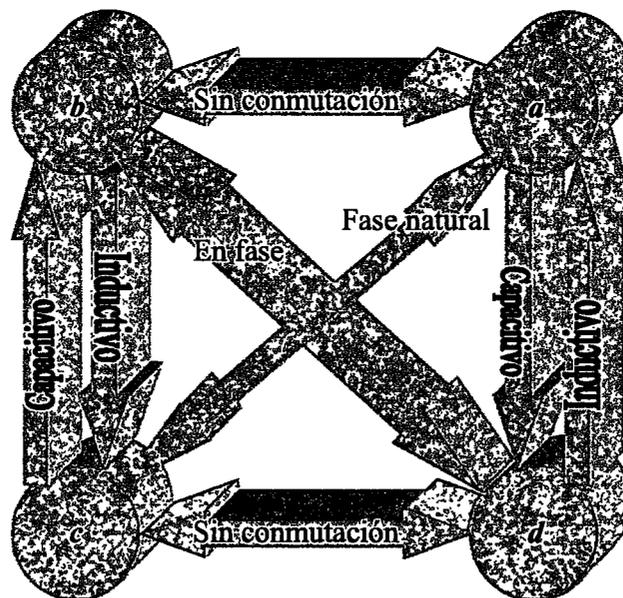


Figura 3.25. Caminos entre los estados de conducción para forma de onda cuadrada con componentes ideales.

En la figura 3.24 se muestran las conmutaciones que determinan el modo de funcionamiento del inversor resonante serie. En modo inductivo, el MOSFET conmuta a corte y provoca una conmutación de conducción al diodo de su misma rama. En modo capacitivo, el MOSFET conmuta a conducción y provoca una conmutación a corte al diodo de su misma rama.

En la figura 3.25 se muestran los diferentes caminos que conducen a los estados de conducción para forma de onda cuadrada cuando los componentes son ideales. Los estados de conducción son los que se muestran en las figuras 3.21 y 3.22 donde cada uno de ellos indica el camino de las corrientes durante un instante, por ejemplo el estado *a* hace referencia al instante en el que las corrientes circulan por L, C, diodo de M1, C<sub>in</sub> y diodo de M3.

Las flechas que los unen hacen referencia a las conmutaciones de los MOSFET, y de cada estado salen tres flechas y llegan otras tres, lo que indica que de cualquier estado puede irse a uno cualquiera de los otros tres, por medio de diferentes tipos de conmutación.

Desde un estado se llega hasta otro estado siguiendo la dirección de la flecha, por medio de una conmutación que es la indicada en la flecha. Por ejemplo, se puede ir del estado *c* al *b* por medio de una conmutación capacitiva.

La conmutación “En fase” hace referencia al tipo de conmutación en el que corriente y tensión están en fase, por eso sólo puede irse del estado *b* al *d* y viceversa (no existen los estados *a* ni *c*).

La conmutación “Fase natural” hace referencia al tipo de conmutación en el que corriente y tensión están en oposición de fase, es decir, cuando deja de darse pulsos a los MOSFET y la corriente fluye únicamente por los diodos hasta que desaparece. Este tipo de proceso sólo tiene dos estados, el estado *a* y el *c* (no existen los estados *b* ni *d*).

Cuando la conmutación es en modo inductivo el camino que se sigue en la figura 3.25 es en sentido antihorario, es decir, la secuencia de estados es *a-b-c-d*. Cuando la conmutación es en modo capacitivo el camino que se sigue en la figura 3.25 es en sentido horario, es decir, la secuencia de estados es *a-d-c-b*. La secuencia de conmutaciones en sentido antihorario es tal que, sólo se realizan conmutaciones inductivas o a corte del MOSFET. La secuencia de conmutaciones en sentido horario es tal que sólo se realizan conmutaciones capacitivas o a conducción del MOSFET.

### 3.6. Inversor resonante serie con componentes reales

Una vez estudiados los modos de funcionamiento del inversor serie con componentes ideales, veamos ahora como se modifican estos modos cuando los componentes son reales.

En primer lugar hay que definir cuales son parámetros nuevos que hay que introducir:

1. Los componentes reales tienen una caída de tensión entre sus extremos cuando están conduciendo corriente. Esto genera pérdidas de conducción.
2. Los componentes reales necesitan tiempos finitos para realizar las conmutaciones. Luego tienen capacidades parásitas y pérdidas de conmutación.
3. Los componentes reales tienen inductancias en sus conexiones, lo que genera sobretensiones cuando conmutan corriente. Esto nos obliga a introducir redes de ayuda a la conmutación.
4. Corrientes de recuperación inversa en los diodos. Que generan sobrecorrientes en los MOSFET y pérdidas de conmutación tanto a diodos como a transistores.

Las modificaciones que imponen los componentes reales son de dos tipos, en primer lugar en conducción y en segundo lugar en conmutación. En conducción aparecerán pérdidas asociadas a la resistencia del canal ( $R_{DSon}$ ) y a la tensión ánodo-cátodo ( $V_{AK}$ ) de los diodos. En conmutación los cambios que introducen las capacidades e inductancias parásitas son desde la aparición de retrasos en los flancos de las señales, hasta la aparición de sobretensiones en las conmutaciones, pasando por la existencia de pérdidas de conmutación.

#### 3.6.1. Conmutación en fase

La conmutación en fase no puede darse sin pérdidas de conmutación con componentes reales, puesto que el modelo del MOSFET introduce inductancias y sobre todo capacidades, que no se pueden cargar ni descargar si no hay corriente. La figura 3.26 a) muestra estos componentes parásitos para el modelo de dos inductancias, y la figura 3.26 b) el modelo de una sola inductancia  $L_{DS}$  de un valor suma de  $L_D$  y  $L_S$ . El MOSFET que se muestra en la figura 3.26 tiene la resistencia del canal únicamente.

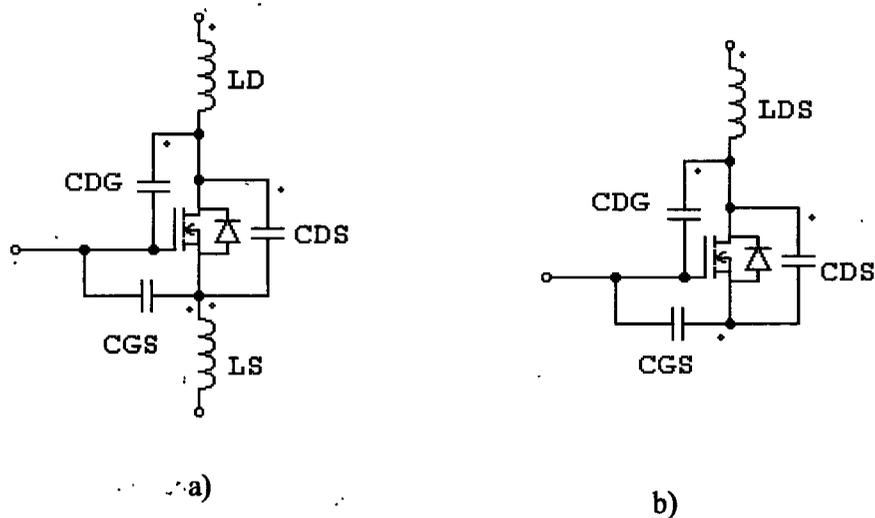


Figura 3.26. Modelo del MOSFET con capacidades e inductancias parásitas. a) modelo con dos inductancias. b) modelo con una inductancia.

Cuando el inversor está en el estado de conducción *b*, los condensadores  $C_{DS}$  y  $C_{DG}$  de los MOSFET M1 y M3 están cargados con una tensión muy baja (menor de 10 V) y los condensadores de la otra rama se encuentran cargados con la tensión de la fuente (alrededor de 500V). Al producirse la conmutación a corte de M1 y M3 los condensadores  $C_{DS}$  y  $C_{DG}$  de estos MOSFET comienzan a cargarse, y a descargarse los de M2 y M4. En la figura 3.27 se muestra el valor de la tensión entre extremos de  $C_{DS}$  de M1 y M3 para el modelo de una sola inductancia cuando sólo se carga por la corriente del resonante, con un ángulo de cinco grados de tiempo muerto. El condensador se carga mientras la corriente es negativa y se descarga cuando es positiva. Al producirse la conmutación a conducción de los MOSFET M2 y M4 se produce la carga brusca de sus capacidades. Si se produce una conmutación de los MOSFET simultánea, sin tiempos muertos, el condensador se cargará bruscamente en el momento de la conmutación.

Si el tiempo muerto aumenta, pero está centrado en el cero de la corriente, el proceso sigue siendo el mismo. En la figura 3.28 se muestra el caso en el que el tiempo muerto comprende ángulos de 15 grados. El resultado es el mismo que se aprecia en la figura 3.27, es decir, el condensador se carga bruscamente cuando conmutan a conducción los MOSFET M2 y M4.

Por lo tanto, cuando los MOSFET M2 y M4 conmutan a conducción sus capacidades parásitas se descargan a través de ellos mismos bruscamente y además se cargan las capacidades de la otra rama, produciéndose pérdidas de conmutación a conducción. Por lo tanto, podemos decir que las conmutaciones en fase no se pueden realizar sin pérdidas.

El mismo proceso se repite cuando el inversor se encuentra en el estado *d* y la conmutación a conducción la realizan M1 y M3. Por lo tanto, las pérdidas de conmutación son iguales para todos los MOSFET.

### 3.6.2. Proceso de carga de las capacidades parásitas

Hemos visto como las capacidades de salida de los MOSFET producen una variación en las conmutaciones, es por esto interesante conocer como se produce este proceso de carga de las capacidades parásitas mediante una corriente sinusoidal. Veamos el estudio de la carga de dicho condensador.

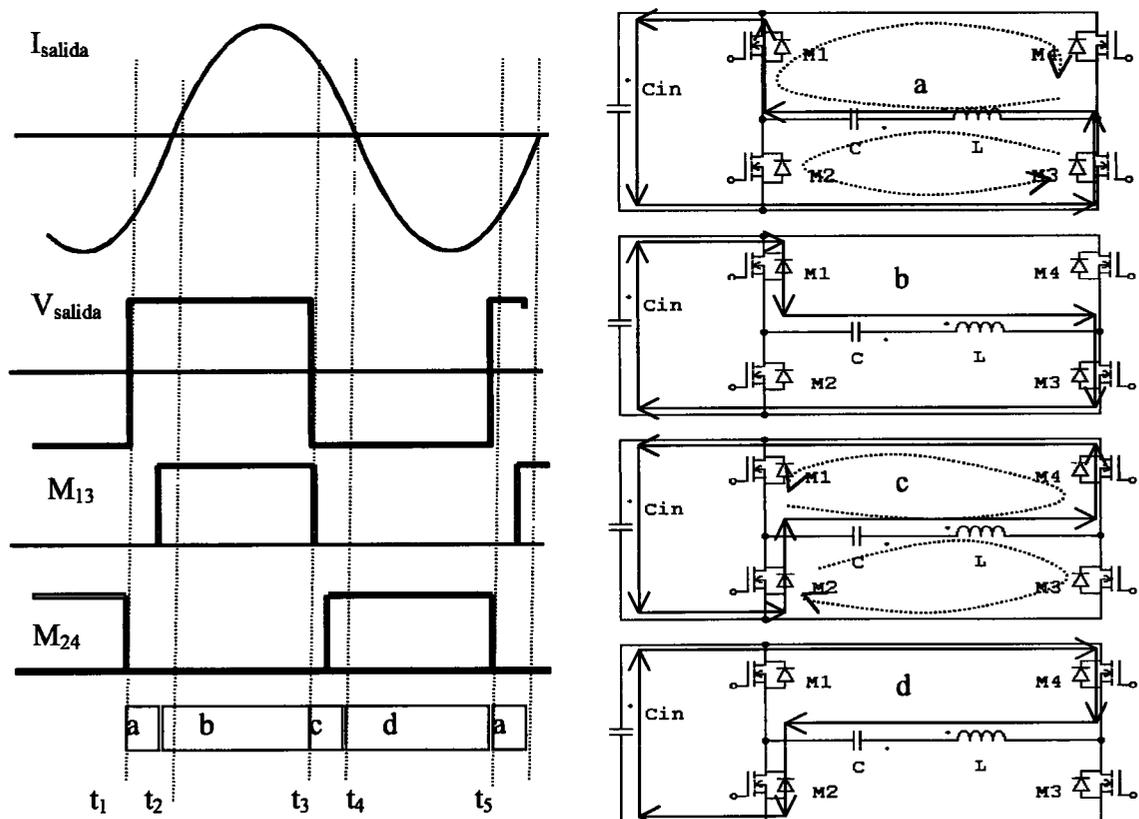


Figura 3.29. Conmutación inductiva con componentes reales.

Supongamos que en el inversor disponemos de tiempos muertos y que durante estos tiempos muertos queremos conocer la evolución de la tensión en los condensadores parásitos de los MOSFET. Para ello comparemos las señales de disparo para el caso ideal de la figura 3.21 con las que se muestran en la figura 3.29. Se ha introducido un tiempo muerto entre los pulsos de disparo de los MOSFET de una rama y los de la otra. Al estar la frecuencia del inversor por encima de la frecuencia de resonancia las conmutaciones son inductivas.

Como vemos, la conmutación a corte fija el cambio de polaridad en la tensión de salida. Pero ahora durante la conmutación a corte la corriente del oscilador necesita cargar las capacidades de todos los MOSFET antes de que conduzcan los diodos. Esta circulación de corriente se aprecia en líneas discontinuas en los estados  $a$  y  $c$  de la figura 3.29.

Para ver como se produce la carga de las capacidades parásitas supongamos el circuito de la figura 3.30 en la que dos condensadores en serie se cargan por medio de una fuente de corriente sinusoidal que no está en fase con esa tensión. Este circuito equivalente de carga de las capacidades parásitas de los MOSFET en el instante cero lo consideramos con tensión cero. Tener tensión cero es equivalente a que se encuentre conduciendo el transistor inferior.

Para poder realizar un estudio matemático hay que fijar una serie de parámetros que nos darán las ecuaciones que rigen el sistema. Estos parámetros se fijan en la figura 3.31.

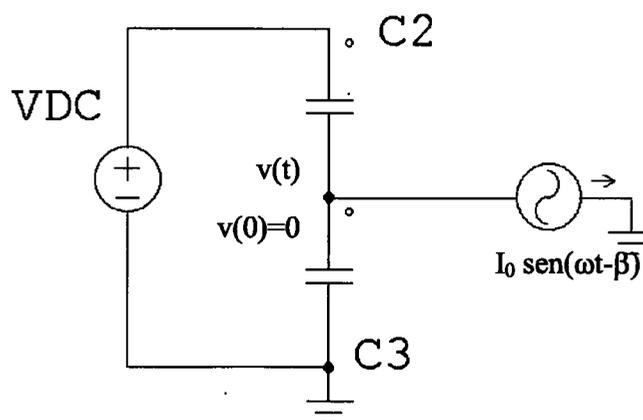


Figura 3.30. Circuito equivalente de la carga de las capacidades parásitas .

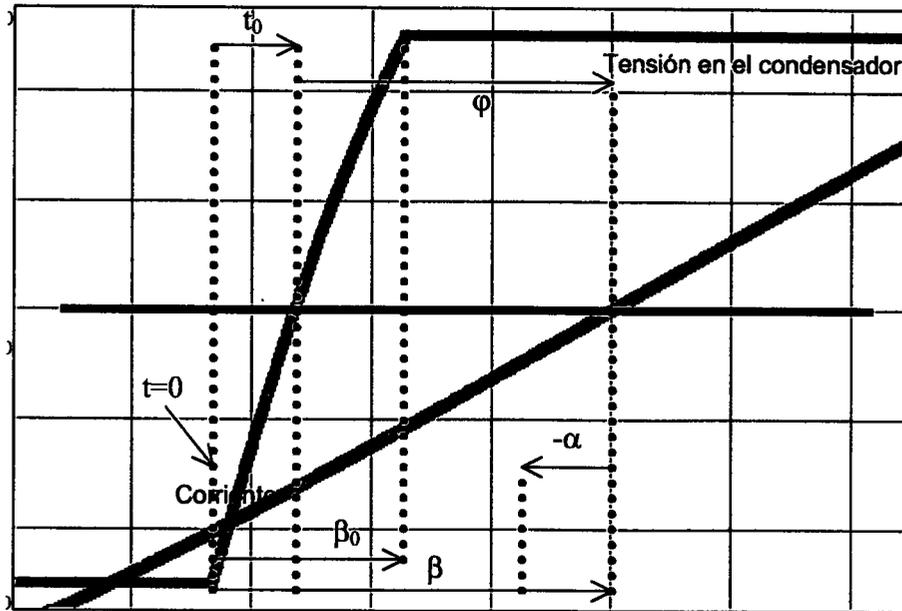


Figura 3.31. Parámetros del circuito de carga de las capacidades parásitas .

Estos parámetros son:

- El instante inicial es  $t=0$  que corresponde con el momento en el que la tensión comienza a subir debido a que un MOSFET a conmutado a corte.
- El tiempo  $t_0$ , que es el que tarda en alcanzar la mitad de la tensión de la fuente  $V_{DC}/2$ .
- Este tiempo fija un ángulo entre el instante y el cruce por cero de la corriente. Este ángulo  $\phi$  determina la fase entre tensión y corriente de salida.
- El ángulo  $\beta$  determina la fase entre el instante de subida de la tensión y el cruce por cero de la corriente.
- El ángulo  $\beta_0$  determina la fase entre el instante de subida de la tensión y el momento en el que se alcanza la tensión de alimentación  $V_{DC}$ .
- El ángulo  $\alpha$  determina la fase entre el instante del cruce por cero de la corriente y el instante en el que los MOSFET de la otra rama conmutan a conducción.

En la figura 3.31 se muestra como la tensión de las capacidades parásitas comienzan a cargarse en  $t=0$ , que se corresponde con el corte de una rama de los transistores. Un tiempo  $t_0$  después se alcanza  $V_{DC}/2$ . Desde que se alcanza la mitad de la tensión de alimentación hasta que la tensión en los condensadores parásitos llega a  $V_{DC}$  transcurre un tiempo mayor que  $t_0$ , puesto que la corriente de carga cada vez es menor.

La corriente cruza por cero en el centro de la figura 3.31 (intersección con el trazo negro) y esta intersección sirve como referencia a los ángulos que definen la fase de la salida y la fase de la conducción de la otra rama de MOSFET.

El ángulo  $\phi$  que determina la fase entre tensión y corriente de salida nos determina la potencia de salida del inversor. El ángulo  $\beta_0$  determina el tiempo muerto mínimo para estas condiciones de trabajo, puesto que un tiempo muerto menor hará subir bruscamente la tensión en los condensadores parásitos. La diferencia entre  $\beta$  y  $\beta_0$  determina el rango de ángulos entre los que puede estar la conmutación a conducción de los MOSFET de la otra rama o margen posible de  $\alpha$ . Dentro de este margen no se produce una carga brusca de los condensadores parásitos.

De forma matemática lo expresamos de la siguiente forma: la corriente de la fuente cumple la ecuación:

$$i(t) = I_0 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \beta) \quad (3.20)$$

Planteemos las ecuaciones para el condensador inferior, por el que circula la mitad de la corriente de la fuente, dado que los dos condensadores parásitos son iguales.

$$i_c(t) = -\frac{1}{2} \cdot i(t) \quad (3.21)$$

La tensión en dicho condensador será:

$$\int v(t) \cdot dt = -\frac{1}{2 \cdot C} \cdot \int i(t) \cdot dt \quad (3.22)$$

Sustituyendo el valor de la corriente e integrando el primer término:

$$[v(t)]_0^t = -\frac{1}{2 \cdot C} \cdot \int_0^t I_0 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \beta) \cdot dt \quad (3.23)$$

Teniendo en cuenta que en el instante  $t=0$  la tensión en el condensador es cero e integrando el segundo término, se obtiene:

$$v(t) = \frac{I_0}{2 \cdot C \cdot \omega} \cdot [\cos(\omega \cdot t - \beta)]_0^t \quad (3.24)$$

Sustituyendo:

$$v(t) = \frac{I_0}{2 \cdot C \cdot \omega} \cdot [\cos(\beta - \omega \cdot t) - \cos(\beta)] \quad (3.25)$$

La ecuación 3.25 determina la tensión de los condensadores parásitos en el intervalo en el que no hay disparos, o tiempo muerto. Esta ecuación tiene los límites de conducción de los diodos, por lo que no puede ser ni superior a  $V_{DC}$  ni inferior a 0 V.

Veamos los valores que toma  $v(t)$  en los diferentes ángulos entre  $t=0$  y  $\alpha$  y las conclusiones que podemos extraer de las ecuaciones resultantes.

En  $t_0$  sabemos que:

$$v(t_0) = \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.26)$$

y como:

$$\beta - \omega \cdot t_0 = \varphi \quad (3.27)$$

Por lo tanto, sustituyendo en (3.25) obtenemos:

$$v(t_0) = \frac{V_{DC}}{2} = \frac{I_0}{2 \cdot C \cdot \omega} \cdot [\cos(\beta - \omega \cdot t_0) - \cos(\beta)] \quad (3.28)$$

Sustituyendo (3.27) en (3.28):

$$\cos(\varphi) - \cos(\beta) = \frac{C \cdot \omega \cdot V_{DC}}{I_0} \quad (3.29)$$

La ecuación 3.29 nos relaciona el instante de la conmutación a corte con la potencia de salida.

Veamos ahora el significado de  $\beta_0$ .  $\beta_0$  es el ángulo para el cual la tensión de los condensadores parásitos alcanza  $V_{DC}$ . Por lo tanto, a partir de este ángulo los diodos del otro conmutador conducen y este último MOSFET puede dispararse a conducción. Matemáticamente lo podemos expresar como:

$$v\left(\frac{\beta_0}{\omega}\right) = V_{DC} \quad (3.30)$$

Sustituyendo en (3.25):

$$v\left(\frac{\beta_0}{\omega}\right) = \frac{I_0}{2 \cdot C \cdot \omega} \cdot [\cos(\beta - \beta_0) - \cos(\beta)] = V_{DC} \quad (3.31)$$

$$[\cos(\beta - \beta_0) - \cos(\beta)] = \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot C \cdot \omega}{I_0} \quad (3.32)$$

Si los ángulos  $\beta$  y  $\beta_0$  son iguales (3.32) se convierte en:

$$\cos(\beta_0) = 1 - \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot C \cdot \omega}{I_0} \quad (3.33)$$

La ecuación 3.33 tiene sentido si la conmutación de conducción se produce en el cruce por cero de la corriente o después.

El ángulo  $\alpha$  resulta de gran importancia para determinar el tipo de conmutación y las pérdidas que se producen. Este ángulo puede tener tres valores, positivo, negativo o cero. Pero el tipo de conmutación no depende de su valor sino del valor de la tensión de los condensadores parásitos en el instante de la conmutación a conducción.

Por lo tanto, los procesos de conmutación no son tan fáciles de determinar. Veamos las posibilidades que puede presentar  $\alpha$  y, dentro de éstas, algunas condiciones que son necesarias para que la conmutación a conducción se realice sin pérdidas (ZVS).

- Si  $\alpha$  es positivo, siempre se producirá la conmutación a conducción con los condensadores parásitos a tensión inferior a  $V_{DC}$ . Conmutación a conducción con pérdidas.
- Si  $\alpha$  es cero, la conmutación a conducción es sin pérdidas sólo si se cumple que el ángulo de corte ( $\beta$ ) es mayor o igual que  $\beta_0$ , o ángulo para el que los condensadores parásitos se cargan a  $V_{DC}$ .
- Si  $\alpha$  es negativo, la conmutación a conducción es sin pérdidas sólo si se cumple que el ángulo  $\alpha$  es menor que la diferencia entre el ángulo de corte ( $\beta$ ) y el ángulo  $\beta_0$  para el que los condensadores parásitos se cargan a  $V_{DC}$ .

De forma matemática decimos que la conmutación a conducción es ZVS cuando se cumple la ecuación 3.34.

$$(\beta - \beta_0) \geq \alpha \geq 0 \quad (3.34)$$

Como tanto  $\alpha$  como  $\beta$  pueden tomar diferentes valores veamos una tabla con todas las posibilidades, teniendo en cuenta que  $\alpha$  puede ser positivo, negativo o cero y que  $\beta$  puede ser mayor, menor o igual a  $\beta_0$ . Esta tabla se presenta en la figura 3.32 en la que se muestran todas las posibilidades que pueden tomar los ángulos  $\alpha$  y  $\beta_0$ .

Después de lo visto hasta el momento analicemos la figura 3.32 para cada una de las formas de onda que aparecen en ella.

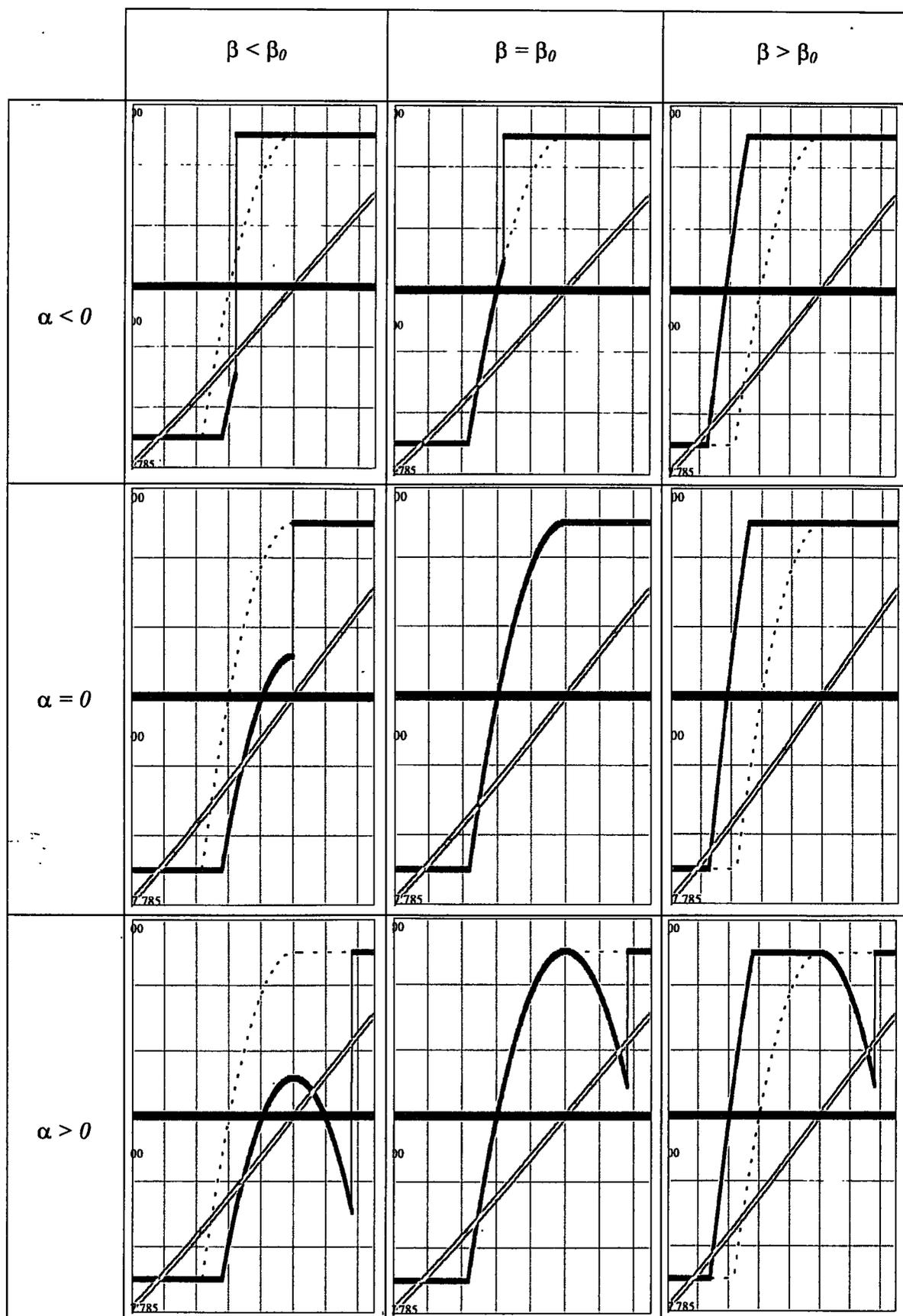


Figura 3.32. Diferentes posibilidades para la carga de las capacidades parásitas .

En la figura 3.32 se ha representado:

- Con una línea roja el valor de la tensión en los condensadores parásitos. Esta línea es diferente en cada una de las nueve representaciones, puesto que depende del instante en que se produce la conmutación a corte y a conducción.
- Con una línea verde la corriente sinusoidal de salida. Esta línea es igual en cada una de las nueve representaciones, pues se toma como referencia para las nueve representaciones.
- Con una línea azul discontinua la tensión en los condensadores parásitos cuando se cargan con  $\beta_0$ . Esta línea es igual en cada una de las nueve representaciones.
- Con una línea roja horizontal el valor del cero para la corriente y  $V_{DC}/2$  para la tensión en los condensadores parásitos. El corte de esta línea con la verde indica el cero de la corriente, y con la roja indica el ángulo  $\varphi$ .

### 3.6.3. Estudio de las conmutaciones

Como se ha visto en el apartado anterior, los procesos de conmutación no son tan fáciles de determinar. Para hacer un estudio en profundidad realizamos un análisis de la figura 3.32 para todos los casos posibles.

Veremos el tipo de conmutación desde el punto de vista del ángulo  $\beta$  que puede ser menor, igual o mayor que  $\beta_0$  y en cada apartado se pondrán de manifiesto las tres posibilidades de  $\alpha$  y las características de las conmutaciones a conducción y a corte.

#### 3.6.3.1. Caso en que $\beta$ es menor que $\beta_0$ .

Cuando  $\beta$  es menor que  $\beta_0$  indica que la conmutación a corte se ha producido posteriormente al instante óptimo, y se corresponde con la primera de las columnas de la figura 3.32.

La conmutación a corte se produce con pocas pérdidas, puesto que los condensadores tardan mucho tiempo en cargarse. Tan sólo se podrían producir pérdidas si la conmutación a conducción es casi simultánea a la de corte, cosa que ocurre cuando  $\alpha$  es menor que cero.

La conmutación a conducción es siempre con pérdidas, puesto que los condensadores parásitos no se han cargado completamente y la corriente de carga se produce en esta conmutación. Si  $\beta$  es cero o negativo ni siquiera se produce la carga de los condensadores parásitos y el proceso de conmutación es el que se ha explicado para componentes ideales con conmutación capacitiva. La figura 3.33 muestra el caso en el que  $\beta$  es cero y  $\alpha$  es igual a  $13^\circ$ .

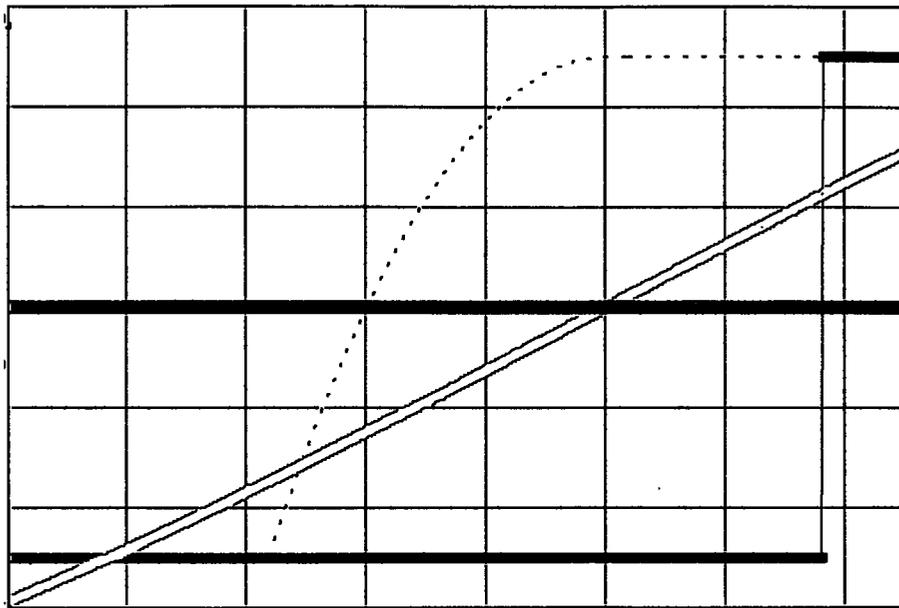


Figura 3.33. Conmutación completamente capacitiva cuando  $\beta$  es cero o negativo.

### 3.6.3.2. Caso en que $\beta$ es igual a $\beta_0$ .

Cuando  $\beta$  es igual que  $\beta_0$  indica que la conmutación a corte se produce en el instante óptimo, y se corresponde con la columna central de la figura 3.32.

La conmutación a corte se produce con pocas pérdidas, puesto que los condensadores tardan mucho tiempo en cargarse. Al igual que en el caso anterior tan sólo se podrían producir pérdidas si la conmutación a conducción es casi simultánea a la de corte, cosa que ocurre cuando  $\alpha$  es menor que cero y muy parecido a  $\beta_0$ .

Hay una conmutación a conducción sin pérdidas, el caso en el que  $\alpha$  es cero, puesto que los condensadores parásitos se han cargado completamente. En este instante la corriente que cambia de sentido y lo hace a través de la otra rama del puente.

En este caso en particular la ecuación 3.29 puede ponerse como:

$$\cos(\varphi) = 1 - \frac{V_{DC} \cdot C \cdot \omega}{I_0} \quad (3.35)$$

Lo que nos relaciona la potencia de salida en función de los parámetros que dan la carga de los condensadores parásitos. Una forma de poner (3.35) que aporta más información es:

$$\cos(\varphi) = \frac{1 + \cos(\beta_0)}{2} \quad (3.36)$$

De la ecuación 3.36 se deduce que aunque  $\cos(\beta_0)$  sea cero hay potencia de salida, en concreto:

$$\cos(\beta_0) = 0 \Rightarrow \cos(\varphi) = \frac{1}{2} \Rightarrow \varphi = 60^\circ \quad (3.37)$$

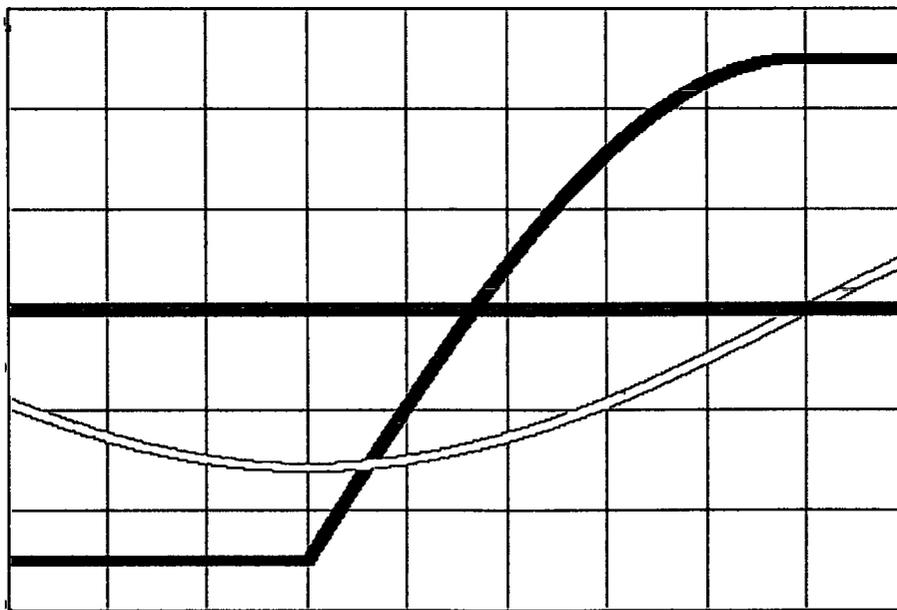


Figura 3.34. Conmutación cuando  $\beta_0$  es  $90^\circ$ . En este caso  $\varphi$  es  $60^\circ$ .

La figura 3.34 muestra el caso en el que  $\beta_0$  es de  $90^\circ$ , puede apreciarse como  $\varphi$  es de  $60^\circ$  y por tanto la potencia de salida no es nula.

Las otras dos conmutaciones a conducción, con  $\alpha$  positiva o negativa son siempre con pérdidas, puesto que los condensadores parásitos o no se han cargado completamente o después de cargarse se descargan nuevamente.

### 3.6.3.3. Caso en que $\beta$ es mayor que $\beta_0$ .

Cuando  $\beta$  es mayor que  $\beta_0$  indica que la conmutación a corte se produce antes del instante óptimo, y se corresponde con la tercera columna de la figura 3.32.

La conmutación a corte se produce con algunas pérdidas, puesto que los condensadores tardan muy poco tiempo en cargarse. El tiempo de carga es pequeño puesto que se cargan con mucha corriente. Este tiempo de carga puede ser comparable a los tiempos de conmutación y, por tanto, producirse pérdidas. En este caso aunque la conmutación a conducción se produzca casi simultánea a la de corte, cosa que ocurre cuando  $\alpha$  es menor que cero, no se incrementan las pérdidas dado que los tiempos de carga son muy pequeños.

Hay una conmutación a conducción con pérdidas, es el caso en el que  $\alpha$  es positivo, puesto que los condensadores parásitos se han cargado completamente, ha conducido el diodo de su conmutador complementario, pero al cambiar de sentido la corriente este diodo se corta y comienzan a descargarse. La corriente de carga brusca de los condensadores parásitos se produce en esta conmutación.

La conmutación a conducción con  $\alpha$  cero es siempre sin pérdidas, puesto que los condensadores parásitos se han cargado completamente y la corriente circula por los diodos hasta que cambia de sentido y se produce el cambio de sentido de la corriente sin cambio de camino.

La conmutación a conducción con  $\alpha$  negativa puede ser con o sin pérdidas. Sólo se producen pérdidas cuando  $\beta$  es similar a  $\beta_0$  y  $\alpha$  es parecido a  $\beta$ , en este caso la forma de onda es similar a la presentada en el caso de  $\beta$  igual a  $\beta_0$  y  $\alpha$  menor que cero. Este caso no es muy usual puesto que los tiempos muertos tienen que ser muy pequeños (inferiores a 50 ns) y se corre el riesgo de una conmutación simultánea.

La figura 3.35 muestra la comparación entre los dos casos posibles cuando  $\beta$  es mayor que  $\beta_0$  y  $\alpha$  es negativo. La figura a) con tiempos muertos grandes ( $\beta$  es  $27^\circ$  y  $\alpha$  de  $24^\circ$ ), y la figura b) con tiempos muertos pequeños ( $\beta$  es  $27^\circ$  y  $\alpha$  de  $17^\circ$ ). El ángulo  $\beta_0$  es de  $20^\circ$ .

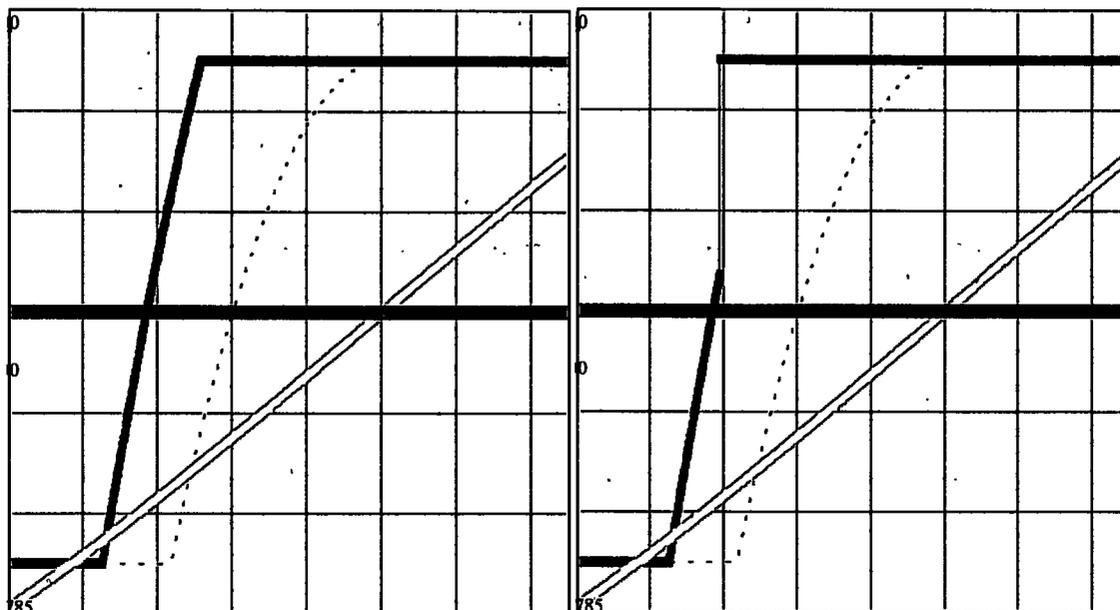


Figura 3.35. Casos posibles cuando  $\beta$  es mayor que  $\beta_0$  y  $\alpha$  es negativo. a)  $\beta = 27^\circ$  y  $\alpha = 24^\circ$ . b)  $\beta = 27^\circ$  y  $\alpha = 17^\circ$ .

#### 3.6.3.4. Conmutación de los diodos intrínsecos del MOSFET

Por las características de la figura 3.32 no se muestran conmutaciones en las que se produzca la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET, tan sólo para el caso de la figura 3.33. Puede ocurrir, sin embargo, que se produzcan estas conmutaciones siempre que  $\alpha$  sea positiva y de un valor suficientemente grande.

La figura 3.36 muestra como es la forma de onda durante la conmutación si  $\alpha$  es positiva y de un valor grande para todos los valores posibles de  $\beta$ . Estudiando la figura 3.36 vemos que los condensadores parásitos necesitan para cargarse hasta  $V_{DC}$ , al menos un ángulo  $\beta_0$  y, por lo tanto, necesitan el mismo ángulo para descargarse.

El valor de  $\alpha$  tiene que ser superior al de  $\beta_0$  para que los condensadores parásitos se descarguen una vez que la corriente cambia de sentido, suponiendo que el comportamiento de los condensadores parásitos es el mismo para la carga y para la descarga.

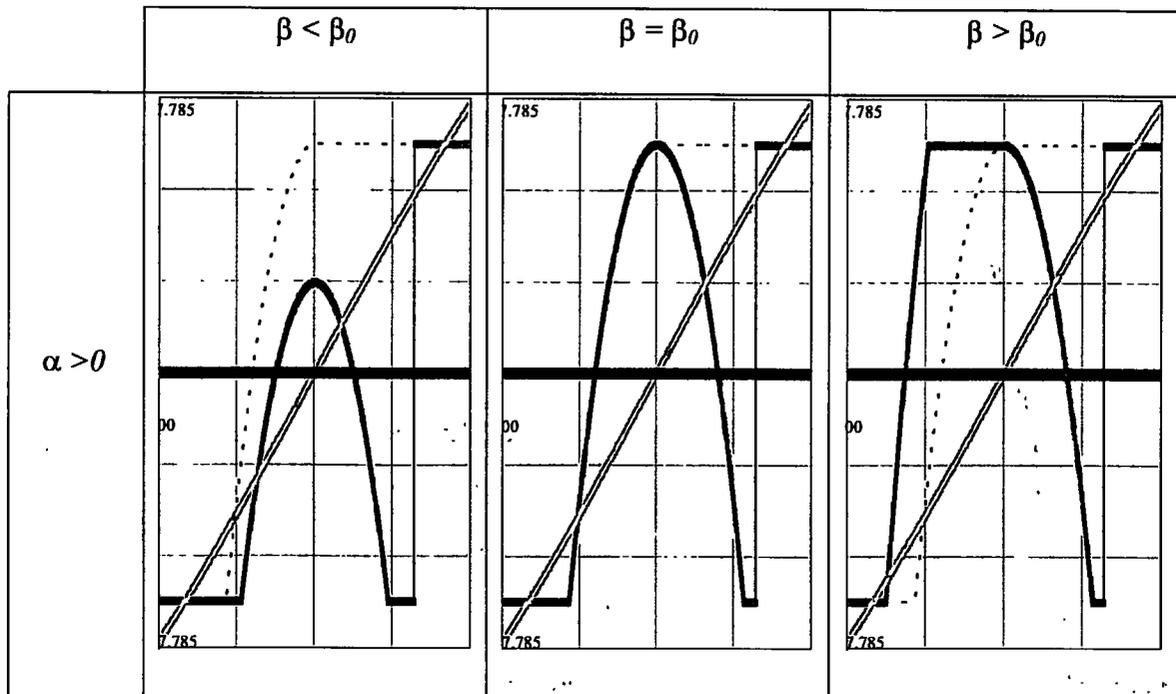


Figura 3.36. Conmutación capacitiva a conducción al ser  $\alpha$  mayor que  $\beta_0$ .

Se pueden resumir las condiciones para conmutación a conducción, sin que se produzca una conmutación forzada del diodo intrínseco del MOSFET, de la siguiente forma:

- Si  $\beta$  es menor o igual que  $\beta_0$  entonces  $\alpha$  tiene que ser menor que  $\beta$ .
- Si  $\beta$  es mayor o igual que  $\beta_0$  entonces  $\alpha$  tiene que ser menor que  $\beta_0$ .

### 3.6.3.5. Condición de conmutación a conducción sin pérdidas

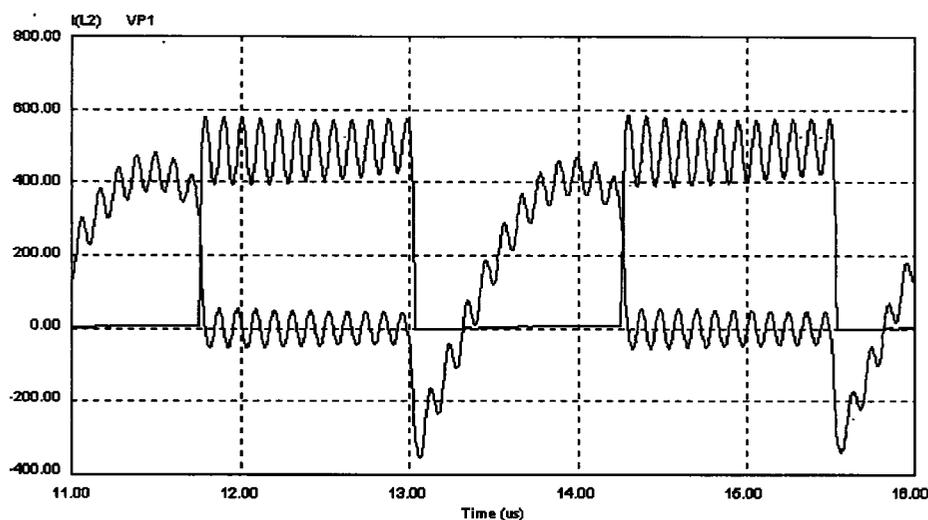
De la misma manera se puede decir que la condición para que, cuando la conmutación a conducción se produzca, los diodos de ese conmutador estén conduciendo es:

$$\beta \geq \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot C \cdot \omega}{I_0}\right) \quad (3.38)$$

La ecuación 3.38 se obtiene de (3.32) cuando  $\beta - \beta_0 \geq \alpha$ . Lo que indica que cuando se produzca la conmutación a conducción los condensadores parásitos ya se hayan cargado.

### 3.6.4. El efecto de la inductancia en serie

La inductancia en serie tan sólo interviene en los procesos de conmutación y su efecto es el de generar una sobretensión en el MOSFET cuando se producen cambios bruscos de corriente en las conmutaciones. Si las conexiones a los condensadores de la fuente de alimentación son sin inductancia y la conmutación se produce en condiciones óptimas de conmutación  $\beta = \beta_0$  y  $\alpha = 0$  estas sobretensiones son mínimas. Sin embargo, como esta inductancia se encuentra en serie con el condensador del MOSFET lo que se produce es una oscilación en el momento de la conmutación. Si la conmutación es inductiva, el MOSFET conmuta corriente a corte, por lo que la corriente que circula por la inductancia en serie se ve bruscamente interrumpida y provoca la carga del condensador parásito, iniciando la oscilación.



*Figura 3.37. Corriente y tensión por un MOSFET con inductancia en serie y condensadores parásitos.*

En la figura 3.37 se muestra una simulación de la corriente y tensión por un MOSFET cuando la inductancia en serie (15 nH) oscila con el condensador parásito (de 10n). Estos valores simulan a diez MOSFET conectados en paralelo para poder conmutar los 400 A que aparecen conmutados en la figura 3.37. La frecuencia depende de los valores de la inductancia en serie y del condensador parásito. La amplitud de la oscilación depende de la relación entre estos dos valores, de forma que cuanto mayor es la inductancia en serie con respecto al condensador parásito mayor es la amplitud de la oscilación. Hay, por lo tanto, que minimizar la inductancia parásita en serie.

La oscilación se amortigua muy lentamente puesto que casi no hay resistencia en el canal del MOSFET. Sería necesario conectar una red de amortiguamiento para que la oscilación se amortiguase en un solo ciclo. Como red de amortiguamiento se utiliza una red R-C que también hace las veces de red de ayuda a la conmutación.

La red de ayuda a la conmutación a corte más adecuada en el caso de la figura 3.37 es el circuito RC conectado en los extremos del MOSFET, optimizando la conexión de la red y de los propios componentes del conmutador con el objeto de reducir la inductancia parásita de esta red. Por lo tanto, se tiene que implementar la red RC de amortiguamiento y ayuda a la conmutación lo más cercana posible a los conmutadores para que pueda actuar como tal. El diseño de esta red está en función de la inductancia en serie, de los condensadores parásitos, de las velocidades de conmutación, de la amplitud de la corriente de conmutación y de la sobretensión permitida.

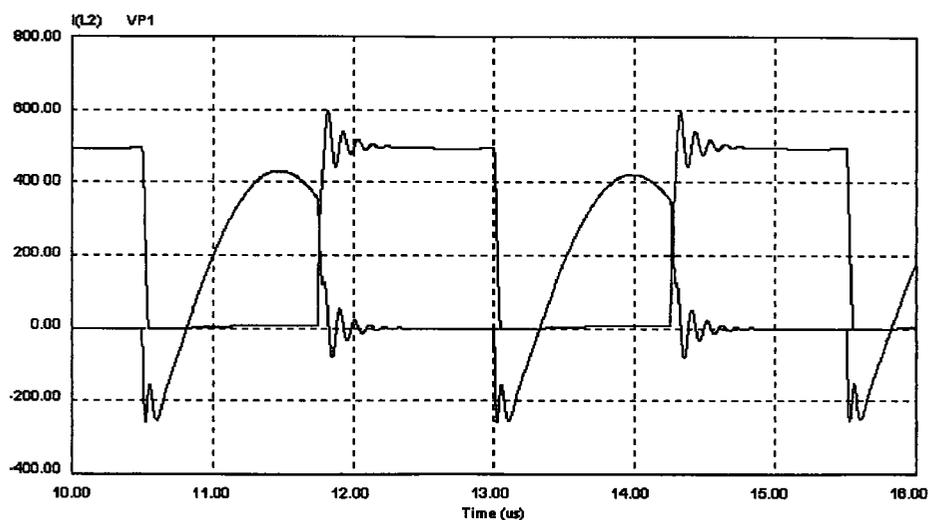


Figura 3.38. Corriente y tensión por un MOSFET con red RC de amortiguamiento y ayuda a la conmutación.

En la figura 3.38 se muestra la misma simulación que para la figura 3.37 sólo que se le ha añadido una red RC de amortiguamiento de  $1 \Omega$  y  $10 \text{ nF}$ . Los valores de la red RC se corresponden con la que se pondría a los diez MOSFET en paralelo para esta corriente, sin embargo, es importante que la disposición de estas redes sea independiente para acercarlas a los MOSFET lo más posible de forma que su inductancia sea lo menor posible.

Si la conmutación es capacitiva lo que hay que minimizar son las pérdidas de conmutación a conducción de los MOSFET pero, sobre todo, las pérdidas de conmutación a corte de los diodos, debidas a su fenómeno de recuperación inversa. 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. Esta inductancia se puede poner común para todos los MOSFET del puente, colocándose entre la fuente de tensión y el puente inversor. De esta forma se limita el  $di/dt$  de la conmutación a corte para los cuatro diodos del inversor, es necesaria, sin embargo, una red de descarga de esta inductancia. En la práctica esta inductancia no se incluye en el circuito como un solo componente sino que se aprovecha la inductancia parásita del conexionado de los MOSFET del inversor.

Como veremos más adelante, la característica de conducción inversa de los diodos durante su conmutación a corte incluye un efecto llamado "snap off" o "corte brusco" 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 para los diodos o lo que es lo mismo entre extremos del MOSFET. 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 a partir de ahora.

### **3.7. Inversor resonante serie con componentes reales y elementos parásitos**

Se ha querido dejar para un estudio aparte el caso de un inversor con elementos parásitos, donde los elementos parásitos son por una parte los del MOSFET y por otra los propios del inversor.

Los elementos parásitos del MOSFET son:

- El diodo en antiparalelo del MOSFET que también denominamos diodo intrínseco, diodo parásito o diodo interno.

- El transistor bipolar que se forma entre las capas N-P-N del MOSFET. A este transistor bipolar también lo denominamos transistor NPN parásito o transistor interno.
- La variación de las capacidades con la tensión aplicada entre sus extremos.

Los elementos parásitos propios del puente de MOSFET de alta potencia son:

- Paralelización de los MOSFET para la conmutación de altas corrientes.
- Capacidades parásitas de los transformadores de potencia.
- Inductancia parásita entre la fuente de tensión y el inversor.

### **3.7.1. Elementos parásitos del MOSFET**

En este apartado veremos, por separado, los tres componentes que hemos determinado como parásitos del MOSFET. En primer lugar el diodo intrínseco, en segundo lugar el transistor NPN parásito y por último la variación de las capacidades en función de la tensión.

#### **3.7.1.1. El diodo intrínseco del MOSFET**

La figura 3.39 muestra la sección transversal de una celda de las muchas que, puestas en paralelo, forman un transistor MOSFET de potencia.

Los inversores serie utilizados en calentamiento por inducción están formados, como se ha visto, por conmutadores bidireccionales en corriente, por lo tanto se necesita el diodo para recircular la corriente del oscilador en determinadas condiciones. El diodo intrínseco del MOSFET es ideal para tal fin, si su comportamiento es el adecuado. De esta forma no son necesarios componentes adicionales.

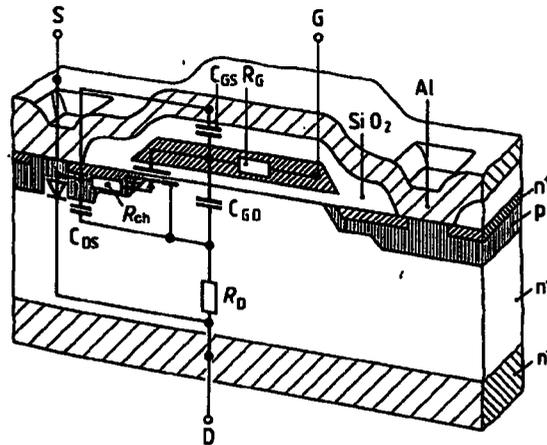


Figura 3.39. Sección transversal de un MOSFET donde se muestran las capas que lo forman y el diodo intrínseco.

El diodo lo forma la unión PN que en la figura 3.39 se muestra en la parte izquierda. Esta unión se pone a conducir de Surtidor a Drenador cuando la tensión  $V_{DS}$  es negativa. La caída de tensión directa ( $V_{SD}$ ) está entorno a 1.5 V, sin embargo, el tiempo de recuperación inversa es muy elevado (entorno a 1800 ns). Por el hecho de tratarse de inversores de alta frecuencia, el tiempo de recuperación inversa tiene que ser pequeño, por este motivo se utilizan MOSFET con diodo intrínseco de bajo tiempo de recuperación. A estos MOSFET se les conoce como FREDFET (Fast-Recovery-Epitaxial-Diode-Field-Efect-Transistor).

En la figura 3.40 puede apreciarse como varían los tiempos de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ) y la corriente de recuperación inversa máxima ( $I_{RRM}$ ) para dos transistores MOSFET que poseen diferentes diodos parásitos pese a ser de la misma corriente y tensión. En un caso se trata de un MOSFET estándar con  $t_{rr}$  elevado y en el otro caso de un FREDFET. Se puede comprobar como la variación de la corriente con el tiempo ( $di/dt$ ) es de 100 A/ $\mu$ s puesto que caen 10 A en 100 ns.

Las hojas de características de los fabricantes dan los tiempos y las corrientes máximas de recuperación inversa de los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET o FREDFET que producen, pero dichas características no son aplicables en la mayoría de los casos a los circuitos de potencia, puesto que las condiciones en las que se han realizado las medidas no son las mismas en las que después trabajarán esos transistores.

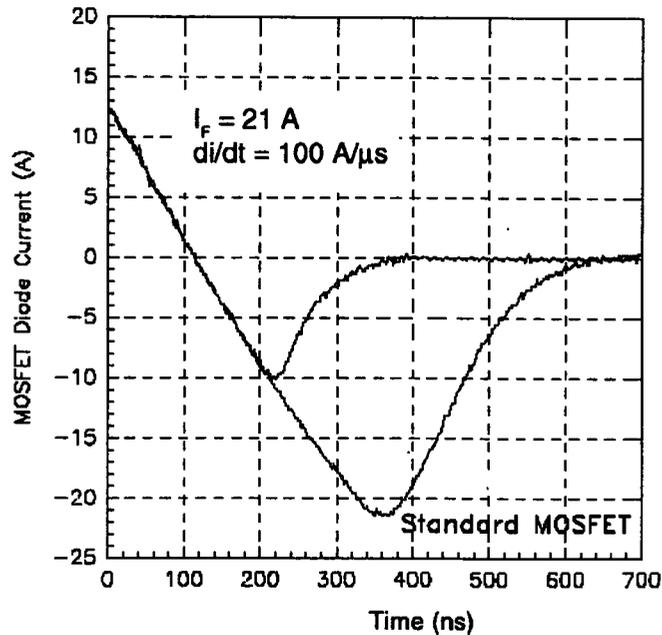


Figura 3.40. Curva de recuperación inversa de un MOSFET estándar y de un FREDFET.

Las condiciones que dan los fabricantes de transistores MOSFET o FREDFET para los circuitos de recuperación inversa son en la mayoría de los casos las siguientes:

- La corriente directa que circula por el diodo cuando se le fuerza a cortarse es igual a la máxima que puede circular por él continuamente ( $I_D$ ).
- La variación de corriente con el tiempo ( $di/dt$ ) durante el proceso de corte es de  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ .
- La tensión que se le aplica inversamente al diodo ( $V_R$ ) es diez veces inferior a la máxima que soporta.

Para determinar cual será el tiempo de recuperación inversa y la corriente de recuperación inversa, en el caso de una conmutación capacitiva en el inversor, estas condiciones de prueba no son aplicables. Una conmutación capacitiva se produce cuando un FREDFET conmuta a conducción mientras que la corriente del oscilador resonante está circulando por el otro diodo del FREDFET de la célula de conmutación. Esta conmutación a conducción del FREDFET provoca una conmutación a corte del diodo intrínseco, pero el  $di/dt$

no es de  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ , sino mucho mayor y viene determinado por la velocidad de conmutación a conducción del FREDFET y por la inductancia del circuito de potencia del inversor.

Si se desea un control sobre el tiempo de recuperación inversa y la corriente de recuperación inversa, se puede modificar el circuito de potencia del inversor para que en las conmutaciones capacitivas el  $di/dt$  fuese el mismo que el medido por el fabricante.

En la figura 3.41 puede verse una de las posibles modificaciones del circuito de potencia utilizado en calentamiento por inducción para poder controlar el  $di/dt$ . Se ha añadido una bobina entre la fuente de tensión y los transistores FREDFET de forma que se controle el  $di/dt$  que produciría una conmutación capacitiva en los semiconductores, por lo que el valor de la bobina ( $l$ ) tiene que ser de:

$$l = \frac{V_c}{di/dt} \quad (3.39)$$

Donde  $V_c$  es la tensión del condensador y  $di/dt$  es la variación de la corriente con el tiempo que se pretenda tener.

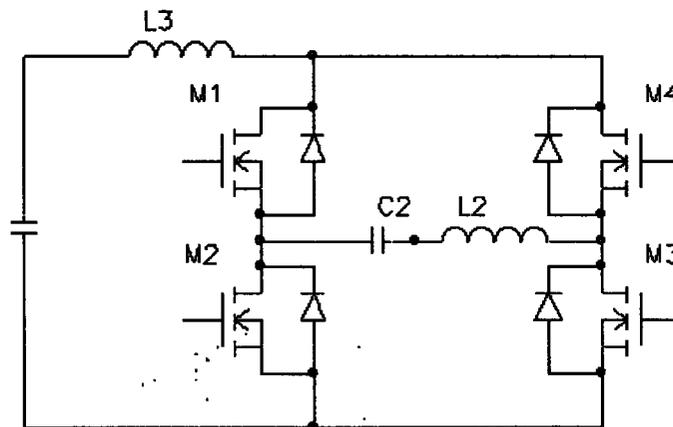


Figura 3.41. Modificación en el inversor para el control del  $di/dt$ .

La introducción de nuevos componentes en el circuito no sólo encarece el diseño, sino que puede producir pérdidas adicionales en las conmutaciones o sobretensiones no deseadas. Esta bobina limita la frecuencia máxima del circuito y le añade pérdidas, por lo que no es recomendable su utilización. Además, la tensión  $V_c$  es mayor que la tensión a la que se

prueban los diodos parásitos de los FREDFET, con lo que no aseguramos el comportamiento del semiconductor.

Por lo tanto, la única prueba que determinará el comportamiento de los diodos parásitos de los transistores, es la que se realiza en las mismas condiciones en las que después trabajará en su circuito de potencia, y para ello puede utilizarse la estación de pruebas de semiconductores de potencia.

En el caso de conmutación inductiva el diodo intrínseco conmuta a conducción y este tipo de conmutación no tiene complicaciones, tan sólo la tensión  $V_f$  inicial al comienzo de la conducción.

En los siguientes apartados se utilizarán los términos MOSFET o FREDFET indistintamente para hacer referencia a los semiconductores de alta velocidad de conmutación.

### 3.7.1.2. El transistor NPN parásito del MOSFET

Por la estructura de tres capas del MOSFET de canal N se forma un transistor NPN parásito entre estas capas. La figura 3.42 muestra una sección transversal de un MOSFET de canal N donde se aprecian las capas que forman el transistor NPN parásito. Estas capas son la  $N^+$ , la capa P y por último la capa  $N^-$ . El transistor NPN parásito tiene la Base y el Emisor cortocircuitados por la unión metálica del Surtidor, es decir, que las capas  $N^+$  y P se encuentran cortocircuitadas por la metalización del Surtidor.

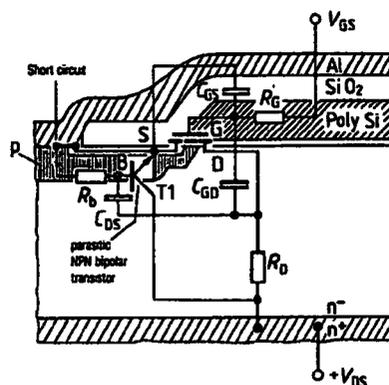


Figura 3.42. Sección transversal de un MOSFET donde se muestran las capas que lo forman y el transistor NPN parásito.

El cortocircuito de la Base y el Emisor impide que el transistor NPN parásito pueda dispararse y por tanto influir el comportamiento del MOSFET, sin embargo, este cortocircuito se encuentra localizado en un punto concreto de las capas y no a lo largo de todas ellas. Por tanto, el transistor NPN parásito se encuentra distribuido y no localizado, haciendo esta distribución que se pueda asumir una cierta resistencia de Base. En la figura 3.43 puede verse el circuito equivalente en el que se muestra el transistor NPN parásito del MOSFET con una resistencia de Base ( $R_b$ ). Esta resistencia de Base es realmente muy pequeña, pero no es despreciable en condiciones dinámicas.

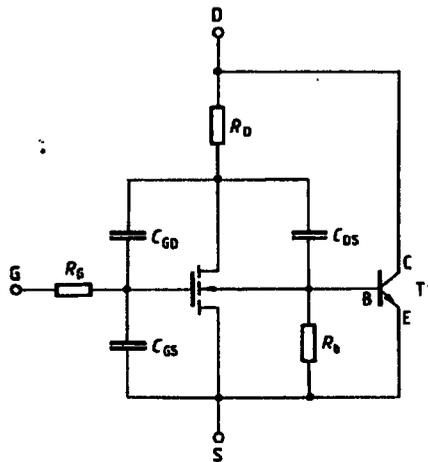


Figura 3.43. Circuito equivalente en el que se muestra el transistor NPN parásito del MOSFET.

Los efectos de las conmutaciones sobre el transistor NPN parásito hay que tenerlos en cuenta cuando el diodo intrínseco conmuta y no cuando lo hace el MOSFET o FREDFET. Cuando el diodo intrínseco del MOSFET está conduciendo, la corriente circula por la unión Base-Colector del transistor NPN parásito. Por lo tanto, la unión P-N se corresponde con el diodo interno del MOSFET.

En la figura 3.44 se muestra la resistencia distribuida del transistor NPN parásito junto con otro circuito equivalente en el que se ha añadido un condensador ( $C_B$ ) en paralelo con la resistencia de Base.

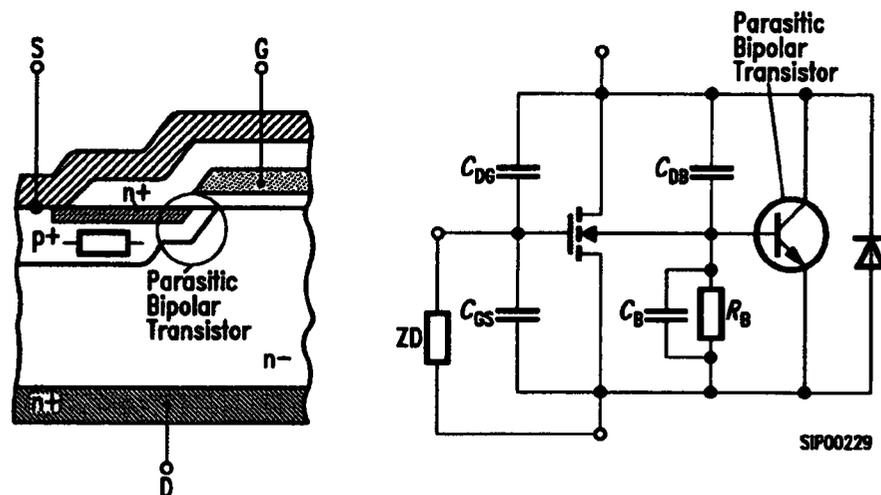


Figura 3.44. Sección transversal de un MOSFET y circuito equivalente donde se muestra la resistencia distribuida y el condensador  $C_B$ .

Este transistor NPN parásito puede provocar la rotura de los MOSFET por dos causas, la primera, porque se disminuye la tensión de ruptura del MOSFET; y la segunda, por un sobrecalentamiento de uno de los miles de pequeños transistores en paralelo que lo forman. En cualquier caso esta rotura está siempre unida a la conducción del transistor NPN parásito. Por lo tanto, es importante conocer las causas que originan la conducción del transistor NPN parásito y que provocan la rotura final del MOSFET

La conducción se produce cuando la tensión de base emisor  $V_B$  del transistor NPN parásito supera los 0.6 V. Esto puede ocurrir por tres diferentes causas que veremos a continuación.

- 1.- Un gran flujo de corriente de Drenador debida a la rotura de la tensión de avalancha. Esta corriente se distribuye de forma diferente a la de una conducción normal del MOSFET.
- 2.- Flujo de corriente de base por el transistor NPN parásito durante la reaplicación de tensión directa ( $I_B = C_{DG} dv/dt$ ) (ver la figura 3.45). Siempre que la corriente no se haya cortado mediante la señal de puerta.
- 3.- Corriente de recuperación inversa después de haber conducido el diodo intrínseco del MOSFET. Puesto que esta corriente tiene un camino diferente al de una conducción normal del MOSFET.

En cualquier caso, el transistor NPN parásito sólo conduce cuando los procesos de conmutación los realiza el diodo intrínseco, y no cuando las señales de puerta comandan las corrientes y tensiones. La figura 3.45 muestra otra sección transversal con sus componentes parásitos.

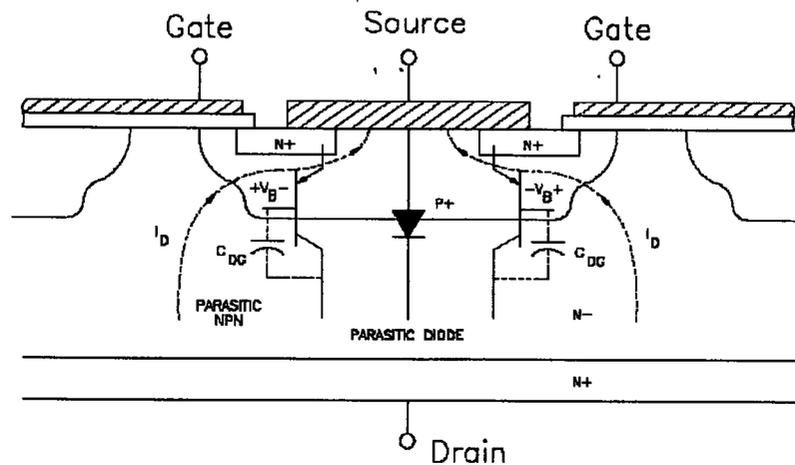


Figura 3.45. Sección transversal de una celda de un transistor MOSFET con sus componentes parásitos.

La rotura del MOSFET porque se disminuye su tensión de ruptura se debe a que cuando la capa N<sup>+</sup> o Emisor del transistor NPN parásito está inactiva, la tensión de ruptura es  $V_{CBO}$  que es el valor máximo fijado por la unión P y N<sup>-</sup>. Cuando, por alguna razón, entre las capas Emisor y Base hay una tensión superior a 0.6 V, el Emisor inyecta electrones en la Base. En estas condiciones el transistor NPN parásito determina el comportamiento de la nueva tensión de ruptura entre las capas P y N<sup>-</sup>. Esta nueva tensión de ruptura ( $V_{CEO}$ ) puede ser la mitad de  $V_{CBO}$ . Si se pone una resistencia ( $R_B$ ) entre la Base y el Emisor la tensión de ruptura ( $V_{CER}$ ) se encuentra entre  $V_{CEO}$  y  $V_{CBO}$ . Si  $R_B$  es muy grande  $V_{CER}$  se aproxima a  $V_{CEO}$  y cuanto más pequeña más se aleja  $V_{CER}$  de  $V_{CEO}$ . Si en estas condiciones la tensión aplicada al MOSFET es superior a  $V_{CEO}$  el transistor se destruye por la segunda tensión de ruptura del transistor NPN parásito. La figura 3.46 muestra el comportamiento de la tensión de ruptura de un MOSFET por el efecto de la conducción del transistor NPN parásito.

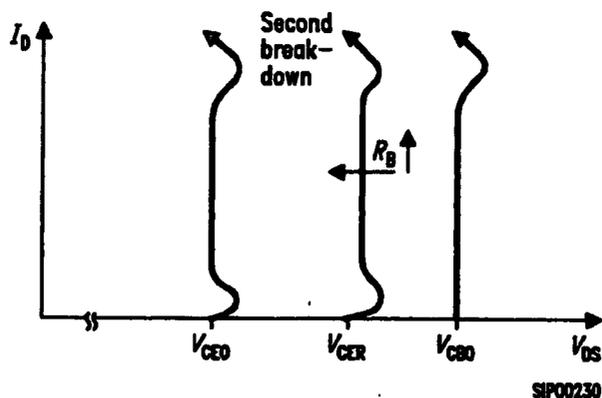


Figura 3.46. Comportamiento de la tensión de ruptura de un MOSFET por el efecto de la conducción del transistor NPN parásito.

La rotura de los MOSFET por un sobrecalentamiento de uno de los miles de pequeños transistores en paralelo que lo forman, se debe a que se focaliza la corriente al conducir el transistor NPN parásito. Cuando el transistor parásito NPN conmuta a conducción por cualquier causa y hay tensión positiva aplicada al MOSFET, provoca un gran incremento de corriente de Drenador, esta corriente que no tiene ninguna limitación hace que se caliente tanto la pequeña celda MOSFET que se destruye por sobretemperatura.

El efecto sobre la rotura de MOSFET del transistor NPN parásito se incrementa para el caso de componentes de alta tensión, puesto que la distribución de las corrientes de avalancha o del diodo intrínseco no son homogéneas y dependen, entre otras cosas, de la geometría de las celdas.

### 3.7.1.3. Variación de las capacidades con la tensión aplicada entre sus extremos

Se ha presentado el MOSFET real con capacidad entre sus terminales en la figura 3.26, sin embargo, estos condensadores parásitos no son de un valor constante sino que sus valores varían en función de la tensión  $V_{DS}$  que se aplique. Esta dependencia de la capacidad de Miller o capacidad de Drenador Puerta presenta determinadas características en el comportamiento de la conmutación. En concreto, la capacidad de Miller puede variar un orden de magnitud de 10, sobre todo en la región en la que la tensión de Drenador es similar a la de Puerta. La figura 3.47 muestra la variación de los condensadores parásitos al variar la tensión  $V_{DS}$ .

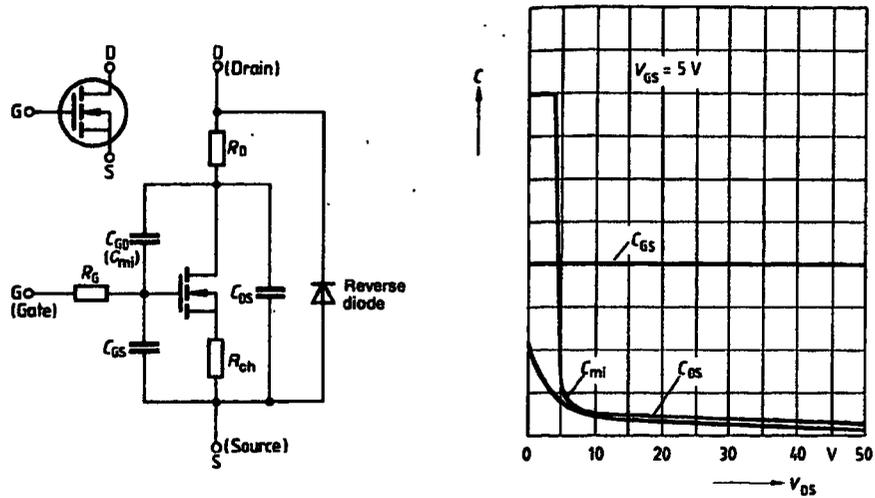


Figura 3.47. Variación del valor de los condensadores parásitos al variar la tensión  $V_{DS}$ .

Pero como los condensadores parásitos de la figura 3.47 no se pueden medir de forma individualizada hay que definir unos valores que los relacionan, estos valores son:

- Capacidad de entrada  $C_{iss} \cong C_{GS} + C_{GD}$
- Capacidad de Miller  $C_{rss} \cong C_{GD} \cong C_{mi}$
- Capacidad de salida  $C_{oss} \cong C_{DS} + C_{mi}$

La figura 3.48 muestra la variación de estos condensadores interrelacionados al variar la tensión  $V_{DS}$ .

La variación de estos condensadores parásitos y más concretamente la de la capacidad de salida, complica el cálculo de la carga de la misma por medio de una corriente sinusoidal, tal y como lo vimos en el apartado 3.6.2.

La variación de la capacidad de entrada genera la forma de onda típica de tensión en la puerta del MOSFET, con una zona plana entorno a los 4 V. Este incremento de la capacidad fuerza al diseño de circuitos de disparo con suficiente potencia como para cargar y descargar esta capacidad de entrada a alta frecuencia.

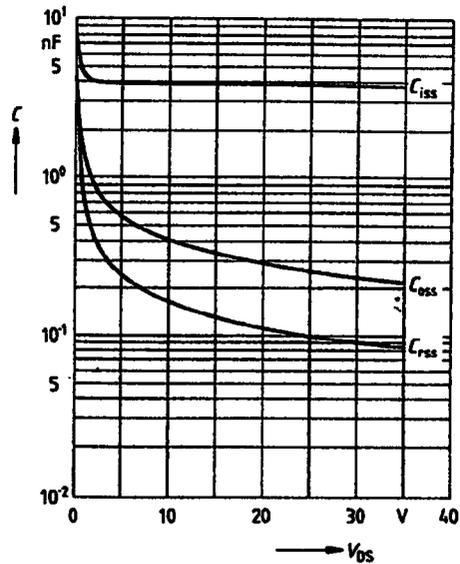


Figura 3.48. Variación del valor de los condensadores de entrada, salida y Miller al variar la tensión  $V_{DS}$ .

La variación de la capacidad de Miller puede provocar una conducción no deseada durante el proceso de la conmutación a corte, dado su carácter de realimentación negativa.

### 3.7.2. Elementos parásitos propios del puente de MOSFET de alta potencia

Veamos ahora los elementos parásitos propios del puente inversor con MOSFET para alta frecuencia alta potencia. Cualquier componente que se encuentre en el camino de las corrientes de alta frecuencia puede provocar alteraciones en el funcionamiento del inversor y hay que tenerlo en cuenta a la hora de diseñar el prototipo.

#### 3.7.2.1. Paralelización de MOSFET para la conmutación de altas corrientes

Por tratarse de un inversor para calentamiento por inducción de alta frecuencia y alta potencia hay que utilizar MOSFET o FREDFET y poner en paralelo un gran número de ellos para conmutar toda la corriente que se desea. Esta paralelización implica tener en cuenta dos aspectos fundamentales, por una parte la distribución de los componentes para que por todos ellos circule la misma corriente, y por otra parte diseñar circuitos de disparo que sean capaces de controlar simultáneamente a todos estos transistores.

Para que la corriente que circule por cada transistor sea la misma hay que diseñar la disposición de los componentes de forma que para todos ellos el camino resistivo sea idéntico, pero más importante es que los caminos de alta frecuencia también lo sean. Hay que diseñar caminos en los que la corriente de alta frecuencia tenga la misma impedancia para cada uno de los MOSFET que formen el puente inversor. Se puede conseguir con la técnica de poner en paralelo todos los componentes, pero por lo voluminoso del inversor siempre habrá algún camino a través de algún transistor que presentará menor impedancia. Se intentará un diseño en el que prime la puesta en paralelo de puentes inversores de poca potencia y que todos estos puentes inversores tengan un camino con la misma impedancia.

Los circuitos de disparo tienen que preverse para poder conmutar simultáneamente a una gran cantidad de MOSFET con capacidades de entrada elevadas, por lo tanto, se puede optar por un amplificador para cada transistor o un único amplificador de mucha mayor potencia. Poner un circuito de disparo para cada transistor presenta la ventaja de su sencillez, pero el sincronismo resulta más difícil debido a la dispersión de los componentes, siendo otra desventaja el aumento del cableado entre las diferentes placas de disparo. En el diseño del prototipo se tendrá que optar por una de estas soluciones, siendo la de un único amplificador la más adecuada por permitir las protecciones descentralizadas. Estas protecciones se encuentran en la placa de disparo y toman decisiones sobre la transmisión de las señales de disparo que provienen del control. Con muchas placas de disparo es posible que una de ellas modifique el disparo al actuar la protección descentralizada y las otras no lo modifiquen, pudiendo variar las condiciones de corriente por ese transistor.

#### 3.7.2.2. Capacidades parásitas de los transformadores de potencia

Como se ha visto en el apartado 2.4 resulta necesario utilizar transformadores en los osciladores serie de calentamiento por inducción. Esta necesidad se debe a dos razones, la primera es la de aislar galvánicamente el oscilador del inversor, y la segunda para permitir adaptar la impedancia de salida del inversor a la de entrada del circuito oscilador serie. A este transformador lo denominamos transformador de salida. El transformador de salida realiza siempre una función de aislamiento y, además, de adaptación de la impedancia, puesto que su relación es distinta de uno.

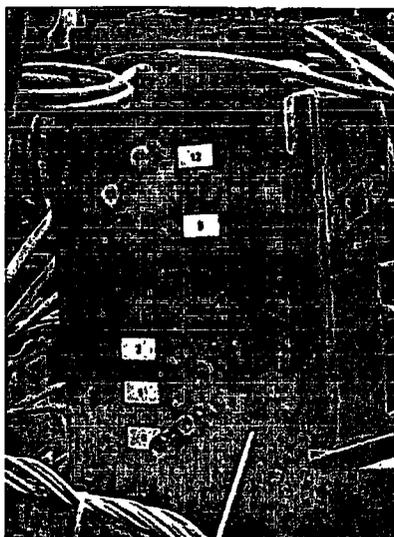


Figura 3.49. Posición de las tomas de primario de un transformador de salida.

La figura 3.49 muestra la posición de las tomas de primario de un transformador de salida de alta potencia, moviendo la posición de las tomas se varía la relación. Pero este transformador de salida tiene muy próximas las espiras, por lo que su capacidad no es despreciable. Podemos suponer, a efectos de funcionamiento, que el transformador de salida tiene entre sus extremos un condensador. La figura 3.50 muestra el circuito equivalente del transformador de salida real de alta frecuencia y alta potencia en el que se ha introducido antes del transformador ideal un condensador y la inductancia de dispersión. La inductancia magnetizante se ha suprimido por no tener relevancia en el funcionamiento en gran señal.

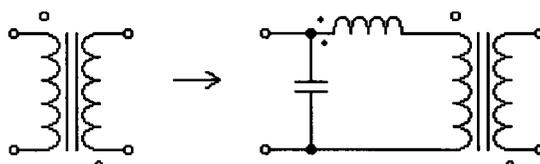


Figura 3.50. Circuito equivalente del transformador de salida real de alta frecuencia y alta potencia.

Si este transformador de salida lo unimos al inversor por medio de cables, los cuales tienen una cierta inductancia, estamos formando un nuevo circuito resonante serie, que oscilará al ser sometido a la tensión de salida del inversor. La figura 3.51 muestra el circuito resultante al sustituir al transformador de salida real por su equivalente y añadirle la inductancia del cableado. El circuito resultante está formado por un oscilador resonante serie

con otro oscilador resonante serie en paralelo con el condensador parásito del transformador de salida.

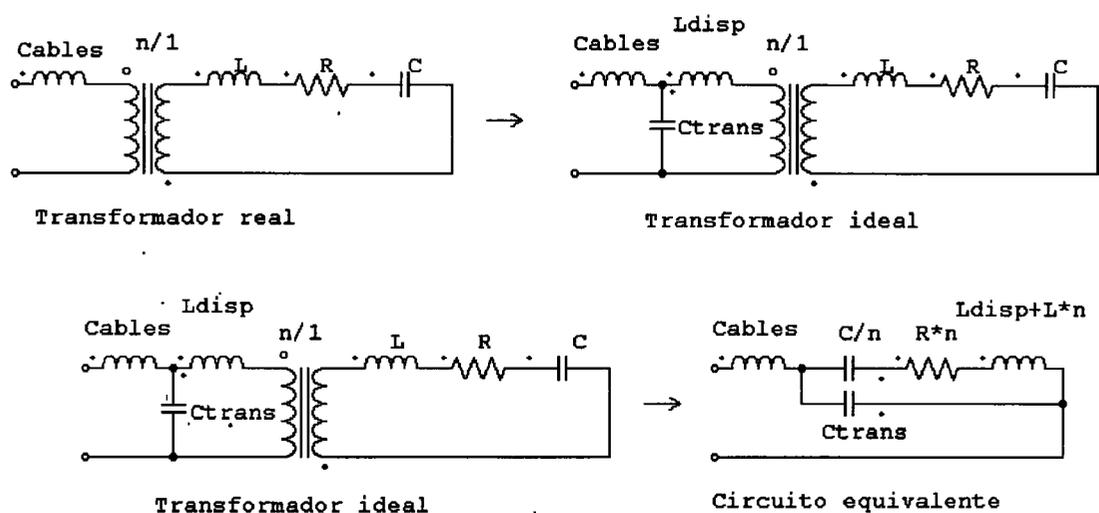


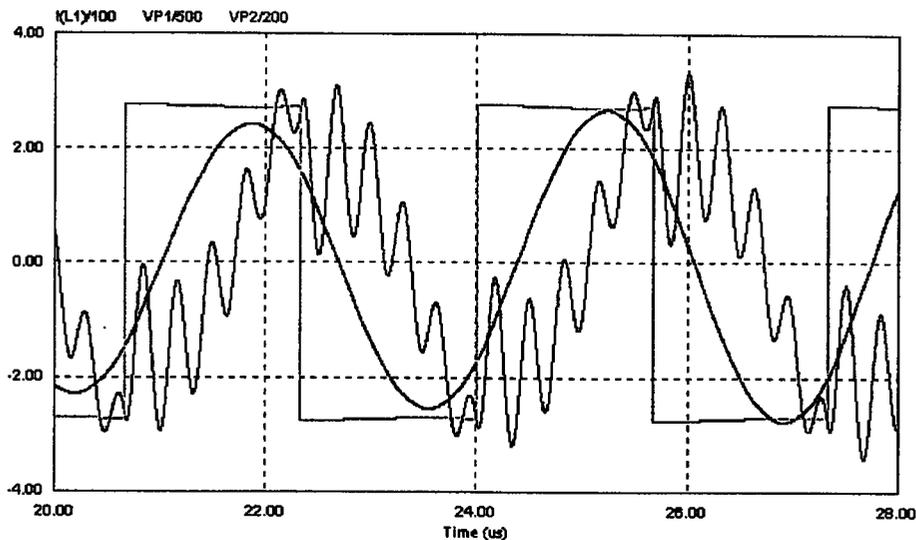
Figura 3.51. Circuito resultante al sustituir al transformador de salida real por su equivalente, y añadirle la inductancia de los cables.

La inductancia de dispersión ( $L_{disp}$ ) se incorpora a la inductancia del inductor multiplicada por la relación de transformación, por lo que no contribuye como un elemento reactivo a tener en cuenta.

Si simulamos el circuito equivalente del oscilador resonante serie con la inductancia debida al cableado y la capacidad parásita del transformador, vemos que se producen oscilaciones entre extremos del condensador parásito del transformador de salida. La figura 3.51 muestra la corriente y la tensión de salida, y la tensión entre extremos del transformador de salida (verde). Estas oscilaciones cuya frecuencia y amplitud dependen de los valores de la inductancia de los cables y de la capacidad parásita del transformador provocan un incremento en la densidad de flujo magnético del núcleo del transformador de salida ( $B_{tran}$ ). En determinadas condiciones el incremento de la densidad de flujo magnético produce un excesivo calentamiento en la ferrita, pudiendo saturarlas en casos extremos.

Para evitar este efecto parásito se tendrá que diseñar una red RC entre extremos del transformador de salida. Una forma de minimizar la capacidad parásita es mediante la construcción del transformador de salida de forma no imbricada, pero este tipo de construcción aumenta mucho el volumen y las pérdidas de los bobinados. Para la construcción

de los transformadores de salida de alta frecuencia y alta potencia se emplean espiras imbricadas.

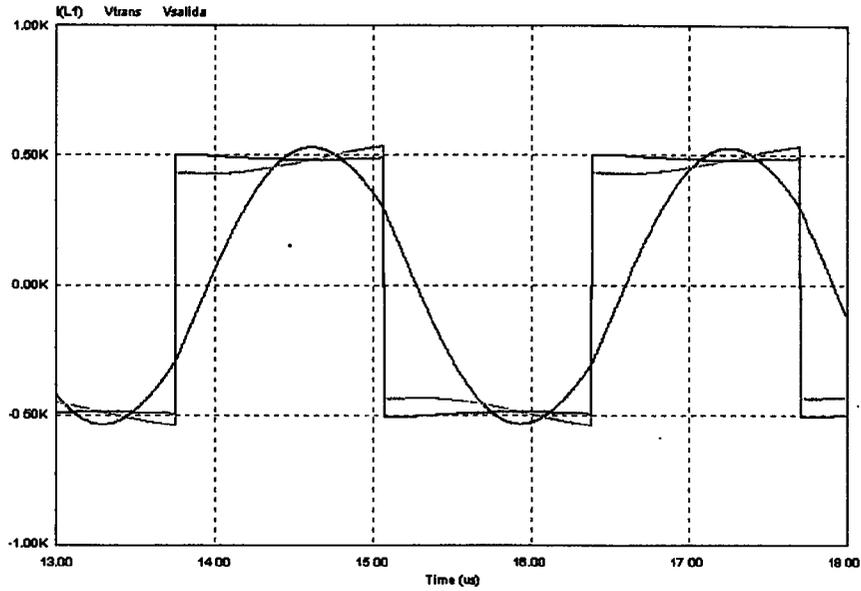


*Figura 3.52. Corriente (Rojo) y tensión (Azul) de salida del inversor. En verde la tensión entre extremos del transformador de salida.*

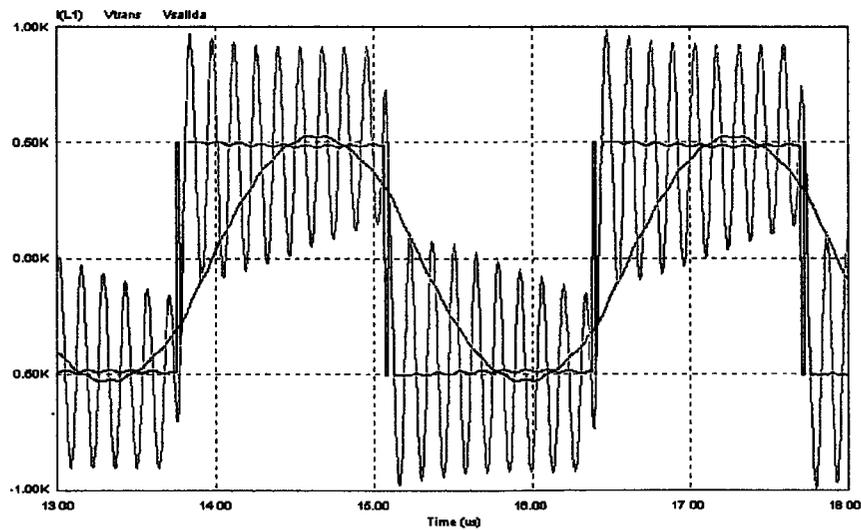
Otra forma de evitar el calentamiento de la ferrita del transformador de salida es mediante la eliminación de la inductancia de los cables, pero esto resulta imposible en la mayoría de los casos puesto que la distancia entre el inversor y el oscilador suele ser de cinco metros. Como a frecuencias alrededor de 400 kHz la profundidad de penetración de la corriente es de 100  $\mu\text{m}$  el diseño de los cables de salida no es simple. Si se utiliza un cable con poca inductancia (coaxial) es, por lo general, muy capacitivo, con lo que aumenta la corriente en la conmutación. Si el cable es poco capacitivo hay que evitar que se caliente, refrigerándolo o incrementando su número considerablemente. En cualquier caso no resulta simple la transmisión de la potencia entre el inversor y el transformador de salida.

Si se pudiese eliminar o bien la inductancia del cableado o la capacidad del transformador de salida, la tensión entre extremos del transformador sería la que se muestra en las siguientes figuras.

### 3.7 Inversor resonante serie con componentes reales y elementos parásitos



*Figura 3.53. Corriente (Rojo) y tensión (Azul) de salida del inversor. En verde, la tensión entre extremos del transformador de salida. Sin inductancia en los cables ni capacidad en el transformador de salida.*



*Figura 3.54. Corriente (Rojo) y tensión (Azul) de salida del inversor. En verde, la tensión entre extremos del transformador de salida. Sin inductancia en los cables y con capacidad en el transformador de salida.*

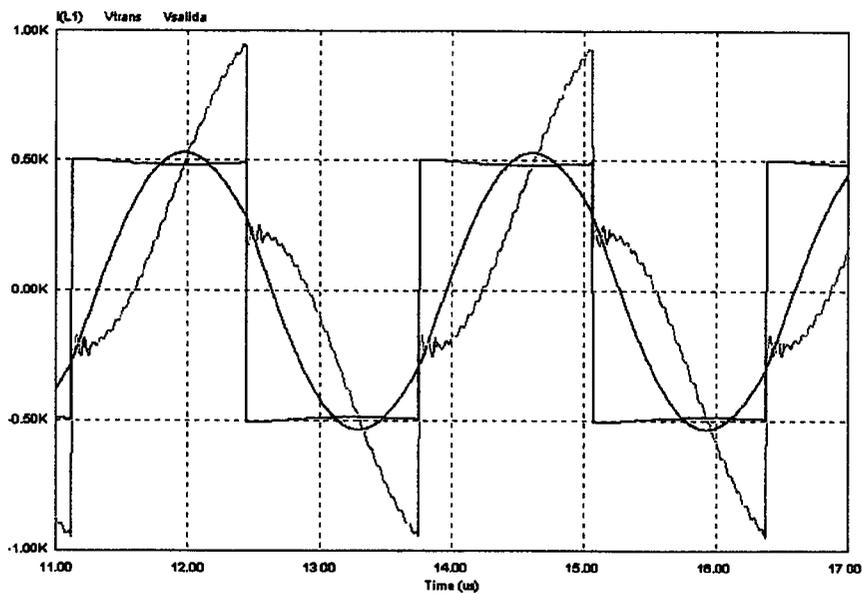


Figura 3.55. Corriente (Rojo) y tensión (Azul) de salida del inversor. En verde, la tensión entre extremos del transformador de salida. Con inductancia en los cables y sin capacidad en el transformador de salida.

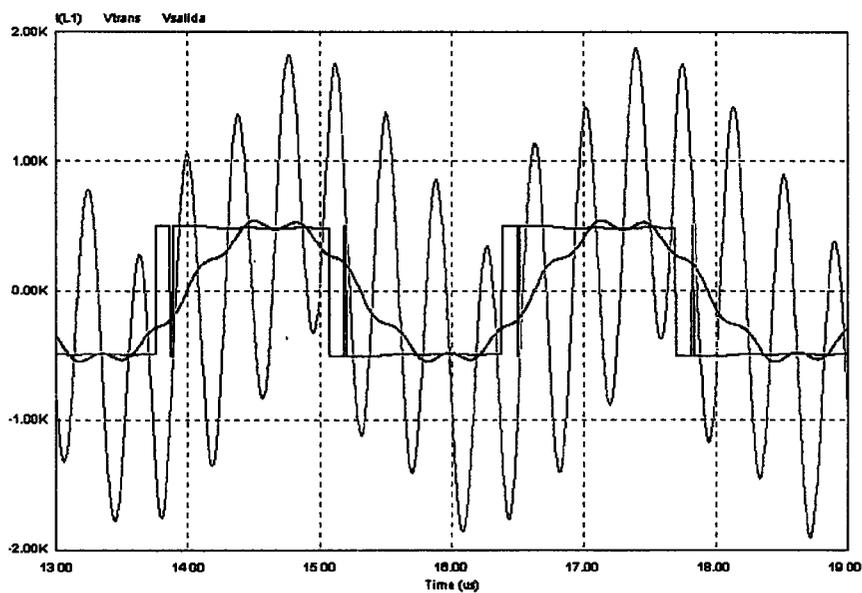


Figura 3.56. Corriente (Rojo) y tensión (Azul) de salida del inversor. En verde, la tensión entre extremos del transformador de salida. Con mucha inductancia en los cables y mucha capacidad en el transformador de salida.

3.7.2.3. Inductancia parásita entre la fuente de tensión y el inversor

Al igual que en el apartado 3.6.4 en el que la inductancia se consideraba sólo en el MOSFET, el efecto de una inductancia entre la fuente de tensión y el inversor puede provocar sobretensiones en la conmutación y oscilaciones con las capacidades parásitas del MOSFET.

Hay que hacer despreciable esta inductancia parásita, sin embargo, como hay que poner en paralelo un gran número de transistores para conducir la corriente del oscilador y la fuente de tensión deben compartirla, la distancia entre los MOSFET y los condensadores que forman la fuente de tensión es muy grande. Esta distancia entre la fuente de tensión y los transistores implica una inductancia cuyo efecto será el descrito en el apartado 3.6.4. Una técnica para minimizar esta inductancia es poner tantas fuentes de tensión como inversores de un solo conmutador, y unir estas fuentes de tensión entre ellas por medio de conexiones cortas. Esta técnica coincide con la indicada en apartados anteriores en la que se utilizaban puentes inversores de poca potencia, conectados en paralelo.

Se pondrán, pues, puentes inversores con un solo MOSFET en cada conmutador del inversor, y de la potencia que permitan dichos transistores, poniendo tantos puentes inversores simples en paralelo como sean necesarios para formar el puente de alta potencia.

Esta inductancia podría utilizarse para limitar el  $di/dt$  de las conmutaciones capacitivas, pero como se dijo anteriormente no podremos utilizar este tipo de conmutaciones debido a la corriente de recuperación inversa de los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET.

## Capítulo 4

# ESTUDIO DEL CORTOCIRCUITO

*En este capítulo se estudia cual es el comportamiento del generador resonante serie cuando se produce un cortocircuito en el inductor de calentamiento, cómo se comporta el inversor y cómo son sus conmutaciones. Se seleccionan cuatro transistores comerciales y se estudia en laboratorio el comportamiento de sus diodos intrínsecos con condiciones de disparo y temperatura diferentes. Se selecciona un MOSFET para la construcción del inversor. Se estudian las topologías de protección de los disparos y se selecciona una de ellas.*

### 4. Estudio del cortocircuito

Denominamos cortocircuito o cortocircuito del inductor de calentamiento a la brusca supresión de una parte del mismo o del inductor completo. Este proceso se produce por el contacto de la pieza con el inductor o por la deposición de partes de ella (cascarilla, chispas, restos) en el inductor. Se produce en el instante de máxima tensión en el inductor, que corresponde al paso por cero de la corriente.

#### 4.1. Introducción

En el presente capítulo estudiamos qué ocurre cuando se produce un cortocircuito en el inductor de calentamiento de un circuito resonante serie, de forma que todo o parte del inductor se cortocircuita.

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 ésta 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 hasta el transformador o inversor y la equivalente al propio elemento que produce el cortocircuito. El factor de calidad ( $Q$ ) aumenta bruscamente, puesto que al cortocircuitar el inductor también se cortocircuita la resistencia serie equivalente que representa a la carga. Este aumento brusco de  $Q$  (2.27) provoca un aumento en la amplitud de la corriente de salida, puesto que la impedancia del oscilador resonante serie disminuye.

En los inversores serie estudiados en esta tesis, la fuente de tensión de alimentación se considera de valor constante durante transitorios con lo cual no es posible que aparezcan durante el cortocircuito sobretensiones provenientes de la fuente, pero sí que se esperan que los procesos de conmutación se modifiquen tras el cortocircuito.

En los siguientes apartados se estudia el comportamiento del inversor bajo condiciones de cortocircuito, basándose en mediciones realizadas mediante una estación de medida de semiconductores de potencia. Dicha estación de medida de semiconductores de potencia se ha desarrollado para poder comprobar cómo se comportan los semiconductores cuando son

sometidos a condiciones de trabajo similares a las que se producen cuando el inductor se cortocircuita.

Se realiza un estudio del proceso de cortocircuito en el oscilador y en el inversor serie real con componentes parásitos, de cómo influye en los semiconductores del puente inversor, de cómo se comportan los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET que forman el inversor del generador serie. Y cómo se produce la rotura de los transistores en función de las condiciones en las que se produzca el cortocircuito.

En cualquier caso se estudian componentes comerciales actualmente en el mercado, con sus componentes parásitos, sus ventajas y sus limitaciones. Considerando en este estudio que hemos de tener en cuenta los efectos de resistencia de disparo, velocidades de conmutación, inductancia parásita en los procesos de conmutación, etc.

## **4.2. Estudio del cortocircuito en generadores resonante serie con MOSFET**

Previo al estudio del cortocircuito hay que definir cuales son las condiciones de funcionamiento del generador, cómo regula potencia, tipo de conmutaciones, etc.

### **4.2.1. Condiciones de funcionamiento**

Una vez vistas las celdas elementales de conmutación, se deduce que es indiferente hablar de puentes completos o de semipuentes, puesto que un puente completo se comporta como dos semipuentes, donde cada rama se comporta de forma independiente a la hora de interpretar las conmutaciones. Estudiaremos por tanto un puente completo.

Hemos visto en el punto 3.6 los diferentes tipos de conmutaciones, inductivas o capacitivas. Dentro de las conmutaciones capacitivas se han visto las que son con conmutación del diodo intrínseco (figura 3.36) y las que no (figura 3.35). Estas figuras muestran también cómo, teniendo el suficiente tiempo muerto, se puede producir una conmutación a corte con corriente y la conmutación a conducción con tensión, a esta conmutación la podríamos llamar inductiva-capacitiva. Si al proceso de conmutación le añadimos los componentes parásitos, diodo intrínseco y transistor NPN parásito nos damos

cuenta que una conmutación capacitiva puede ser fatal. Por lo tanto, el inversor en condiciones normales de trabajo tiene siempre conmutaciones inductivas, lo que significa que:

- Trabaja por encima de la frecuencia de resonancia.
- Los tiempos muertos son pequeños.
- Nunca se acerca lo suficiente a la frecuencia de resonancia como para tener conmutaciones capacitivas.

La regulación de potencia la realizará el inversor para simplificar la sección de entrada. Se selecciona una regulación de potencia por variación de frecuencia, por ser más simple de implementar y con mejores prestaciones para el arranque en diferentes condiciones de carga.

El circuito oscilador resonante serie será el descrito en la figura 3.51, con un único transformador de activa.

Resumimos las características del inversor sobre el que explicaremos el cortocircuito:

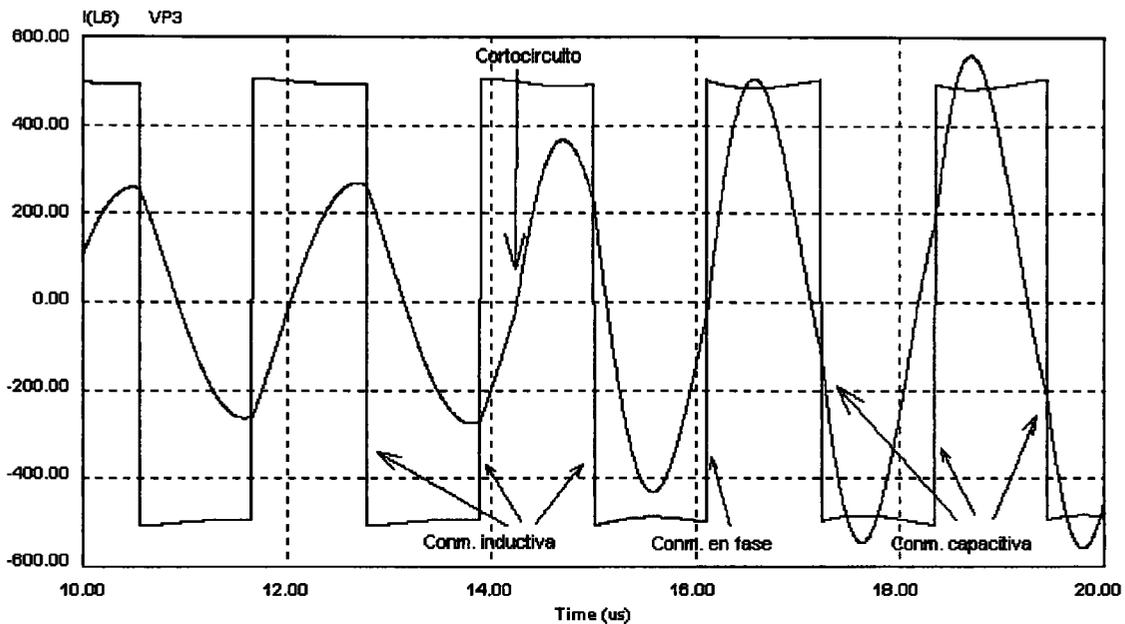
- Un puente completo.
- Con la regulación de potencia por variación de frecuencia.
- Con las conmutaciones siempre inductivas.

#### **4.2.2. Estudio del cortocircuito en un oscilador resonante serie**

Veamos qué ocurre cuando se produce un cortocircuito en un circuito oscilador resonante serie. En primer lugar, se produce un aumento de la frecuencia de resonancia puesto que parte de la inductancia desaparece. Experimentalmente se comprueba que la frecuencia aumenta multiplicándose por un factor entre uno y cuatro para circuito resonante serie de alta frecuencia, donde las inductancias parásitas son del mismo orden de magnitud que la inductancia del inductor.

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 del inductor, 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.

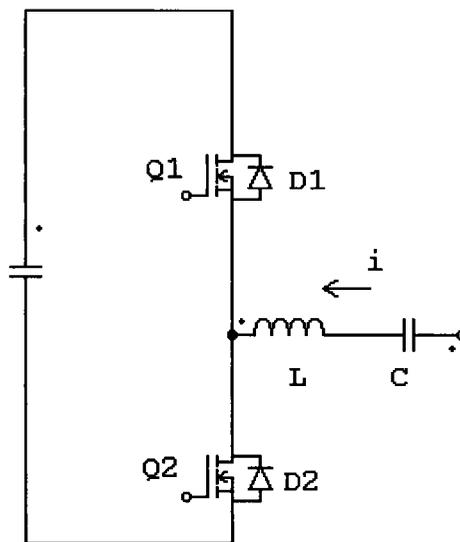


*Figura 4.1. Conmutaciones durante el proceso de cortocircuito. Tensión y corriente del puente inversor.*

En la figura 4.1 puede verse el caso de un cortocircuito en el que un puente completo está conmutando de forma inductiva, a una frecuencia mayor que la de resonancia. En un paso por cero de la corriente del inductor (máxima tensión) se produce el cortocircuito. En este punto la frecuencia aumenta y la amplitud también. La siguiente conmutación (15  $\mu$ s) sigue siendo inductiva y la que se produce entorno a los 16  $\mu$ s es una conmutación en fase. Las conmutaciones que se producen a partir de los 17  $\mu$ s son conmutaciones capacitivas porque la corriente cruza por cero antes que la tensión del puente. El aumento de la frecuencia del oscilador no es elevado, comparado con la frecuencia de trabajo, sin embargo este incremento se produce bruscamente. Estudiemos como es este proceso para los transistores MOSFET del puente inversor y más concretamente en los diodos intrínsecos de dichos transistores.

### 4.2.3. Estudio del cortocircuito en un inversor serie con MOSFET

Durante el proceso del cortocircuito se ha visto como se producen conmutaciones capacitivas, este tipo de conmutación no se ha estudiado en profundidad para el caso de componentes reales en el capítulo 3. Centrémonos en el estudio de esta nueva conmutación. En principio no es una conmutación diferente de las descritas en el capítulo anterior, tan sólo hay que tener en cuenta que conmutan los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET. Sabemos que esta conmutación puede generar el disparo del transistor bipolar parásito, pero con la tecnología actual desconocemos como se comportarán los componentes comerciales y si se rompen cuando son sometidos a condiciones de conmutación extremas.



*Figura 4.2. Conmutación capacitiva en la célula de conmutación del inversor serie provocada por un cortocircuito en el inductor.*

En la figura 4.2 puede verse la célula de conmutación en el inversor serie al producirse un cortocircuito en el inductor. Esta célula se compone de los dos transistores MOSFET con sus respectivos diodos intrínsecos, una fuente de tensión constante que es la del generador serie y una fuente de corriente sinusoidal formada por el circuito resonante serie. En el caso de conmutación capacitiva, se encuentra el diodo D1 conduciendo la corriente del circuito resonante serie y Q2 está abierto. Conmuta a conducción el transistor Q2 porque es disparado a conducción mediante un impulso de puerta de 12 V; en ese instante aparece una corriente elevada a través de D1 (inversa) y de Q2 (directa) cuyo valor máximo y duración dependen de las características del diodo intrínseco de los transistores MOSFET .

El corte de un diodo intrínseco de un MOSFET es similar a lo que se aprecia en la figura 4.3 según los fabricantes. Donde la corriente inversa  $I_{RM}$  depende de  $I_F$ , del  $di/dt$  y del tipo de diodo.

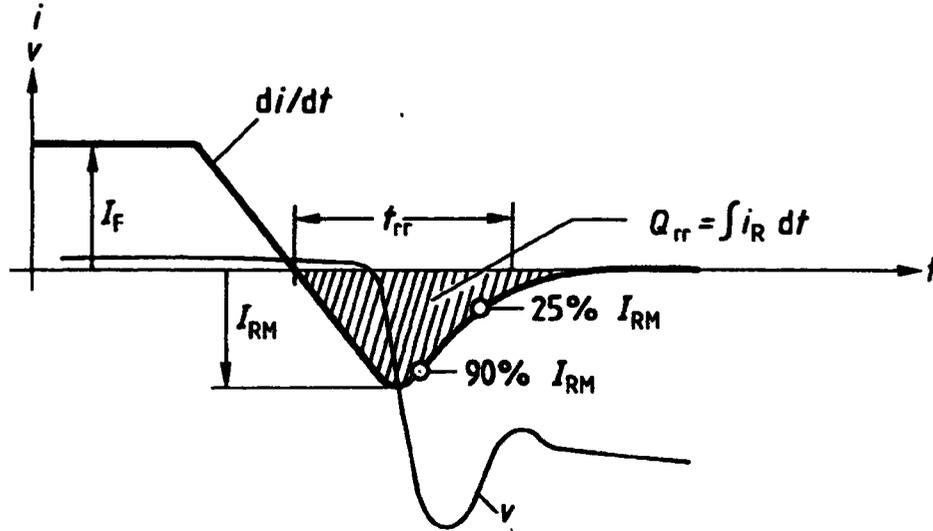


Figura 4.3. Conmutación producida en el diodo intrínseco de un MOSFET del inversor serie al conmutar a conducción al otro transistor de la rama.

Como vimos anteriormente, los fabricantes proporcionan los tiempos y las corrientes máximas de recuperación inversa de los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET que producen, pero dichas características no son aplicables en el caso de un cortocircuito, puesto que las condiciones en las que el fabricante ha realizado las medidas no son las mismas que las que se producen en un cortocircuito.

CONDICIONES DE PRUEBA DEL FABRICANTE	CONDICIONES DE CONMUTACIÓN CAPACITIVA
$I_F = I_{DR}$	$I_F > 2 * I_{DR}$
$di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$	$di/dt > 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$
$V_R \approx V_{DSS} / 10$	$V_R \approx V_{DSS} / 1.5$

Figura 4.4. Tabla comparativa de las diferentes condiciones en las que se produce la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET.

En la tabla de la figura 4.4 se comparan las diferentes condiciones en las que se produce la conmutación de los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET. En una columna las condiciones con las que prueba el fabricante, y en la otra las condiciones de conmutación capacitiva en el inversor debidas a un cortocircuito.

La corriente directa que circula por el diodo ( $I_F$ ) en el instante de la conmutación, en las pruebas del fabricante, es igual a la máxima corriente continua inversa de Drenador ( $I_{DR}$ ). En el caso de que la conmutación sea capacitiva, debida a un cortocircuito, la corriente que circula por el diodo en el instante de la conmutación puede ser de hasta dos veces  $I_{DR}$ . Esta gran corriente directa se puede dar debido al incremento de corriente que se produce por la variación de frecuencia y de  $Q$ .

La variación de corriente de bajada ( $di/dt$ ) durante el proceso de corte, la fija el fabricante en  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ . Sin embargo, en el caso de una conmutación capacitiva en el inversor el  $di/dt$  viene determinado por la velocidad de conmutación a conducción del MOSFET y por las inductancias parásitas de la célula de conmutación, siendo del orden de  $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$ .

La tensión inversa aplicada al diodo ( $V_R$ ) es diez veces inferior a la máxima que soporta el componente ( $V_{DS}$ ), cuando lo prueba el fabricante. Cuando el MOSFET se encuentra en el inversor resonante serie la tensión inversa aplicada al diodo es del setenta por cien de  $V_{DS}$ .

Si queremos determinar cual será el tiempo de recuperación inversa y la corriente de recuperación inversa, en el caso de una conmutación capacitiva en el inversor, las condiciones de prueba del fabricante no son útiles. El fabricante tampoco nos aporta en las hojas de características la fiabilidad del componente en las condiciones de conmutación capacitiva, es decir, no sabemos si el transistor bipolar parásito conducirá en estas condiciones.

Por lo tanto, la necesidad de conocer tanto el comportamiento de los diodos como la fiabilidad del MOSFET en condiciones de trabajo nos obliga a diseñar y construir una *estación de pruebas de semiconductores de potencia*.

#### 4.2.4. Desarrollo de una estación de pruebas de semiconductores de potencia

En este punto se estudia, por una parte, las causas que originan la rotura de los semiconductores de potencia y, por otra, se desarrolla una estación de medida de semiconductores de potencia, para poder determinar en estudios de laboratorio las condiciones límite de rotura de estos semiconductores de potencia.

##### 4.2.4.1. Introducción

En este apartado se diseñará una estación para realizar pruebas a semiconductores de potencia. La causa que origina la necesidad de esta estación es conocer el comportamiento de dichos semiconductores cuando se hallan trabajando en sus circuitos reales.

Los inversores con MOSFET tienen que soportar grandes variaciones de carga y, además, las condiciones de trabajo puedan variar bruscamente (cortocircuitos). Durante estos procesos algunos semiconductores de potencia se rompen; deseamos conocer, por tanto, no sólo su comportamiento sino también sus limitaciones. Se estudiarán las causas de rotura de los semiconductores cuando se encuentran en sus circuitos reales de trabajo.

Con las características que dan en los libros de datos de los semiconductores de potencia, no se puede determinar si un transistor se romperá cuando actúe su diodo intrínseco en antiparalelo, puesto que las condiciones en las que dan la conmutación a corte de dicho diodo no corresponden con las condiciones en las que realmente se encuentra trabajando.

Con la construcción de esta estación de pruebas se podrán probar los MOSFET en caso de conmutaciones inductivas (sobretensiones entre drenador y surtidor cuando se conmutan a corte cargas inductivas) y conmutaciones capacitivas (corte del diodo intrínseco con un elevado  $di/dt$ ).

Las pérdidas de conmutación para los circuitos de prueba también se podrán calcular con la ayuda de programas de ordenador de captura de datos de osciloscopio y de hojas de cálculo.

Las pruebas de los semiconductores se podrán realizar a temperatura ambiente (25 °C) o a cualquier temperatura entre 25 y 125 °C para comprobar el funcionamiento de dichos semiconductores a la temperatura a la que realmente van a estar trabajando.

#### 4.2.4.2. Rotura de semiconductores de potencia

Los semiconductores de potencia se pueden romper por diversos motivos. A continuación vamos a enumerar las causas que provocan la rotura de semiconductores de potencia en los inversores de calentamiento por inducción.

##### 4.2.4.2.1. Sobretemperatura de la oblea

La primera causa de rotura que vamos a comentar se origina cuando la temperatura de la oblea supera los 150 °C, a partir de esta temperatura la vida media del semiconductor disminuye exponencialmente, rompiéndose casi instantáneamente. Actualmente ya hay semiconductores MOSFET cuya temperatura máxima es de 175°.

Para que un semiconductor no se rompa por sobretemperatura en la oblea hay que diseñar el sistema de refrigeración de forma que a la máxima temperatura ambiente posible, y teniendo en cuenta las resistencias térmicas tanto del semiconductor como de los radiadores, la temperatura en la oblea no exceda los 125 °C.

El único problema en el cálculo de la temperatura de la oblea radica en la dificultad, por una parte, de caracterizar la resistencia térmica de los radiadores y, por otra, en conocer cuales son las pérdidas en los semiconductores.

La resistencia térmica de los radiadores se puede caracterizar utilizando semiconductores trabajando en continuo y midiendo la temperatura en el ambiente, en el radiador y en un punto lo más cercano posible a las obleas del semiconductor. Algunos semiconductores actualmente cuentan con un sensor de temperatura de la oblea (NTC, PTC, etc.) que facilita la parada del sistema antes de que la temperatura de la oblea supere su temperatura máxima.

Con la estación de pruebas que se pretende diseñar y con la ayuda de programas de cálculo numérico se pueden calcular las pérdidas en conmutación y las pérdidas en conducción en la peor condición posible (125 °C de temperatura en la oblea). Dichas pérdidas de conducción y conmutación dependen, por una parte, del circuito de potencia en el que se encuentren inmersos los semiconductores (fuente de tensión, fuente de corriente, conmutación suave, conmutación forzada, sobretensión en la conmutación, sobrecorriente en la conmutación, etc.) y, por otra parte, del circuito de disparo que se utilice (alimentación

positiva y negativa, sólo alimentación positiva, resistencia a las puertas de disparo, circuitos que influyen entre terminales de potencia y disparo, etc.).

Para diferentes circuitos de potencia las pérdidas del mismo semiconductor pueden variar tanto por tener diferente sección de potencia como por estar disparados por diferentes circuitos.

En el mismo circuito de potencia un MOSFET puede tener diferentes pérdidas de conmutación en función de la resistencia de puerta que dispare a los transistores.

Con el mismo circuito de potencia y de disparo un semiconductor tiene diferentes pérdidas dependiendo de la temperatura de la oblea.

Con la estación de pruebas que se propone, cualquier semiconductor se podrá poner con las mismas condiciones de su circuito de potencia, con el mismo circuito de disparo que después será utilizado y con la temperatura de la oblea máxima (peores condiciones de trabajo). En estas condiciones se podrá calcular cuales son sus pérdidas tanto en conducción como en conmutación.

Como se ha comentado en el capítulo 3, la conducción del transistor bipolar parásito del MOSFET es un caso particular de rotura por sobrecorriente debida al sobrecalentamiento de uno de los millones de pequeños transistores en paralelo que lo forman. El disparo de este transistor bipolar parásito se estudiará en la estación de semiconductores de potencia en las mismas condiciones del cortocircuito.

#### 4.2.4.2.2. Sobretensión

Cuando se supera la máxima tensión permitida entre cualquiera dos terminales de un semiconductor se destruye la unión entre capas y el semiconductor se destruye instantáneamente.

En los diodos la rotura por sobretensión se produce cuando se supera la tensión de Cátodo – Ánodo, que está perfectamente definida en los libros de características. En los transistores MOSFET la rotura por sobretensión se puede producir por el circuito de disparo o por el circuito de potencia. El circuito de disparo puede hacer que se superen tensiones de 20 – 30 voltios entre la Puerta y el Surtidor superando la máxima tensión entre estos dos

terminales. El circuito de potencia puede hacer que se superen las tensiones entre el Drenador y cualquiera de los otros terminales (Surtidor o Puerta), estas tensiones suelen ser de 800 voltios en los MOSFET utilizados en calentamiento por inducción. Los nuevos MOSFET incorporan las siguientes mejoras: primero, que los transistores tienen cada vez menos capacidad entre Drenador y Puerta, por lo que es más difícil que el circuito de potencia produzca sobretensiones en dicha Puerta y segundo, hay muchos transistores MOSFET que tienen avalancha controlada con lo que resulta más difícil romperlos cuando hay una sobretensión debida a una conmutación inductiva.

Para que un MOSFET no se rompa por sobretensión hay que diseñar sistemas de protección para que ni en condiciones de trabajo normal ni en el caso cortocircuito, se produzcan sobretensiones entre ningún pin de dicho semiconductor. Para poder realizar las pruebas de estos circuitos de protección se utilizará la estación de pruebas de semiconductores de potencia a la temperatura deseada. En el caso de tratarse de MOSFET de avalancha controlada, con la estación de pruebas de semiconductores de potencia se podrá probar la tensión de avalancha y las pérdidas de dichos componentes a cualquier temperatura de oblea.

#### 4.2.4.3. Construcción de la estación de pruebas de semiconductores

La estación de medida de semiconductores de potencia consta de las siguientes partes:

- Sistema de control de temperatura de la oblea.
- Circuito de disparo simple y doble.
- Banco de condensadores.
- Juego de bobinas.

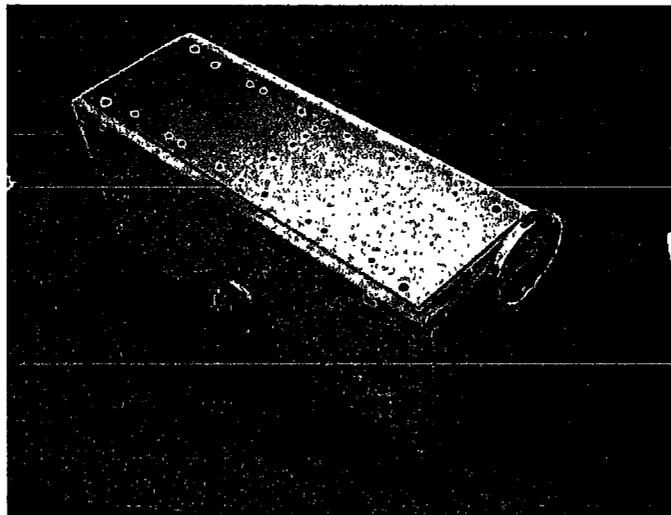
##### 4.2.4.3.1. Sistema de control de temperatura de la oblea

En la figura 4.5 puede verse el sistema de control de temperatura de la oblea que consiste en un radiador de aluminio que se calienta por medio de resistencias situadas en la parte inferior del mismo.

La temperatura se regula por medio de un termostato ajustable, situado en la parte inferior del sistema. Para poder conocer la temperatura exacta en cada momento se dispone de un termómetro que está en contacto con el radiador de aluminio. Este termómetro resulta imprescindible durante los instantes iniciales después de variar la temperatura con el termostato puesto que el sistema tarda un tiempo en reaccionar. El tiempo de reacción depende de la diferencia de temperatura entre la anterior y la nueva. Con el termómetro se sabe cuando el sistema ha alcanzado la temperatura deseada.

El semiconductor bajo test se coloca sobre el radiador el cual se encuentra a la temperatura deseada y transmite esta temperatura a la oblea. De esta forma pueden realizarse medidas de un parámetro cualquiera a diferentes temperaturas.

Las perforaciones roscadas se utilizan para atornillar los componentes que son de grandes dimensiones, para evitar los movimientos producidos por los cables de conexión.



*Figura 4.5. Sistema de control de temperatura.*

#### 4.2.4.3.2. Circuito de disparo simple y doble

En la figura 4.6 puede verse el circuito de disparo simple y doble. Consiste en una placa de circuito impreso que consta externamente de un pulsador y de dos selectores.

Con el pulsador se realiza la siguiente función: cada vez que se pulsa se envía una señal a la lógica de forma que ésta lanza un pulso o dos pulsos únicos a la salida, de la misma manera impide que pueda ser lanzado otro pulso simple o doble hasta transcurridos cinco

segundos. Impidiendo otro pulso se evitan rebotes del pulsador así como sobrecalentamientos en la oblea, puesto que una repetición de pulsos consecutivos daría un ciclo de trabajo inferior al 0.0001 % .

Uno de los selectores se utiliza para variar la anchura del pulso, de forma que cuando se alcanza la máxima anchura de pulso con el potenciómetro, variando ese selector la anchura de pulso mínima corresponde con la máxima del selector en la anterior posición.

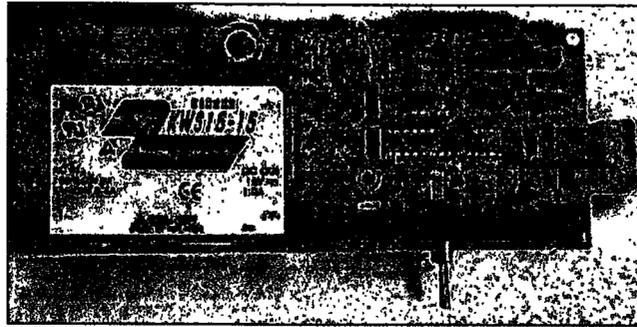


Figura 4.6. Circuito de disparo simple y doble.

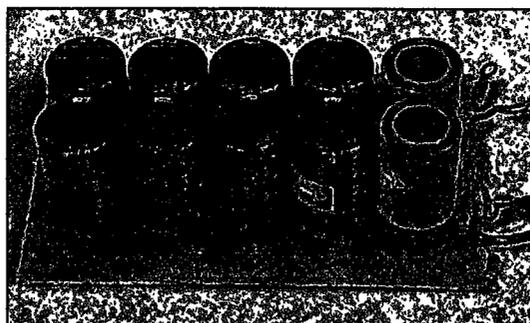
El otro selector se utiliza para que la salida sea de un pulso o de dos pulsos. En el caso de dos pulsos sólo se puede ajustar la anchura del primero mientras que el segundo es de anchura constante.

El primer pulso se utiliza como carga de una bobina, por lo que mediante su ajuste se puede conseguir corrientes por los semiconductores, que van desde unos pocos amperios hasta miles (para pruebas de grandes IGBT's).

Los disparos de esta placa pueden seleccionarse de dos tipos entre cero y positivo, o entre negativo y positivo. Para semiconductores de potencia tipo MOSFET se utilizan disparos entre cero y positivo, mientras que para IGBT se utiliza un disparo entre negativo y positivo. La selección del tipo de disparo depende de los conectores de salida.

#### 4.2.4.3.3. Banco de condensadores

En la siguiente figura puede verse el circuito del banco de condensadores. Consiste en una placa de circuito impreso con un montaje de condensadores electrolíticos de más de un milifaradio y 900 V.

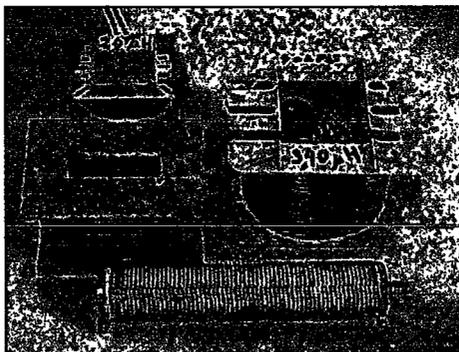


*Figura 4.7 Banco de condensadores.*

Este banco de condensadores actúa como una fuente de tensión de forma que, una vez cargados mediante una fuente de alimentación de alta tensión, la corriente del circuito de prueba viene suministrada por él.

#### 4.2.4.3.4. Juego de bobinas

En la siguiente figura pueden verse diferentes bobinas utilizadas para medir diversas características de los semiconductores de potencia. Consisten en una serie de núcleos de plástico sobre los que se han enrollado cables de diferente sección. Por estos cables pueden pasar corrientes de miles de amperios. En su construcción se busca minimizar la capacidad del bobinado para que puedan ser sometidas a grandes  $dv/dt$ .

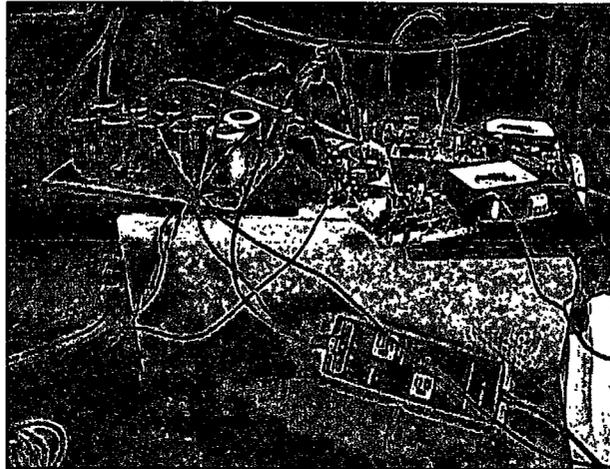


*Figura 4.8. Diferentes bobinas utilizadas en pruebas de semiconductores de potencia*

La disposición de las conexiones de las bobinas no es importante puesto que la inductancia de dichas conexiones se suma a la dada por el bobinado. Las variaciones de la inductancia se compensan con el ajuste de la anchura del pulso.

#### 4.2.4.4. Algunas medidas realizadas con la estación de pruebas de semiconductores

En la estación de medida de semiconductores de potencia pueden realizarse diferentes tipos de medidas, algunas las da el fabricante y otras no. De las que da el fabricante las condiciones de la prueba no corresponden con las que trabaja el semiconductor de potencia, por lo que el resultado que se obtiene difiere del dado en los libros de datos.



*Figura 4.9. Montaje para la prueba de los semiconductores de potencia.*

En la figura 4.9 puede verse un montaje para la prueba de los semiconductores de potencia con todos los elementos que la componen. Puede apreciarse como los MOSFET se encuentran situados en el centro de la figura, apoyado sobre el sistema de control de temperatura. Las placas de condensadores y de control se aíslan térmicamente por medio de unas placas de fibra. La bobina para controlar la corriente en el circuito de prueba se encuentra situada detrás. Las tensiones se miden por medio de la sonda diferencial situada en frente, y las corrientes del componente por medio del transformador de corriente (azul) situado sobre ellos.

Vemos diversas medidas que se han realizado.

##### 4.2.4.4.1. Medida de la carga de puerta

Para medir la carga de la puerta se realiza la siguiente operación: se dispara al transistor con un solo pulso, se mide la corriente por la resistencia de puerta durante la transición a conducción o a corte según se desee, se capturan las formas de onda y se

introducen en una base de datos donde se calcula la integral de la corriente para determinar la carga.

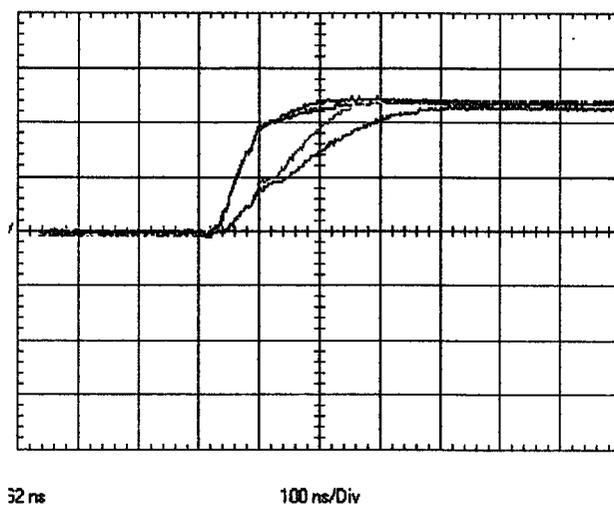


Figura 4.10. Tensión antes y después de la resistencia de conducción de puerta para dos transistores diferentes.

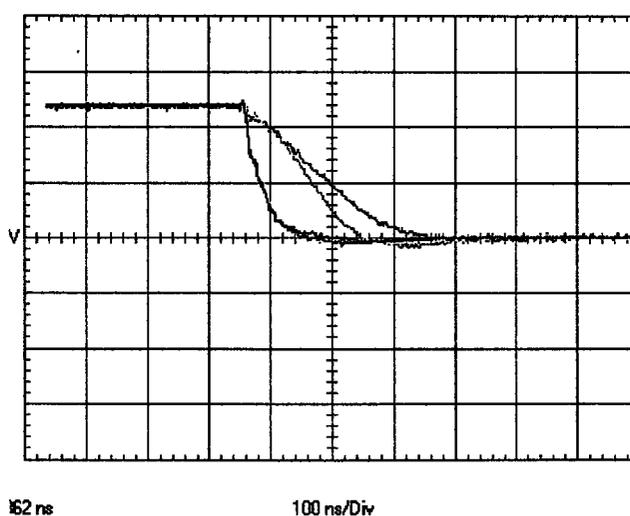


Figura 4.11. Tensión antes y después de la resistencia de corte de puerta para dos transistores diferentes.

En las figuras 4.10 y 4.11 puede verse la señal de tensión antes y después de la resistencia de disparo para dos transistores diferentes. Las líneas roja y azul corresponden a un transistor y las líneas verde y negra al otro transistor. Las líneas roja y negra coinciden puesto que es la señal que sale de la carta de disparo, mientras que la azul y verde son diferentes ya que la capacidad de puerta de los dos transistores es diferente.

Se ha superpuesto la señal de los dos transistores para que se pueda ver mejor la diferencia entre ellas.

Para realizar la medida de comparación de la capacidad de puerta se disparan dos transistores simultáneamente con una carta de disparo y un generador de señal. Como puede verse en la figura 4.12 la señal de tensión puerta surtidor ( $V_{GS}$ ) a alta frecuencia es diferente para cada uno. La señal de disparo y la resistencia de puerta es la misma para los dos transistores y la diferencia de señal indica diferencias en la capacidad de puerta.

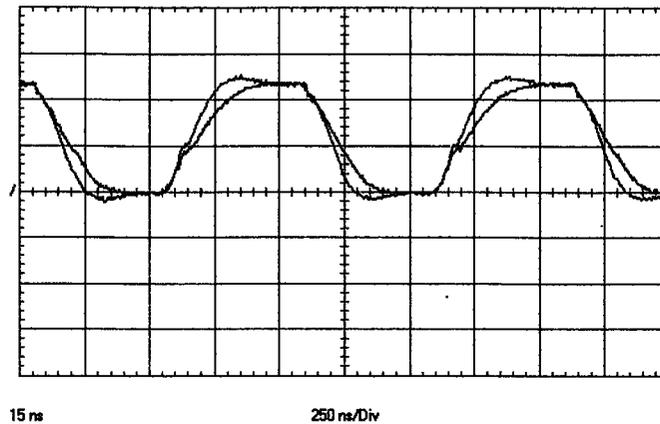


Figura 4.12. Comparación de la capacidad de puerta midiendo  $V_{GS}$  para dos MOSFET de capacidad diferente.

En la figura 4.12 se ve como el transistor de la línea azul tiene menos capacidad de puerta que el de la línea roja puesto que su señal  $V_{GS}$  es más rápida.

#### 4.2.4.4.2. Medida de los tiempos de conmutación

Mediante la estación de medida de semiconductores de potencia pueden medirse fácilmente los tiempos de conmutación a conducción y a corte de transistores.

En la figura 4.13 pueden verse las señales de disparo  $V_{GS}$  de dos transistores MOSFET de potencia y la tensión de drenador surtidor  $V_{DS}$  con un circuito con carga resistiva. La corriente que se les hace pasar es su corriente máxima de continua, y las oscilaciones en  $V_{DS}$  son debidas a la inductancia parásita que posee el circuito de prueba.

Las líneas verde y azul corresponden a las señales  $V_{GS}$  y las líneas negra y roja a  $V_{DS}$ . Las líneas verde y negra corresponden a las señales del transistor más rápido y las líneas azul y roja corresponden a las señales del transistor más lento.

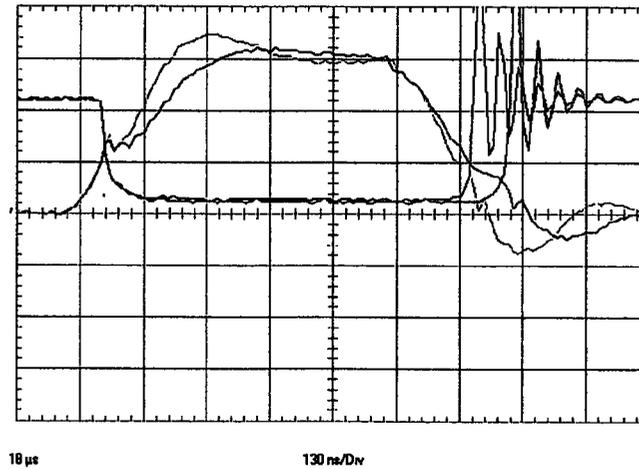


Figura 4.13. Comparación de tiempos de conmutación a conducción y a corte de transistores MOSFET representando  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ .

Puede verse como los tiempos de conmutación a conducción son iguales, mientras que los tiempos de conmutación a corte son diferentes.

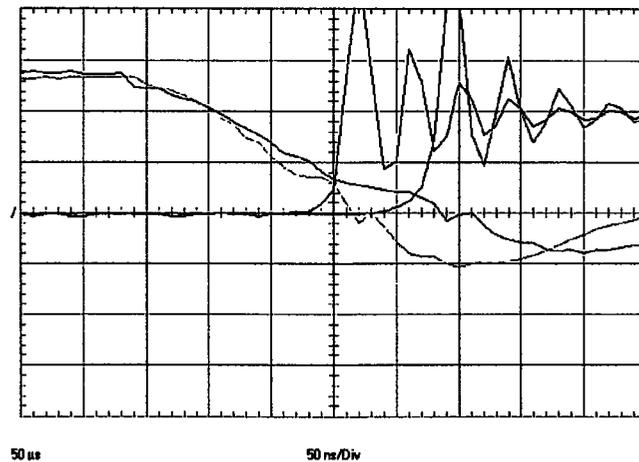


Figura 4.14. Detalle de comparación de tiempos de conmutación a corte de transistores MOSFET representando  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ .

En la figura 4.14 puede verse un detalle de la diferencia de conmutación a corte, donde la diferencia del tiempo de retraso es de 75 ns.

4.2.4.4.3. Medida de las pérdidas de conmutación

Pueden calcularse diferentes tipos de pérdidas de conmutación, las que se han realizado son pérdidas de conmutación a conducción y a corte, con carga resistiva y con carga inductiva. Se han realizado variaciones de las redes de ayuda a la conmutación para ver la influencia de éstas en las pérdidas de conmutación.

Para el estudio de inversores serie para calentamiento por inducción, el estudio se ha centrado en las pérdidas de conmutación a corte con carga inductiva.

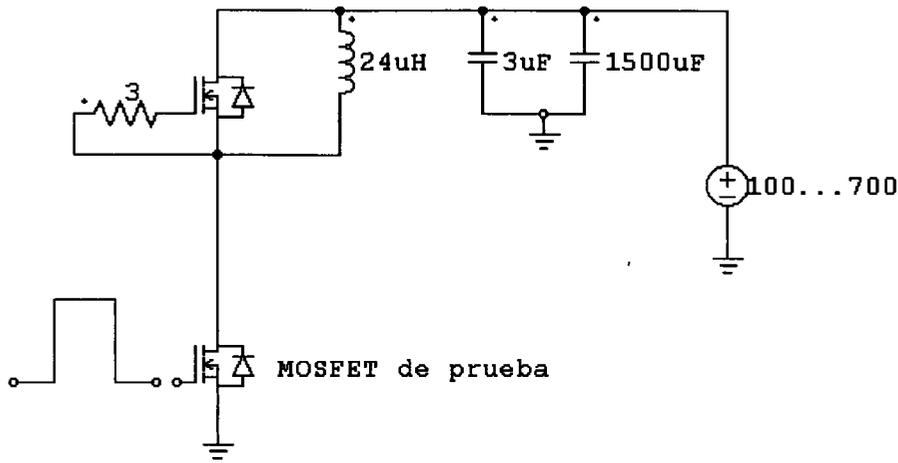


Figura 4.15. Circuito de prueba para pérdidas de conmutación a corte con carga inductiva.

En la figura 4.15 puede verse el circuito de prueba para obtener las pérdidas de conmutación a corte para el MOSFET de un inversor serie para calentamiento por inducción. Para alimentar al conjunto se utiliza una fuente de alimentación variable de hasta 700  $V_{DC}$ . Los condensadores se utilizan para suministrar la corriente instantánea que necesita el transistor durante el pulso de conducción. Se ha utilizado una bobina de test de 24  $\mu H$  que se carga con corriente al ser disparado a conducción el MOSFET de prueba. La corriente se ajusta variando la anchura del pulso de disparo mediante la placa de uno y dos pulsos. En el instante en que se corta el transistor inferior la corriente de la bobina de test circula por el diodo del superior.

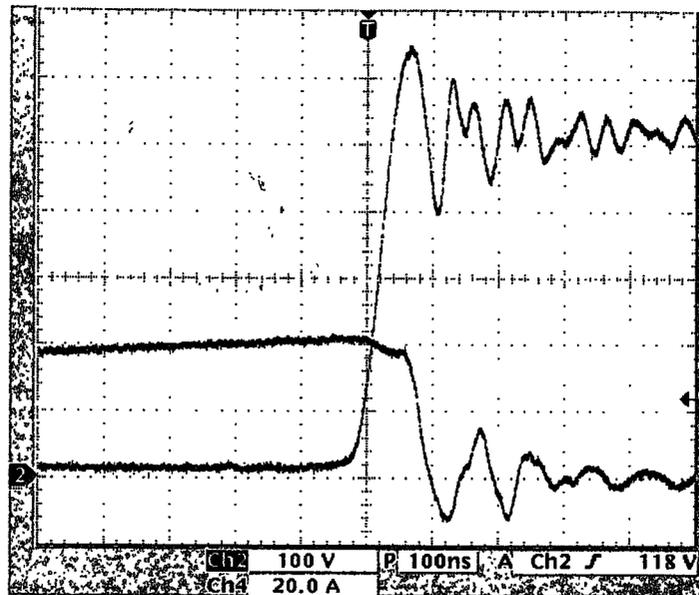


Figura 4.16. Formas de onda de corriente y tensión para el cálculo de pérdidas de conmutación a corte con carga inductiva.

En la figura 4.16 pueden verse las formas de onda de corriente y tensión de un MOSFET de 44 A y 800 V para el cálculo de pérdidas de conmutación a corte con carga inductiva. El trazo rosa corresponde a la corriente  $I_D$  y el trazo rojo a la tensión  $V_{DS}$ . La corriente de conmutación es de 40 A y la tensión de continua de 500  $V_{DC}$ . Puede verse como la sobretensión de la conmutación alcanza los 650 V debido a las inductancias parásitas del cableado. El proceso de conmutación se realiza en un tiempo de 100 ns.

En el momento de conmutar a corte el MOSFET de prueba se miden la corriente y tensión que soporta. Estos valores se capturan a un ordenador donde se utiliza una base de datos para calcular la energía de pérdidas.

En la figura 4.17 se muestran las señales de tensión (trazo azul oscuro), corriente (trazo rosa), potencia instantánea (trazo amarillo) y energía de conmutación (trazo azul claro) después de ser adquiridos y tratados por una base de datos de un ordenador. El valor de la energía de pérdidas es de 150  $\mu\text{J}$ . Los valores de las señales no se encuentran a escala, para poder representar los diferentes valores de las mismas.

Los valores de energía de pérdidas se pueden tomar para diversas condiciones del circuito de pruebas, por ejemplo, variaciones de corriente de conmutación, de tensión de continua, de resistencia de puerta, etc. Se obtienen después gráficas que dan la energía de pérdidas en función de las variaciones de las condiciones realizadas en las pruebas.

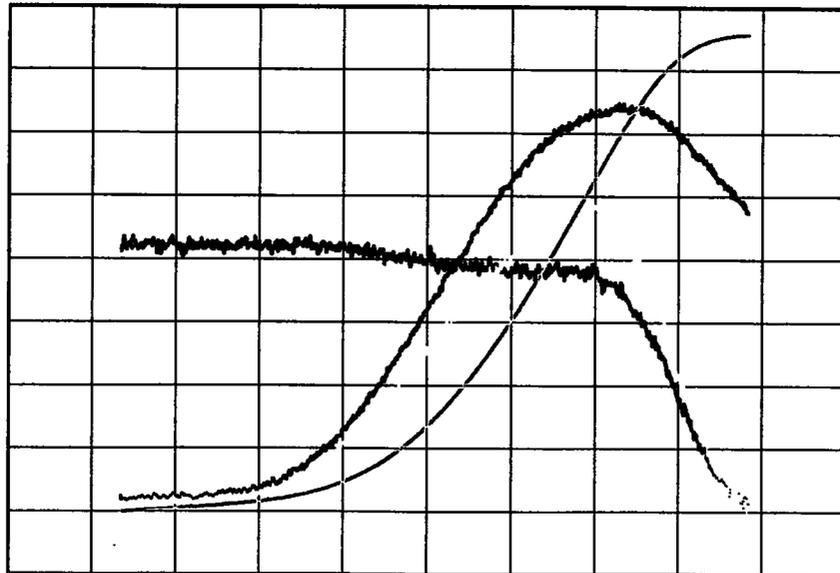


Figura 4.17. Tensión, corriente, potencia instantánea y energía de conmutación después de ser tratados por una base de datos.

Con estas gráficas se puede calcular la potencia que disipa un transistor por pérdidas, con sólo multiplicar por la frecuencia de conmutación. Otra utilidad es, conocida la potencia que puede disipar un transistor y calculadas las pérdidas de conducción, determinar la frecuencia más alta a la que puede conmutar en el peor de los casos, que es a 125 °C de temperatura de oblea.

#### 4.2.4.4.4. Medida de la resistencia de canal ( $R_{DS\ on}$ )

Con la estación de medida de semiconductores de potencia puede medirse fácilmente la resistencia de canal ( $R_{DS\ on}$ ) de transistores MOSFET. Para realizar la medida se conecta en serie una resistencia de bajo valor óhmico y se dispara la placa de disparo simple y doble durante unos 10  $\mu$ s a la corriente máxima del transistor; con la medida de la corriente y de la tensión de drenador se calcula la  $R_{DS\ on}$ .

En la figura 4.18 puede verse la variación de la  $R_{DS\ on}$  de un transistor MOSFET con la temperatura. La línea roja indica los resultados experimentales, marcando los puntos de temperatura medidos, se ha linealizado (trazo azul) para ver la tendencia de la resistencia de canal.

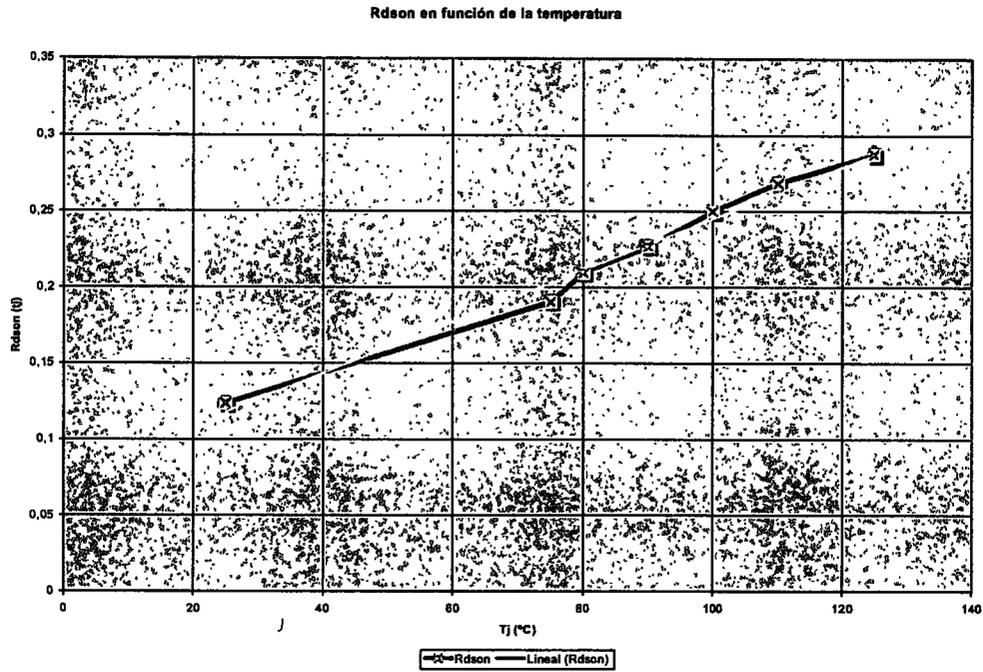


Figura 4.18. Variación de la  $R_{DS\ on}$  de un transistor MOSFET en función de la temperatura.

#### 4.2.4.4.5. Medida de la tensión de avalancha

Del circuito de prueba de la figura 4.15 se elimina el transistor superior, por lo que cuando se corta el MOSFET de prueba no hay camino de descarga de la corriente de la bobina. Esto produce una sobretensión que, cuando llega a la tensión de avalancha, produce la conducción del transistor. Esta conducción se produce a máximas pérdidas puesto que el transistor soporta toda la tensión y la corriente a la que se ha cargado la bobina, durante el tiempo que dura su descarga.

En el centro del oscilograma de la figura 4.19 se corta al transistor y se produce una subida de tensión (rojo) hasta 880 V que se mantiene hasta que la corriente se extingue (verde). El cálculo de la energía de avalancha se calcula igual que en el caso de pérdidas de conmutación a corte.

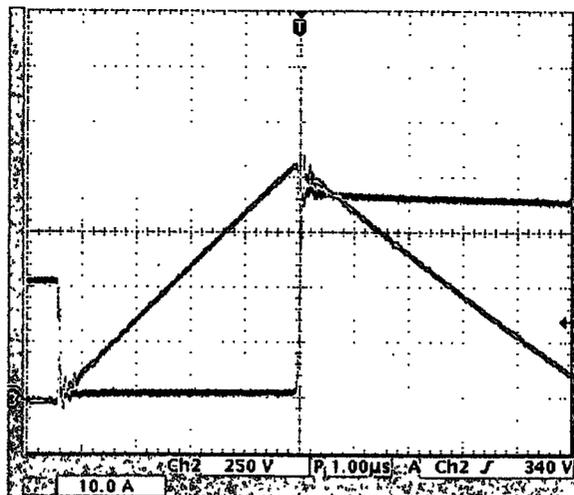


Figura 4.19. Medida de la tensión de avalancha de un MOSFET.

### 4.3. Medida de la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET

Hemos visto en el apartado 4.2.3 cual es el comportamiento que deberían tener los diodos intrínsecos de los transistores MOSFET en un inversor resonante serie, cuando se produce una conmutación capacitiva. Desconocemos, sin embargo, su comportamiento en nuestro inversor.

Este desconocimiento se debe a que los fabricantes de MOSFET no aportan características dinámicas del diodo intrínseco en condiciones de conmutación dura. Tampoco aportan formas de onda para conocer si la conmutación a corte del diodo se produce de forma suave o abrupta. Para los MOSFET de alta tensión y corriente, generalmente, tan sólo se dispone de datos preliminares y, en algún caso, de notas de aplicación muy generales. En estas notas de aplicación hacen referencia a la mejora y robustez de los diodos intrínsecos de todos los MOSFET de esa gama, pero no se aportan datos concretos.

¿Como averiguar el comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET cuando se produce una conmutación capacitiva?

Hay dos posibilidades, la primera es montando un inversor y la segunda simulando las condiciones de conmutación en la estación de pruebas.

Montar el inversor y realizar cortocircuitos para conocer el comportamiento de los diodos resulta complejo, porque:

- El inversor tiene más de treinta MOSFET distribuidos en cuatro conmutadores.
- No resulta fácil realizar medidas con todos los componentes puestos.
- No conocemos de antemano qué diodo conmutará.
- Si los MOSFET no soportan la condición de cortocircuito pueden romperse en gran número.
- Por la potencia que maneja el inversor el ruido electromagnético puede afectar a la medida.
- La temperatura de la oblea no se puede ajustar y es difícil de determinar.
- Las condiciones del disparo no se pueden modificar fácilmente por estar disparando a gran cantidad de componentes simultáneamente.
- Las posibilidades de errores al tener que realizar muchas medidas es muy grande.
- Dificultad en la sustitución de un componente cuando se rompe.

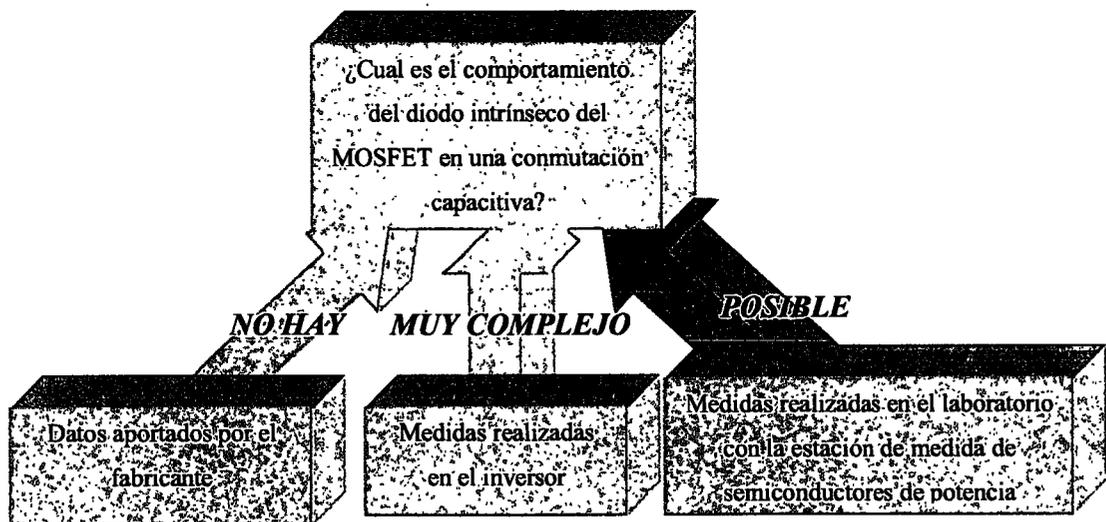


Figura 4.20. Posibilidades para conocer el comportamiento del diodo intrínseco.

La figura 4.20 muestra las posibilidades que hay para conocer el comportamiento del diodo intrínseco de un MOSFET. De las tres posibles hay que descartar dos, la primera porque el fabricante no aporta datos y la segunda por su complejidad.

Por todas estas razones parece lógico que la mejor forma de conocer tanto el comportamiento de los diodos como la fiabilidad del MOSFET en condiciones de cortocircuito (conmutación capacitiva) sea por medio de medidas en laboratorio. Utilizaremos la estación de prueba de semiconductores de potencia para realizar las medidas.

En primer lugar hay que determinar cual será el objetivo y la metodología de las pruebas y en segundo lugar hay que determinar cuales serán los MOSFET a los que les realizaremos estas pruebas.

#### 4.3.1. Objetivo y metodología de las pruebas

Buscamos conocer el comportamiento del diodo intrínseco de un determinado MOSFET cuando lo sometemos a una conmutación a corte, en las condiciones en las que lo hace en el inversor. De todos los parámetros que aparecen en esta conmutación hay algunos que nos interesan mucho y otros que no tienen tanta importancia para nuestro inversor.

El parámetro que más nos importa es la tensión de rotura y el resto de parámetros importantes son los  $di/dt$  y  $dv/dt$  que se generan en la conmutación. Los parámetros menos importantes generados en la conmutación del diodo son el tiempo de recuperación inversa y la corriente máxima de recuperación.

¿Qué es la tensión de rotura?. Sabemos que los MOSFET de las primeras generaciones se rompen en condiciones extremas de conmutación porque su transistor bipolar parásito se dispara debido al  $dv/dt$ . Las mejoras implementadas por los fabricantes en las últimas generaciones han ido encaminadas a mejorar la robustez del diodo del MOSFET frente a  $dv/dt$ . Si hacemos conmutar al diodo de un MOSFET con una tensión muy baja, este MOSFET no se rompe. Si lo hacemos conmutar con el 90 % de su máxima tensión es posible que se rompa y no sepamos donde se encuentra su límite. Hay que hacer conmutar al diodo intrínseco del MOSFET con diferentes tensiones hasta alcanzar la tensión de 600 V (que es la máxima que alcanza la fuente de tensión de nuestro inversor). En la metodología veremos como se realizan estas medidas a diferentes tensiones en la fuente de alimentación.

La tensión de rotura indica, pues, la tensión en los condensadores de alimentación a la cual se rompe un MOSFET cuando conmuta su diodo intrínseco. Esta tensión de rotura se

puede encontrar entre 50 V y 600 V, que es el rango en el que se van a probar los MOSFET. Todos aquellos que se rompan en este rango de tensiones se romperán seguro en el inversor.

Otros parámetros importantes son los  $di/dt$  y  $dv/dt$  que se producen en la conmutación. La importancia de estos parámetros se debe a que, si aparecen grandes variaciones de tensión y corriente, el ruido electrónico producido en la conmutación puede afectar al resto de componentes, especialmente al control. El MOSFET mejor adaptado a nuestra aplicación es aquel cuya tensión de rotura está por encima de los 600 V y que genere  $di/dt$  y  $dv/dt$  lo más pequeños posible.

Los parámetros menos importantes, de los generados en la conmutación del diodo, son el tiempo de recuperación inversa y la corriente máxima de recuperación. Estos parámetros determinan las pérdidas en la conmutación, pero como únicamente se producen una o dos conmutaciones en los procesos de cortocircuito (el control corta los disparos una vez detectado), no influye en el comportamiento del inversor.

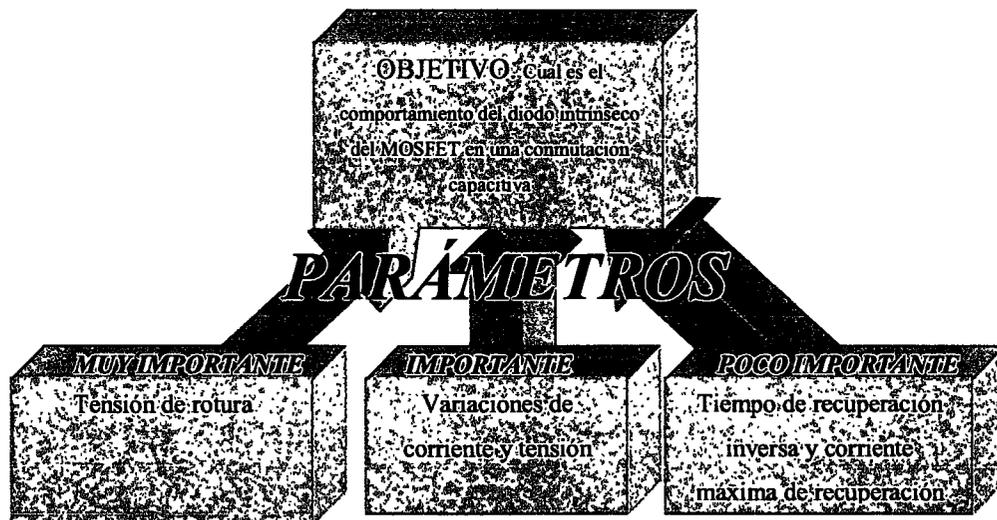


Figura 4.21. Importancia de los parámetros de la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET.

En la figura 4.21 se muestra cual es el objetivo que se persigue al hacer las pruebas en la estación de pruebas de semiconductores. Los parámetros que se obtendrán durante las pruebas, se han organizado de mayor a menor importancia.

Una vez determinados los objetivos, veamos la metodología de las pruebas.

Para que los resultados obtenidos en laboratorio sean adecuados hay que probar en las mismas condiciones en las que se encuentra el MOSFET en el inversor, cuando se produce el cortocircuito. Por lo tanto, veamos las condiciones que puede encontrarse un MOSFET en el inversor cuando se produce la conmutación capacitiva.

- La temperatura de la oblea puede estar entre 25 °C y 125 °C. La peor condición es a máxima temperatura.
- La corriente por el MOSFET puede ser desde cero hasta 50 A. La máxima corriente corresponde con el pico de la señal sinusoidal de corriente. La peor condición es a máxima corriente.
- La tensión de conmutación se encuentra entre 500 V y 550 V. Esta tensión es la tensión de la fuente de alimentación que al no ser regulada se encuentra siempre entorno a estos valores.
- La puerta del MOSFET, en el momento de la conmutación capacitiva, se encuentra a cero voltios, a través de una resistencia y del transistor de disparo.

De estas condiciones hay dos variables y dos constantes. Puede variar la temperatura y la corriente de conmutación, pero no varía prácticamente ni la tensión de la fuente (que es la de conmutación) ni el disparo.

Se intentó hacer conmutaciones a una temperatura fija y tensión de 600V, variando la corriente, pero las roturas se producían a muy baja corriente y no se pudo extraer ninguna conclusión.

Como consecuencia de esto se cambia la metodología de las pruebas y se realizan de la siguiente manera:

- En primer lugar se comparan con las mismas condiciones (baja corriente y tensión) el comportamiento de los diodos de los cuatro MOSFET seleccionados (ver selección en el siguiente apartado). En estas condiciones de 15 A y 250 V los MOSFET no se rompen y la conmutación se produce con condiciones mucho más extremas que las que ofrece el fabricante (ver punto 3.7.1.1). Esta comparación determina las diferencias de comportamiento entre ellos; pero las condiciones de

esta prueba nunca se producen en nuestro inversor, porque nuestro inversor tiene siempre más de 500 V.

- Se hacen pruebas a dos temperaturas, 25 °C y 125 °C en cada una de las diferentes condiciones de puerta (resistencia, cortocircuito o redisparo).
- Se determina una condición de la puerta del MOSFET (resistencia, cortocircuito o redisparo) y con esa condición se aumenta la tensión y corriente de la conmutación. Lo que se pretende obtener al final de la prueba es una conmutación con 50 A y 600V. Esta conmutación final es la peor condición que puede producirse en nuestro inversor. Si antes de que se alcance la tensión máxima el MOSFET se rompe, la prueba se interrumpe y esta tensión determina la tensión de rotura de ese MOSFET. Se comienza con 25 V y se sube sucesivamente la tensión 25 V hasta alcanzar los 600 V.

Si resumimos, el número de pruebas totales que hay que hacer son: cuatro MOSFET diferentes, con tres condiciones de puerta para cada uno (resistencia, cortocircuito o redisparo), para dos temperaturas diferentes (25 °C y 125 °C) y con veinticuatro pruebas a diferente tensión (25 V, 50 V, 75 V... 600 V). Estas pruebas suponen más de quinientos oscilogramas, a los que hay que añadir los realizados para ver el comportamiento en las mismas condiciones. Todos estos oscilogramas forman una base de datos de la que se extraen, para incluirlos en esta tesis, únicamente los que muestran resultados significativos.

Hay que señalar una serie de condiciones que se mantienen constantes en todas la pruebas y que enumeramos a continuación.

- La disposición de todos los componentes es idéntica en todas las pruebas, para no introducir inductancias entre unas pruebas y otras.
- Los dos MOSFET que componen la prueba son siempre del mismo fabricante. De igual manera que lo serían si se tratase de un inversor.
- Las sondas e instrumentos utilizados son siempre los mismos.
- Las pruebas hasta que se alcanza la tensión de rotura se realizan con el mismo MOSFET.

- La tensión de rotura (de cada MOSFET en cada condición) se determina con un único MOSFET. No se puede hacer un estudio estadístico de la tensión de rotura debido al alto precio de los componentes. Si un MOSFET alcanza la tensión de rotura antes de los 600 V también se romperá en nuestro inversor durante un cortocircuito, luego, no tiene sentido hacer un estudio estadístico de la tensión de rotura. Para los MOSFET que no alcanzan la tensión de rotura en 600 V se comprueba si veinte unidades tienen el mismo comportamiento en las máximas condiciones de tensión (600 V).
- A los MOSFET cuya tensión de rotura es superior a 600 V y 50 A se les somete a pruebas a mayor corriente.

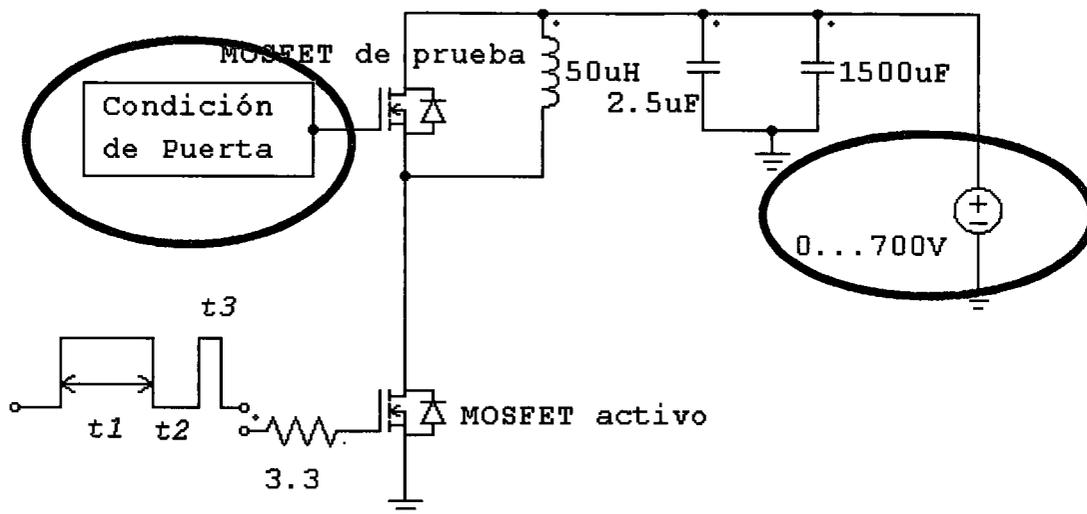


Figura 4.22. Circuito de prueba donde se han resaltado los parámetros que se varían, además de la temperatura.

La figura 4.22 muestra el circuito de prueba genérico donde se ha resaltado en gris los parámetros que se varían (Condición de Puerta y Tensión de la fuente). Este circuito puede variar la tensión de la fuente desde cero hasta setecientos voltios, utilizando para estas pruebas como máximo seiscientos. La fuente se compone de dos fuentes de laboratorio conectadas en serie y con circuito de protección de sobretensión para cada una de ellas. Las condiciones de

Puerta son, tal y como se ha dicho anteriormente, *Resistencia*, *Cortocircuito* y *Redisparo*. Veamos brevemente en que consisten estas Condiciones de Puerta:

1. *Resistencia*: Es la primera condición de Puerta, y consiste en poner entre el surtidor y la puerta del MOSFET de prueba una resistencia de  $3.3 \Omega$ .
2. *Cortocircuito*: Es la segunda condición de Puerta, y consiste en poner entre el surtidor y la puerta del MOSFET de prueba un cortocircuito (resistencia de  $0 \Omega$ ).
3. *Redisparo*: Es la tercera condición de Puerta, y consiste en disparar con un pulso de 15 V la puerta del MOSFET de prueba en el intervalo en el que está conduciendo su diodo intrínseco. Este pulso de disparo debe de cumplir con determinadas condiciones para que no se produzca un cortocircuito en la fuente de tensión.

Si el tiempo del pulso de disparo en Condiciones de Puerta de *Redisparo* se hace de similar valor que el tiempo muerto de los disparos del inversor, estamos simulando las mismas condiciones en el MOSFET de prueba que en un MOSFET en el inversor. Se diseña el tiempo de este pulso de anchura variable, para ajustarse al comportamiento en el inversor.

A la Condición de Puerta *Redisparo* también la denominamos condición de *disparo en el MOSFET de prueba*. Un estudio más detallado de las diferentes Condiciones de Puerta se verá más adelante en cada uno de sus apartados. El circuito de prueba en cada Condición de Puerta dependerá de las condiciones de cada prueba y se verá, también más adelante, en cada uno de sus apartados.

En la figura 4.23 se aprecia una tabla resumen de las pruebas que se muestran más adelante. Se realizan un total de siete pruebas para cada uno de los cuatro MOSFET seleccionados. Son, por tanto, veintiocho pruebas a diferente tensión en la fuente de tensión.

Las pruebas 4 y 5 se realizan para ver el comportamiento con cortocircuito en la puerta del MOSFET y no se desea conocer la tensión de rotura. Por tanto, se realizan con una tensión baja para los MOSFET excepto para aquellos cuyo comportamiento sea similar al de Condición de Puerta *Resistencia*.

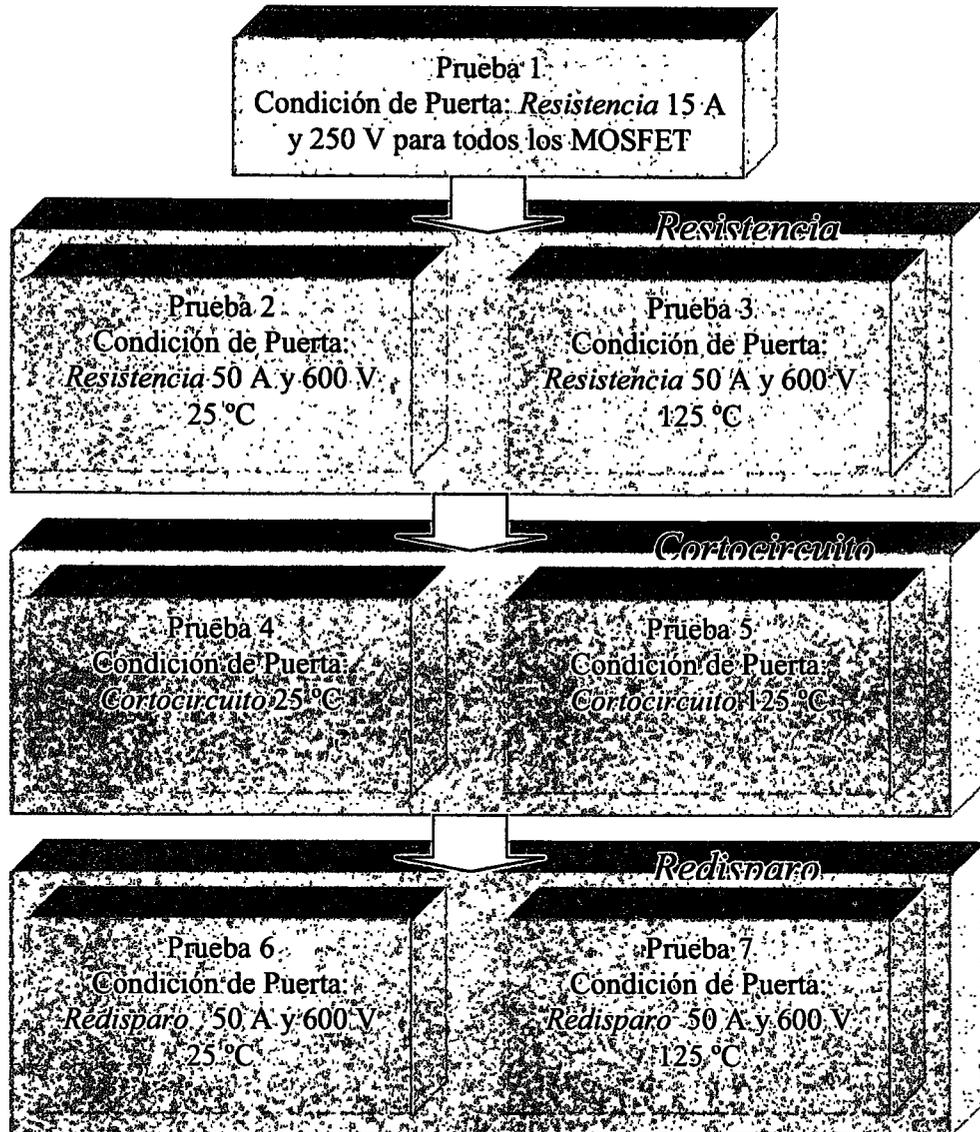


Figura 4.23. Resumen del número de pruebas que se realizan al diodo intrínseco del MOSFET de prueba.

#### 4.3.2. Selección de los MOSFET a probar

Deseamos conocer el comportamiento del diodo intrínseco del transistor MOSFET, pero ¿de qué transistor?

Como sólo podemos utilizar MOSFET comerciales para la construcción del inversor, debemos buscar entre los fabricantes de semiconductores cuales sirven para su construcción.

Hay, por tanto, que definir las características de tensión máxima, corriente máxima y tipo de diodo para los MOSFET en nuestro inversor y posteriormente buscar aquellos que lo cumplan.

- Los MOSFET tienen que ser de al menos 800 V puesto que el inversor trabaja con tensiones entre 500 y 550 V y las sobretensiones de las conmutaciones pueden llegar a 700 V.
- La corriente de salida del inversor es de 400 A, pero no hay MOSFET de tanta corriente. Se han de seleccionar, pues, los MOSFET con la máxima corriente posible, y aún así, para nuestro inversor de alta potencia hay que poner varios en paralelo.
- El diodo intrínseco del MOSFET debe ser lo más robusto posible, por lo tanto, se seleccionarán MOSFET de diodo intrínseco rápido o FREDFET.

Se encuentran tres fabricantes de FREDFET de 800 V ( $V_{DS}$ ) y alta corriente ( $I_D$ ). De los distintos FREDFET de esta tensión, seleccionamos el de mayor corriente posible. De esta selección se han conseguido los tres FREDFET, pese a que uno de ellos está obsoleto.

Estos tres fabricantes disponen de FREDFET de mayor tensión, pero no se seleccionan por los siguientes motivos:

- Al aumentar la tensión  $V_{DS}$  disminuye la corriente máxima, porque aumenta la resistencia del canal o de conducción ( $R_{DS(on)}$ ).
- Se han realizado pruebas previas en FREDFET de 900 V y su tensión de rotura es inferior a los del mismo fabricante con  $V_{DS}$  de 800 V. Estas pruebas previas indican que cuanto menor es la tensión de los FREDFET más robusto es su diodo intrínseco. No podemos, sin embargo, utilizar los de tensión inferior a 800 V, porque la siguiente tensión se sitúa en 600 V, que es demasiado baja para nuestro inversor.

En estos momentos ha aparecido en el mercado un nuevo componente que puede conmutar a alta frecuencia, se trata del CoolMOS<sup>®</sup>. Se han comercializado los primeros CoolMOS de 800 V. Por ser tan nuevo sólo se dispone de información preliminar sobre este componente, siendo su corriente máxima de 44 A y su  $R_{DS(on)}$  muy inferior a la de un

FREDFET de la misma tensión y corriente. Este componente tiene unas características parecidas al MOSFET y por tratarse de un componente tan nuevo no hay bibliografía sobre el comportamiento de su diodo intrínseco. Dado este desconocimiento lo seleccionamos para estudiar el comportamiento del diodo intrínseco de este nuevo componente.

No se encuentra ningún otro componente que cumpla con los requisitos que hemos impuesto. Tan solo los MOSFET sin diodo rápido cumplen con los requerimientos de tensión y corriente, pero se han probado varios y la tensión de rotura de sus diodos intrínsecos es inferior a 100 V. Dada la fragilidad de los diodos intrínsecos de los MOSFET normales no se selecciona ninguno.

Se han encontrado únicamente cuatro transistores que cumplan los requisitos impuestos, y sobre ellos realizaremos las pruebas previstas.

Como hay FREDFET y CoolMOS entre los componentes seleccionados, a partir de ahora denominaremos a todos los transistores seleccionados como MOSFET. Para no hacer referencia a su nombre comercial los denominaremos MOSFET A, B, C y D.

La siguiente tabla resume las características más importantes de estos MOSFET:

	<i>MOSFET A</i>	<i>MOSFET B</i>	<i>MOSFET C</i>	<i>MOSFET D</i>
$V_{DS}$	<i>800 V</i>	<i>800 V</i>	<i>800 V</i>	<i>800 V</i>
$I_D$	<i>44 A</i>	<i>34 A</i>	<i>44 A</i>	<i>44 A</i>
<i>TECNOLOGÍA</i>	<i>FREDFET</i>	<i>FREDFET</i>	<i>CoolMOS</i>	<i>FREDFET</i>
<i>AVALANCHA CONTROLADA</i>	<i>SI</i>	<i>SI</i>	<i>SI</i>	<i>SI</i>
<i>ENCAPSULADO</i>	<i>ISOTOP</i>	<i>SIMOPAC</i>	<i>ISOTOP</i>	<i>ISOTOP</i>

*Figura 4.24. Resumen las características más importantes de los MOSFET que se seleccionan.*

La figura 4.24 muestra un resumen de las características más importantes de los MOSFET sobre los que realizaremos las pruebas previstas. Como curiosidad comentar que dos de los MOSFET están fabricados por empresas de Estados Unidos y dos fabricados por empresas Europeas. Como se puede ver en la tabla de la figura 4.24:

- Tres de los cuatro MOSFET son de 44 A y 800 V y el otro es de 34 A y 800 V.
- Tres de ellos tienen el encapsulado ISOTOP y el otro SIMOPAC.
- Tres de ellos son FREDFET y el otro CoolMOS.

Las características aportadas por los fabricantes de los diodos intrínsecos de los MOSFET seleccionados se muestran en la tabla de la figura 4.25

	<i>MOSFET A</i>	<i>MOSFET B</i>	<i>MOSFET C</i>	<i>MOSFET D</i>
$t_{rr}$ (ns)	280	300		250
$I_{RRM}$ (A)	16			8
<i>Condiciones de la prueba</i>	$I_D=44\text{ A}$ $di/dt=100\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_R=200\text{ V}$	$I_D=34\text{ A}$ $di/dt=100\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_R=100\text{ V}$	<i>No hay ningún dato del diodo intrínseco del MOSFET C</i>	$I_D=25\text{ A}$ $di/dt=100\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_R=100\text{ V}$

*Figura 4.25. Resumen las características de los diodos intrínsecos de los MOSFET seleccionados aportados por sus fabricantes.*

A la vista de la tabla de la figura 4.25 se aprecia como los datos aportados por los fabricantes son mínimos o nulos. A los pocos datos que se aportan se les imponen unas condiciones de prueba ( $di/dt$ ,  $T_j$  y  $V_R$ ) que no reflejan las condiciones en las que después conmutan estos MOSFET de potencia. No se aporta ningún dato sobre la velocidad de corte final de la corriente inversa del diodo desconociéndose, por lo tanto, si el comportamiento es de corte suave o abrupto.

### 4.3.3. Medidas con resistencia

La primera medida que se realiza es la misma que hacen los fabricantes de MOSFET y que simula las condiciones de conmutación de diodos de potencia, sólo que las condiciones que imponemos son mucho más extremas. Esta medida consiste en medir el comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET cuando se encuentra con una resistencia entre la puerta y el surtidor. Esta medida es la única que ha sido utilizada en algunas publicaciones especializadas. La resistencia que se utiliza es la recomendada por el fabricante para realizar

el disparo de ese MOSFET. Como disponemos de cuatro tipos diferentes de MOSFET seleccionamos una resistencia que sea igual para todos los transistores. Como todos son de características similares, sus resistencias recomendadas de disparo son similares. Seleccionamos una resistencia de  $3.3 \Omega$  para todos por igual. De esta forma obtendremos resultados que equivalen a probarlos con la misma placa de disparo.

#### 4.3.3.1. Circuito de prueba

Como circuito de prueba utilizamos el de la figura 4.26 donde el MOSFET de prueba y el MOSFET activo son iguales y con la misma resistencia de puerta, simulando una célula de conmutación.

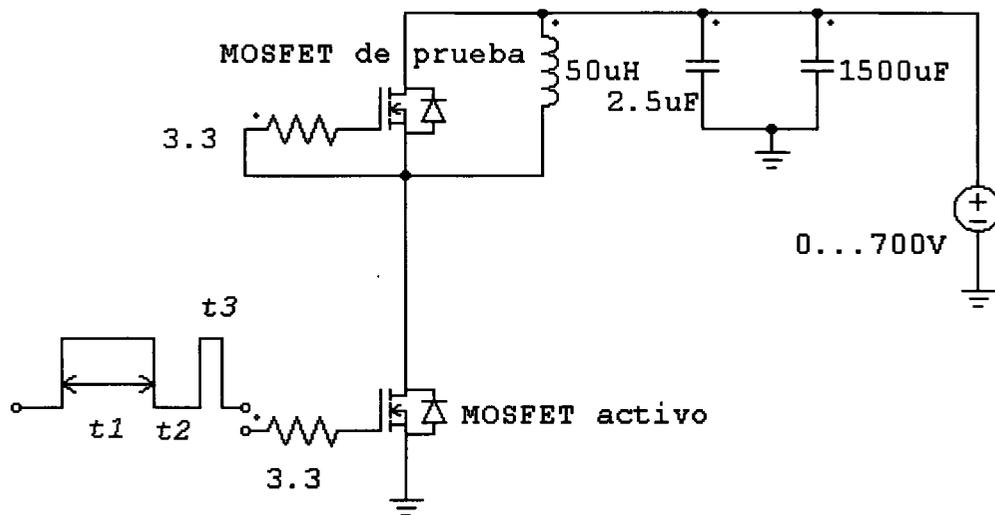
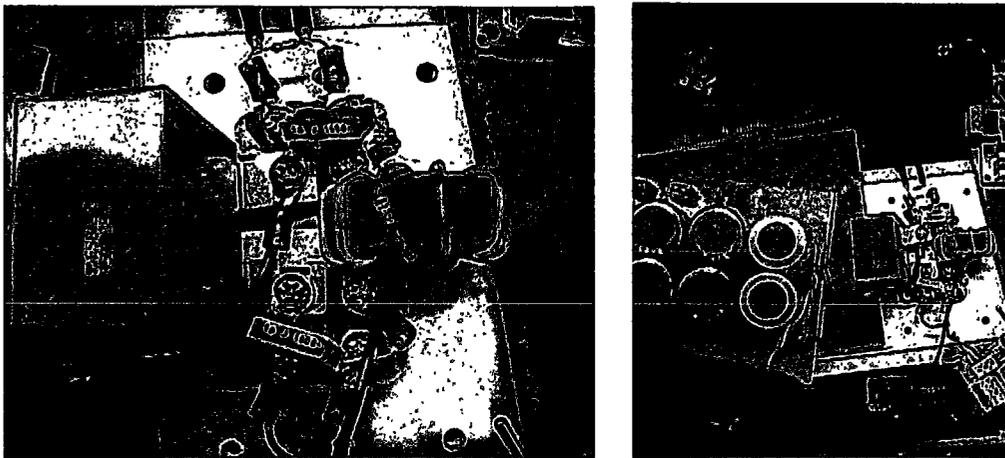


Figura 4.26. Circuito inicial de prueba con resistencia, que simula una célula de conmutación.

El circuito tiene una fuente de alimentación variable y dos bloques de condensadores, uno de  $1500 \mu\text{F}$  y el otro de  $2.5 \mu\text{F}$ . El bloque de  $1500 \mu\text{F}$  es el mostrado en la figura 4.7 y se sitúa cercano a los MOSFET pero unido por medio de cables, con una cierta inductancia. El condensador de  $2.5 \mu\text{F}$  se sitúa justo conectado sobre los MOSFET que están siendo probados.

La figura 4.27 a) muestra la disposición del condensador de 2.5  $\mu\text{F}$  conectado a los terminales de los MOSFET y la figura 4.27 b) muestra como se sitúa el bloque de 1500  $\mu\text{F}$ . Los condensadores de 1500  $\mu\text{F}$  se utilizan para aportar la corriente necesaria a la bobina durante la conmutación, de esta forma la fuente ajustable de tensión sólo necesita aportar unos pocos miliamperios para cargar estos condensadores. Estos condensadores pueden aportar gran cantidad de corriente sin variar apenas su tensión. El condensador de 2.5  $\mu\text{F}$  se utiliza como fuente de tensión para los MOSFET durante la conmutación y aporta las corrientes de alta frecuencia de los semiconductores.

La inductancia de 50  $\mu\text{H}$  se sitúa alejada de los MOSFET puesto que la inductancia debida a las conexiones se suma al valor de la primera incrementándola ligeramente.



a)

b)

Figura 4.27. a) Disposición del condensador de 2.5  $\mu\text{F}$  (conectado directamente a los terminales de los MOSFET). b) Disposición del bloque de 1500  $\mu\text{F}$ .

El MOSFET activo se dispara con un pulso doble (figura 4.26) donde el tiempo  $t1$  es ajustable en anchura y los tiempos  $t2$  y  $t3$  son fijos.

El funcionamiento del circuito se explica en la figura 4.28. Durante el tiempo  $t1$  se dispara a conducción el MOSFET activo y la bobina se carga con la corriente:

$$i_{bobina}(t) = \frac{V_{fuente}}{L_{bobina}} \cdot t \quad (4.1)$$

En el instante  $t_3$  el MOSFET activo conmuta a conducción con la velocidad de conmutación impuesta por la resistencia de  $3.3 \Omega$ . Esta conducción genera una corriente inversa en el diodo intrínseco del MOSFET de prueba, que circulará desde el condensador de  $2.5 \mu\text{F}$  (muy próximo) a través de él y del MOSFET activo. Al MOSFET activo hay que añadirle la corriente que ya circulaba por la bobina. El tiempo  $t_3$  de conducción del MOSFET activo ( $3 \mu\text{s}$ ) es superior al de corte del diodo intrínseco del MOSFET de prueba ( $300 \text{ ns}$ ). Transcurrido este tiempo el MOSFET activo se corta y la corriente recircula por el diodo intrínseco del MOSFET de prueba hasta que se extingue. La placa de disparo impide realizar otro disparo hasta transcurridos cinco segundos, para no provocar calentamiento en la oblea.

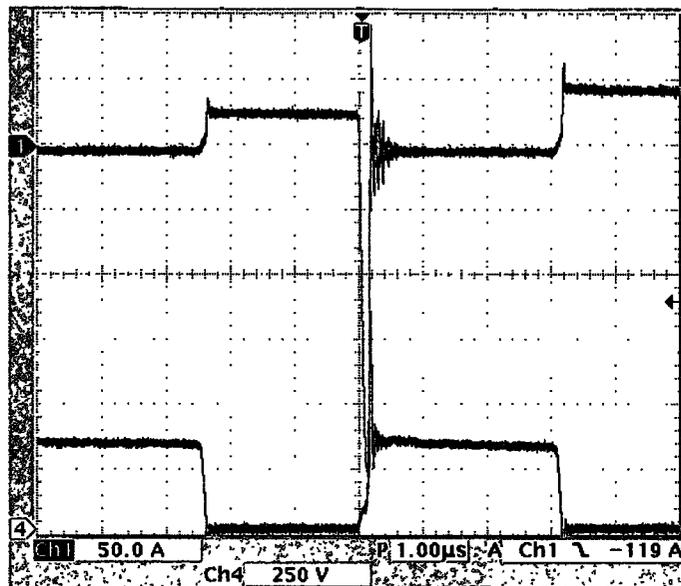


Figura 4.29. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET de prueba.

La figura 4.29 muestra como es la corriente y la tensión por el diodo intrínseco del MOSFET de prueba. La parte superior en azul es la corriente y la inferior la tensión. Las primeras divisiones temporales corresponden con  $t_1$  (cargándose la bobina y diodo cortado). Después la corriente aumenta bruscamente por el diodo intrínseco del MOSFET de prueba y su tensión es cero ( $t_2$ ). En el centro del oscilograma se produce  $t_3$  y se aprecia la conmutación con corriente inversa del diodo intrínseco del MOSFET de prueba. Los siguientes  $3 \mu\text{s}$  corresponden al tiempo  $t_3$  en el que el diodo está conduciendo, transcurridos los cuales la corriente recircula por el diodo hasta extinguirse (1 ms aproximadamente).

Todos los oscilogramas de la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET de prueba que se presentan en esta tesis miden la tensión  $V_{DS}$  de la misma forma. Se presenta

como una tensión positiva, al contrario que en la mayoría de las notas de aplicación, para poder determinar mejor los valores de  $di/dt$  y  $dv/dt$  generados en la conmutación.

Para que el circuito de prueba se parezca lo más posible al inversor de alta frecuencia, hay que dotarlo de redes de ayuda a la conmutación y de amortiguamiento de las oscilaciones entre las inductancias del montaje y las capacidades de los MOSFET, tal y como decíamos en el apartado 3.6.4.

Montamos en el circuito de prueba unas redes RC de 1 nF y 10  $\Omega$ . Con estas redes amortiguaremos las conmutaciones, por lo que las señales obtenidas tendrán menos oscilaciones.

El nuevo circuito de prueba será una modificación del de la figura 4.26 donde se han añadido las redes RC. La figura 4.30 muestra el circuito definitivo con el que realizaremos las pruebas del diodo intrínseco del MOSFET cuando se encuentra una resistencia entre puerta y surtidor.

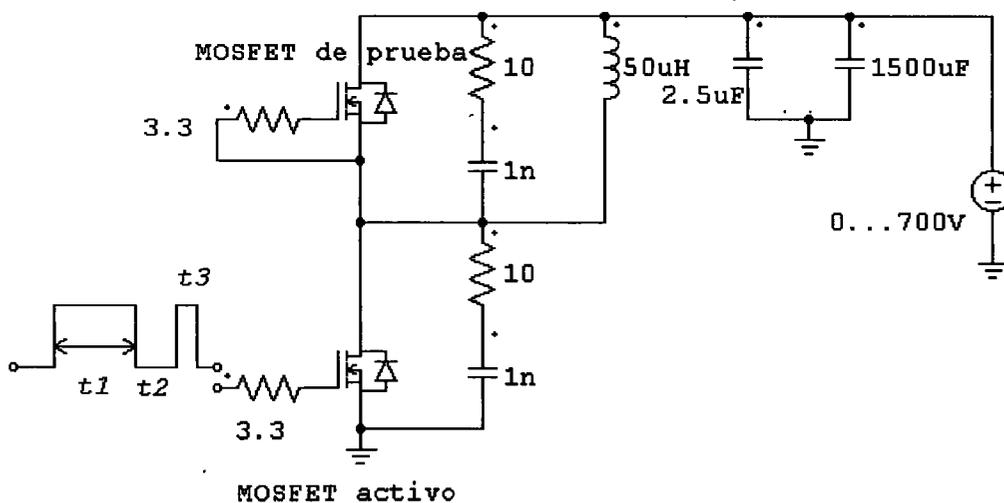


Figura 4.30. Circuito final de prueba del diodo intrínseco del MOSFET con resistencia.

Este nuevo circuito RC puede incrementar la corriente en 100 A en el instante  $t3$  por el MOSFET activo, pero sólo de forma instantánea, ya que en 40 ns se habrá descargado completamente la red RC. El comportamiento de la red RC en los procesos de conmutación se ha explicado en el capítulo 3, y tiene la misma importancia que las capacidades parásitas de los MOSFET.

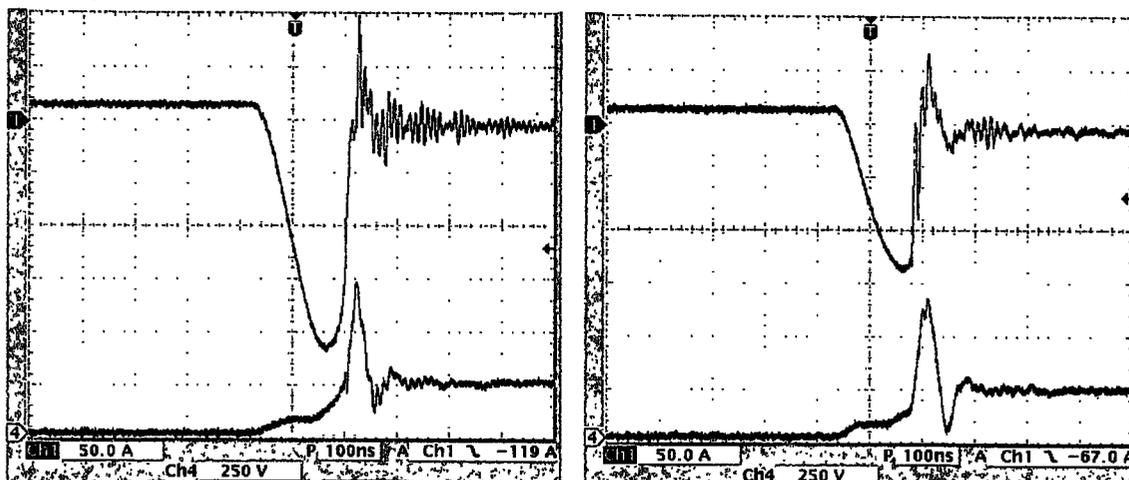
4.3.3.2. Prueba 1 Resistencia a 15 A, 250 V y 25 °C

Pruebas realizadas con el circuito de la figura 4.30 y con los MOSFET a 25 °C. Los objetivos que se pretenden en esta prueba consisten en determinar si los cuatro MOSFET seleccionados se comportan de formas parecidas o si su comportamiento varía mucho de unos a otros. Los datos aportados por los fabricantes no nos sirven, puesto que ahora el  $di/dt$  con el que conmutan es mucho mayor. Este  $di/dt$  depende de la velocidad de conmutación de cada MOSFET.

En todos los oscilogramas a partir de ahora veremos las señales de corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET de prueba. Las medidas de amplitud de las señales y de tiempo por división se muestran en la parte inferior de cada oscilograma. Las referencias de las señales se muestran en el lateral izquierdo de cada oscilograma. La señal de tensión del diodo intrínseco del MOSFET de prueba se ve positiva puesto que se ve siempre  $V_{DS}$ .

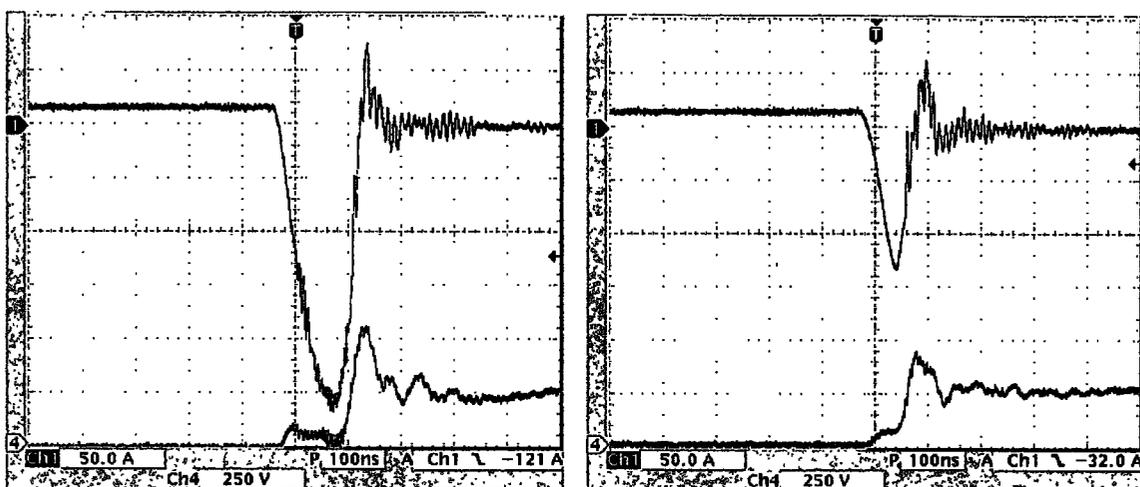
La figura 4.31 muestra en las mismas condiciones de temperatura, corriente y tensión, el comportamiento de los cuatro diodos seleccionados. Se han realizado las medidas a baja tensión y corriente, para que no se produzcan roturas. Se aprecia que el comportamiento es muy diferente entre ellos. Para analizar los datos de esta figura debemos compararlos por partes.

Para determinar cuales son los parámetros que varían en la conmutación entre unos y otros MOSFET se analizan los resultados y se aprecia que resulta importante además de los parámetros expuestos en la figura 4.25, cuatro más. Estos nuevos parámetros son: la pendiente de bajada de la corriente después de  $t_3$ , la pendiente de subida de la corriente después de alcanzar  $I_{RRM}$ , la pendiente de subida de la tensión producida por el corte del diodo intrínseco y el pico de tensión que se alcanza.



a)

b)



c)

d)

Figura 4.31. Corriente y tensión de los cuatro diodos seleccionados cuando conmutan en las mismas condiciones de temperatura, corriente y tensión (25 °C, 15 A y 250 V). a) MOSFET A. b) MOSFET B. c) MOSFET C. d) MOSFET D.

Definimos los siguientes parámetros de la conmutación:

- $di_1/dt$  es la pendiente de bajada de la corriente después de  $t_3$ .
- $di_2/dt$  es la pendiente de subida de la corriente después de alcanzar  $I_{RRM}$ .
- $dv/dt$  es la pendiente de subida de la tensión producida por el corte del diodo intrínseco.

- $V_{RRM}$  es el valor del pico de tensión entre extremos del diodo al producirse la conmutación.

Con estos nuevos parámetros generamos una nueva tabla similar a la de la figura 4.25, en la que cambian las condiciones de la prueba y el número de parámetros expuestos.

	<i>MOSFET A</i>	<i>MOSFET B</i>	<i>MOSFET C</i>	<i>MOSFET D</i>
$t_{rr}$ (ns)	160	120	120	100
$I_{RRM}$ (A)	215	140	260	130
$di_1/dt$ (A/ $\mu$ s)	2500	1400	2500	4300
$di_2/dt$ (A/ $\mu$ s)	>20000	>20000	20000	>20000
$dv/dt$ (V/ $\mu$ s)	25000	20000	15000	10000
$V_{RRM}$ (V)	700	700	550	450
Condiciones de la prueba	$I_D=15 A$ $di_1/dt=2500 A/\mu s$ $T_j=25 ^\circ C$ $V_R=250 V$	$I_D=15 A$ $di_1/dt=1400 A/\mu s$ $T_j=25 ^\circ C$ $V_R=250 V$	$I_D=15 A$ $di_1/dt=2500 A/\mu s$ $T_j=25 ^\circ C$ $V_R=250 V$	$I_D=15 A$ $di_1/dt=4300 A/\mu s$ $T_j=25 ^\circ C$ $V_R=250 V$

Figura 4.32. Resumen las características de los diodos intrínsecos de los MOSFET seleccionados. Medidas realizadas en la prueba 1.

Las características medidas en la prueba 1, de los diodos intrínsecos de los MOSFET seleccionados se muestran en la tabla de la figura 4.32 y difieren mucho de los aportados por los fabricantes. Analicemos los datos de la tabla por filas, comentando los aspectos más relevantes que se producen en esta conmutación para cada uno de los MOSFET que se han probado.

1.  $t_{rr}$ : Los tiempos de recuperación inversa son muy parecidos para todos los MOSFET y como dijimos este parámetro no es importante. Solo señalar que el MOSFET C con tecnología CoolMOS tiene un tiempo de recuperación inversa similar a las tecnologías FREDFET.

2.  $I_{RRM}$ : Las corrientes de recuperación inversa son más dispares, siendo la mayor la del MOSFET C. Estas diferencias no afectan al comportamiento de los diodos, puesto que este parámetro no es importante para nuestro tipo de conmutación.
3.  $di_1/dt$ : En nuestra prueba son decenas de veces superiores a las pruebas que realiza el fabricante. El valor depende de la velocidad de conmutación de cada MOSFET.
4.  $di_2/dt$ : El valor depende de la velocidad de conmutación de cada MOSFET en el tramo final de la conmutación. En todos nuestros MOSFET presenta valores muy altos, lo que significa que el comportamiento de todos ellos es de recuperación brusca. Esta recuperación brusca se aprecia perfectamente en la figura 4.31. Este parámetro no lo aporta el fabricante.
5.  $dv/dt$ : Este parámetro indica lo brusca que es la carga de la capacidad de salida cuando se produce la recuperación del diodo. Es un parámetro que se puede medir más fácilmente que el  $di_2/dt$  y que aporta la misma información. Cuanto menor sea más difícil es que se dispare el transistor NPN parásito del MOSFET.
6.  $V_{RRM}$ : Es el pico de tensión que alcanza la capacidad de salida del MOSFET y aporta la misma información que  $di_2/dt$  y  $dv/dt$ . Mientras que  $di_2/dt$  no se ha podido medir con precisión, los otros dos parámetros si que se han podido medir perfectamente. Representaremos gráficamente estos valores.

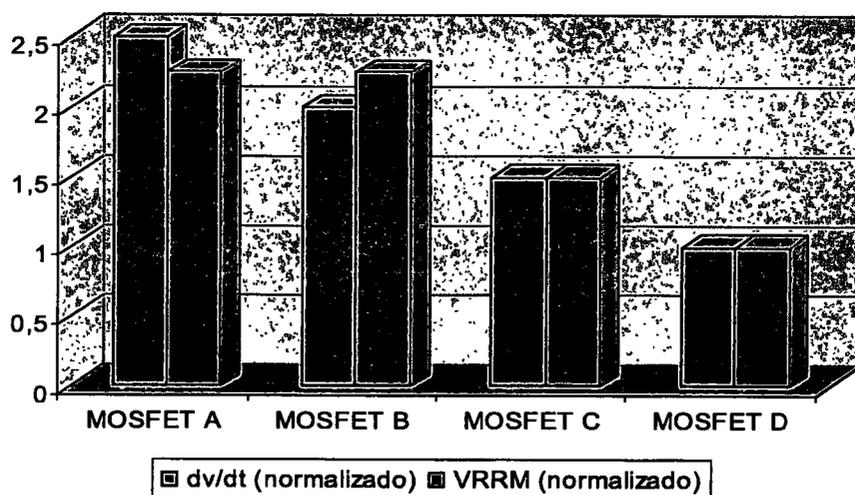


Figura 4.33.  $dv/dt$  y  $V_{RRM}$  normalizados de los diodos intrínsecos de los MOSFET seleccionados. Valores extraídos de la prueba 1 con las mismas condiciones de conmutación.

Los valores de la gráfica de la figura 4.33 se han normalizado de la siguiente manera: para el  $dv/dt$  se han dividido por el valor para el MOSFET D (el menor valor); para  $V_{RRM}$  se ha restado de cada valor la tensión de la fuente de alimentación (250 V) y luego se han dividido por el valor para el MOSFET D (el menor valor).

Se aprecia como los valores normalizados coinciden, esto indica que midiendo el valor de la sobretensión o el  $dv/dt$  conoceremos lo brusca que es la conmutación del diodo intrínseco de cada uno de los MOSFET que estamos probando.

#### 4.3.3.3. Prueba 2

Intentamos conocer los parámetros que más nos interesan (figura 4.21), por lo que conmutaremos a los diferentes MOSFET incrementando paulatinamente la tensión de la fuente hasta llegar a máximas condiciones (50 A y 600 V).

##### 4.3.3.3.1. MOSFET tipo A

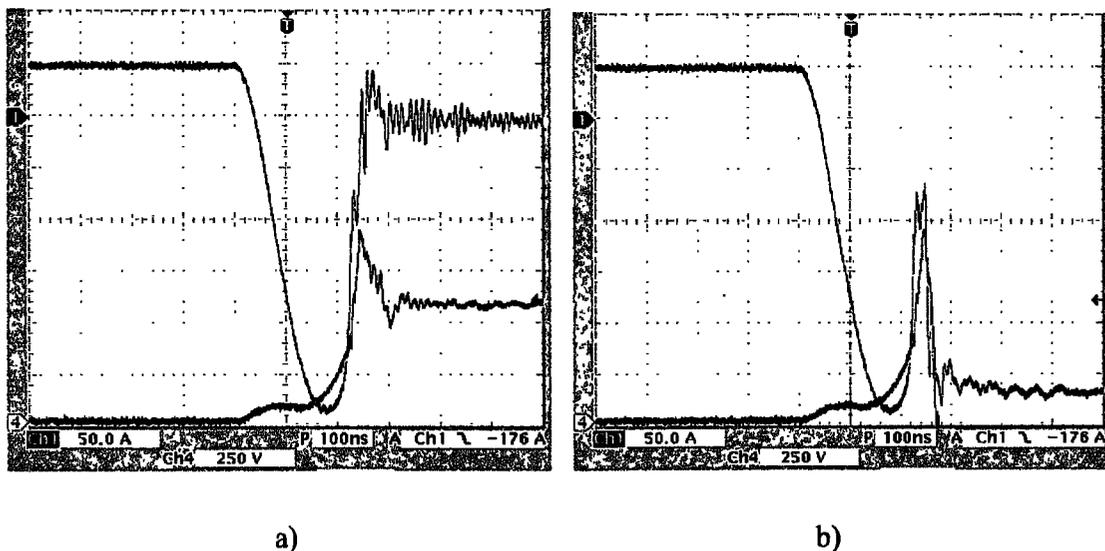


Figura 4.34. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET A antes a) y después b) de producirse la rotura. Condiciones de la rotura: resistencia a 25 °C cuando se le aplica 600 V y 50 A.

La figura 4.34 a) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET A con 575 V y 45 A. La figura 4.34 b) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET A con 600 V y 50 A. La conmutación final de corte brusco de corriente inversa, genera un gran  $dv/dt$

(50 V/ns) que hace conducir al transistor NPN parásito, por lo que la corriente se incrementa bruscamente hacia negativo y la tensión cae a 200 V, produciéndose la destrucción del MOSFET. Los parámetros de la conmutación previa a la rotura (figura 4.34 a) ) son los siguientes: el  $t_{rr}$  es 200 ns,  $I_{RRM}$  es 280 A,  $di_1/dt$  es 2.6 A/ns,  $di_2/dt$  es 15 A/ns  $dv/dt$  es 50 V/ns y la sobretensión  $V_{RRM}$  es 950 V.

#### 4.3.3.3.2. MOSFET tipo B

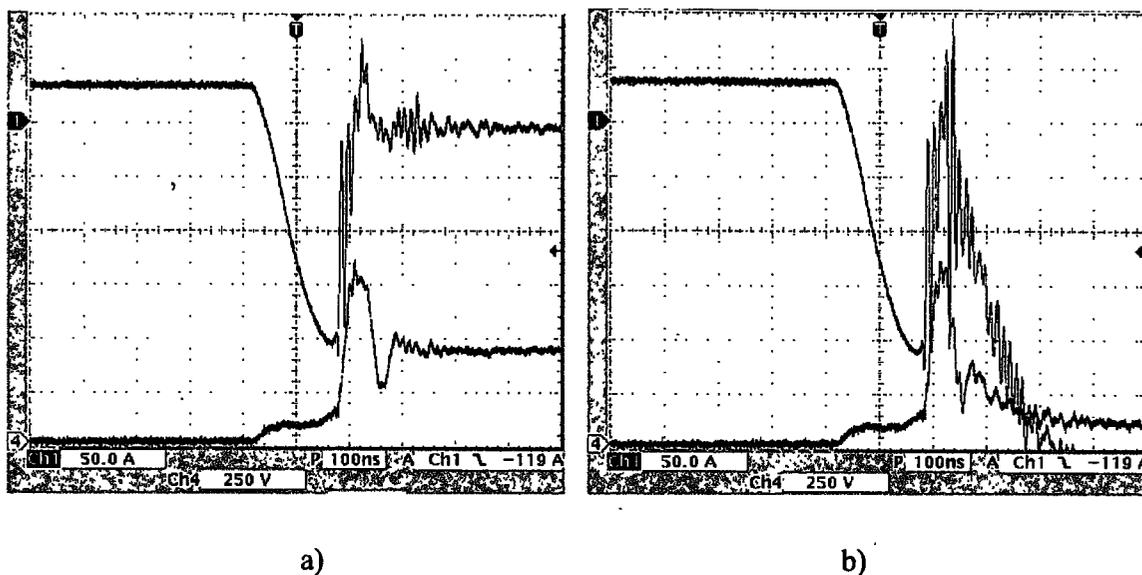


Figura 4.35. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET B antes a) y después b) de producirse la rotura. Condiciones de la rotura: resistencia a 25 °C cuando se le aplica 500 V y 40 A.

La figura 4.35 a) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET B con 475 V y 35 A. Los parámetros de la conmutación previa a la rotura (figura 4.35 a) ) son los siguientes: el  $t_{rr}$  es 180 ns,  $I_{RRM}$  es 200 A,  $di_1/dt$  es 2 A/ns,  $di_2/dt$  es superior a 20 A/ns,  $dv/dt$  es 50 V/ns y la sobretensión  $V_{RRM}$  es 850 V.

La figura 4.35 b) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET B con 500 V y 40 A. La conmutación final de corte brusco de corriente inversa, genera un gran  $dv/dt$  (50 V/ns) que hace conducir al transistor NPN parásito por lo que la corriente se incrementa bruscamente hacia negativo y la tensión cae a 200 V, produciéndose la destrucción del MOSFET. Se aprecia como en la subida aparecen oscilaciones muy bruscas, debidas a la

conducción y corte de algún transistor NPN parásito, hasta que al final se produce una avalancha.

#### 4.3.3.3.3. MOSFET tipo C

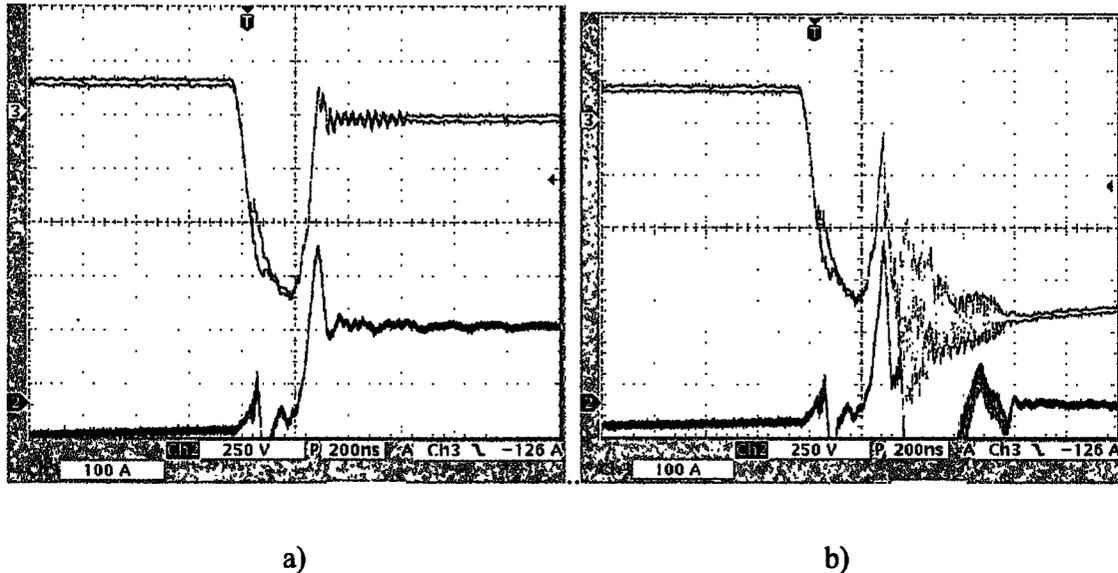


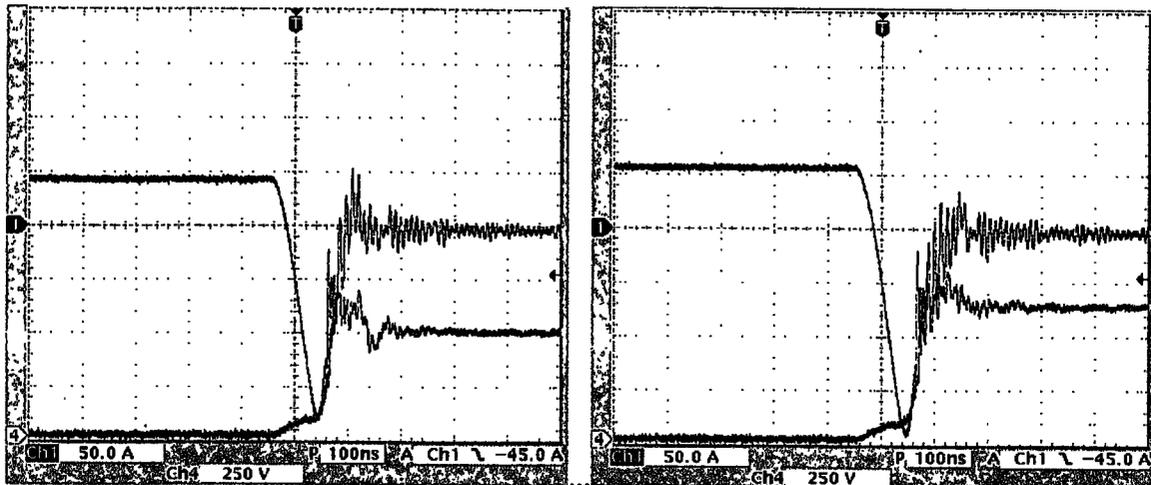
Figura 4.36. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET C antes a) y después b) de producirse la rotura. Condiciones de la rotura: resistencia a 25 °C cuando se le aplica 500 V y 50 A.

La figura 4.36 a) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET C con 475 V y 45 A. Los parámetros de la conmutación previa a la rotura (figura 4.36 a) ) son los siguientes: el  $t_{rr}$  es 300 ns,  $I_{RRM}$  es 350 A,  $di_i/dt$  se encuentra entre 2 y 5 A/ns,  $di_j/dt$  es superior a 3 A/ns,  $dv/dt$  es 10 V/ns. y la sobretensión  $V_{RRM}$  es 850 V

La figura 4.36 b) muestra la rotura del diodo intrínseco del MOSFET C con 500 V y 50 A. La conmutación final de corte de corriente inversa genera un  $dv/dt$  relativamente grande (10 V/ns) que hace conducir al transistor NPN parásito, por lo que la corriente se incrementa bruscamente hacia negativo y la tensión cae, produciéndose la destrucción del MOSFET. Se aprecia como en la bajada de corriente aparecen oscilaciones, debidas a la conducción y corte de algún transistor NPN parásito. La conducción de estos transistores se debe al pico inicial de tensión. La conducción de algún transistor NPN parásito hace que baje la tensión y se estabilizan las señales hasta que comienza de nuevo el corte en el centro del oscilograma.

4.3.3.4. MOSFET tipo D

Veamos el comportamiento del MOSFET D. Cuando se conmuta con menos de seiscientos voltios y cincuenta amperios el comportamiento es bueno. Por lo tanto, mostramos el comportamiento a máximas condiciones de corriente y tensión.



a)

b)

*Figura 4.37. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET D. Condiciones de la prueba: resistencia a 25 °C cuando se le aplica: a) 500 V y 40 A y b) 600 V y 50 A.*

La figura 4.37 a) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET D con 500 V y 40 A.

La figura 4.37 b) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET D con 600 V y 50 A. La conmutación final de corte de corriente inversa genera un  $dv/dt$  relativamente grande (25 V/ns) que hace conducir a algún transistor NPN parásito por lo que la corriente tiene oscilaciones en esta parte final de la subida. Los parámetros de la conmutación son los siguientes: el  $t_{rr}$  es 150 ns,  $I_{RRM}$  es 175 A,  $di_1/dt$  es 2.8 A/ns,  $di_2/dt$  es superior a 3 A/ns,  $dv/dt$  es 25 V/ns y la sobretensión  $V_{RRM}$  es 750 V.

El MOSFET se comporta perfectamente y no se rompe, como sí ocurría con los tipos A, B y C. Hemos llegado a máxima tensión sin rotura del MOSFET D por lo que podemos decir que éste es el más fiable en estas condiciones de puerta.

4.3.3.3.5. Conclusiones con resistencia a 25 °C

Veamos en primer lugar la tensión a la cual se han roto los diferentes MOSFET o tensión de rotura. Al MOSFET tipo D que no ha sufrido rotura le ponemos una tensión máxima de 600 V porque no conocemos si se romperá una vez superada esta tensión.

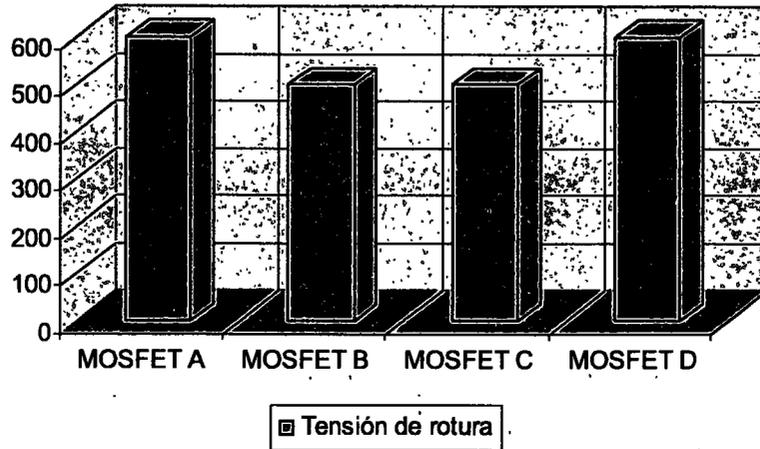


Figura 4.38. Tensión de rotura (V) de los diferentes MOSFET. El MOSFET D no se ha roto, mientras que el MOSFET A se ha roto justo en 600 V.

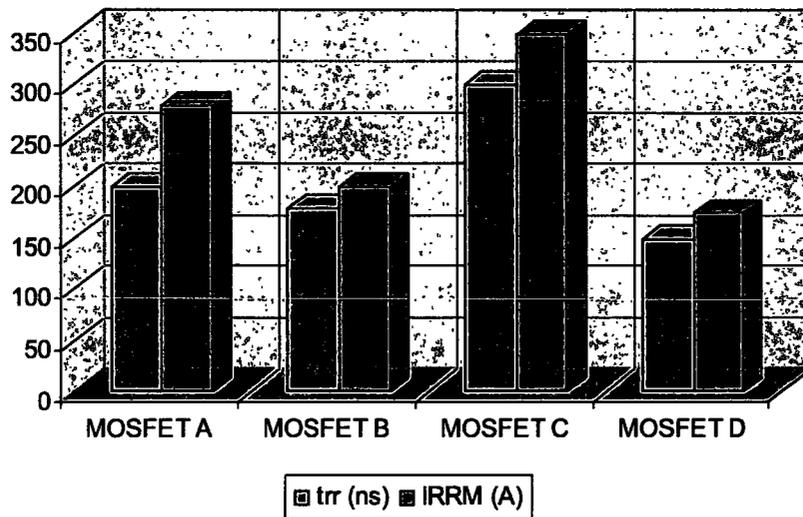


Figura 4.39. Tiempo de recuperación inversa (ns) y corriente máxima de recuperación inversa (A) de los diferentes MOSFET. Los menores valores corresponden al MOSFET D. El MOSFET C tiene los mayores  $t_{rr}$  e  $I_{RRM}$ .

De la figura 4.39 hay que destacar que las condiciones de la prueba no son exactamente iguales para todos los MOSFET, sin embargo son condiciones muy parecidas, puesto que, los MOSFET A y D se realizan a 600 V y los MOSFET B y C se realizan a 500 V. Esta figura sirve para ver la tendencia de estos parámetros en nuestras condiciones de conmutación.

Los parámetros  $di_1/dt$  y  $di_2/dt$  no aportan nada nuevo, tan solo que las conmutaciones se producen con recuperación abrupta.

El parámetro  $dv/dt$  no resulta fácil medirlo, por ser un valor muy elevado, al igual que el  $di_2/dt$ . Medimos, por tanto, el valor de la sobretensión como el valor de pico menos la tensión en la fuente (ver figura 4.40).

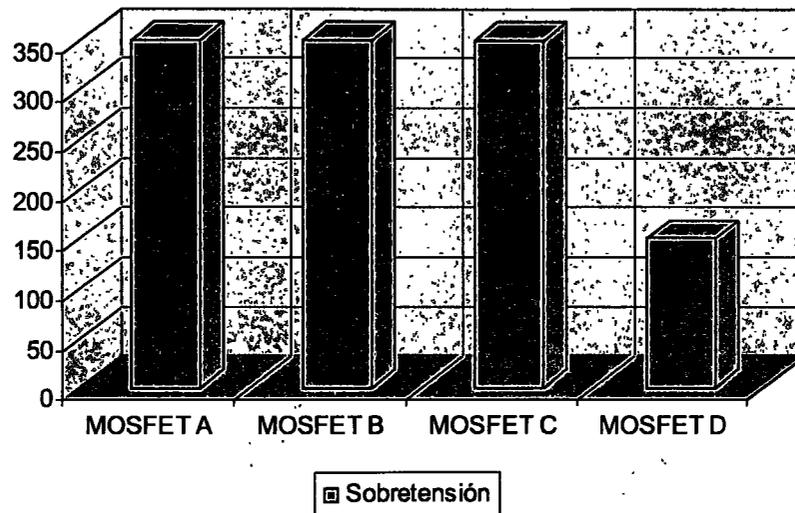


Figura 4.40. Sobretensión (V) para los diferentes MOSFET. El MOSFET D tiene la menor sobretensión, lo que indica que su recuperación es menos abrupta que en el resto de los MOSFET.

Como conclusión final después de revisar el comportamiento de los cuatro MOSFET: el MOSFET D es el que mejor comportamiento tiene en estas condiciones de prueba. La característica más importante de este MOSFET D es que no se rompe en esta prueba.

#### 4.3.3.4. Prueba 3

Aumentamos la temperatura de los MOSFET hasta 125 °C para ver si el comportamiento se mantiene o varía. Al igual que en la prueba 2 para conocer los parámetros

que más nos interesan conmutaremos a los diferentes MOSFET incrementando progresivamente la tensión de la fuente hasta llegar a máximas condiciones (50 A y 600 V).

#### 4.3.3.4.1. MOSFET tipo A

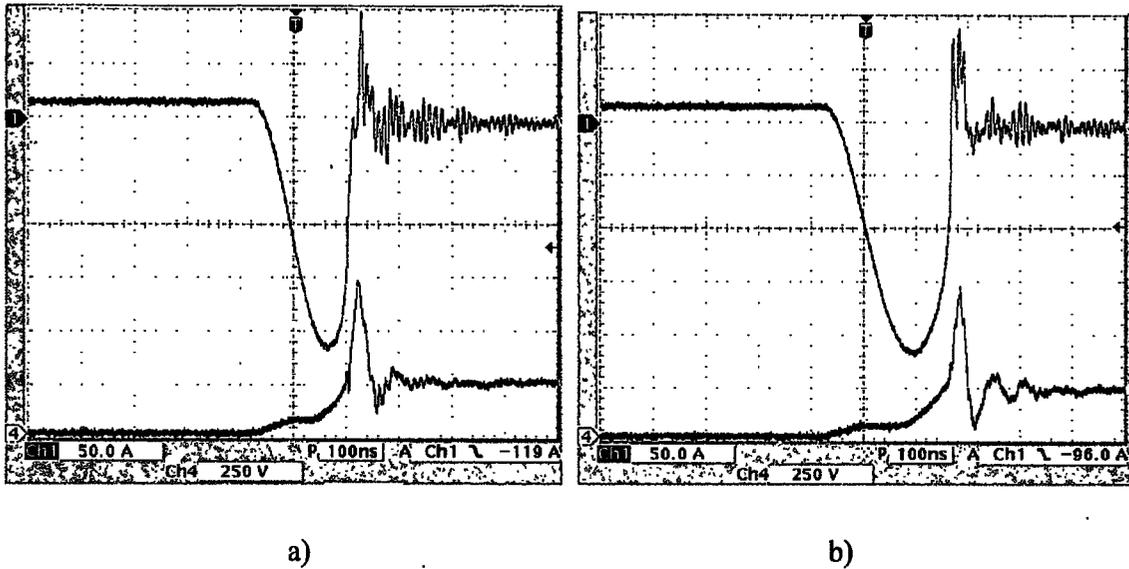
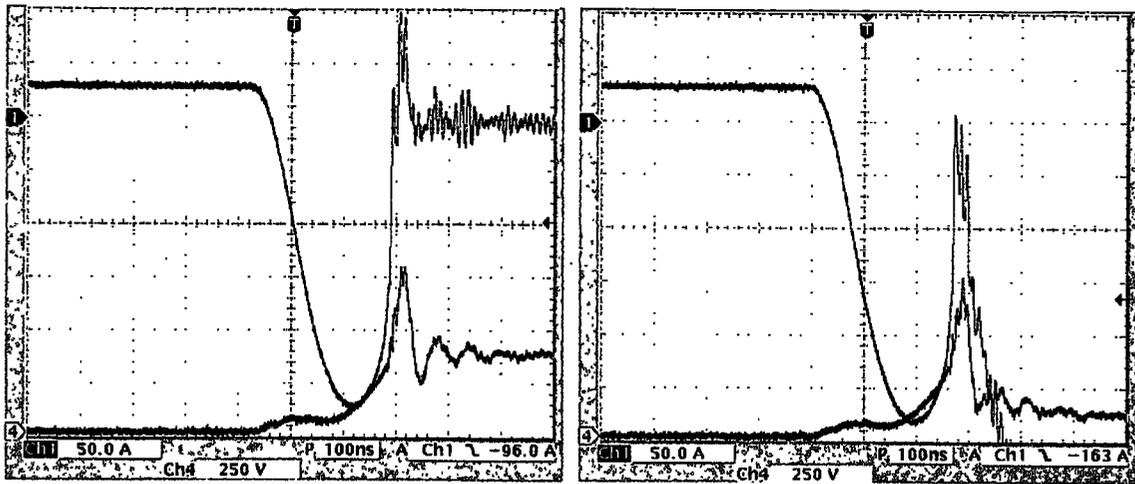


Figura 4.41. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET A. a) con resistencia a 25 °C. b) con resistencia a 125 °C.

Al aumentar la temperatura  $I_{RRM}$  se mantiene, sin embargo,  $t_{rr}$  aumenta de 150 ns a 200 ns (figura 4.41). Vemos que los parámetros que menos nos interesan varían al variar la temperatura, pero como el incremento o disminución de estos parámetros no influyen en los proceso de cortocircuito, no los estudiamos para cada uno de los MOSFET seleccionados.

El MOSFET A se rompe cuando está conmutando 450 V (figura 4.42 b) ). Las condiciones de la conmutación previa a la rotura son: El  $t_{rr}$  es 250 ns,  $I_{RRM}$  es 280 A,  $di_1/dt$  es 2 A/ns,  $di_2/dt$  es 12 A/ns,  $dv/dt$  es 25 V/ns y  $V_{RRM}$  es 800 V.

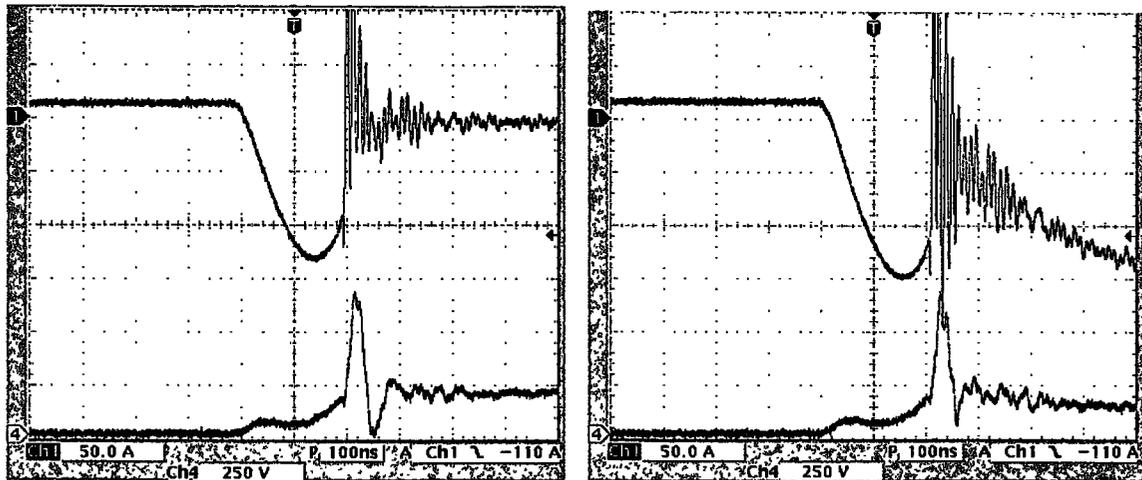


a)

b)

Figura 4.42. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET A. a) con resistencia a 125 °C. b) con resistencia a 125 °C cuando se produce la rotura a 450 V.

4.3.3.4.2. MOSFET tipo B



a)

b)

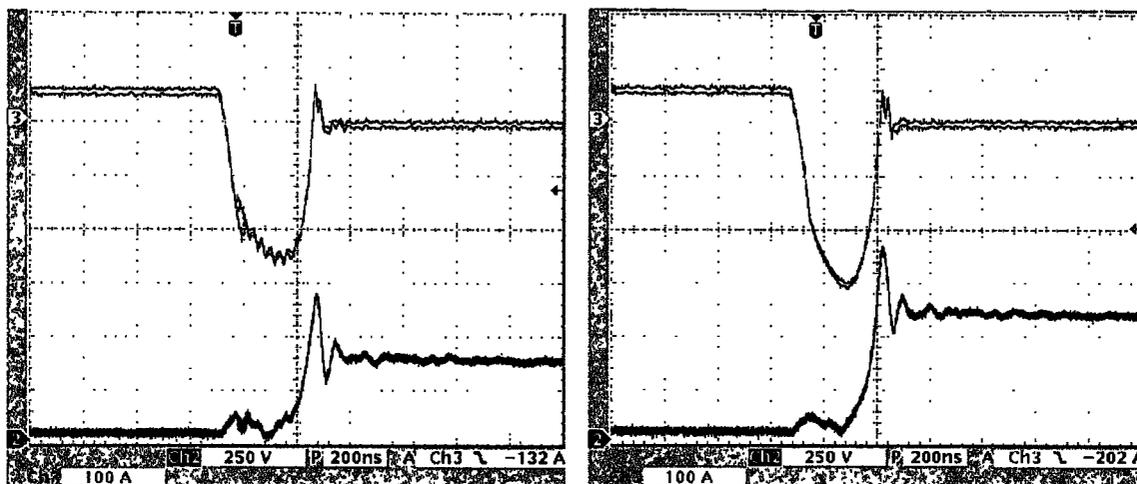
Figura 4.43. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET B. a) con resistencia a 125 °C. b) con resistencia a 125 °C cuando se produce la rotura a 250 V.

El MOSFET B se rompe al conmutar con 250 V, tal y como muestra la figura 4.43 b). Las condiciones de la conmutación previa a la rotura son: el  $t_{rr}$  es de 200 ns,  $I_{RRM}$  es de 130 A,  $di_1/dt$  es 1 A/ns,  $di_2/dt$  es mayor de 20 A/ns,  $dv/dt$  es 30 V/ns y  $V_{RRM}$  es 700 V.

## 4.3.3.4.3. MOSFET tipo C

El MOSFET C no se rompe pese a conmutar con 600 V. La figura 4.44 a) muestra una conmutación a baja corriente, en la cual aparecen pequeñas conmutaciones en la parte final de la bajada de corriente. Estas oscilaciones también se veían cuando se conmutaba a 25 °C.

Las condiciones de la conmutación cuando está conmutando 600V (figura 4.44 b) ) son: el  $t_{rr}$  es de 320 ns,  $I_{RRM}$  es de 310 A,  $di_1/dt$  es 2.3 A/ns,  $di_2/dt$  es de 10 A/ns,  $dv/dt$  es 21 V/ns.y  $V_{RRM}$  es 900 V. En este oscilograma no aparecen las oscilaciones, en su lugar se aprecia un cambio de pendiente.



a)

b)

Figura 4.44. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET C. a) con resistencia a 125 °C y baja tensión. b) con resistencia a 125 °C y a 600 V.

4.3.3.4.4. MOSFET tipo D

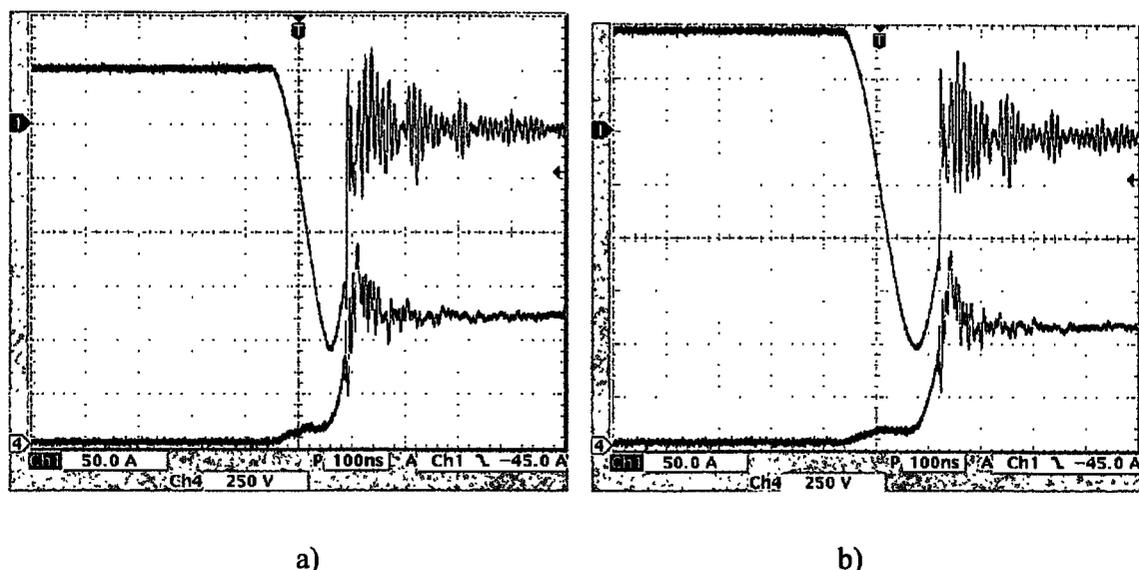


Figura 4.45. Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET D. a) con resistencia a 125 °C, 50 A y 600 V. b) con resistencia a 125 °C, 100 A y 600 V.

El MOSFET D no se rompe pese a conmutar con 600 V. La figura 4.45 a) muestra una conmutación en las máximas condiciones impuestas (600 V y 50 A), en la cual aparecen grandes oscilaciones en la parte final de la conmutación de corriente. Estas oscilaciones también se veían cuando se conmutaba a 25 °C (figura 4.37) sólo que ahora se ven incrementadas.

Como este MOSFET no se rompe a máximas condiciones le incrementamos la corriente para ver su comportamiento. La figura 4.45 b) muestra una conmutación a alta corriente (100 A), en la que aparecen grandes oscilaciones en la parte final de la conmutación de corriente, de la misma manera que en la figura 4.45 a). La corriente de recuperación inversa se mantiene pese a que se aumenta al doble la corriente directa.

Las condiciones de la conmutación cuando está conmutando 50 A y 600V (figura 4.45 a) ) son: el  $t_{rr}$  es 200 ns,  $I_{RRM}$  es 200 A,  $di_1/dt$  es 2.5 A/ns,  $di_2/dt$  es superior a 20 A/ns puesto que se comporta como un diodo con corte brusco,  $dv/dt$  es 18 V/ns y  $V_{RRM}$  es 900 V.

4.3.3.4.5. Conclusiones con resistencia a 125 °C

Se presenta gráficamente la comparación de las medidas realizadas a 25 °C y a 125 °C, para los cuatro MOSFET que estamos probando.

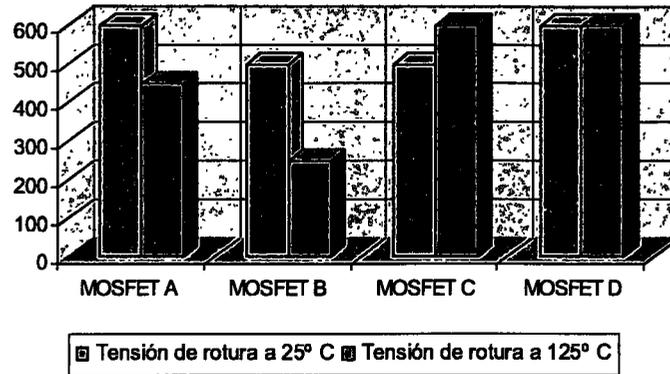


Figura 4.46. Tensión de rotura (V) de los MOSFET de prueba a diferentes temperaturas. El MOSFET C y MOSFET D no se han roto en condiciones de máxima tensión y temperatura.

Los MOSFET A y B han bajado la tensión de rotura al aumentar la temperatura, mientras que el tipo C ha mejorado al aumentar la temperatura.

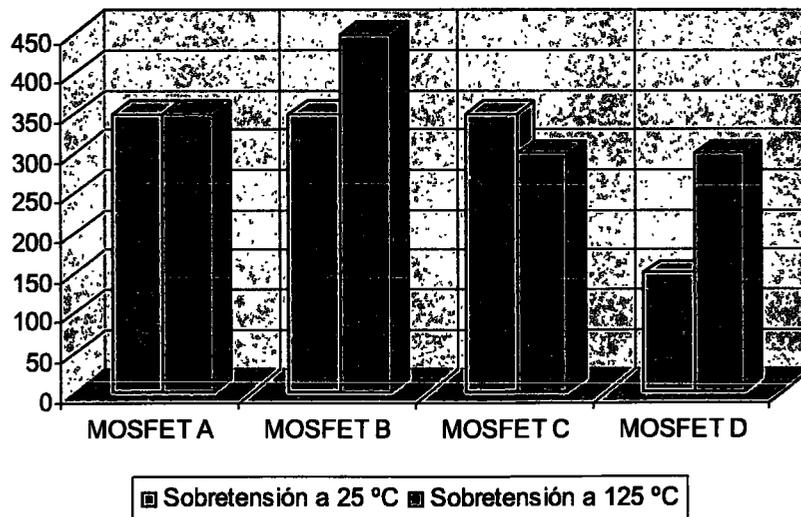


Figura 4.47. Sobretensión (V) para los diferentes MOSFET. Los MOSFET C y D tienen la menor sobretensión, lo que indica que su recuperación es menos abrupta que en los otros dos MOSFET.

Recordemos que el valor de la sobretensión se calcula cómo el valor de pico menos la tensión en la fuente. Los MOSFET C y D tienen la menor sobretensión, lo que indica que su

recuperación es menos abrupta que en los otros dos MOSFET, sin embargo, sus valores están muy cercanos a los de los MOSFET que se rompen.

Como conclusión a estas pruebas podemos decir que el MOSFET D es el más apropiado para la construcción del inversor, puesto que no se rompe en ninguna de las condiciones vistas hasta ahora.

Sin embargo, a alta temperatura la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET D se hace muy abrupta, con lo que podría estar cerca de su límite de rotura.

#### 4.3.4. Medidas con cortocircuito entre puerta y surtidor

Una medida que podría indicarnos algo más sobre el comportamiento de los diodos intrínsecos de los diferentes MOSFET seleccionados consistirá en variar la resistencia de la puerta. Con la intención de ver la tendencia que experimentan los diodos intrínsecos de los MOSFET de prueba, proponemos variar drásticamente la resistencia de puerta. Los dos límites posibles son el circuito abierto y el cortocircuito entre puerta y emisor.

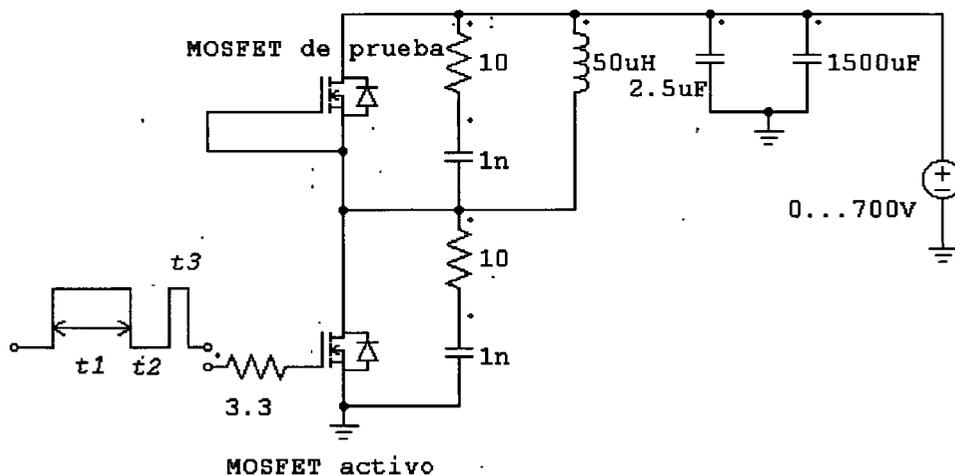


Figura 4.48. Circuito de prueba con cortocircuito entre puerta y surtidor del MOSFET de prueba.

Seleccionamos el cortocircuito, puesto que así estamos seguros de que el MOSFET está cortado y sólo conducirá su diodo intrínseco. El circuito de prueba es el que se muestra en la figura 4.48, donde el MOSFET de prueba y el MOSFET activo son iguales y donde la

resistencia de puerta del MOSFET activo es la misma de  $3.3 \Omega$  que se utilizaba en el apartado anterior.

Probaremos a  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  y a  $125 \text{ }^\circ\text{C}$ , viendo el comportamiento de nuestros cuatro MOSFET.

#### 4.3.4.1. MOSFET tipo A

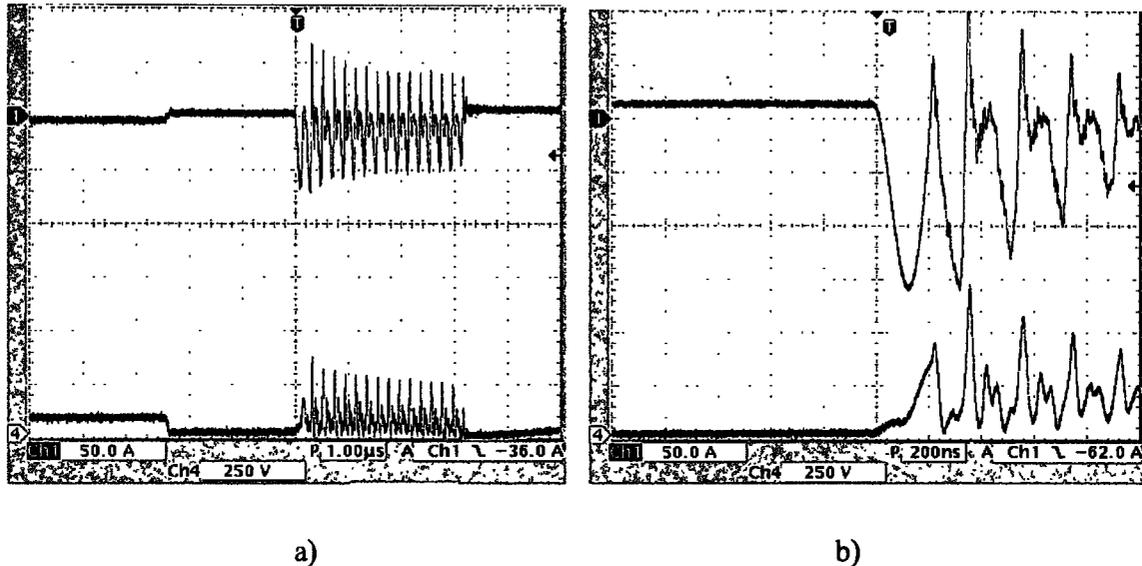


Figura 4.49. a) Comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET A cuando puerta y surtidor están cortocircuitados. b) Detalle de la oscilación.

Se ha probado a diferentes tensiones y corrientes el MOSFET A y a temperaturas de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  y de  $125 \text{ }^\circ\text{C}$ . En todas las condiciones se aprecia una oscilación del MOSFET de una frecuencia de 5 MHz, en la que se corta la corriente y se redispara nuevamente para volver a conducir. Este efecto se muestra en la figura 4.49 a) durante todo el ciclo en el que el diodo debe cortarse. La figura 4.49 b) muestra un detalle del comienzo de esta oscilación, donde la primera conmutación es relativamente suave y el resto son bruscas ( $di_2/dt$  elevado).

4.3.4.2. MOSFET tipo B

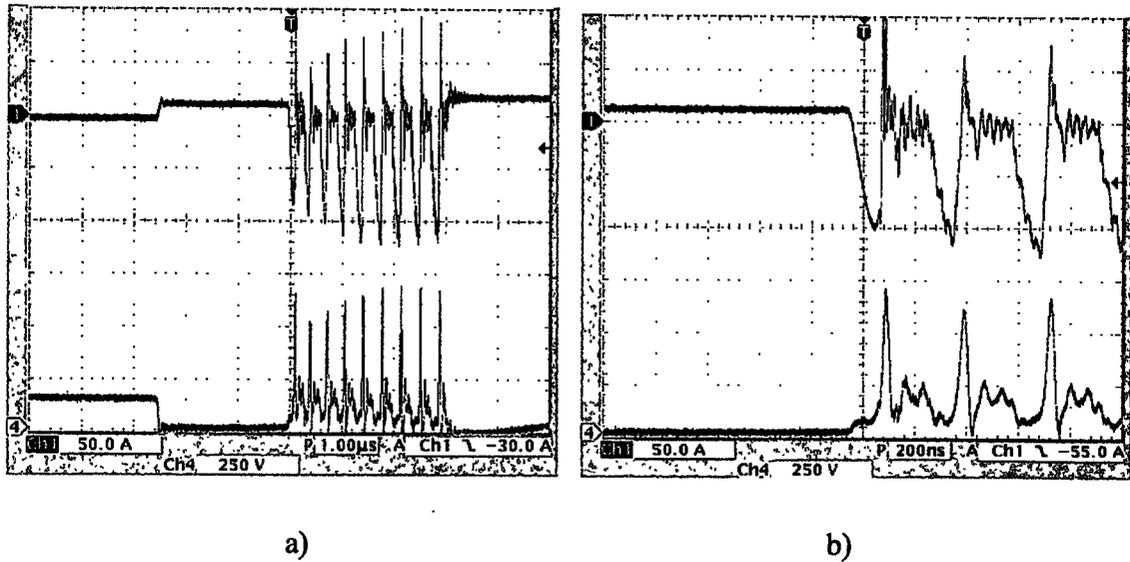
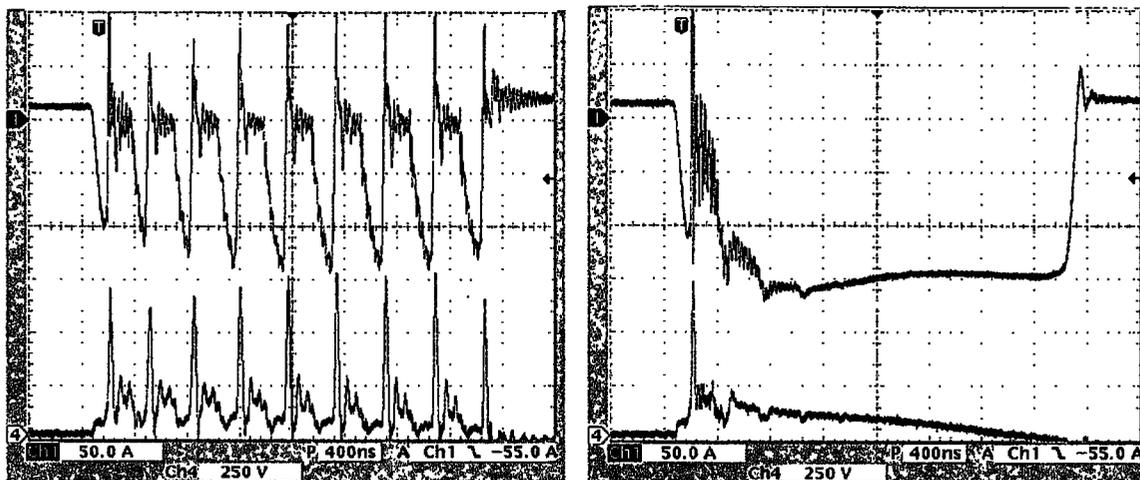


Figura 4.50. a) Comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET B cuando puerta y surtidor están cortocircuitados. b) Detalle de la oscilación.

Al igual que en el apartado anterior se ha probado a diferentes tensiones y corrientes el MOSFET B y a temperaturas de 25 °C y de 125 °C. En todas las condiciones se aprecia una oscilación del MOSFET de una frecuencia de unos 3 MHz, en la que se corta la corriente y se redispara nuevamente para volver a conducir. Este efecto se muestra en la figura 4.50 a) durante todo el ciclo en el que el diodo debe cortarse. La figura 4.50 b) muestra un detalle del comienzo de esta oscilación, donde todas las conmutaciones son bruscas ( $di/dt$  elevado).

La figura 4.51 a) muestra la oscilación durante el tiempo en el que el diodo tiene que estar cortado, y al aumentar la tensión un poco (la figura 4.51 b) ) se aprecia la rotura del MOSFET. Esta rotura aparece en la segunda oscilación, después de haber realizado una conmutación completa.



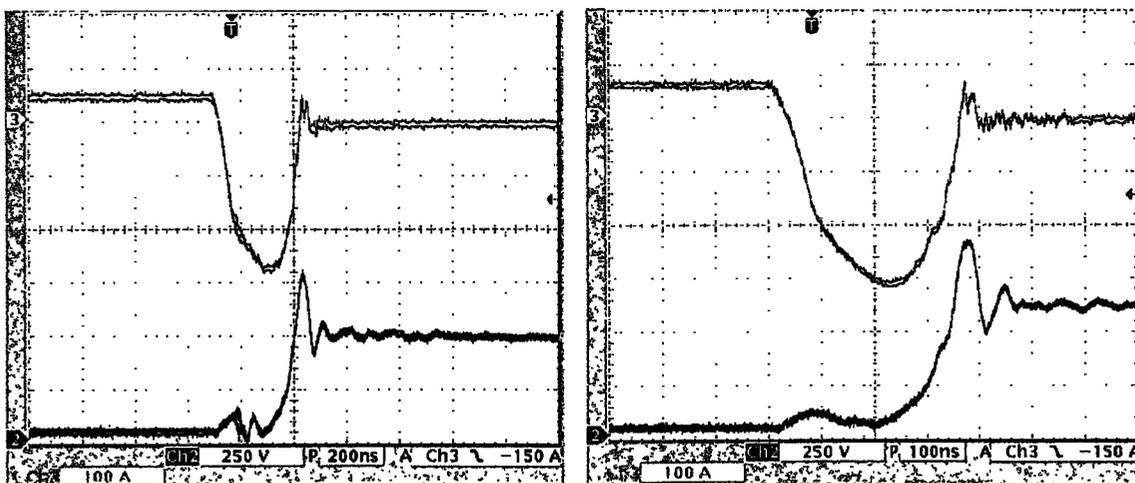
a)

b)

Figura 4.51. Comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET B cuando puerta y surtidor están cortocircuitados. a) oscilación durante el tiempo de corte b) rotura en la segunda oscilación.

#### 4.3.4.3. MOSFET tipo C

El comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET C se muestra en la figura 4.52. Se ha aumentado la temperatura a 125 °C y la tensión hasta 600 V, y el comportamiento es el mismo que cuando se medía con resistencia.



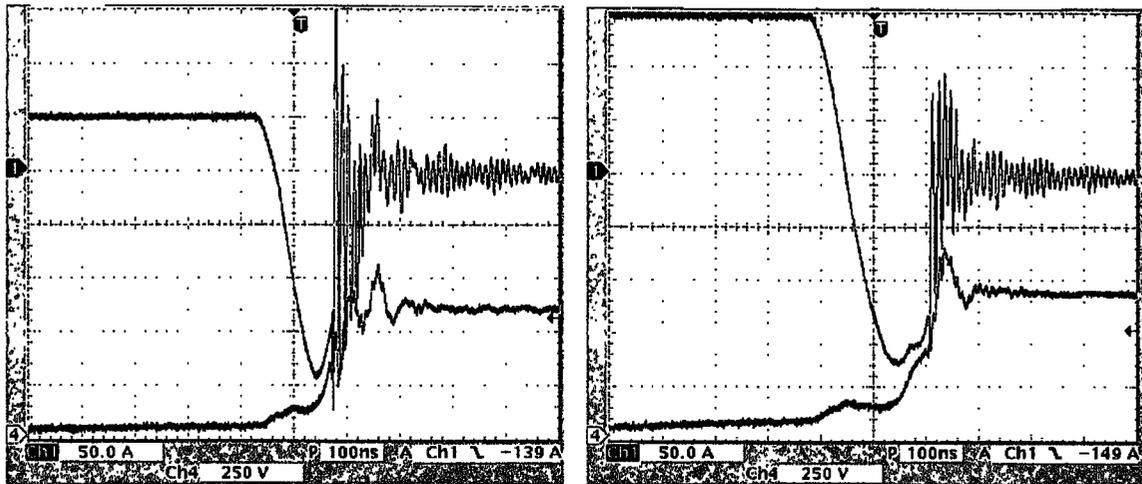
a)

b)

Figura 4.52. Comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET C cuando puerta y surtidor están cortocircuitados.

Aparentemente no le afecta el valor de la resistencia de puerta ni se producen oscilaciones como en los dos casos anteriores.

#### 4.3.4.4. MOSFET tipo D



a)

b)

Figura 4.53. Comportamiento a 125 °C del diodo intrínseco del MOSFET D cuando puerta y surtidor están cortocircuitados.

El comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET D se muestra en la figura 4.53 a). Se ha aumentado la temperatura a 125 °C y la tensión hasta 600 V, y el comportamiento es el mismo que cuando se medía con resistencia.

Aparentemente no le afecta el valor de la resistencia de puerta ni se producen oscilaciones como en los dos casos anteriores, sin embargo, al final de la conmutación se producen oscilaciones de muy alta frecuencia pese a tener una red RC entre los extremos del diodo.

Se ha aumentado la corriente directa hasta 150 A para ver si variaba el comportamiento, apreciándose en la figura 4.53 b) que no hay variación ni se rompe este MOSFET.

#### 4.3.4.5. Conclusión

La prueba con un cortocircuito entre puerta y surtidor ha generado dos resultados muy diferentes, por una parte hay dos MOSFET cuyo comportamiento es el mismo que cuando se ponía una resistencia y otros dos cuyo comportamiento es inestable y con oscilaciones.

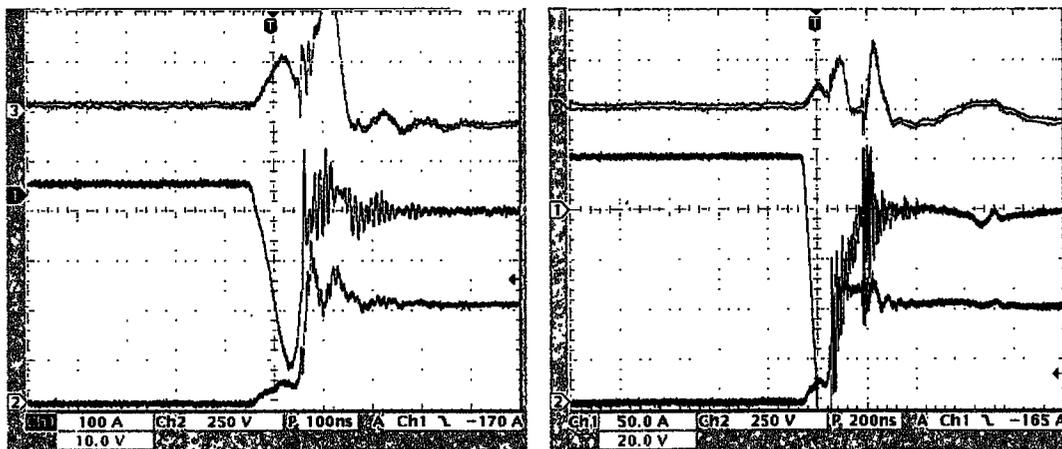
Los MOSFET tipo A y B se comportan de forma inestable, la puerta oscila y terminan rompiéndose con muy pocos voltios.

Los MOSFET tipo C y D se comportan de la misma forma que lo hacían con resistencia.

Estas conclusiones indican que el comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET de prueba depende de la señal de puerta. Veamos pues cual es la señal en la puerta cuando se produce la conmutación del diodo.

#### 4.3.5. Señal en la puerta cuando se produce la conmutación del diodo

Utilizando el circuito de prueba con resistencia de la figura 4.30, veamos cual es la señal en la puerta del MOSFET de prueba cuando se produce la conmutación del diodo.



a)

b)

Figura 4.54. Señales de arriba a abajo  $V_{GS}$ ,  $-I_D$  y  $V_{DS}$ , del diodo intrínseco del MOSFET D, cuando puerta y surtidor están con resistencia.

Realizamos pruebas sobre el MOSFET D en diferentes condiciones de tensión, corriente y temperatura y en todas ellas se aprecia como en el momento de la conmutación hay una sobretensión en la puerta que puede superar los 20 V. Esta sobretensión aparece en diferentes posiciones en función de cómo sea la conmutación. En la figura 4.54 se muestran dos de estas conmutaciones, donde el trazo superior corresponde a la señal  $V_{GS}$  en el momento de la conmutación. Asociado al instante en el que hay oscilaciones en corriente aparece un incremento de tensión en la puerta.

Si comparamos un inversor serie con la estación de pruebas de semiconductores vemos que las señales de puerta son diferentes. En el inversor serie se están produciendo disparos a los MOSFET antes de que se produzca el cortocircuito, es decir, la conmutación capacitiva. En la estación de pruebas el MOSFET tiene la puerta siempre a cero voltios con respecto al surtidor.

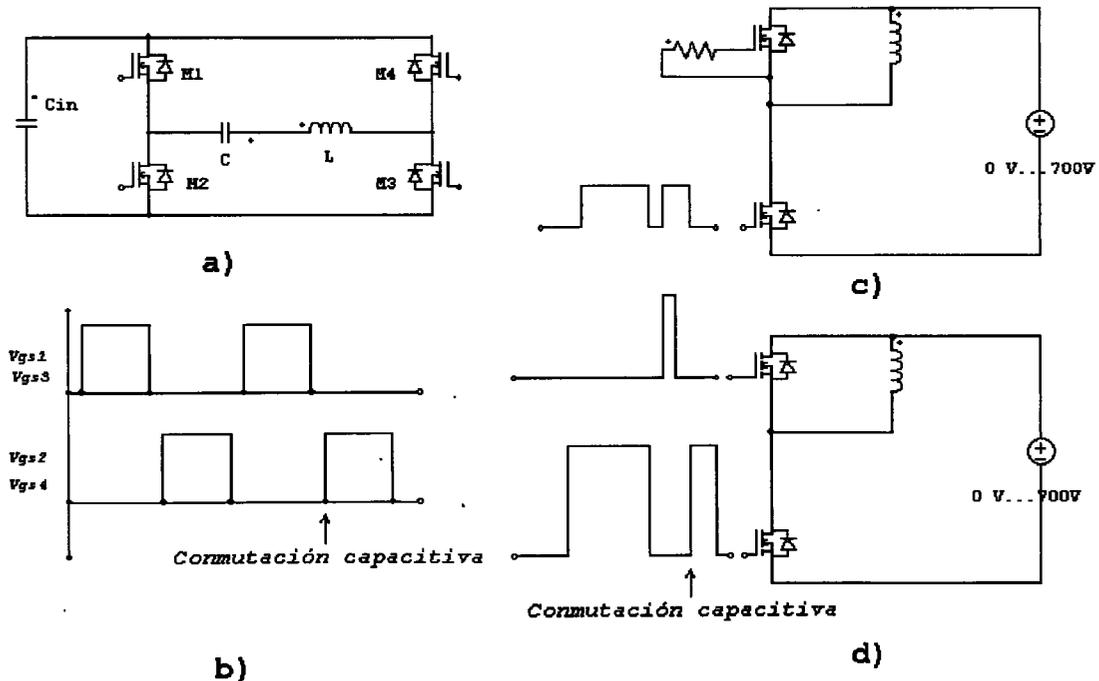


Figura 4.55. a) Esquema del inversor resonante con sus disparos de puerta. b) Con tiempos muertos. c) Circuito de pruebas con resistencia en la puerta del MOSFET de prueba. d) Circuito de pruebas con disparo a conducción del MOSFET de prueba mientras está cortado el MOSFET activo.

Si deseamos realizar las medidas con las condiciones más parecidas a las que se producen en el puente cuando hay una conmutación capacitiva, hay que disparar a conducción al MOSFET de prueba, antes de que conmute su diodo intrínseco.

La conmutación del MOSFET de prueba sólo puede realizarse en el intervalo en el que el MOSFET activo está cortado, para no provocar un cortocircuito de la fuente de tensión. Entre la conmutación a corte del MOSFET de prueba y la conmutación a conducción del MOSFET activo hay que dejar un tiempo similar al tiempo muerto que necesita el inversor resonante.

La figura 4.55 muestra el inversor con sus señales de disparo en las que aparece un determinado tiempo muerto, y la modificación que hay que realizar al circuito de prueba con resistencia para adaptarlo a esta nueva estrategia.

A la hora de la realización del circuito que genere el pulso en el MOSFET de prueba se ha pensado en hacerlo de anchura variable, para poder determinar si la duración del pulso, o del tiempo muerto, influye en el comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET de prueba.

Debido a los importantes  $di/dt$  y  $dv/dt$  que se generan en el circuito de prueba, el aislamiento entre los dos MOSFET debe tenerse en cuenta. Para ello las alimentaciones disponen de doble aislamiento galvánico y las señales de control se transmiten por fibra óptica.

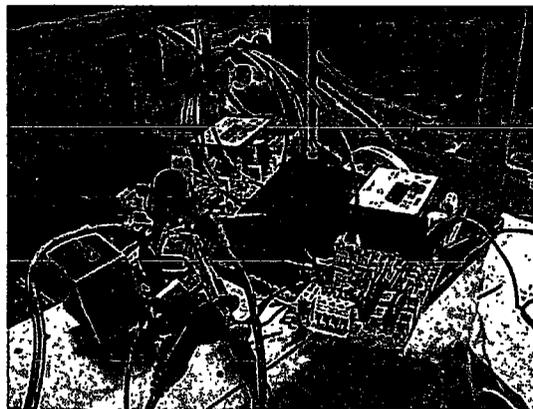
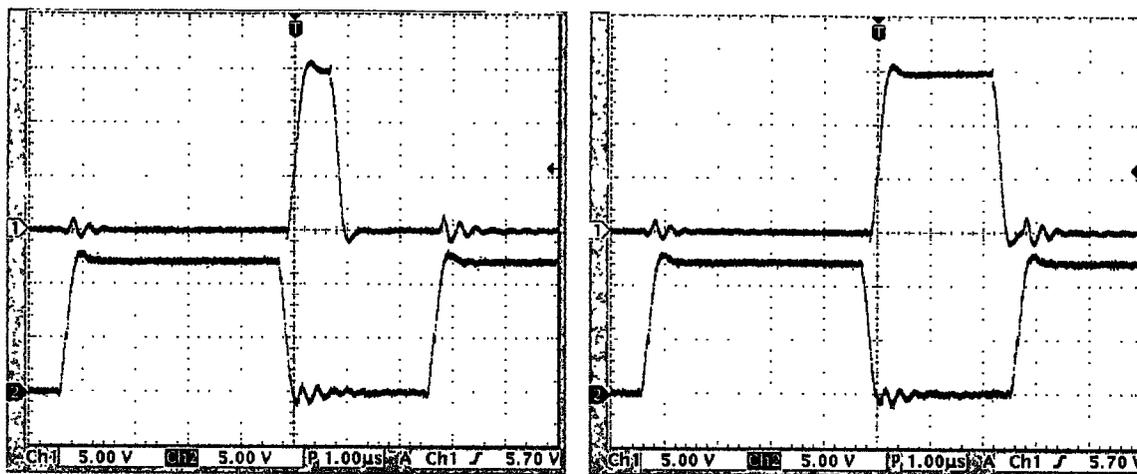


Figura 4.56. Fotografía de las dos placas de disparo, la inferior dispara al MOSFET activo y la superior al MOSFET de prueba.

La figura 4.56 muestra el montaje realizado con dos placas de disparo independientes, una de ellas dispara al MOSFET activo y la otra al MOSFET de prueba. La unión entre las placas se realiza por medio del cable de fibra óptica que se aprecia en el centro de la imagen.

En la figura 4.57 se muestran las señales de disparo de la estación de pruebas cuando se dispara al MOSFET de prueba mientras circula corriente por su diodo. Este tiempo de disparo se puede variar tal y como aprecia al comparar los oscilogramas a) y b). La señal azul corresponde al MOSFET de prueba y la señal roja al MOSFET activo.



a)

b)

Figura 4.57. Señales de disparo de los dos MOSFET ( $V_{GSact}$  y  $V_{GSprue}$ ).

Estas formas de onda  $V_{GSact}$  y  $V_{GSprue}$  se corresponden con las vistas en la figura 4.55 d) en las que se observa como no hay conmutación simultánea por la existencia de tiempos muertos.

#### 4.3.6. Comportamiento con disparo en el MOSFET de prueba

Al igual que en los ensayos previos probaremos a diferentes temperaturas, 25 °C y 125 °C, pero además variaremos la anchura del pulso de disparo del MOSFET de prueba para determinar la influencia de dicha anchura en el comportamiento del MOSFET.

## 4.3.6.1. Circuito de prueba

En la figura 4.58 se muestra el circuito de prueba utilizado para medir el comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET de prueba cuando se produce un disparo en el momento en que la corriente inversa está circulando por él.

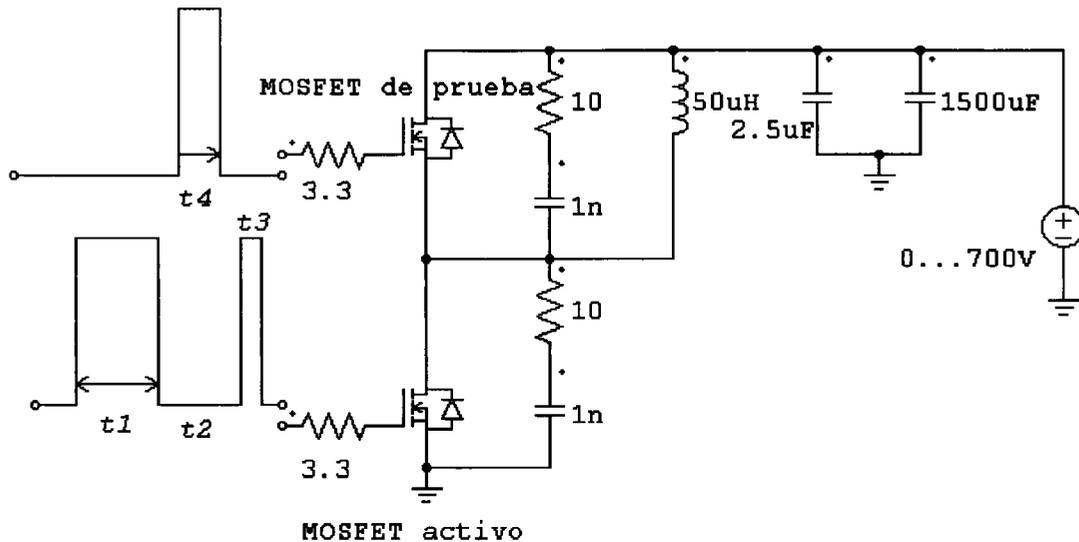


Figura 4.58. Circuito de prueba con disparo del MOSFET de prueba.

En este circuito al MOSFET de prueba se le dispara por medio de un pulso de anchura variable ( $t_4$ ). El pulso se transmite hasta el MOSFET por medio de una resistencia de  $3.3 \Omega$  igual a la que se utiliza para el disparo del MOSFET activo.

Cuando se produce el segundo pulso de disparo del MOSFET activo (conmutación capacitiva) el pulso en el MOSFET de prueba ya se encuentra en cero voltios, por lo que se puede considerar que se encuentra en las mismas condiciones que en las pruebas con resistencia. Si no existe influencia por el hecho de haber sido disparado previamente, no se verán variaciones con respecto a las pruebas con resistencia, pero si hay un comportamiento diferente indicará que este disparo previo a la conmutación del diodo intrínseco ha variado el camino de las corrientes en el interior de la oblea.

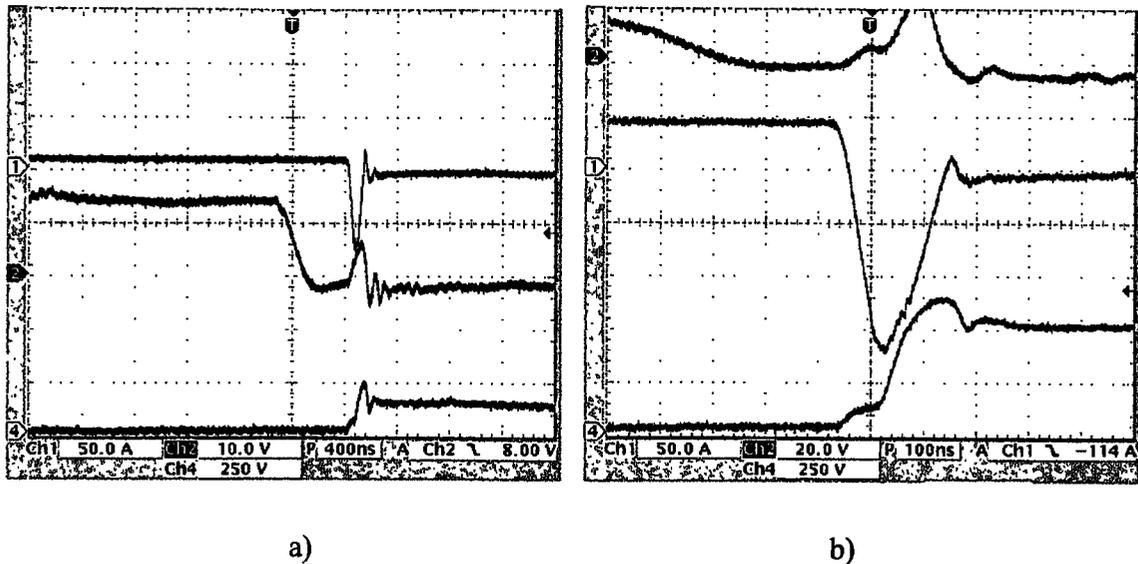


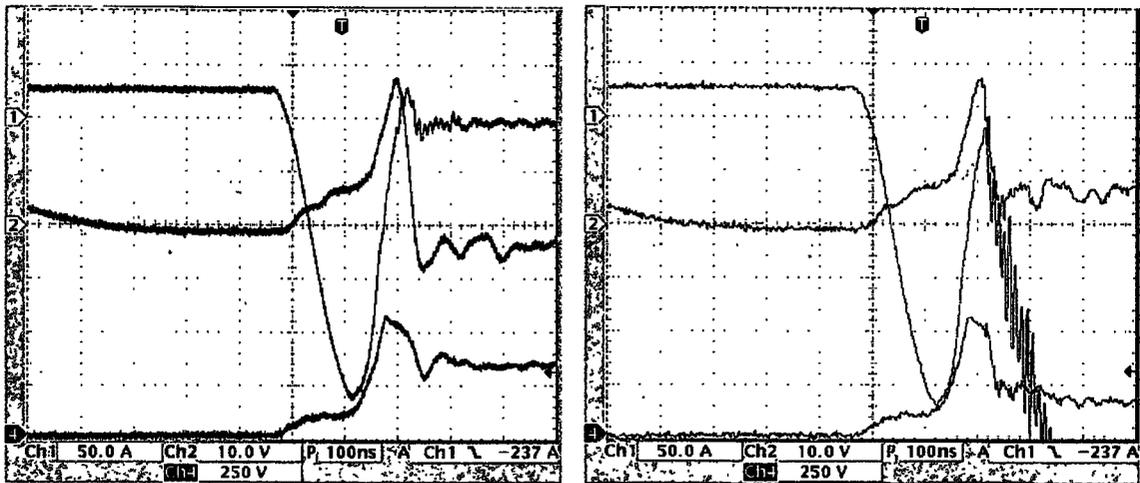
Figura 4.59. Tensión y corriente de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET de prueba (rosa y azul respectivamente) y  $V_{GSprue}$  (en rojo).

En la figura 4.59 se muestran las nuevas formas de onda de tensión y corriente del diodo a las que se ha añadido la forma de onda de la puerta del MOSFET de prueba. Se aprecia como la señal  $V_{GS}$  del MOSFET de prueba llega a cero 200 ns antes de que el diodo conmute, por lo que las condiciones de conmutación se realizan con una resistencia de  $3.3\Omega$  entre puerta y surtidor.

Veamos las pruebas realizadas en estas condiciones para los cuatro MOSFET que estamos estudiando.

#### 4.3.6.2. MOSFET tipo A

En todos los oscilogramas a partir de ahora veremos las señales de tensión de puerta y las de corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET de prueba. Las medidas de amplitud de las señales y de tiempo por división, se muestran en la parte inferior de cada oscilograma. Las referencias de las señales se muestran en el lateral izquierdo de cada oscilograma. La señal de puerta del diodo intrínseco del MOSFET de prueba puede variar de amplitud y de posición entre unos oscilogramas y otros.



a)

b)

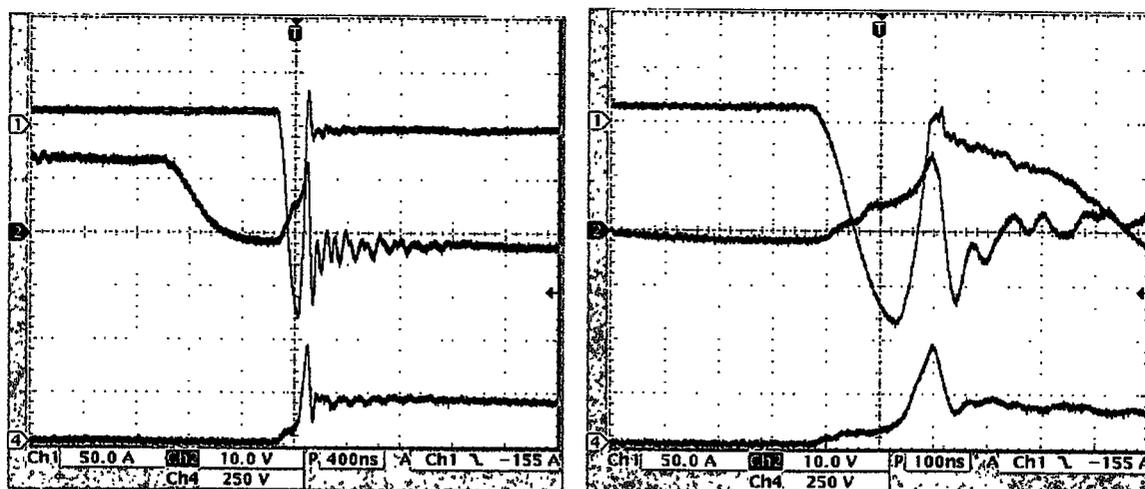
Figura 4.60. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET A a 25 °C. a) Conmutación a 325 V. b) Rotura a 350 V.

La figura 4.60 a) muestra la conmutación del MOSFET A cuando se ha disparado previamente con una tensión de 325 V a la temperatura de 25 °C, donde los parámetros de la conmutación son: el  $t_{rr}$  es 200 ns,  $I_{RRM}$  es 260 A,  $di_1/dt$  es 2.6 A/ns,  $di_2/dt$  es 4 A/ns,  $dv/dt$  es 6 V/ns y  $V_{RRM}$  es 550 V.

La figura 4.60 b) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET A con 350 V y 30 A. La conmutación se produce de forma relativamente suave, sin gran  $di_2/dt$  ni gran  $dv/dt$  (4 V/ns), sin embargo, estas condiciones hacen conducir al transistor NPN parásito por lo que la corriente se incrementa bruscamente hacia negativo y la tensión cae a 200 V, produciéndose la destrucción del MOSFET.

La forma de la rotura es muy similar a la que se puede ver en la figura 4.34 (con resistencia a 25 °C), sin embargo, las condiciones para que conduzca el transistor bipolar parásito son más restrictivas. Por lo tanto, al disparar al MOSFET estamos modificando el comportamiento con respecto a las medidas realizadas sólo con resistencia.

Veamos si ocurre lo mismo al aumentar la temperatura.



a)

b)

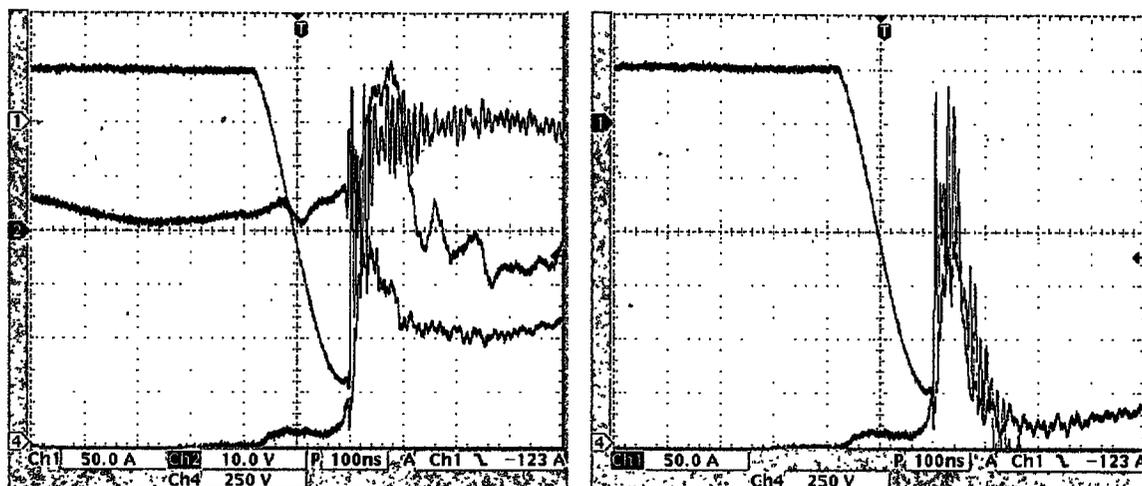
Figura 4.61. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET A a 125 °C. a) Conmutación a 180 V. b) Rotura a 200 V.

La figura 4.61 muestra la misma situación que la 4.60 donde se ha incrementado la temperatura de la oblea a 125 °C. La rotura se produce a 200 V, en vez de a 450 V como ocurría en condiciones de medida con resistencia. Las condiciones de disparo del transistor bipolar parásito se producen con  $di_2/dt$  y  $dv/dt$  relativamente bajos, dado que la sobretensión es pequeña.

Los parámetros de la conmutación previa a la rotura son: el  $t_{rr}$  es de 200 ns,  $I_{RRM}$  es de 185 A,  $di_1/dt$  es 1.8 A/ns,  $di_2/dt$  es 3 A/ns,  $dv/dt$  es 5 V/ns y  $V_{RRM}$  es 450 V.

La variación del comportamiento al introducir este disparo es clara para el MOSFET A, si comparamos la figura 4.42 con la 4.61.

## 4.3.6.3. MOSFET tipo B



a)

b)

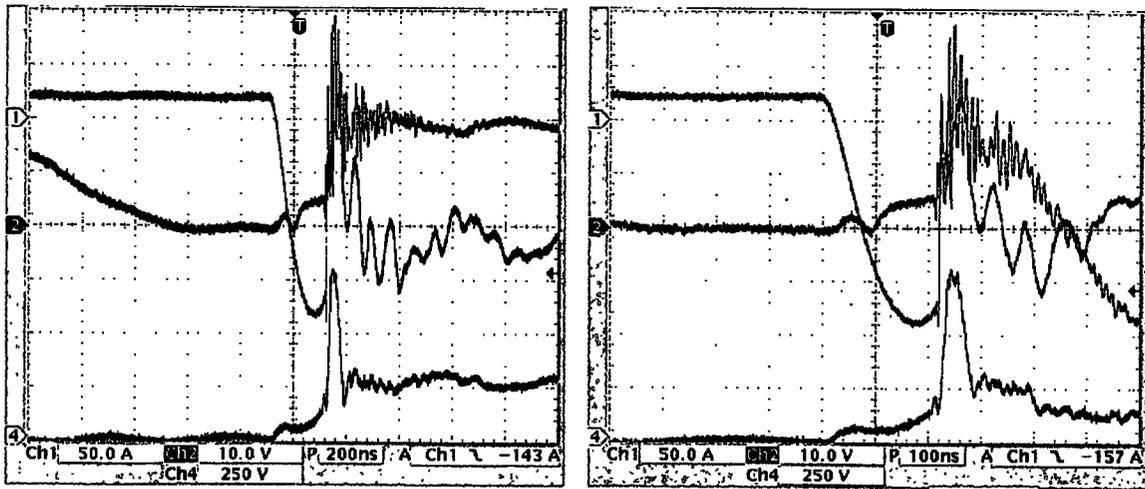
Figura 4.62. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET B a 25 °C. a) Conmutación a 575 V. b) Rotura a 600 V.

La figura 4.62 a) muestra la conmutación del MOSFET B cuando se ha disparado previamente, con una tensión de 575 V a la temperatura de 25 °C, donde los parámetros de la conmutación son: el  $t_{rr}$  es 160 ns,  $I_{RRM}$  es 240 A,  $di_1/dt$  es 2.5 A/ns,  $di_2/dt$  es superior a 20 A/ns,  $dv/dt$  es superior a 30 V/ns y  $V_{RRM}$  es 950 V.

La tensión de rotura se ha incrementado con respecto a la que se obtenía con resistencia de los 500 V a los 600 V actuales. La forma de onda de la conmutación es similar a cuando se probaba con resistencia.

La figura 4.63 b) muestra la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET B a 125 °C y una tensión de 275 V. Las condiciones previas a la rotura son: el  $t_{rr}$  es 200 ns,  $I_{RRM}$  es 185 A,  $di_1/dt$  es 1.6 A/ns,  $di_2/dt$  es superior a 20 A/ns,  $dv/dt$  es superior a 30 V/ns y  $V_{RRM}$  es 800 V.

La tensión de rotura se ha incrementado con respecto a la que se obtenía con resistencia de los 250 V a los 300 V actuales. La forma de onda de la conmutación es similar a cuando se probaba con resistencia (ver figura 4.43).



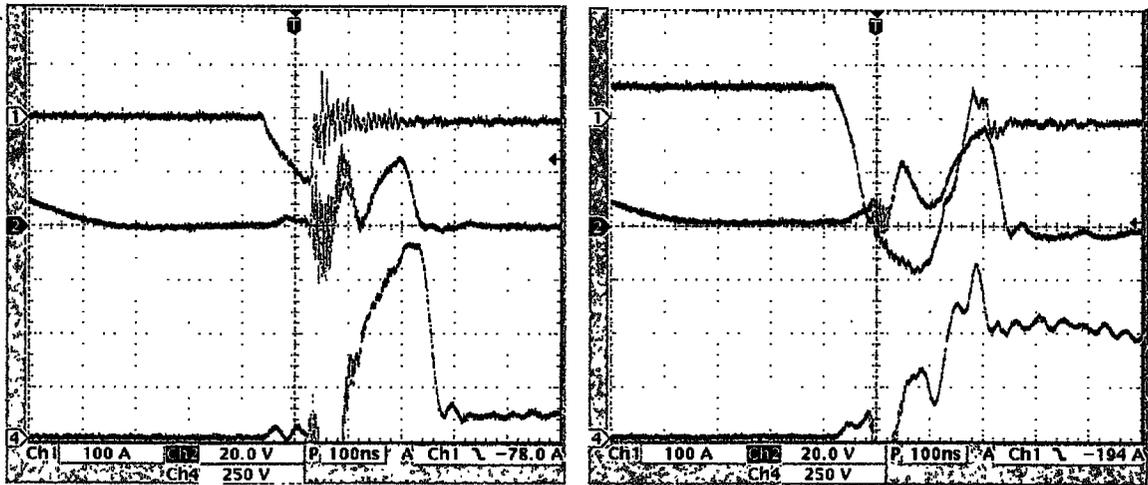
a)

b)

Figura 4.63. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET B a 125 °C. a) Conmutación a 275 V. b) Rotura a 300 V.

En el caso del MOSFET B prácticamente no se nota influencia entre un tipo de prueba y el otro. Podemos concluir que no se modifica el comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET B cuando disparamos la puerta mientras conduce corriente.

#### 4.3.6.4. MOSFET tipo C



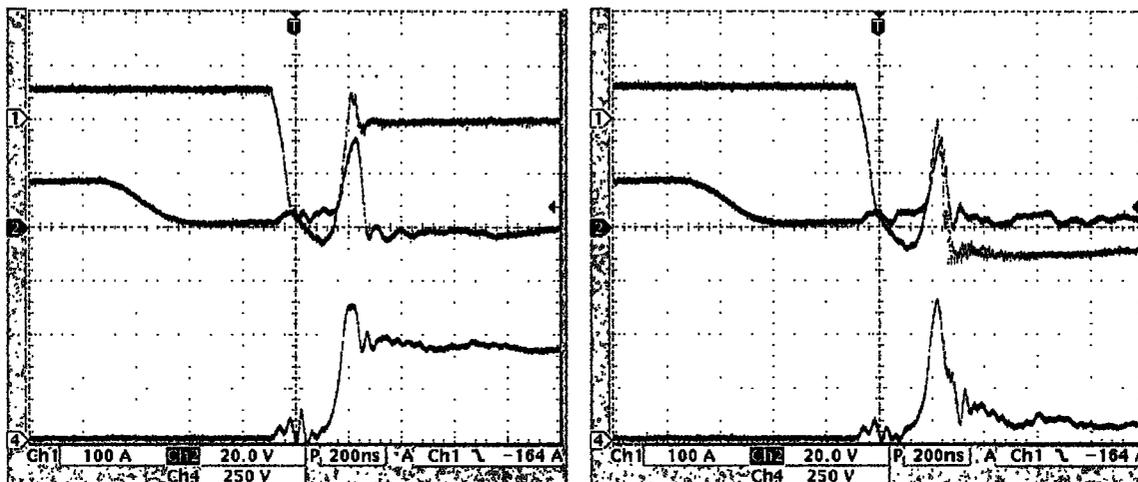
a)

b)

Figura 4.64. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET C a 25 °C. a) Conmutación a 100 V. b) Conmutación a 500 V.

El MOSFET C no varía su comportamiento al ser disparado mientras conduce la corriente a 25 °C si lo comparamos con las pruebas realizadas con resistencia (ver la figura 4.36). Se nota, tan solo, un cambio de comportamiento cuando se conmutan bajas tensiones (entorno a 150 V) donde el corte del diodo es muy abrupto y la sobretensión generada alcanza los 850 V.

Los parámetros de la conmutación con 600 V en la fuente de tensión son: el  $t_{rr}$  es 250 ns,  $I_{RRM}$  es 290 A,  $di_1/dt$  es 4 A/ns,  $di_2/dt$  es 3.6 A/ns,  $dv/dt$  es 10 V/ns y  $V_{RRM}$  es 800 V.



a)

b)

Figura 4.65. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET C a 125 °C. a) Conmutación a 450 V. b) Rotura a 500 V.

Al aumentar la temperatura hasta 125 °C la rotura aparece en 500 V sin que aparezcan grandes pendientes ni en la tensión ni en la corriente (figura 4.65 b). En la conmutación previa a la que se rompe el MOSFET C las condiciones de conmutación son: el  $t_{rr}$  es 270 ns,  $I_{RRM}$  es 240 A,  $di_1/dt$  es 3 A/ns,  $di_2/dt$  es 3.4 A/ns,  $dv/dt$  es 8.5 V/ns y  $V_{RRM}$  es 650 V.

Si comparamos con las pruebas realizadas sólo con resistencia (figura 4.44) vemos que el comportamiento no varía al producirse el disparo previo.

4.3.6.5. MOSFET tipo D

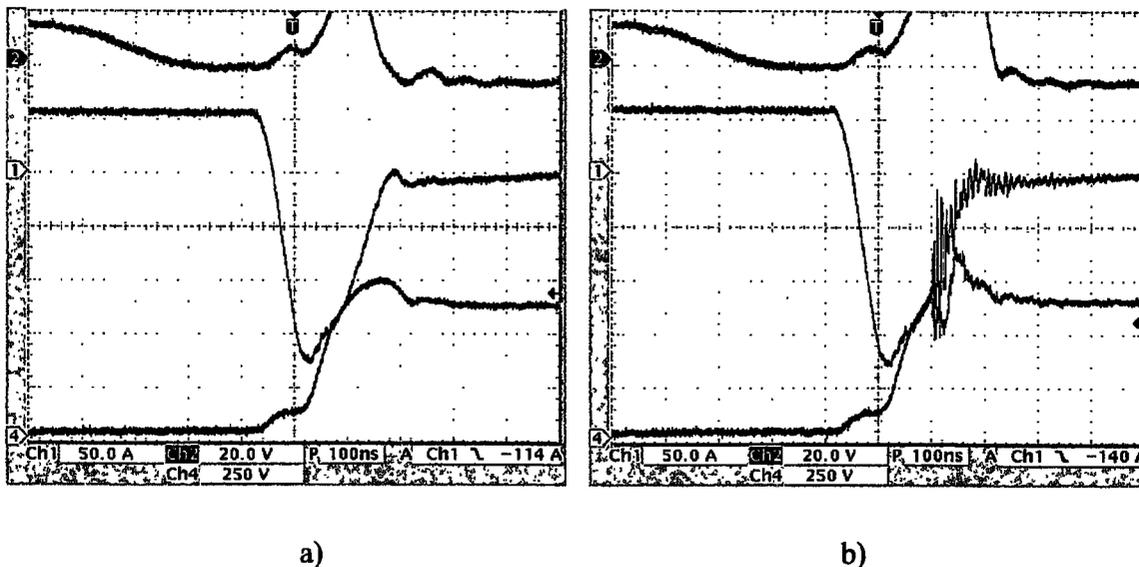


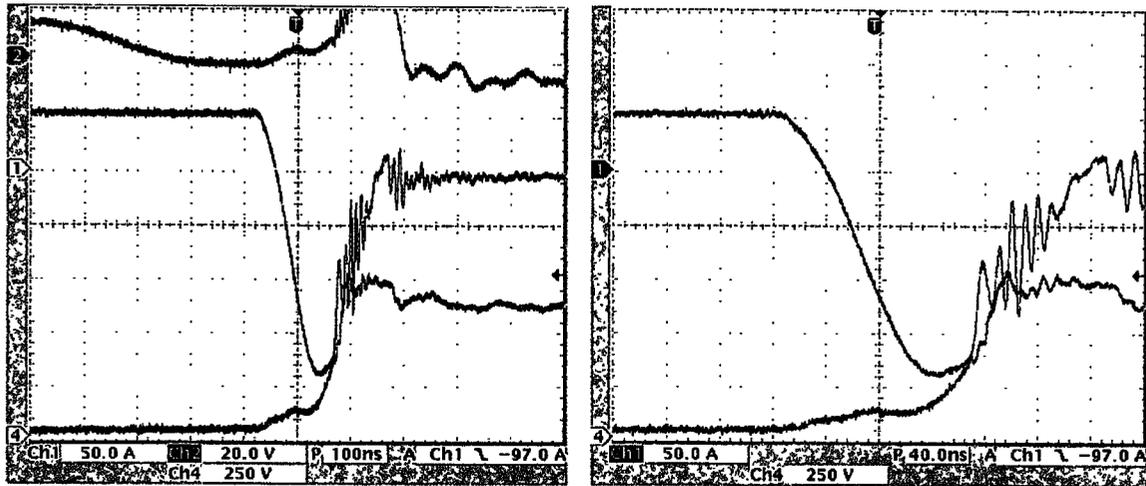
Figura 4.66. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET D a 25 °C. a) Conmutación a 600 V sin oscilaciones. b) Conmutación a 600 V con oscilaciones.

El MOSFET D varía su comportamiento al ser disparado mientras su diodo conduce corriente directa a temperatura de 25 °C. Para ver su cambio de comportamiento hay que comparar la figura 4.66 con la 4.37, en la que se medía con una resistencia entre puerta y surtidor. En la figura 4.66 a) se aprecia como la conmutación se produce sin oscilaciones, mientras que en la 4.66 b) aparecen oscilaciones muy similares a las que se veían en la figura 4.37. En las pruebas con disparo del diodo intrínseco, menos del 5% de las conmutaciones oscilan, sin embargo algunas lo hacen; mientras que en las pruebas con resistencia oscilan el 100%. El MOSFET D no se rompe pese a conmutar con 600 V en la fuente de continua.

Por lo tanto, a 25 °C disparar al MOSFET D mientras su diodo conduce corriente directa, modifica el comportamiento del mismo. Las condiciones de la conmutación son: el  $t_{rr}$  es de 220 ns,  $I_{RRM}$  es de 175 A,  $di_1/dt$  es 2.8 A/ns,  $di_2/dt$  es 1.3 A/ns,  $dv/dt$  es 4.5 V/ns y  $V_{RRM}$  es 750 V.

Al aumentar la temperatura a 125 °C el comportamiento del MOSFET D se parece más al que tiene cuando conmuta con resistencia a alta temperatura (figura 4.45), sin embargo, la conmutación se realiza de forma más suave que con resistencia. Las condiciones de la conmutación a esta temperatura son: el  $t_{rr}$  es de 200 ns,  $I_{RRM}$  es de 190 A,  $di_1/dt$  es 2.2 A/ns,  $di_2/dt$  es 2 A/ns,  $dv/dt$  es 10 V/ns y  $V_{RRM}$  es 750 V.

El MOSFET D no se rompe cuando conmuta a alta temperatura, ni con 600 V en la fuente de continua, y las oscilaciones se atenúan al dispararlo previamente, pero no desaparecen.



a)

b)

Figura 4.67. Disparo (rojo), tensión (rosa) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET D a 125 °C. a) Conmutación a 600 V con oscilaciones. b) Detalle de la oscilación cuando conmuta con 600 V.

Hemos visto como el MOSFET D se ve afectado al introducir el disparo de puerta y su comportamiento es diferente al de las pruebas realizadas con resistencia entre puerta y surtidor.

#### 4.3.6.6. Conclusiones con disparo en el MOSFET de prueba

Como conclusión analizamos los resultados en los siguientes términos:

- Qué tipo de MOSFET se ve afectado en su comportamiento al introducir el disparo mientras conduce el diodo.
- Cómo varían las tensiones máximas que pueden conmutar los MOSFET con o sin disparo.
- Cómo varía la sobretensión, o lo que es lo mismo, el  $dv/dt$  generado entre drenador y surtidor en las diferentes condiciones de disparo.

El resto de parámetros ( $t_{rr}$ ,  $I_{RRM}$ ,  $di_1/dt$  y  $di_2/dt$ ) no aportan ningún criterio para la selección de los componentes del puente. El parámetros  $di_2/dt$  está ligado con el  $dv/dt$  y con la sobretensión, como indicamos anteriormente, e indica lo brusca que es la recuperación del diodo.

TIPO	MOSFET A	MOSFET B	MOSFET C	MOSFET D
Diferente comportamiento	SI	NO	NO	SI

Figura 4.68. Tabla resumen de los tipos de MOSFET con diferente comportamiento entre pruebas con resistencia y pruebas con disparo.

La figura 4.68 resume cuales de los cuatro tipos de MOSFET estudiados tienen un comportamiento diferente al conmutar con resistencia en la puerta o conmutar con un disparo previo. Vemos que sólo los tipos A y D tienen un comportamiento diferente, mientras que los B y C mantienen el mismo comportamiento con los dos circuitos de pruebas.

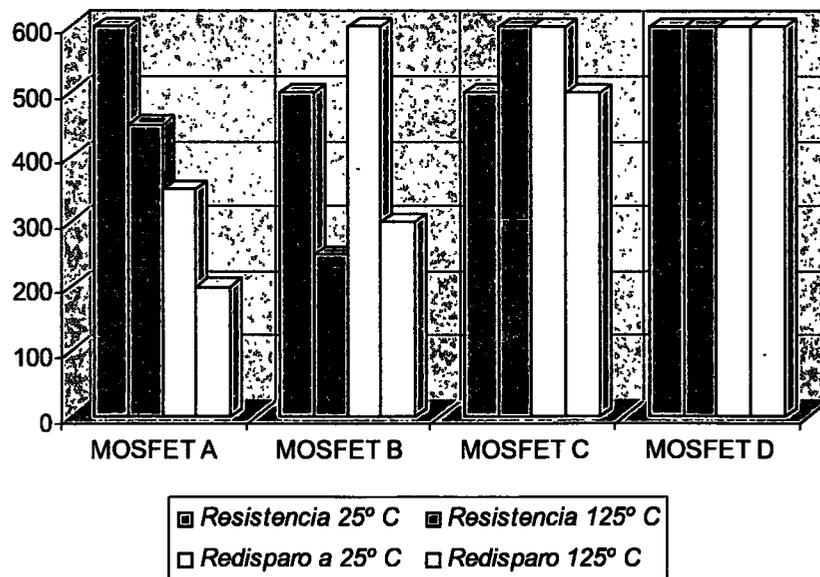


Figura 4.69. Tensión de rotura (V) de los MOSFET de prueba a diferentes temperaturas para el circuito con resistencia y para el circuito con redisparo.

La figura 4.69 muestra la tensión de continua de la fuente de tensión a la que se han roto los diferentes MOSFET de prueba. La primera barra indica circuito de prueba con resistencia entre puerta y surtidor a 25 °C y la segunda barra a 125 °C. La tercera barra indica

circuito de prueba con un disparo entre puerta y surtidor a 25 °C y la cuarta barra a 125 °C. Tan sólo el MOSFET D ha aguantado todas las pruebas sin romperse en ninguna condición.

De las cuatro pruebas que se presentan en la figura 4.69 la que simula mejor las condiciones del inversor es la última (Redisparo a 125 °C), puesto que las condiciones de puerta son las mismas y la temperatura es elevada. Esto significa que si construimos un inversor con cada uno de los MOSFET de prueba, los MOSFET A, B y C se romperán al producirse un cortocircuito, y sólo el MOSFET D soportará la conmutación capacitiva producida por ese cortocircuito.

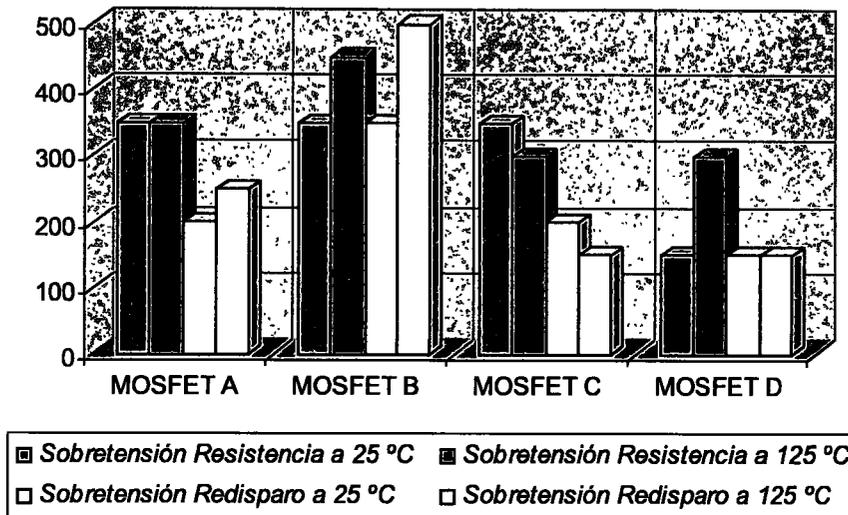


Figura 4.70. Sobretensión (V) para los diferentes MOSFET, a diferentes temperaturas para el circuito de prueba con resistencia y para el circuito de prueba con redisparo.

La figura 4.70 muestra la sobretensión en voltios entre drenador y surtidor de los diferentes MOSFET que se han probado, a diferentes temperaturas y con diferente circuito de prueba. El MOSFET A disminuye mucho la sobretensión con circuito de prueba con redisparo, sin embargo, se dispara su transistor NPN parásito y se rompe. El MOSFET B también se rompe, pero necesita una mayor sobretensión para disparar a su transistor NPN parásito. El MOSFET C tiene una relativa baja sobretensión, y reacciona de forma similar al tipo A, rompiéndose en determinadas condiciones. El MOSFET D es el único que no se ha roto en ninguna condición, sin embargo, su sobretensión varía bastante al cambiar las condiciones del circuito de prueba.

Esta variación de la sobretensión viene dada por el corte abrupto que se produce en el diodo intrínseco y que para un mismo MOSFET depende de la temperatura de la unión y de las condiciones en las que se produce la conmutación.

Como conclusión final podemos decir que el MOSFET D es el más apropiado para la construcción del inversor, puesto que no se rompe en ninguna de las condiciones vistas hasta ahora.

#### **4.4. Elección de componentes y topologías del inversor**

A la vista de los resultados obtenidos en las pruebas anteriores se diseñará el inversor de alta potencia y alta frecuencia. Este inversor se encuentra integrado en el generador serie para calentamiento por inducción de alta potencia y alta frecuencia que se está estudiando en esta tesis doctoral.

Todos los circuitos de control, comunicación y disparos utilizados en esta tesis han sido desarrollados en el marco de un contrato de investigación suscrito entre la empresa GH ELECTROTERMIA y la Universitat de València siendo el responsable del proyecto José F. Jordán. Aplicando la cláusula séptima, sobre confidencialidad de la información y de los resultados, no se harán públicos los circuitos electrónicos desarrollados para la construcción del generador serie. Se estudiarán, sin embargo todos los componentes y circuitos que intervengan en los procesos del cortocircuito.

##### **4.4.1. Elección de los componentes**

Como resultado del análisis de las pruebas de los diodos intrínsecos de cuatro tipos de MOSFET en la estación de pruebas, el componente que se selecciona para la construcción del inversor es el *MOSFET D*.

Los criterios de esta selección son:

- La condición más importante es el comportamiento del diodo intrínseco.
- Es el único MOSFET que no se rompe al someterlo a las diferentes condiciones de prueba.

- Es uno de los que menor  $dv/dt$  tiene, por lo que generará un menor ruido electromagnético.

Antes de montar un inversor con estos MOSFET se prueban 10 MOSFET D con las mismas condiciones de prueba y se verifica que todos ellos tienen el mismo comportamiento.

Antes de definir completamente la estructura del inversor, hay que tener en cuenta que el MOSFET D puede sufrir roturas cuando se encuentre trabajando en el inversor de alta potencia y sea sometido a una conmutación capacitiva. Esta posibilidad se basa en los siguientes puntos:

- En el inversor hay muchos MOSFET en paralelo y en la estación de pruebas se ha caracterizado un solo componente.
- Se desconoce la influencia de unos transistores sobre otros, al estar sus disparos compartidos.
- Al estar formado el inversor por más de treinta MOSFET, alguno puede tener un comportamiento diferente.
- Desconocemos la influencia del ruido electromagnético sobre el control del inversor o sobre los circuitos de disparo.
- Las corrientes de recuperación inversa superarán los 2000 A en una rama del inversor, pudiendo no distribuirse de manera uniforme.
- La variación en los tiempos de recuperación inversa de unos MOSFET a otros puede no sincronizar la conmutación en el inversor.
- En las pruebas realizadas al diodo intrínseco del MOSFET D se aprecian oscilaciones en la corriente cuando la conmutación es brusca. Estas oscilaciones indican que el transistor bipolar parásito puede dispararse en cualquier momento.

Hay que tener en cuenta la posibilidad de rotura del MOSFET en condiciones de cortocircuito a la hora de definir la topología del inversor, de forma que se pueda implementar al menos una topología en la que el diodo no conmute.

#### 4.4.2. Topologías del inversor

Hay tres tipos básicos de topología del inversor.

- Inversor formado por MOSFET únicamente y sin protección frente a conmutaciones capacitivas.
- Inversor formado por MOSFET únicamente y con protección descentralizada frente a conmutaciones capacitivas.
- Inversor formado por una combinación de MOSFET y diodos y sin protección frente a conmutaciones capacitivas.

Recordemos las características del inversor que se definió en el punto 4.2.1.

- El inversor lo forma un puente completo.
- Con la regulación de potencia por variación de frecuencia.
- Con las conmutaciones siempre inductivas excepto en condiciones de cortocircuito. Esto significa que trabaja por encima de la frecuencia de resonancia.
- Los tiempos muertos son pequeños.

Veamos, una a una, las diferentes topologías con sus ventajas e inconvenientes. Definiremos tres topologías numeradas del uno al tres.

##### 4.4.2.1. Topología 1

Denominamos topología 1 a un inversor formado por MOSFET únicamente y sin protección frente a conmutaciones capacitivas. El diagrama del inversor se muestra en la figura 4.71. Los disparos de los MOSFET dependen del control únicamente y no pueden ser modificados por los circuitos de disparo.

Esta topología presenta las siguientes ventajas:

- Coste reducido.

- Poca complejidad de las conexiones de los componentes del inversor.
- Alto rendimiento al tener el mínimo número de componentes de potencia.
- Sin problemas de arranque. Arranca al suministrar el control pulsos.
- Fácilmente paralelizable. Pueden añadirse inversores en paralelo y todos los inversores trabajarán de forma síncrona.
- Circuito de disparo simple e inmune al ruido.

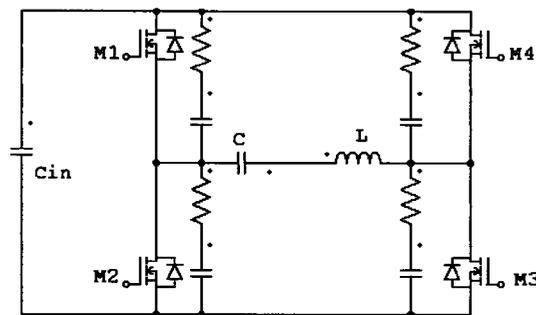


Figura 4.71. Diagrama del inversor de la topología 1.

Pese a tener grandes ventajas, esta topología presenta el siguiente inconveniente:

- Poca fiabilidad frente a conmutaciones capacitivas.

#### 4.4.2.2. Topología 2

Denominamos topología 2 a un inversor formado por MOSFET únicamente pero con protección frente a conmutaciones capacitivas. El diagrama del inversor es el mismo que para la topología 1. Los disparos de los MOSFET no sólo dependen del control sino que cada circuito de disparo puede modificarlos.

Las modificaciones que introduce el circuito de disparo están encaminadas a evitar la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET durante un cortocircuito.

Existen básicamente dos topologías con protección para impedir que se rompan los MOSFET cuando conmuta a corte su diodo parásito.

Las denominamos topología 2.1 y topología 2.2

La topología 2.1 consiste en no permitir el disparo a conducción del otro transistor de la rama, que causaría la brusca conmutación del diodo que en ese momento se encuentra conduciendo. A la topología 2.1 la denominamos "TIRISTOR DUAL".

La topología 2.2 consiste en permitir el disparo a conducción del otro transistor de la rama, pero de forma que este disparo sea controlado, es decir, se dispara a conducción con una variación de la corriente de bajada con el tiempo ( $di_1/dt$ ) muy pequeña. De forma que el diodo parásito del MOSFET conmuta a corte pero lo hace suavemente. Al disminuir considerablemente  $di_1/dt$  también disminuye  $di_2/dt$  y no se producen grandes variaciones de la tensión con el tiempo ( $dv/dt$ ). A la topología 2.2 la denominamos "CONDUCCIÓN SUAVE"

#### 4.4.2.2.1. Topología 2.1

Mediante la topología 2.1 se impide que se produzca un disparo a conducción mientras el otro diodo de esa rama está conduciendo. Para poder determinar cuando está conduciendo el diodo parásito del MOSFET es necesario realizar un sensado de dicho diodo y transmitirlo hasta el disparo del otro transistor de la rama; este sistema es muy complicado, puesto que los diferentes circuitos de disparo se encuentran con tensiones flotantes los unos con respecto de los otros.

Para resolver este problema se tiene en cuenta el hecho de que el circuito pertenece a un inversor resonante serie, cuya alimentación es de tensión y cuya salida es de corriente. De esta forma cuando la corriente de salida no circula por un transistor lo hace por el otro. Aprovechando esta circunstancia, se sabe que el diodo del otro transistor no conduce si lo hace el diodo propio. Esto se entiende mejor viendo la figura 4.72 del esquema simplificado del inversor.

La corriente que circula por C2 y L2 tiene que circular por M1 o por M2, y cuando lo hace por uno de ellos no lo hace por el otro. De esta forma, sensando la corriente por su propio transistor - diodo, se sabe si el superior está conduciendo o no.

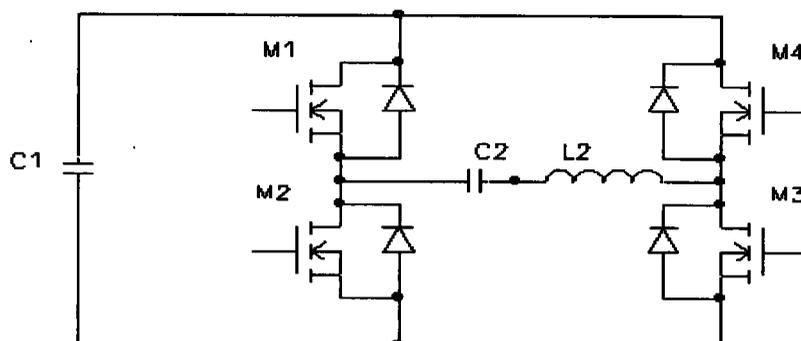


Figura 4.72. Esquema simplificado del inversor.

La técnica básica que se utiliza en la topología 2.1 es *permitir disparo a conducción sólo cuando su propio diodo está conduciendo*.

Permitiendo que el disparo a conducción se produzca solamente cuando está conduciendo el diodo parásito del MOSFET nos aseguramos que el otro diodo parásito del MOSFET de la rama no está conduciendo, pues lo está haciendo el propio.

La estructura básica de este circuito de disparo es la siguiente: se necesita, por una parte, un sensado de conducción del diodo parásito del MOSFET y una habilitación del disparo a conducción cuando conduce el diodo propio, impidiendo el disparo cuando no está su diodo conduciendo. De esta forma todas las conmutaciones son inductivas.

La lógica de control, implementada en el circuito de disparo, que habilita o inhabilita el disparo del MOSFET de potencia puede ser de señal y no necesita ningún componente de potencia. Esta lógica se puede utilizar con cualquier MOSFET de cualquier fabricante, puesto que no depende de ninguna característica dinámica del transistor.

#### 4.4.2.2.2. Topología 2.2

El sensado del diodo parásito del MOSFET para la topología 2.2 es exactamente igual que para la topología 2.1. Es necesario sensar el diodo de un transistor para saber cómo disparar a conducción al otro transistor.

Se utiliza el mismo sistema para el sensado del diodo, es decir, disparamos a conducción suavemente si el diodo propio del MOSFET está conduciendo.

Esta topología necesita, además de sensar la tensión del diodo (conduce - no conduce), un circuito de disparo adicional para disparar al transistor suavemente a conducción. Este circuito de disparo adicional es un circuito de potencia, pues debe manejar la corriente de carga de la puerta de todos los MOSFET que formen ese conmutador.

El disparo suave a conducción se realiza normalmente aumentando mucho la resistencia de disparo a conducción, de forma que durante algunos microsegundos el MOSFET esté en la zona activa. Este disparo lento impide que se produzca un gran  $di/dt$  en el MOSFET. Este  $di/dt$  en el MOSFET es el mismo  $di/dt$  que se produce en el diodo de esa rama.

Con este sistema de disparo a conducción suave se controla la variación de la corriente de bajada con el tiempo ( $di/dt$ ) que sufre el diodo parásito del MOSFET, de forma que se disminuye lo suficiente para que se comporte como un diodo de conmutación suave.

Al tener un  $di/dt$  muy bajo se produce durante el proceso de corte del diodo una reducción del  $dv/dt$ . Este bajo  $dv/dt$  no dispara al transistor bipolar parásito del MOSFET, no provocando su rotura.

La topología 2.2 requiere de un estudio y de unas pruebas para cada tipo de MOSFET, pues cada modelo de cada fabricante soporta diferentes  $dv/dt$  máximos.

Utilizando la topología 2.2 es necesario comprobar el circuito de disparo para cada tipo de MOSFET y además hay que hacerlo para todos los MOSFET que se utilicen, pues normalmente los fabricantes de semiconductores no dan (ni comprueban) el dato del  $dv/dt$  máximo que soporta el diodo parásito del MOSFET.

Las topologías 2.1 y 2.2 descritas en este apartado necesitan de circuitos auxiliares, el primero es el que permite que se pueda disparar a conducción por primera vez, o circuito habilitador del primer pulso. El segundo circuito auxiliar se encarga de impedir que actúen las protecciones debido al aumento de la tensión  $V_{DS}$  por el efecto del paso de la corriente por la resistencia de canal del MOSFET.

#### 4.4.2.2.3. Elección de la topología

Las topologías 2.1 y 2.2 son equivalentes, por la forma de determinar si los disparos son correctos. Seleccionemos de entre las dos aquella que nos ofrezca más ventajas, para implementarla y estudiar su funcionamiento en un inversor de alta potencia. Se selecciona la topología 2.1 o "TIRISTOR DUAL" por lo siguiente:

- En las dos topologías hay que determinar si conduce el diodo parásito del MOSFET al que se tiene que disparar.
- Con la topología 2.1 hay que impedir que se transmita el disparo, lo cual puede hacerse cuando la señal aún no tiene potencia, por lo que la lógica es de señal. En la topología 2.2 hay que permitir un disparo de potencia suave aumentando la resistencia de la puerta, para lo cual hay que introducir elementos tanto lógicos como de potencia. Resulta por tanto más compleja la topología 2.2 que la 2.1.
- Con la topología 2.1, al no dispararse el transistor de potencia a conducción no es necesaria una comprobación previa a todos los transistores. Para la topología 2.2 hay que diseñar una corriente de carga de la puerta y después comprobar el comportamiento de todos los semiconductores de potencia. Comprobando que en cualquier condición la protección actúa de forma que el  $dv/dt$  que se genera durante el corte del diodo, no rompe ningún MOSFET. La complicación que impone la topología 2.2 hace que seleccionemos la 2.1

Estas topologías son complementarias y sólo puede utilizarse una de ellas. Finalmente se elige la topología 2.1 para implementarla en un inversor de alta potencia y frecuencia.

La topología 2.1 presenta las siguientes ventajas:

- Coste reducido. Solo se añaden componentes de control en los circuitos de disparo.
- Poca complejidad de las conexiones de los componentes del inversor.
- Alto rendimiento al tener el mínimo número de componentes de potencia.
- Gran fiabilidad frente a conmutaciones capacitivas.

Pese a tener grandes ventajas, esta topología presenta los siguientes inconvenientes:

- Problemas de arranque. Si las corrientes del oscilador son bajas, no se cargan las capacidades parásitas impidiendo que conduzcan los diodos. Al no conducir los diodos no se transmiten los disparos.
- Problemas para añadir puentes en paralelo para aumentar la potencia. Al actuar una protección de disparo en un puente solamente, las tensiones de salida pueden ser diferentes.
- Circuito de complejo y poco inmune al ruido. Los componentes de sensado de la conducción del diodo soportan tensiones de 500 V y deben detectar sólo un voltio negativo.

La topología 1 y la topología 2 tienen grandes ventajas en rendimiento y simplicidad, pero los inconvenientes son de fiabilidad. Para un inversor que necesita trabajar en un ambiente industrial y en aplicaciones de soldadura de tubo en continuo, la fiabilidad es uno de los factores más importantes. Es por eso que se propone la topología 3.

#### 4.4.2.3. Topología 3

Denominamos topología 3 a un inversor formado por una combinación de MOSFET y diodos y sin protección frente a conmutaciones capacitivas. El diagrama del inversor se muestra en la figura 4.73. Los disparos de los MOSFET dependen del control únicamente y no pueden ser modificados por los circuitos de disparo.

Esta es la configuración usual que introduce dos diodos comerciales para evitar la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET. A cada uno de los MOSFET del puente inversor se le añade un diodo comercial en serie para convertir al conjunto en un conmutador unidireccional en corriente y bidireccional en tensión. Estos diodos son los denominados en la figura 4.73 como  $D1s$ ,  $D2s$ ,  $D3s$  y  $D4s$ . Estos diodos comerciales deben ser de baja tensión de caída entre ánodo y cátodo ( $V_{AK}$ ) y de baja  $I_{RRM} \cdot V_{AK}$  pequeña minimiza las pérdidas por conducción del diodo comercial, por el que circula la misma corriente que por el MOSFET.  $I_{RRM}$  debe ser baja puesto que la corriente de recuperación inversa del diodo comercial es corriente directa por el diodo intrínseco del MOSFET.

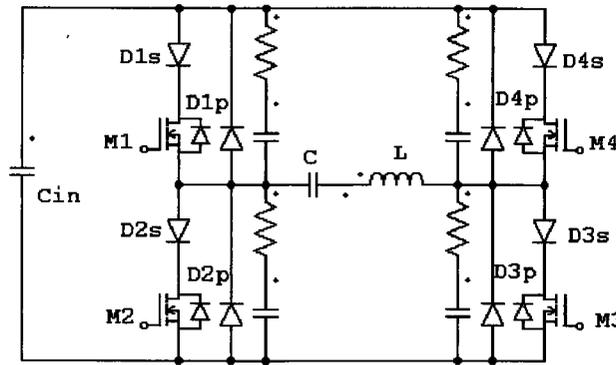


Figura 4.73. Diagrama del inversor de la topología 3.

A este conjunto unidireccional en corriente se lo convierte en bidireccional añadiendo un diodo comercial en antiparalelo, tal y como muestra la figura 4.73. La misión de este diodo es conducir la corriente del oscilador resonante serie que antes circulaba por el diodo intrínseco de su MOSFET asociado.

El conjunto del MOSFET y los dos diodos es equivalente a un MOSFET en el que el comportamiento de su diodo interno es igual al comportamiento de un diodo comercial.

En esta topología cuando aparece una conmutación capacitiva provocada por un cortocircuito la conmutación la realiza el diodo comercial.

Nos preguntamos cual es el comportamiento de los diodos comerciales en la condiciones en las que se produce el cortocircuito. Para estudiar el comportamiento de los diodos actuamos de la misma manera que con los diodos intrínsecos de los distintos MOSFET.

- Seleccionamos varios diodos comerciales.
- Montamos un circuito equivalente a la célula de conmutación en la estación de pruebas de semiconductores.
- Realizamos las pruebas de conmutación a corte de los diodos seleccionados en diferentes condiciones.

En la selección de los diodos comerciales se imponen tres condiciones. La primera es que tienen que tener la tensión y corriente superior a la del MOSFET seleccionado para

montar el inversor. La segunda, que el encapsulado sea igual al del MOSFET seleccionado para poder optimizar la disposición de los componentes. La tercera, que el módulo contenga los dos diodos comerciales para no encarecer demasiado el inversor.

Se han seleccionado dos diodos comerciales diferentes que denominamos *diodo A* y *diodo B*. En la tabla de la figura 4.74 se muestran las características más importantes de estos diodos.

	$V_{AKmax}$	$I_{Amax}$	$t_{rr}$	Avalancha controlada
DIODO A	1200 V	2 x 61 A	40 ns	Si
DIODO B	1000 V	2 x 61 A	35 ns	Si

Figura 4.74. Características más importantes de los diodos seleccionados.

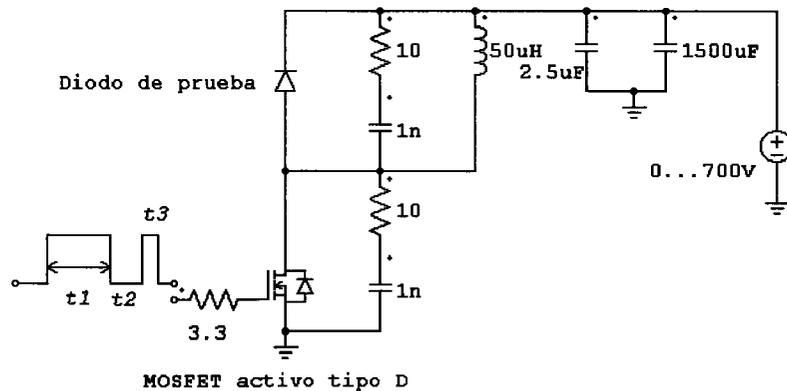
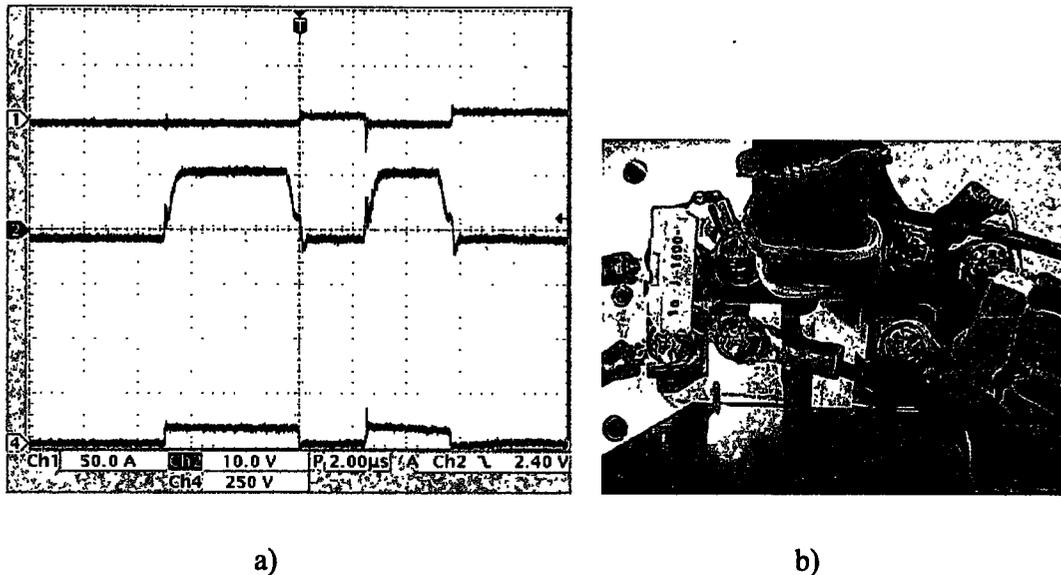


Figura 4.75. Circuito de prueba para los diodos comerciales. El MOSFET activo es el tipo B (seleccionado para la construcción del inversor).

Los dos tipos de diodos comerciales seleccionados están encapsulados en ISOTOP y cada módulo contiene dos diodos independientes. El  $t_{rr}$  está definido en las siguientes condiciones de conmutación: Corriente directa ( $I_F$ ) de 1 A,  $di/dt$  de 0.2 A/ns y tensión inversa aplicada ( $V_R$ ) de 30 V. La temperatura es de 25 °C.

En la figura 4.75 se muestra el circuito de prueba para los diodos comerciales. Este circuito es el mismo utilizado en las pruebas de los diodos intrínsecos de los MOSFET, donde se ha cambiado al transistor por el diodo comercial. Para que las pruebas se parezcan lo más posible al comportamiento en el inversor, el MOSFET activo es el tipo D (seleccionado para la construcción del inversor).



*Figura 4.76. Disparo del MOSFET activo (rojo), tensión ánodo cátodo del diodo comercial (rosa) y corriente de cátodo (azul) a). Disposición de los componentes durante las pruebas con el transformador de medida de la corriente b).*

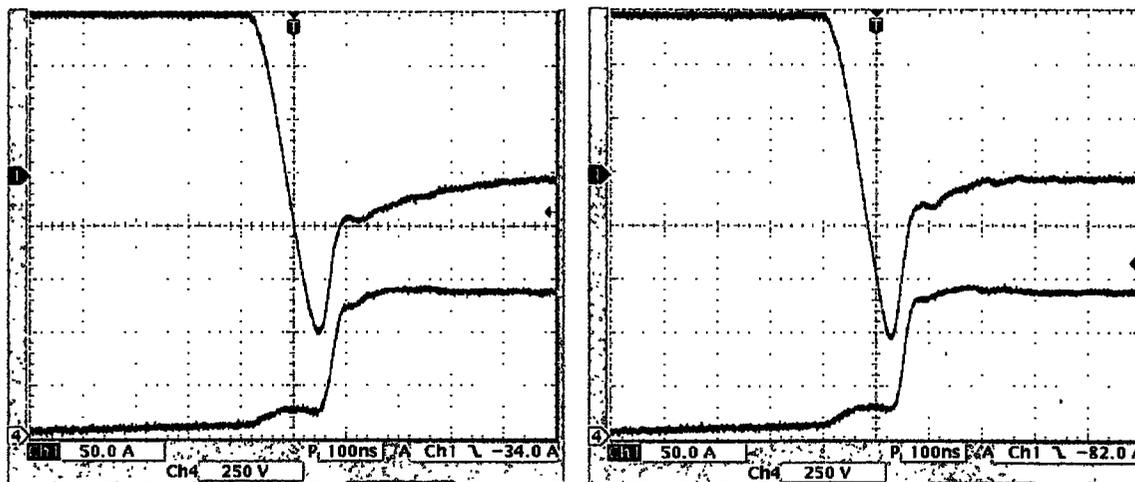
El MOSFET activo se dispara con dos pulsos tal y como muestra la figura 4.76, produciéndose la conmutación capacitiva en el segundo flanco de subida de la señal de disparo (rojo).

Se han probado los diodos comerciales a diferentes tensiones, corrientes y temperaturas. Veamos los resultados de las pruebas en las condiciones de máxima corriente y tensión.

La figura 4.77 muestra una conmutación de los diodos de prueba a alta corriente (150 A), en la que no aparecen oscilaciones en la conmutación de corriente. La corriente de recuperación inversa es la misma para los dos tipos de diodos, pero el tiempo de recuperación varía.

Las condiciones de la conmutación del diodo comercial tipo A son: el  $t_{rr}$  es 400 ns,  $I_{RRM}$  es 150 A,  $di_1/dt$  es 2.5 A/ns,  $di_2/dt$  es 2 A/ns, tras este  $di_2/dt$  la recuperación de corriente

es lenta y  $dv/dt$  es de 10 V/ns. No hay sobretensión porque el diodo tiene una recuperación suave.



a)

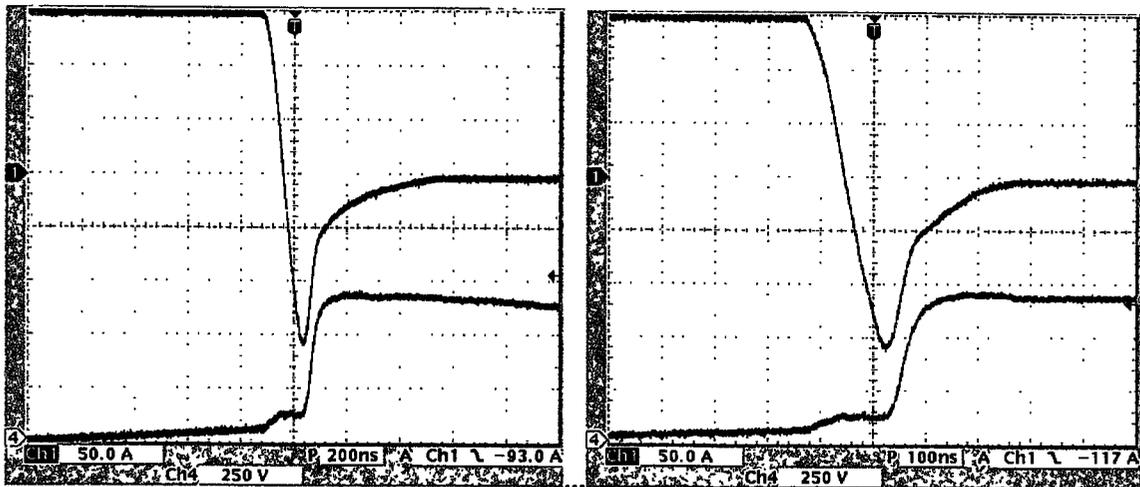
b)

Figura 4.77. Corriente y tensión por los diodos comerciales conmutando 150 A y 650 V a temperatura de 25 °C. a) Diodo A. b) Diodo B.

Las condiciones de la conmutación del diodo B son: el  $t_{rr}$  es de 300 ns,  $I_{RRM}$  es de 150 A,  $di_1/dt$  es 2.5 A/ns,  $di_2/dt$  es 3.3 A/ns, tras este  $di_2/dt$  la recuperación de corriente es lenta al igual que en el diodo A y  $dv/dt$  es de 12.5 V/ns. . No hay sobretensión porque el diodo tiene una recuperación suave.

La figura 4.78 muestra una conmutación de los diodos de prueba a alta corriente (150 A) y alta temperatura (125 °C). En esta conmutación no aparecen oscilaciones en la corriente. La corriente de recuperación inversa es la misma para los dos tipos de diodos, pero el tiempo de recuperación varía.

Las condiciones de la conmutación del diodo A a 125 °C son: el  $t_{rr}$  es de 600 ns,  $I_{RRM}$  es de 160 A,  $di_1/dt$  es de 2.5 A/ns,  $di_2/dt$  es de 2.5 A/ns, tras este  $di_2/dt$  la recuperación de corriente es lenta y  $dv/dt$  es de 12.5 V/ns.



a)

b)

Figura 4.78. Corriente y tensión por los diodos comerciales conmutando 150 A y 650 V a temperatura de 125 °C. a) Diodo A. b) Diodo B.

Las condiciones de la conmutación del diodo B a 125 °C son: el  $t_{rr}$  es de 300 ns,  $I_{RRM}$  es de 160 A,  $di_1/dt$  es de 2.2 A/ns,  $di_2/dt$  es de 2 A/ns, tras este  $di_2/dt$  la recuperación de corriente es lenta al igual que en el diodo A y  $dv/dt$  es de 8.5 V/ns. . No hay sobretensión en ninguno de los dos diodos, tampoco a esta temperatura.

Los dos diodos comerciales funcionan prácticamente igual, tan sólo varía con la temperatura el  $t_{rr}$  del diodo A, por lo que *seleccionamos el diodo B para realizar el montaje del inversor.*

Una vez estudiada la topología 3 y el comportamiento de los semiconductores que introduce esta topología, veamos cuales son la ventajas e inconvenientes que presenta.

Esta topología presenta las siguientes ventajas:

- Muy alta fiabilidad frente a conmutaciones capacitivas.
- Sin problemas de arranque. Arranca al suministrar el control pulsos de disparo.
- Fácilmente paralelizable. Pueden añadirse inversores en paralelo y todos los inversores trabajarán de forma síncrona.
- Circuito de disparo simple e inmune al ruido.

#### 4.4.3. Inversores propuestos

Se propone desarrollar un generador serie en el que el inversor pueda ser modificado. En este inversor se montarán diferentes topologías para de esta forma verificar las medidas realizadas en la estación de pruebas de semiconductores de potencia.

La verificación se realizará por medio de los cortocircuitos hechos en el inductor en diferentes condiciones de trabajo del inversor.

Los inversores que se proponen son:

1. Inversor con la topología 1. Formado por MOSFET y sin protección en el circuito de disparo frente a conmutaciones capacitivas.
2. Inversor con la topología 2.1. Formado por MOSFET como la topología 1 pero con protección en el circuito de disparo. Esta protección impide la transmisión del disparo si la conmutación es capacitiva. Es una protección descentralizada que se sitúa en el circuito de disparo.
3. Inversor con la topología 3. Formado por la combinación de diodos comerciales y MOSFET y sin protección frente a conmutaciones capacitivas.

## **Capítulo 5**

# **ESTUDIO EXPERIMENTAL DEL INVERSOR RESONANTE SERIE EN CONDICIONES DE CORTOCIRCUITO**

*En este capítulo se obtienen los resultados experimentales de los inversores propuestos en el capítulo anterior. Una vez seleccionados los semiconductores de potencia para el inversor, se construye un generador serie para verificar las medidas realizadas en la estación de pruebas. Se implementa un control, una sección de aislamiento y un oscilador. Se construyen los tres inversores, con sus circuitos de disparo. Estos inversores son intercambiables y extraíbles. Se analiza la fase de arranque, funcionamiento en continuo y comportamiento en cortocircuito, verificándose las medidas realizadas en la estación de pruebas.*

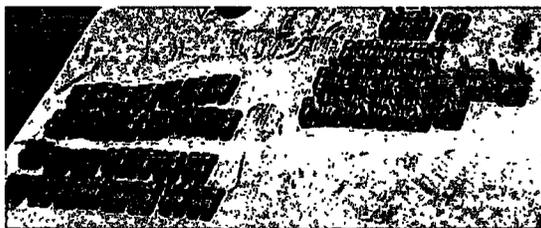
### **5. ESTUDIO EXPERIMENTAL DEL INVERSOR RESONANTE SERIE EN CONDICIONES DE CORTOCIRCUITO**

Se presentan en este capítulo los resultados experimentales, para lo que ha sido necesaria la construcción de un generador de 100 kW, y su correspondiente circuito de salida con un rango de frecuencia entre 100 y 400 kHz. El enorme coste tanto en materiales como en horas para su construcción ha sido posible gracias a la colaboración de la empresa GH ELECTROTERMIA. Se realiza una descripción detallada de las partes que componen el generador, desde la sección de entrada, hasta el circuito de salida, pasando por los circuitos de control, de los que no se aportan planos al estar sujetos a una cláusula de confidencialidad de la información y resultados. Finalmente se probarán las tres topologías propuestas de inversor, en condiciones de arranque, estado estacionario y en cortocircuito.

## 5.1. Componentes seleccionados para la construcción del inversor

En el capítulo anterior, se ha seleccionado al MOSFET D como semiconductor para la construcción del inversor. Este MOSFET tienen un encapsulado ISOTOP, por lo que se ha seleccionado el diodo B para la construcción del inversor con la topología 3. Este diodo B, también tienen un encapsulado ISOTOP.

Nos falta por seleccionar la resistencia de la red RC que se muestra en la figura 4.71. Seleccionamos una resistencia cuyo encapsulado sea ISOTOP.



*Figura 5.1. Componentes seleccionados para la construcción de las diferentes topologías de inversor.*

En la figura 5.1 se muestra, en tres grupos, los diferentes componentes seleccionados para la construcción de los inversores propuestos. Los MOSFET se encuentran en la parte derecha, los diodos en la parte inferior izquierda y las resistencias en la parte superior izquierda. Estas resistencias tan sólo tienen dos conexiones de las cuatro posibles que permite el módulo. La resistencia se diseña de  $10 \Omega$  al igual que en las pruebas realizadas en la estación de pruebas.

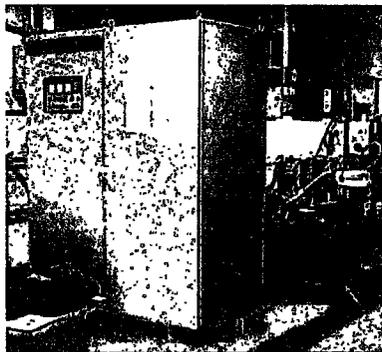
## 5.2. Generador serie MOSFET desarrollado

Se ha construido un generador serie para la verificación de las medidas realizadas en la estación de pruebas. Las características más importantes de este generador son las siguientes:

- La fuente de alimentación es constante. El factor de potencia de salida es, por tanto, variable.
- La sección de entrada es sin aislamiento. El aislamiento se realiza en el circuito de salida.

- La red de entrada es trifásica, por lo que el rectificador está formado por seis diodos.
- El inversor es en puente completo.
- El circuito de salida tiene un solo transformador (circuito de salida TCL). Las conexiones de primario se conectan al inversor, y las de secundario en serie con el inductor y los condensadores de salida. Este transformador realiza las funciones de aislamiento y adaptación de impedancias.
- La forma de onda de salida del inversor es cuadrada.
- Su rango de frecuencia está entre los 100 kHz y los 400 kHz.
- La potencia de salida es de 100 kW.

El generador se ha montado en dos estructuras, la primera es una mesa que contiene el circuito de salida y la segunda un armario de más de dos metros de alto que contiene el resto de componentes del generador.



*Figura 5.2. Vista exterior del armario que contiene el generador desarrollado. En el plano posterior se encuentra el oscilador, destacando en blanco el inductor.*

En la figura 5.2 se muestra el armario que contiene al generador. Este armario contiene todos los componentes del generador a excepción del circuito de salida. La unión eléctrica entre estas dos partes se realiza mediante cables refrigerados por agua. El circuito de salida se puede separar hasta cinco metros del armario. Esta separación resulta muy útil, sobre todo, en la aplicación de soldadura de tubo, donde el inductor se encuentra en una zona con mucha salpicaduras de agua, humos, etc. Además de la unión eléctrica de potencia entre estas dos

partes se encuentran las uniones de agua de refrigeración y la conexión de sensado de tensión de los condensadores de salida.

Pese a que ya se han apuntado en el principio del capítulo 4 las características básicas del inversor, falta por definir el resto de los componentes del generador. Veamos, por partes, el generador desarrollado.

### 5.2.1. Sección de entrada

La sección de entrada está formada por un interruptor en carga seguido de protistores y una bobina trifásica de 50  $\mu$ H.



a)

b)

*Figura 5.3. a) Vista posterior del armario donde se aprecia en un lateral el interruptor en carga y en la parte inferior la bobina de entrada. b) Detalle del interruptor en carga y los protistores.*

Este interruptor en carga tiene un circuito en paralelo con él. Este circuito es el encargado del control de la carga de los condensadores de la fuente de alimentación. Cuando se conecta alimentación al generador este circuito supervisa el sistema de protecciones y permite la carga con poca corriente de los condensadores de alimentación. Una vez cargados los condensadores se permite la conexión del interruptor, de esta forma no se producen grandes corrientes durante su conexión. Si el sistema de seguridad se activa, el interruptor se desconecta automáticamente y los condensadores se descargan para evitar riesgos a las personas, quedando sin tensión los circuitos de potencia.

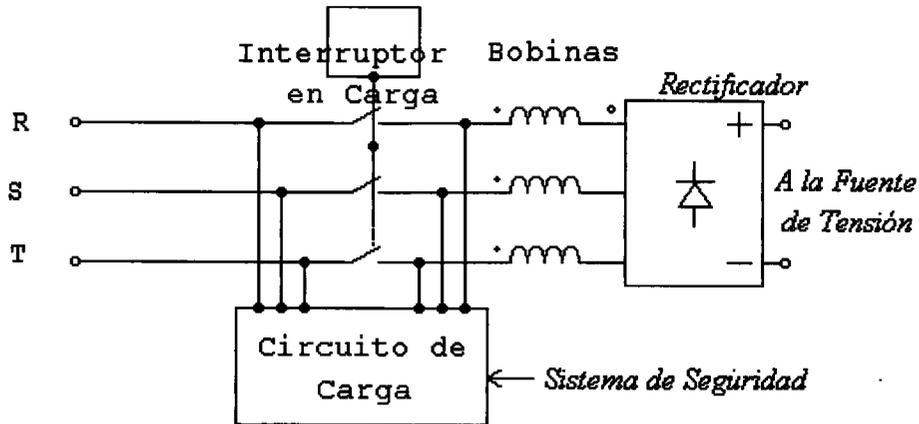


Figura 5.4. Diagrama de bloques de la sección de entrada.

La figura 5.2 muestra el diagrama de bloques de la sección de entrada del circuito de potencia del generador, en la que se ha introducido el rectificador de diodos. Las bobinas de entrada se utilizan para el control de la corriente de entrada y como alta impedancia entre la red y el inversor para las señales de alta frecuencia.

### 5.2.2. Rectificador de diodos

El rectificador de diodos lo forman tres módulos con dos diodos en cada uno de ellos. Los seis diodos que forman el rectificador se muestran en la figura 5.5.

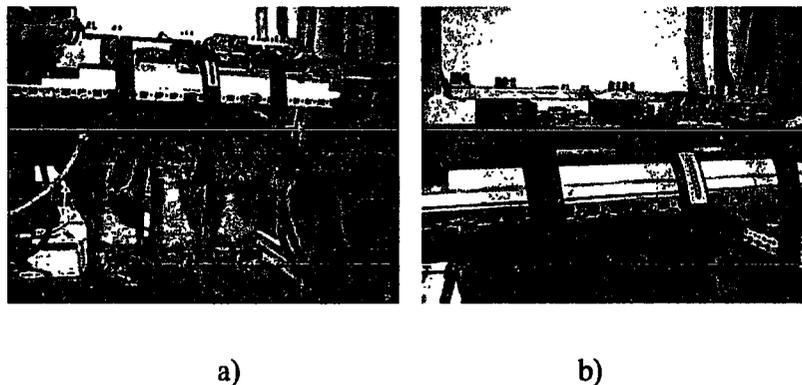
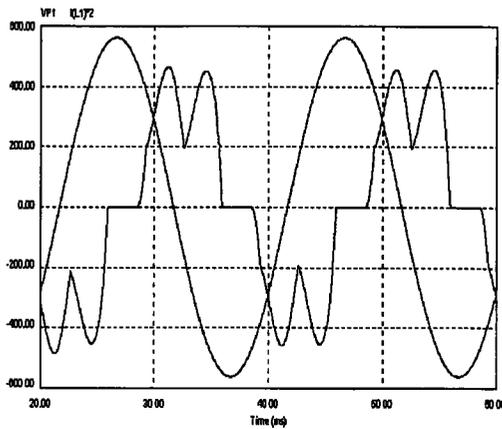


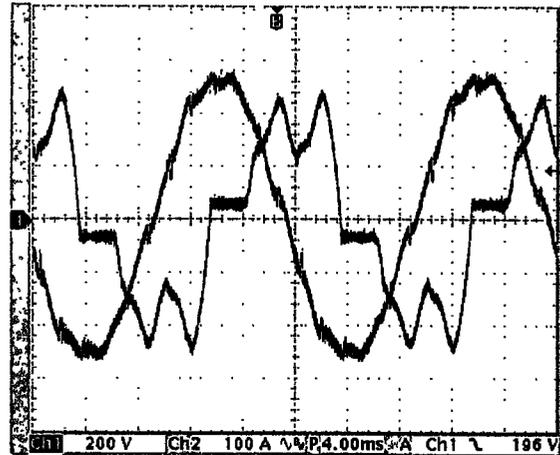
Figura 5.5. a) Rectificador de diodos con la bobina de entrada en la parte inferior. b) Detalle donde se aprecian los tres módulos y su radiador de agua.

Entre los módulos del rectificador de diodos se sitúa el circuito de carga de los condensadores. Los módulos de los diodos y las resistencias del circuito de carga se refrigeran por medio de un radiador de agua.

La corriente por el rectificador viene dada por el diseño de los condensadores de la fuente de tensión continua y de la bobina de entrada. En la figura 5.6 se muestran los valores de la corriente por fase simulados y reales.



a)



b)

Figura 5.6. Corriente por fase. a) Simulación. b) Valores medidos.

### 5.2.3. Tensión de continua

La tensión de continua la suministra una fuente de condensadores de 5 mF que se encuentra alejada del inversor (figura 5.7 a ). Estos condensadores son electrolíticos y sólo conducen la corriente de baja frecuencia de la red. Proporcionan una tensión constante al inversor con un rizado inferior a 50 V a máxima potencia.

Conectados en el puente inversor con una inductancia mínima a los MOSFET se encuentran 16 condensadores de 3  $\mu$ F (figura 5.7 c ). Estos condensadores son de alta corriente (60 A) y baja capacidad y por ellos circula la corriente de alta frecuencia rectificadas por el inversor. La frecuencia de esta corriente es el doble de la de los conmutadores.

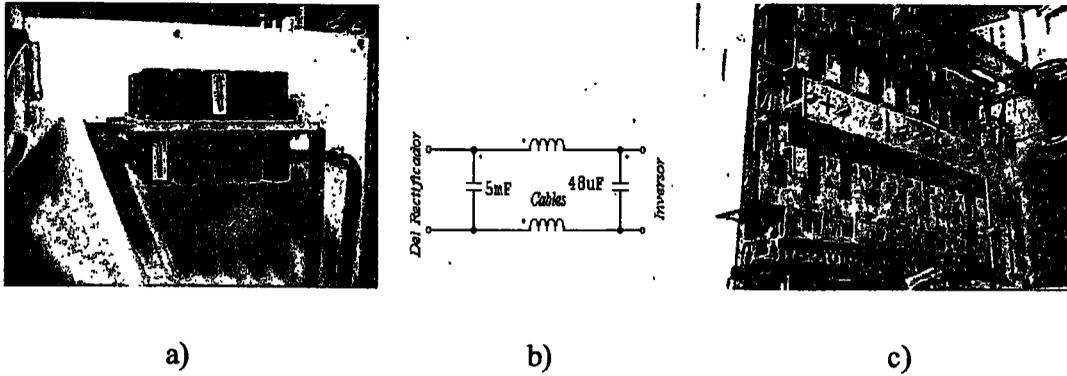


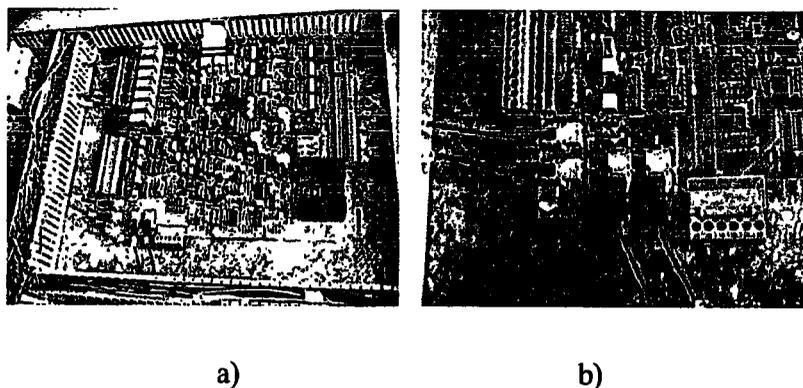
Figura 5.7. Condensadores de la fuente de alimentación. a) Electrolíticos. b) Circuito de conexión. c) Disposición en inversor de los condensadores de alta corriente.

La conexión entre estos dos circuitos de condensadores se realiza por medio de cables separados entre sí, para producir una inductancia que impida la circulación de la corriente de alta frecuencia por los condensadores electrolíticos, cuya capacidad de corriente es mucho menor. En la figura 5.7 c) se muestra el inversor de la topología 1 al que se le han quitado todos los componentes; los condensadores de alta corriente se encuentran en el centro del montaje y rodeando a los radiadores se disponen las pletinas de conexión de los MOSFET.

#### 5.2.4. Circuito de control y circuitos auxiliares

Para el control del prototipo se ha diseñado un circuito en una sola placa de circuito impreso que contiene las entradas y salidas con su acondicionamiento, el control del automatismo y seguridades, y el control del inversor. Se ha utilizado un circuito auxiliar en otra placa de circuito impreso para la comunicación y diagnosis.

Como el inversor conmuta a alta frecuencia y potencia, genera un gran ruido electromagnético. Hemos visto, además, como en caso de cortocircuito se pueden producir  $dv/dt$  superiores a 20 V/ns y  $di/dt$  superiores a 3 A/ns que pueden alterar los circuitos de disparo o de control. El diseño de los circuitos en este generador tiene que contemplar estas condiciones extremas de conmutación, puesto que si se ven afectados los circuitos de disparo o control se puede producir la conmutación simultánea de una rama del inversor. Una conmutación simultánea de los MOSFET de una rama del inversor, provoca una rotura instantánea de los mismos por sobrecorriente.



*Figura 5.8. a) Placa de circuito de control. b) Detalle de la salida de disparos por fibra óptica.*

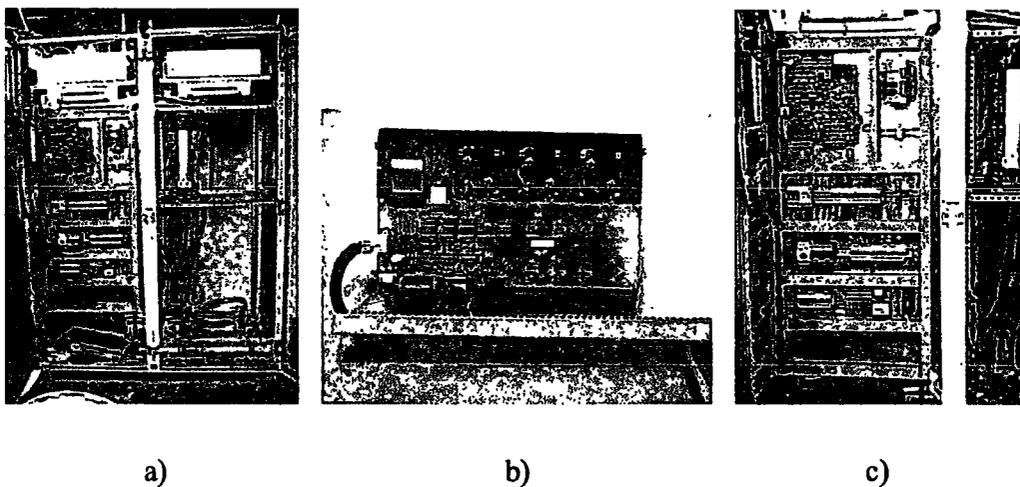
Para que la fiabilidad del generador sea máxima hay que evitar que el control o disparo se vean interferidos por el ruido provocado por su propio inversor. Para evitar la entrada de ruido electromagnético a la placa de circuito impreso del control se han previsto los siguientes circuitos:

- Circuito de aislamiento entre el control y las entradas y salidas digitales, por medio de optoacopladores. De esta forma se evita la entrada al control del ruido en modo común por bucles con la misma masa. El ruido es captado por los cables de unión entre la placa de control y los dispositivos sensores, tales como caudalímetros, termostatos, pulsadores, etc.
- Circuito de filtrado entre el control y las entradas y salidas analógicas, por medio de filtros para ruido en modo común y diferencial. Las señales analógicas de alta frecuencia, tales como el sensado de la tensión de los condensadores del oscilador o de la corriente de salida del inversor son más difíciles de filtrar en modo diferencial. Si su filtro se hace grande se generan retrasos en la transmisión de la señal a través del filtro.
- Circuitos de alimentación independiente para el control del inversor y para los circuitos de automatismo y seguridades. Los transformadores de alimentación se diseñan con carrete partido para disminuir la capacidad entre primario y secundario.
- Las señales de disparo desde el control al circuito de disparo se transmiten por medio de fibra óptica. Para evitar corrientes a través de capacidades parásitas entre

placas de circuito impreso próximas, la longitud de las fibras ópticas es superior a dos metros. Los receptores de fibra óptica disponen de una alimentación que comparte únicamente la masa con el resto del circuito de disparo y que las protege de fluctuaciones de la alimentación del disparo.

- Las alimentación de los circuitos de disparo dispone de doble aislamiento. Entre dos placas de disparo hay cuatro aislamientos galvánicos para disminuir las corrientes en modo común entre ellos.

El control del automatismo y seguridades realiza las funciones de supervisión de los sistemas de seguridad a las personas (puertas abiertas y paros de emergencia), de control de refrigeración (temperatura del ambiente, temperatura, caudal y presión de agua de refrigeración), de mando y visualización (accionamiento local/remoto, comunicación y diagnóstico de estados).



*Figura 5.9. a) Parte frontal del generador con las puertas abiertas. b) Circuito de accionamiento y diagnosis. c) Detalle del panel de automatismo.*

EL panel de automatismo se ha ubicado en la parte izquierda del generador (figura 5.9 a) ). La placa de control se encuentra en la parte superior de este panel, alejada del puente inversor que se encuentra en la parte derecha del generador. Sobre la puerta izquierda se sitúa el panel de mando y visualización (figura 5.9 b) ). Los circuitos de refrigeración se sitúan en la parte inferior derecha, y sobre ellos el puente inversor. En la figura 5.9 c) se muestra un detalle de los componentes que conforman el automatismo. Todo el armario se encuentra refrigerado por dos intercambiadores aire/agua situados en la parte superior.

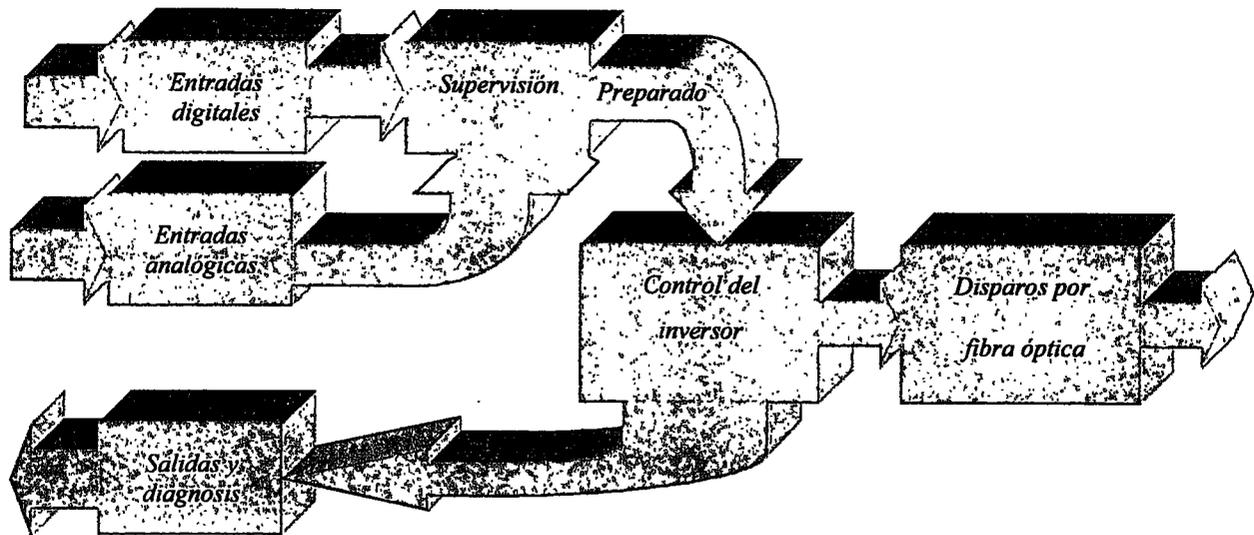


Figura 5.10. Diagrama de bloques de la placa de circuito impreso de control y circuitos auxiliares.

En la placa de control se han cuidado tanto la disposición de los componentes como el trazado de sus pistas. Se han agrupado los circuitos digitales y se han separado de los analógicos de la regulación para que no sean perturbados por los primeros. Se dispone de una alimentación para cada parte uniéndose en un punto únicamente. La figura 5.10. muestra el diagrama de bloques de la placa de circuito impreso de control y circuitos auxiliares en la que todas las entradas y salidas digitales se realizan con aislamiento galvánico.

La regulación de potencia se realiza por variación de frecuencia de la tensión de salida del inversor. Esta variación de frecuencia se consigue disparando adecuadamente a los MOSFET del puente inversor. El circuito de control es el que se encarga de generar el disparo de los MOSFET a una frecuencia determinada.

La frecuencia de disparo generada por el control depende de la potencia que se demande al generador y de las condiciones en las que se encuentre la carga. Cuando varían las condiciones de la carga el circuito de control debe variar esta frecuencia para seguir entregando la potencia demandada. Tan sólo dejará de entregar la potencia demandada cuando las condiciones de trabajo del inversor estén fuera de rango (frecuencia menor que la de resonancia).

Los pulsos de disparo se generan en un conversor tensión/frecuencia del que se obtiene una señal cuadrada de una frecuencia proporcional a la tensión de entrada (ver figura 5.11). A partir de la señal cuadrada se genera una invertida y los tiempos muertos para que no se solapen los disparos en los MOSFET de la misma rama. Los pulsos son enviados a los transistores cuando se da la orden de marcha, y dejan de enviarse al pulsar paro o detectarse un fallo.

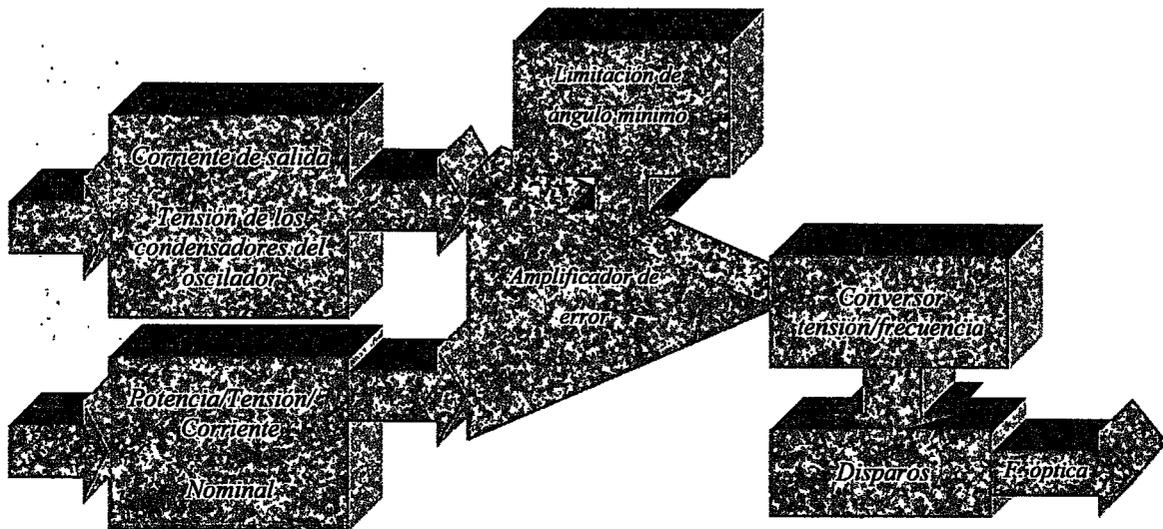


Figura 5.11. Diagrama de bloques del circuito de control.

La señal de tensión de entrada del conversor tensión/frecuencia la genera un amplificador de error en el que se compara el valor nominal de la potencia con el valor real. Por ser un sistema realimentado la potencia nominal y la real coinciden siempre que no se introduzcan las limitaciones del inversor. La limitación básica es la frecuencia mínima a la que puede funcionar el inversor y que corresponde con la frecuencia de resonancia (ángulo mínimo). Además de la limitación de ángulo mínimo, el inversor no puede pasar de una corriente máxima, ni los condensadores de salida de su tensión máxima por lo que se introducen estas dos últimas limitaciones.

La regulación puede realizarse por potencia, por corriente de salida o por tensión en los condensadores de salida. En muchas aplicaciones es necesario regular por corriente para mantener constante la potencia reactiva del inductor.

### 5.2.5. Circuito de salida

El circuito de salida lo forma un inductor de pruebas, los condensadores de salida y un transformador conectado al inversor. Esta estructura se denomina TCL, como se ha visto en el punto 2.6.4. El condensador de salida se divide en dos partes para optimizar el circuito resonante (ver figura 5.12 a ). La capacidad total es de  $1.36 \mu\text{F}$  y está formada por 16 condensadores en serie con otros 16 condensadores de  $170 \text{ nF}$  cada uno de ellos. La tensión máxima aplicable a estos condensadores es de  $1400 \text{ V}$  y su corriente máxima de  $4 \text{ kA}_{\text{RMS}}$ .

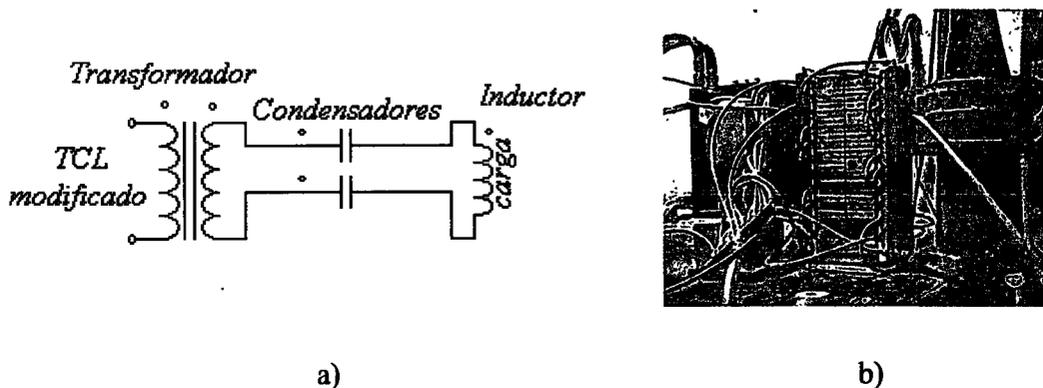
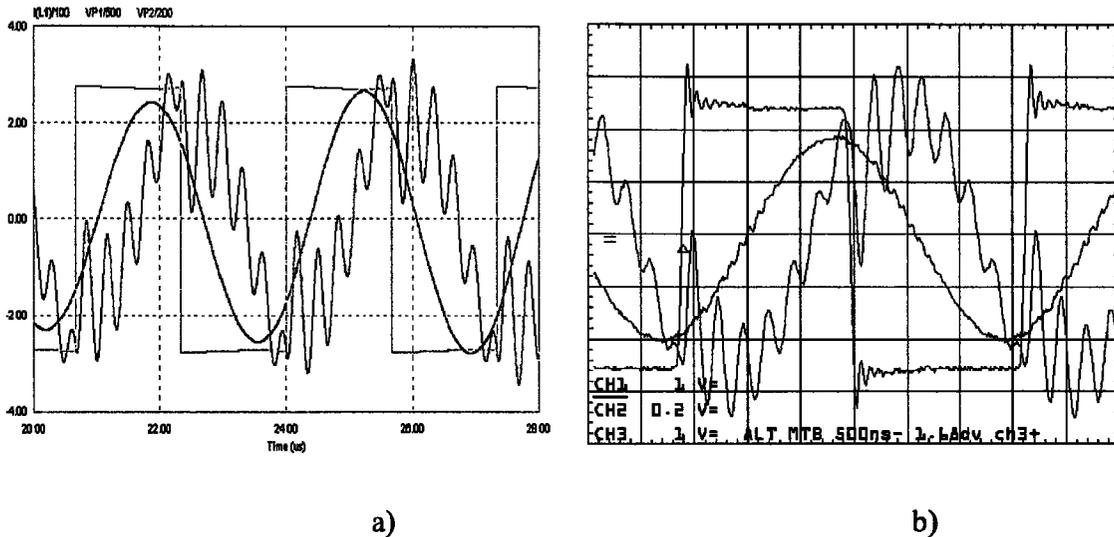


Figura 5.12. a) Diagrama del circuito de salida. b) Circuito de salida implementado.

El inductor está formado por una sola espira y tiene una inductancia de  $120 \text{ nH}$ . En el interior del inductor se coloca una carga de material ferromagnético con forma cónica denominada “chuzo”. Este chuzo puede subirse o bajarse y de esta forma se varía la carga del circuito de salida. En la figura 5.12 a) se aprecia el diagrama del circuito de salida con la misma disposición de componentes que en la figura 5.12 b); el transformador de salida (con una franja amarilla) con las conexiones al inversor por la parte superior (verde), a continuación los condensadores (por las dos partes) y finalmente el inductor con su carga. Las tuberías de color azul son los tubos de refrigeración para todo el circuito. Las conexiones se realizan en cobre refrigerado por agua, puesto que, por el circuito en la parte de secundario circulan corrientes de más de  $3 \text{ kA}_{\text{RMS}}$ .

La inductancia parásita total en primario del transformador de salida es de  $8 \mu\text{H}$ . Esta inductancia parásita está formada por la inductancia de los cables de conexión, la inductancia de dispersión del transformador de salida ( $2 \mu\text{H}$ ) y la debida a la disposición de los condensadores de salida.

El transformador de salida se ha realizado con la técnica constructiva “imbricado” que optimiza el cobre de los bobinados, pero que incrementa su capacidad parásita de entrada. Esta técnica constructiva realiza los bobinados de primario y secundario en una sola capa, intercalando consecutivamente las espiras de primario y de secundario. Con la técnica constructiva de “no imbricado” o la “toroidal” se reduce la capacidad de entrada, pero se incrementa la inductancia de dispersión en una relación de diez, porque se bobina en dos capas, una para el primario y otra para el secundario. Las pérdidas con estas técnicas constructivas se incrementan en un factor de cinco utilizando el mismo tipo de tubo de cobre que para un transformador imbricado.



*Figura 5.13. a) Formas de onda simuladas de: la corriente (Rojo) y tensión (Azul) de salida del inversor y la tensión entre extremos del transformador de salida (verde). b) Formas de onda obtenidas experimentalmente (corriente inversor 100 A/div., tensión inversor 200 V/div. y tensión transformador de salida 500 V/div.).*

Tal y como vimos en el capítulo tres, las oscilaciones entre extremos de primario del transformador se producen de forma similar a las obtenidas en nuestro modelo. La figura 5.13 muestra las formas de onda simuladas y las obtenidas experimentalmente, se ha variado la amplitud de las formas de onda simuladas para compensar la atenuación diferente de las sondas con las que se ha realizado la medida experimental.

Las espiras de primario y de secundario del transformador son accesibles desde el exterior para poder variar su número. A estos transformadores con variación de las espiras se les denomina transformadores con tomas o de relación variable. Nuestro transformador al

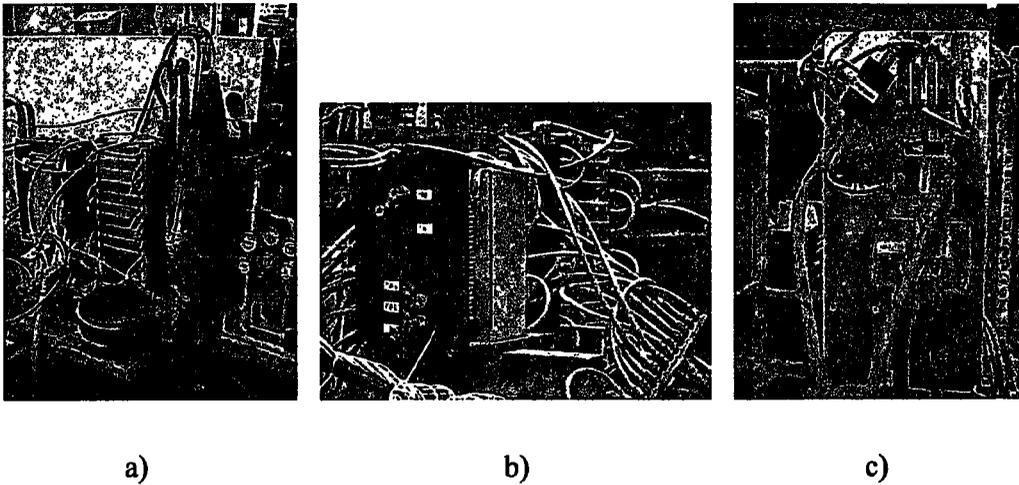
tener tomas en primario y en secundario puede variar su relación desde 12 hasta 1 con la relación de transformación que se muestra en la tabla de la figura 5.13.

<i>Relación</i>						
<i>Secundario</i>	<i>Toma 12-0</i>	<i>Toma 12-1</i>	<i>Toma 12-2</i>	<i>Toma 9-0</i>	<i>Toma 9-1</i>	<i>Toma 9-2</i>
<b>1</b>	12	11	10	9	8	7
<b>2</b>	6	5.5	5	4.5	4	4.5
<b>4</b>	3	2.75	2.5	2.25	2	1.75
<b>6</b>	2	1.83	1.66	1.5	1.33	1.16

*Figura 5.14. Relación de transformación al variar las tomas de primario en función del número de espiras de secundario.*

Las tomas de primario se cambian por medio de conexiones entre un punto común o entrada de los cables del inversor y las diferentes espiras que pueden seleccionarse. Estas tomas se encuentran en la parte trasera y son perfectamente accesibles. Las tomas de secundario no tienen tan fácil acceso y es necesaria la desconexión de los condensadores para poder cambiarlas. El cambio de tomas en el secundario requiere de más conexiones porque en cualquiera de las posibles tomas (1, 2, 4 ó 6) se utilizan todas las espiras de secundario.

Para evitar que en el transformador de salida aparezcan tensiones de continua que lo saturan se implementan los condensadores de desacoplo o condensadores de paso. Estos condensadores se sitúan a la salida del inversor, antes de la conexión de los cables refrigerados de salida. La tensión en estos condensadores es inferior a 10 V<sub>RMS</sub> y no soportan tensiones continuas dado que el ajuste de cuadratura de la señal de control se realiza ajustando a cero voltios de continua en este condensador cuando el generador está a máxima potencia.



*Figura 5.15. a) Circuito de salida con el inductor desmontado. b) Vista posterior del circuito de salida donde se aprecian las tomas de primario. c) Vista de los condensadores de paso, los transformadores de sensado de la corriente de salida y los cables refrigerados por agua.*

Los transformadores de sensado de la corriente de salida se sitúan entre los condensadores de paso y los cables de salida (figura 5.15 c ).

Veamos por separado cada uno de los inversores que se han propuesto. Estos inversores comparten todas las partes del generador vistas hasta ahora y tan sólo se cambia el inversor entre una y otra prueba.

Se han propuesto tres topologías, en el apartado 4.4.3 que son la topología 1, la topología 2.1 y la topología 3. Estas topologías se denominan en los puntos siguientes tal y como aparecen en la tabla siguiente.

<i>Topología</i>	<i>Denominación</i>	<i>Características</i>
<i>Topología 1</i>	<i>MOSFET sin protección</i>	<i>Sin protección en el circuito de disparo frente a conmutaciones capacitivas</i>
<i>Topología 2.1</i>	<i>MOSFET con protección</i>	<i>Con protección en el circuito de disparo que impide la transmisión del disparo si la conmutación es capacitiva</i>
<i>Topología 3</i>	<i>Combinación de MOSFET y diodos</i>	<i>Combinación de diodos comerciales y MOSFET Sin protección en el circuito de disparo frente a conmutaciones capacitivas</i>

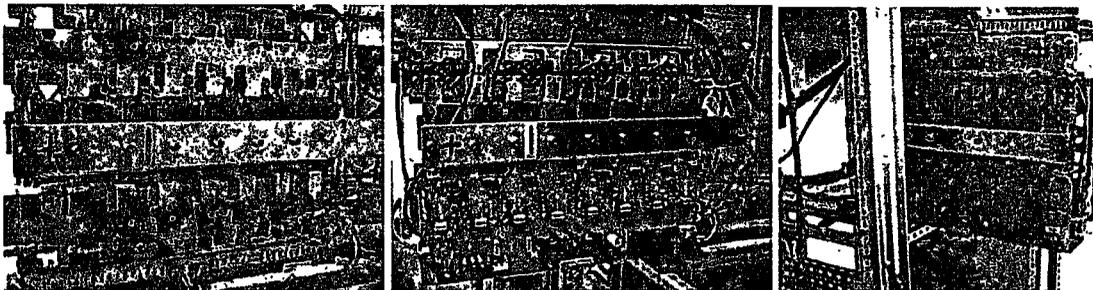
*Figura 5.16. Denominación y características de las topologías propuestas.*

### 5.3. Inversor MOSFET sin protección

Este inversor hace referencia a la topología 1 descrita en el punto 4.4.2.1. La característica principal de este inversor es que está formado por un puente inversor MOSFET sin protección en el circuito de disparo frente a conmutaciones capacitivas. Esto significa que al producirse un cortocircuito en el inductor y aumentar la frecuencia de resonancia se permitirá que se produzcan conmutaciones capacitivas en el puente inversor.

#### 5.3.1. Disposición de los componentes del inversor

Los MOSFET del inversor se sitúan en dos radiadores de doble cara donde cada conmutador del inversor se coloca en una de las caras. Estos radiadores se encuentran suspendidos en una estructura formada por los condensadores de alta corriente y las pletinas de conexión del inversor. Las caras externas de los radiadores son de cobre y la parte interna es de un plástico de alta resistencia denominado "Novatron". Las dos células elementales de conmutación se encuentran cada una de ellas en uno de los radiadores. Los conmutadores del inversor están formados por un total de treinta y dos MOSFET, distribuidos en cuatro conmutadores de ocho transistores cada uno. La estructura completa del inversor se puede extraer de su alojamiento, desplazándose por guías, para acceder más cómodamente a todos los componentes que la forman.



a)

b)

c)

*Figura 5.17. a) Inversor sin transistores, se aprecian los dos radiadores y las pletinas de conexión. b) Inversor con transistores y con un único circuito de disparo. c) El inversor visto por detrás, donde se aprecian las guías para su extracción.*

### 5.3.2. Circuito de disparo

El circuito de disparo o “carta de disparo” se compone de cuatro placas de circuito impreso, una para cada conmutador, cuya única misión consiste en amplificar la señal proveniente del control sin modificarla, tan sólo introducirá un retraso en la transmisión de la señal. Las cuatro placas comparten el mismo esquema electrónico y varía la disposición de algún componente para adaptarse a la simetría de los transistores.

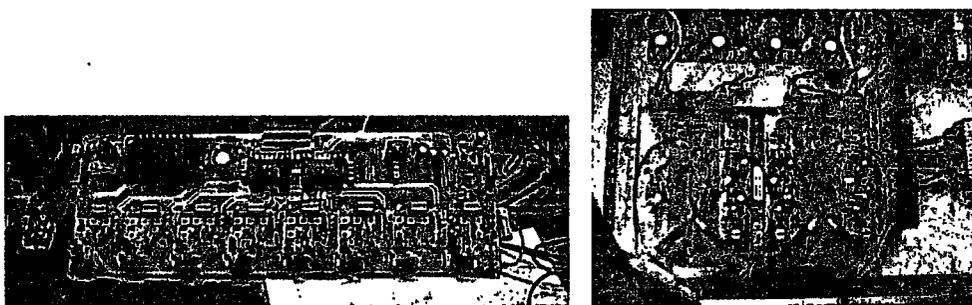
El aislamiento se realiza por fibra óptica, y el receptor se ha diseñado en una placa de circuito impreso diferente. A esta placa la denominamos “carta de aislamiento” y recibe la señal de disparo desde el control en forma de luz a través de la fibra óptica, la convierte en señal eléctrica y la envía a la carta de disparo como señal eléctrica. Teniendo en cuenta que la señal de entrada es eléctrica, los circuitos básicos que componen la carta de disparo son:

- Los transistores de salida que tienen que disparar a ocho transistores simultáneamente y los amplificadores para disparar a estos transistores que cuentan con gran capacidad de entrada. Además hay que añadir una red de disparo de éstos transistores para optimizar su funcionamiento y que no produzcan exceso de consumo y sobrecalentamiento por conducción simultánea durante su conmutación.
- Las redes de ayuda a la conmutación de los MOSFET de potencia que se implementan en la carta de disparo.
- La alimentación del circuito de disparo con las protecciones a la entrada de sobrecorriente inicial, el error de polarización y sus filtros. De igual manera se añaden las protecciones de sobretensión a la salida y sus filtros.
- El sistema de monitorización para determinar si algún transistor está mal disparado o roto. Este sistema protege al circuito de disparo de sobretensiones y determina si el conmutador completo está o no soportando tensión de continua.

Antes de ver los circuitos básicos que componen la carta de disparo veamos las consideraciones básicas que hay que seguir a la hora de implementar la placa de circuito impreso. Estas consideraciones son comunes a la mayoría de las placas que se utilizan en circuitos de potencia y ayudan a que los prototipos funcionen sin perturbaciones. Estas

consideraciones básicas se dividen en dos partes, una común a las placas de circuito impreso inmersas en circuitos de potencia y la otra más específica para nuestro inversor. Veamos las consideraciones generales:

- Hay que minimizar las inductancias en las pistas por las que circule mucha corriente.
- Hay que separar las pistas que tengan grandes  $dv/dt$  de las pistas de señal.
- Hay que agrupar los circuitos en: circuitos con señal, circuitos con potencia, circuitos de alimentación primaria, circuitos de alimentación secundaria, circuitos con señales con referencia a tierra, circuitos de monitorización, etc.
- Hay que hacer un método de diagnóstico intuitivo, en el que es importante tanto el color como la posición de los LED. Para que quede claro qué tipo de información transmiten y sobre qué componente informan.



a)

b)

*Figura 5.18. a) Placa de circuito impreso de disparo. b) Placa de circuito impreso de aislamiento.*

Las consideraciones específicas para nuestro inversor son:

- Se trata de un circuito de disparo que tiene que disparar a ocho transistores a la vez, por lo tanto se tiene que tratar como un circuito de potencia en cuanto a la disposición y el grosor de las pistas de la placa de circuito impreso.
- Al disparar a ocho transistores a la vez habrá que hacer los caminos eléctricos muy parecidos para todos ellos.

- Tendrá componentes con radiadores lo que podrá hacer que otros componentes o circuitos se calienten, por lo que hay que tener muy en cuenta la colocación de los radiadores.

#### 5.3.2.1. Los transistores de salida de la placa de disparo

Los transistores de salida de la placa de disparo, son únicamente dos, uno de ellos es un MOSFET de canal P y el otro un MOSFET de canal N, hay que tener en cuenta que dispararán en paralelo a ocho transistores MOSFET D (44 A y 800 V cada uno), cuya capacidad de entrada es variable entre 8 y 12 nF.

La energía necesaria para cargar un condensador a una determinada tensión es:

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v^2 \quad (5.1)$$

Donde  $C$  es la capacidad y  $v$  la tensión a la que hay que cargarlo.

En nuestro caso hay que trabajar a frecuencias de 400 KHz, luego la potencia de carga es:

$$P_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_c^2 \cdot f \quad (5.2)$$

y la de descarga:

$$P_d = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_d^2 \cdot f \quad (5.3)$$

Como  $v_d$  y  $v_c$  coinciden pues se carga a la misma tensión que se descarga (12 V).

La potencia que tienen que transmitir los transistores de salida es:

$$P_t = C \cdot v_c^2 \cdot f \quad (5.4)$$

Donde  $C$  es la capacidad de entrada de un transistor MOSFET de potencia (que recordemos que es variable sobre todo con la tensión entre drenador y surtidor),  $v_c$  es 12 V (tensión a la que se cargará la puerta del transistor MOSFET de potencia cuando esté

disparado a conducción) y  $f$  es 400 KHz (frecuencia del inversor). Además, hay que multiplicar por ocho que es el número de transistores que hay que disparar simultáneamente.

$$P_i = C \cdot 12^2 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 8 \approx C \cdot 0.5 \cdot 10^9 \quad (5.5)$$

Esta ecuación nos da idea de que hay que transmitir una potencia aproximada de medio vatio por cada nF de capacidad que tenga el MOSFET D de potencia. La capacidad del transistor es de 10 nF cuando hay una tensión  $V_{DS}$  de 25 V, pero si la tensión es próxima a cero la capacidad aumenta entre cinco y diez veces, por lo que la potencia que necesitamos transmitir varía entre 25 y 50 w.

El pico de corriente de salida se determina mediante la siguiente ecuación, que relaciona la tensión de salida con la resistencia mínima de carga de la puerta del MOSFET de potencia:

$$I_{picoMAX} = \frac{12 \cdot 8}{R_{ON-OFFmin}} = \frac{12 \cdot 8}{2} = 48 \quad (5.6)$$

$R_{ON-OFFmin}$  es la resistencia mínima de disparo a conducción o a corte (que pueden ser iguales o diferentes). Esta resistencia en la placa definitiva es de 3.3  $\Omega$ , pero se permite reducir hasta 2  $\Omega$ , el valor definitivo se fija por la sobretensión en la señal de disparo (poca resistencia con gran inductancia en las pistas de disparo hacen que aparezcan oscilaciones muy poco amortiguadas, mientras que grandes resistencias amortiguan las oscilaciones). Sin embargo, hay que diseñar los transistores de salida para el peor de los casos, es decir, para que puedan manejar estos picos de corriente.

Se seleccionan como transistores de salida dos MOSFET, uno de canal N y otro de canal P, con las siguientes características importantes:

- La corriente de estos transistores es de 110 A y 74 A respectivamente.
- La tensión de drenador surtidor es de 55 V.
- La capacidad de entrada de los dos transistores también es muy grande (3.5 nF), por lo tanto se necesita un disparo con potencia para los mismos.

Se selecciona como circuito que disparará a estos dos transistores de salida un seguidor de alta corriente de salida (9 A). Tanto este seguidor de alta corriente como los transistores de salida necesitan radiadores para disipar la potencia, puesto que manejan altas corrientes a altas frecuencias.

Los tiempos de conmutación a conducción y a corte de los transistores de salida seleccionados no son despreciables. Estos tiempos de conmutación provocan que durante un instante se produzca un cortocircuito de la alimentación de la carta de disparo. Este cortocircuito se produce en el instante en el que un transistor se pone a conducir antes de que el otro se corte.

Estos posibles cortocircuitos en la alimentación de la carta de disparo durante el proceso de conmutación de los transistores de salida generan, por una parte, un exceso de consumo de la alimentación, por otra parte la aparición de ruido electromagnético producido por las grandes variaciones de corriente y, por último, pérdidas en los transistores de salida que se calientan en exceso, teniendo que sobredimensionar los radiadores.

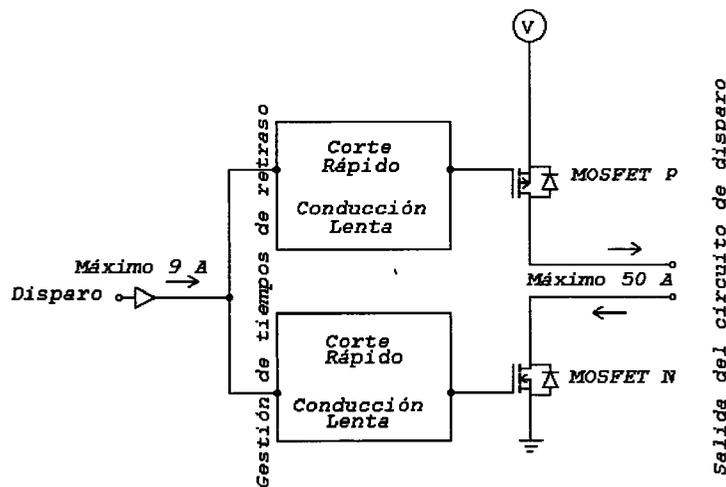


Figura 5.19. Diagrama de bloques de la salida de la placa de disparo para la topología 1.

Para eliminar el efecto de cortocircuito en la alimentación por parte de los transistores de salida de la placa de disparo se introduce el circuito de “gestión de tiempos de retraso” que impide que se produzca el cortocircuito de rama, de forma que el corte de forma rápida y la conducción se produce cuando el otro transistor de salida se ha cortado.

### 5.3.2.2. Redes de ayuda a la conmutación

Las redes de ayuda a la conmutación de los transistores MOSFET de potencia se implementan en la carta de disparo. Se diseña una red formada por un condensador en serie con una resistencia (red RC). Los criterios de diseño son los siguientes:

- La capacidad debe ser inferior a la capacidad de salida del transistor de potencia, para que a bajo nivel de corriente pueda cargarse durante el tiempo muerto.
- La resistencia tiene que disipar menos de 100 w en el peor de los casos.

La energía de carga y de descarga del condensador es:

$$E = C \cdot v^2 \quad (5.7)$$

La potencia a una determinada frecuencia viene dada por:

$$P = f \cdot C \cdot v^2 \quad (5.8)$$

Para nuestro caso la potencia máxima son 100 w, la frecuencia máxima es de 400 kHz y la tensión de 500 V, despejando en la ecuación 5.8 sale una capacidad de 1 nF.

Diseñamos un condensador de 1 nF, formado por dos condensadores en paralelo de 470 pF.

Para el diseño de la resistencia de la red RC se utilizan los criterios habituales expuestos en las ecuaciones siguientes.

$$\zeta \geq 1 \quad (5.9)$$

$$Z_{Cs} = 1/(C_S \omega_{osc}) < R_S / 5 \quad (5.10)$$

donde  $\zeta$  es el coeficiente de amortiguación,  $Z_{Cs}$  es la impedancia del condensador de la red RC, a la frecuencia de oscilación,  $\omega_{osc}$  es la frecuencia de la oscilación y  $R_S$  es la resistencia de la red RC.

La resistencia disipa como máximo la máxima potencia del condensador 100 w. Para que pueda tener en el momento del corte toda la corriente se diseña de 10  $\Omega$ , puesto que la fuente es de 500 V y por cada transistor circula un máximo de 60 A de pico.

Como la red RC también tiene una cierta inductancia simulamos la descarga del condensador a través de la resistencia, al conmutar a conducción el MOSFET con una inductancia parásita de 30 nH, se obtiene la forma de onda de tensión en el condensador y corriente por la resistencia (figura 5.20).

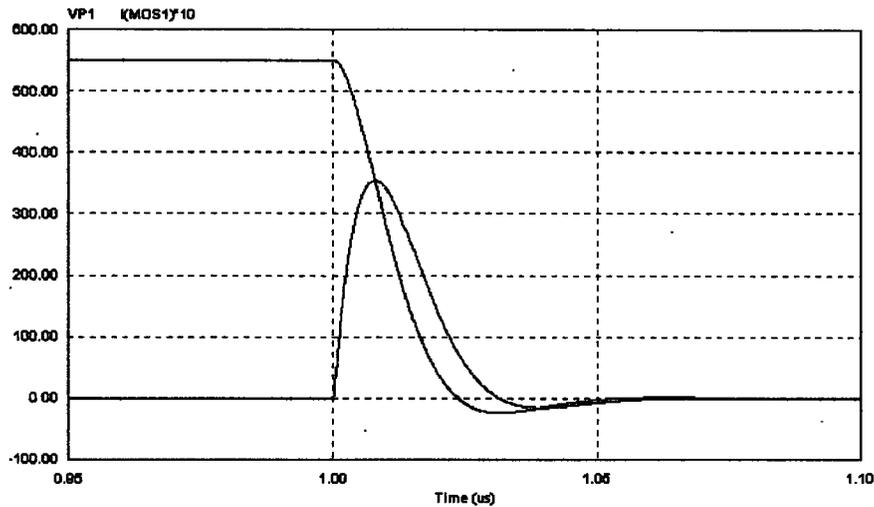


Figura 5.20. Forma de onda de tensión en el condensador (rojo) y corriente por la resistencia (azul) (multiplicada por 10) de la red RC.

Calculando la energía disipada en la resistencia se obtiene 156  $\mu\text{J}$  por conmutación, que supone una potencia máxima de 62 W a 400 kHz. Se utiliza un encapsulado ISOTOP igual que en el transistor de potencia, para facilitar la disposición mecánica de los componentes.

### 5.3.2.3. La fuente de alimentación y monitorización

Se utiliza una fuente de alimentación comercial para alimentar a este circuito de disparo. Como la potencia máxima que se necesita transmitir es de 50 W y sumamos 10 W para el consumo de los componentes de la placa, tenemos que seleccionar una fuente de más de 60 W. Se utiliza una de 75 W. Disponemos de una alimentación de 50 V<sub>DC</sub> en el generador, se selecciona una fuente DC/DC de 48 V de entrada y de 12 V de salida. Esta alimentación de 50 V<sub>DC</sub> se consigue por medio de un transformador trifásico de carrete partido seguido de un rectificador. El carrete se hace partido para disminuir la capacidad entre primario y secundario del mismo y evitar el ruido en modo común. Se utiliza un transformador trifásico para cada

una de las cuatro alimentaciones de los cuatro conmutadores. Si se pone otro puente en paralelo esta alimentación de 50 V<sub>DC</sub> se comparte para el mismo conmutador.

Se introducen protecciones en la entrada de alimentación, la primera de sobrecorriente inicial para el circuito de filtrado y la segunda de error de polarización. La protección de sobrecorriente se implementa mediante una NTC y la de error de polarización mediante un diodo que impide polarizar, a la fuente de alimentación, con tensiones negativas.

Se introduce también una protección de sobretensión a la salida, que consiste en un supresor de sobretensiones de 13 V con capacidad de absorber energías de 1.5 kJ. Además, se ponen los suficientes condensadores de desacoplo para que los picos de corriente necesarios en la carga de los MOSFET de potencia no los entregue la fuente.

La monitorización consiste en dos partes, una primera que determina si un transistor de potencia no está cortado durante el estado de paro del generador o se queda con la puerta en estado alto durante más de 10 ms, y una segunda que impide que comiencen los pulsos de disparo en caso de que no haya tensión entre extremos de cada uno de los conmutadores del inversor. Cuando el generador está preparado para comenzar a lanzar los pulsos de disparo entre drenador y surtidor de los MOSFET de potencia hay 250 V<sub>DC</sub>. Si no se encuentra esta tensión se informa al control para que no genere los pulsos de disparo.

### 5.3.3. Comportamiento en la fase de arranque

Como en esta topología los disparos de los MOSFET de potencia dependen únicamente del control y no son modificados por los circuitos de aislamiento ni por los de disparo (figura 5.21), en la fase de arranque las señales del inversor dependen de la frecuencia de disparo del control y de las características del circuito de salida.

Para modificar la forma de onda de la corriente del inversor hay que modificar la frecuencia de arranque del control. Esta frecuencia de arranque se aumenta o disminuye para que en la fase de arranque siempre esté por encima de la frecuencia de resonancia del circuito de salida y que no sea superior a dos veces esta frecuencia de resonancia.

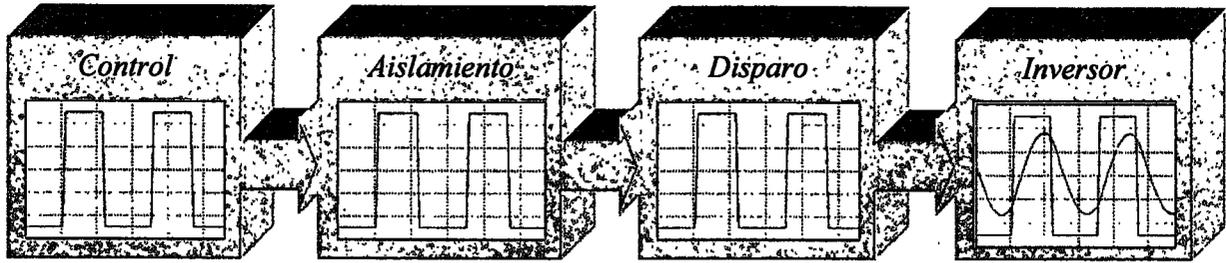


Figura 5.21. Diagrama de bloques del disparo para la topología 1 desde que se genera en el control hasta la salida del inversor. En todos los circuitos el disparo se transmite sin modificarlo.

Los disparos en los MOSFET D se muestran en la figura 5.22. Estos disparos son idénticos para los MOSFET 1 y 3, y para los MOSFET 2 y 4. Los disparos de puerta de los MOSFET pares están defasados 180° con respecto a los MOSFET impares, y entre ellos hay un tiempo muerto de 200 ns.

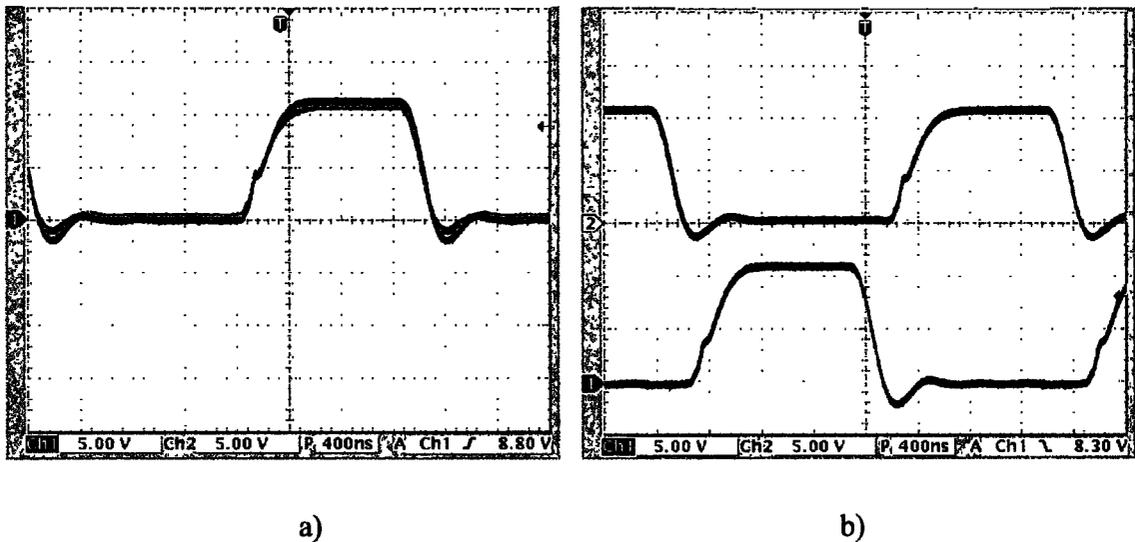


Figura 5.22. Disparos en los MOSFET tipo D. a) MOSFET 1 y 3. b) MOSFET 1 y 2.

En la fase de arranque no se producen paradas pese a que la corriente de salida sea muy baja debido a encontrarse la frecuencia máxima de arranque muy alejada de la frecuencia de resonancia del circuito de salida. La figura 5.23 muestra la fase de arranque con poca corriente (25 A/div.) y con un rizado del mismo orden de magnitud que la señal. Como el control suministra pulsos la corriente termina estabilizándose sin que desaparezcan pulsos si se produce alguna conmutación capacitiva.

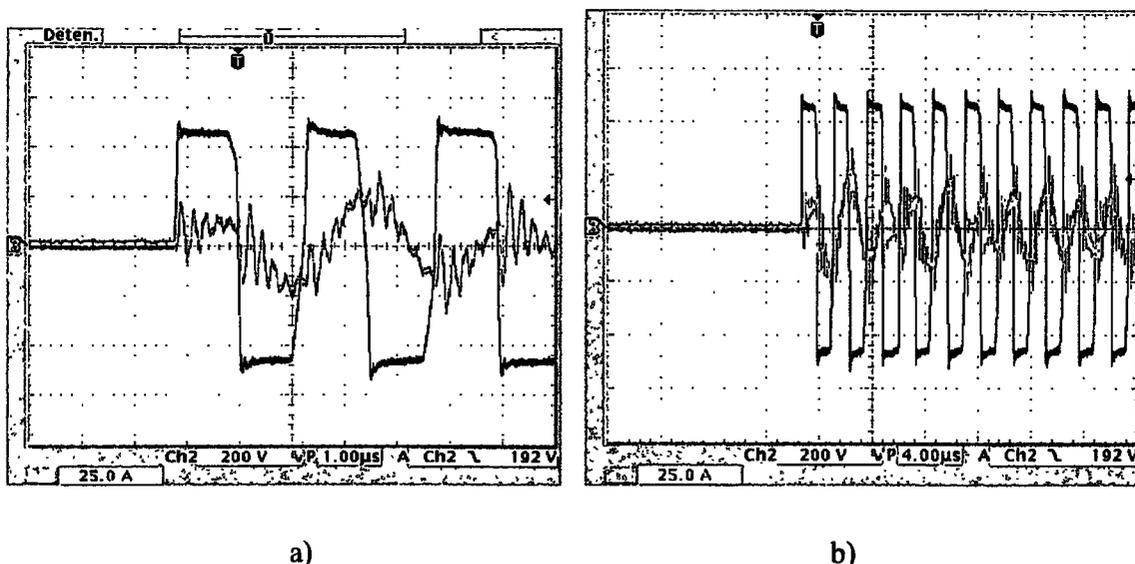
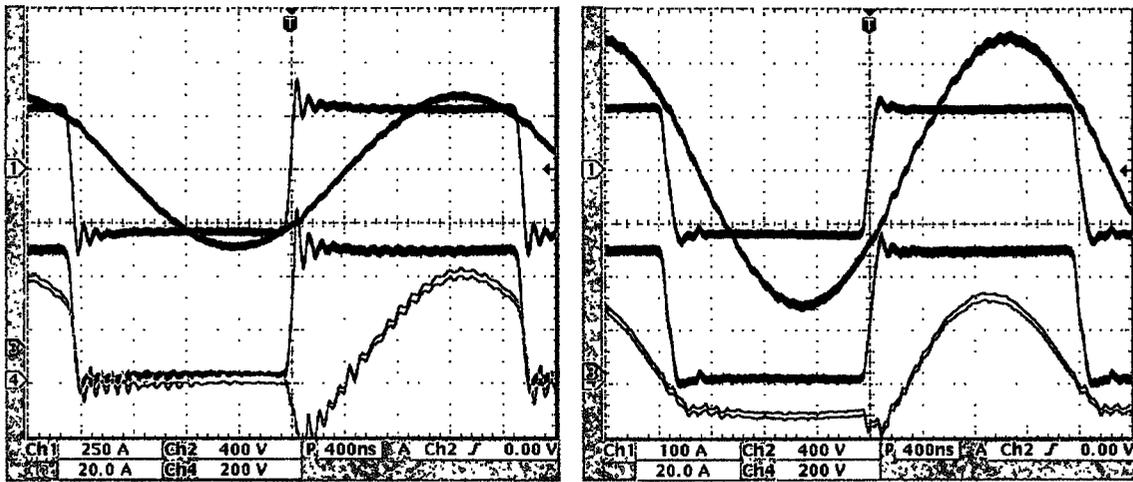


Figura 5.23. a) Corriente y tensión de salida del inversor en la fase de arranque con la topología 1. b) Ampliación hasta que se estabiliza la corriente.

#### 5.3.4. Comportamiento en estado estacionario

El comportamiento del generador en estado estacionario es idéntico al obtenido en el capítulo 2 al estudiar los tipos de forma de onda de salida del inversor. La forma de onda de tensión y corriente, teniendo en cuenta todos los componentes parásitos, que se obtiene a la salida de la topología 1 es similar a la que se obtuvo en las simulaciones mostradas en el capítulo 3 (figura 3.38). En estas formas de onda se ha tenido en cuenta la capacidad e inductancia parásitas y las redes de ayuda a la conmutación que son necesarias para minimizar las oscilaciones.

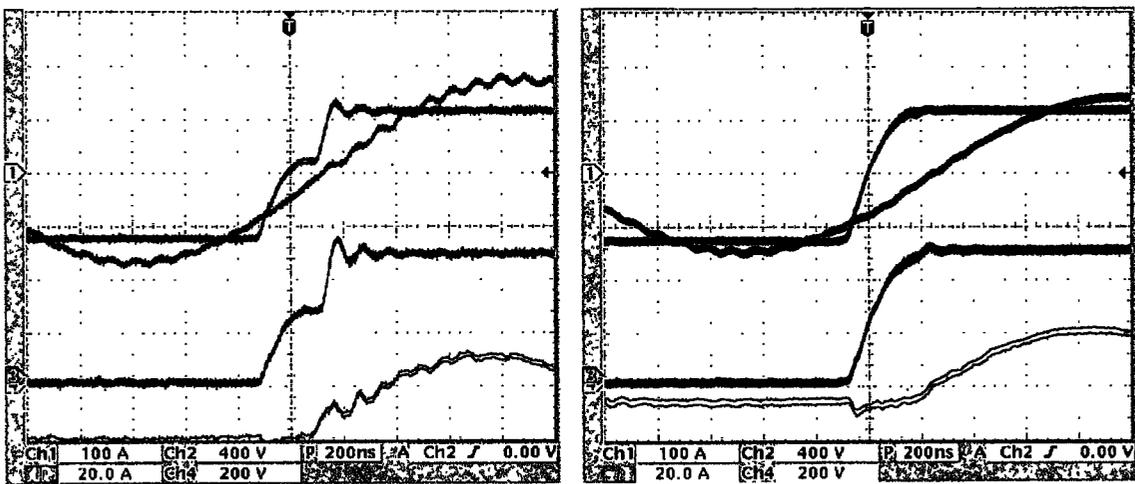
La figura 5.24 muestra las formas de onda de salida del inversor y de uno de sus conmutadores a diferente corriente. Las condiciones de la conmutación se corresponden con el caso de  $\beta > \beta_0$  y  $\alpha < 0$  de la figura 3.32, en la que se estudia las diferentes posibilidades de carga de las capacidades parásitas. En la figura 5.25 se muestran dos medidas experimentales de la carga de los condensadores parásitos que se han estudiado en el capítulo 3; de las nueve posibles formas de onda se muestran el caso en que  $\beta < \beta_0$  y  $\alpha = 0$  y el caso en el que  $\beta = \beta_0$  y  $\alpha = 0$ .



a)

b)

Figura 5.24. Tensión de salida del inversor (rojo), corriente de salida del inversor (azul), tensión del conmutador 1 (rosa) y corriente de un MOSFET del conmutador 2 (verde) para la topología 1 en condiciones de  $\beta > \beta_0$  y  $\alpha < 0$ . a) Con  $\beta$  elevado. b) Con  $\beta$  pequeño.



a)

b)

Figura 5.25. Tensión de salida del inversor (rojo), corriente de salida del inversor (azul), tensión del conmutador 1 (rosa) y corriente de un MOSFET del conmutador 2 (verde) para la topología 1. a) Con  $\beta < \beta_0$  y  $\alpha = 0$ . b) Con  $\beta = \beta_0$  y  $\alpha = 0$ .

### 5.3.5. Comportamiento en cortocircuito

Para ver el comportamiento del MOSFET D en condiciones de cortocircuito provocamos un cortocircuito en el inductor de calentamiento por medio de una barra de cobre.

Se cortocircuita el inductor de una espira completamente (100 nH), lo que provoca el incremento de frecuencia y la aparición de al menos una conmutación capacitiva. Tras esta conmutación o conmutaciones capacitivas el control detecta que la corriente está adelantada a la tensión y corta los disparos de los MOSFET. Una vez cortados los disparos a los MOSFET se descargan los componentes reactivos a través de los diodos.

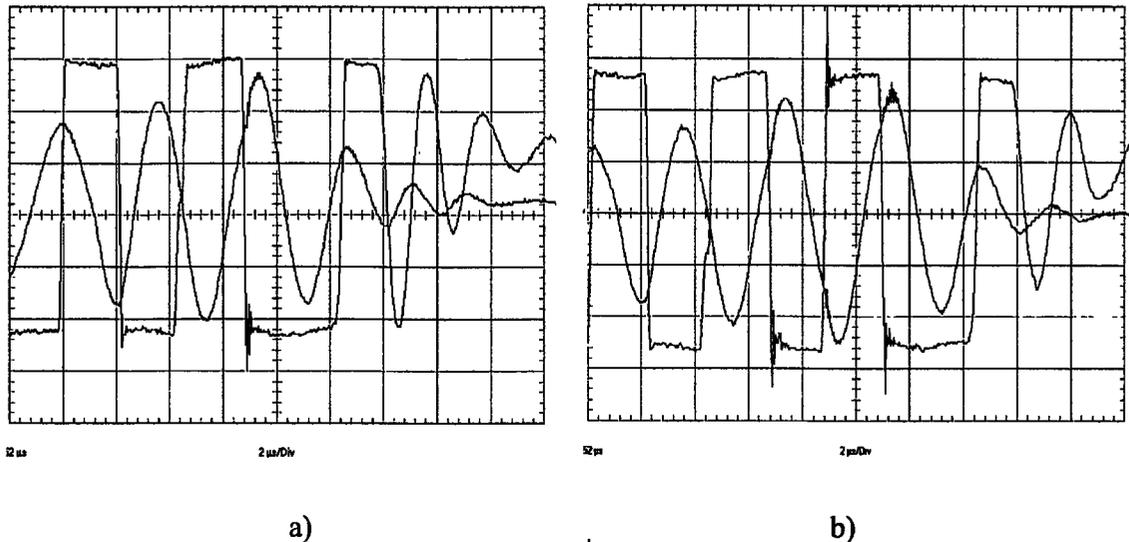


Figura 5.26. Tensión de salida del inversor (azul 200 V/div.) y corriente de salida del inversor (rosa 100 A/div.) en condiciones de cortocircuito. a) Con una sola conmutación capacitiva. b) Con tres conmutaciones capacitivas.

Distinguimos entre conmutación capacitiva y conmutación en fase; la primera corresponde a una conmutación en la que se produce el corte de los diodos parásitos del MOSFET, y la segunda corresponde a una conmutación a conducción cuando la corriente del circuito de salida está circulando por los condensadores parásitos. En la conmutación en fase se produce la carga brusca de los condensadores parásitos, lo que genera pérdidas pero no la conducción del transistor bipolar parásito, por lo que no hay rotura de componentes.

La figura 5.26 a) muestra la evolución de las señales de salida durante un cortocircuito. El cortocircuito se produce entre la primera y la segunda división temporal, cuando la corriente por el inductor pasa por cero (máxima tensión), en ese instante se produce un incremento de frecuencia. La primera conmutación después del cortocircuito es inductiva, la segunda es en fase y la tercera es capacitiva. En esta conmutación capacitiva se aprecia la sobretensión que veíamos en las pruebas realizadas a este tipo de MOSFET en la estación de pruebas. El MOSFET D conmuta sin romperse.

Una vez detectado el cortocircuito por el control se dejan de suministrar disparos y la corriente del circuito de salida circula por los diodos hasta los condensadores de la fuente de tensión cargándola. Cuando el circuito de salida no tiene suficiente corriente para cargar a los condensadores parásitos se produce una oscilación entre estos y el circuito de salida sin que su amplitud alcance la tensión de la fuente de alimentación (parte final de los oscilogramas de la figura 5.26).

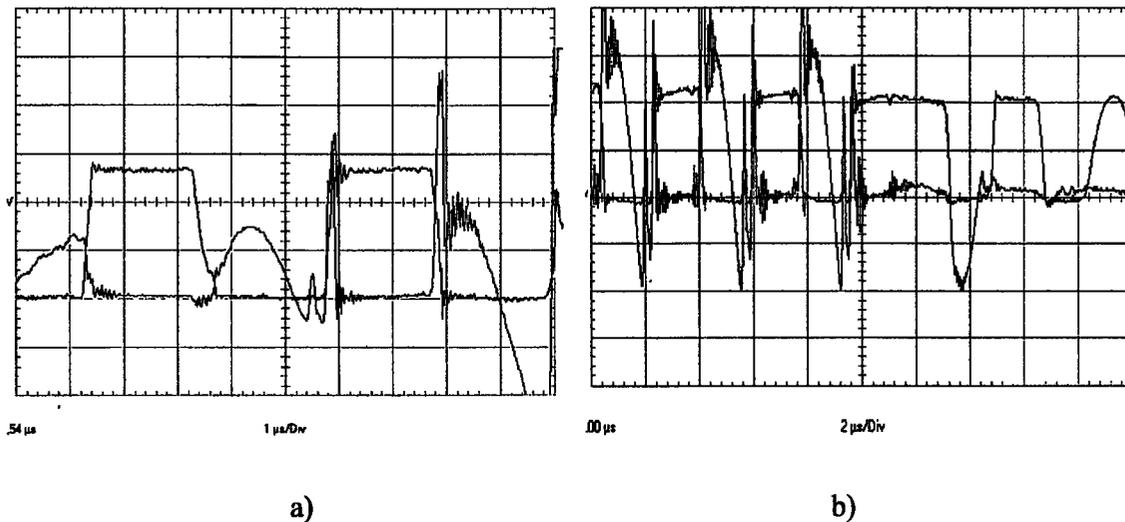
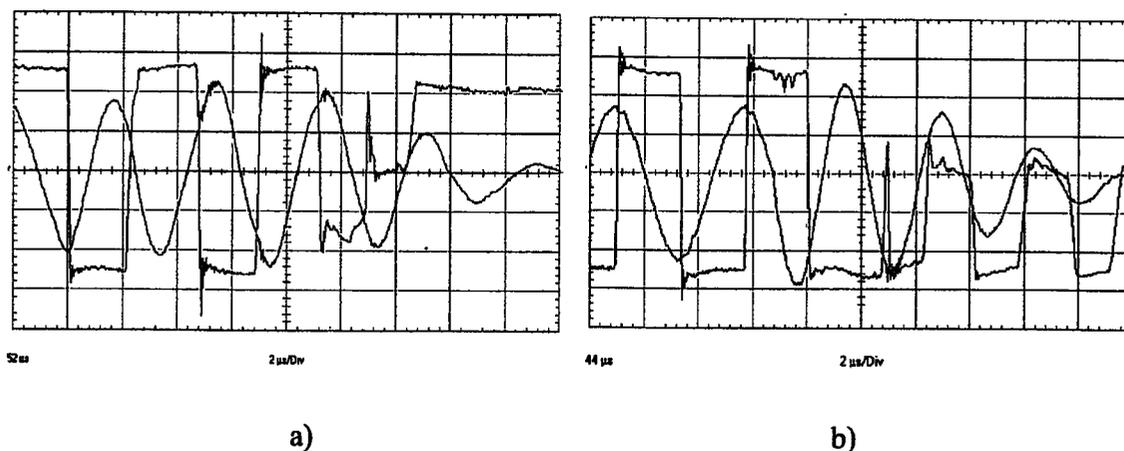


Figura 5.27. Tensión de salida del conmutador 1 (azul 200 V/div.) y corriente de salida del conmutador 1 (rosa 100 A/div.) en condiciones de cortocircuito. a) Con una sola conmutación capacitiva. b) Con tres conmutaciones capacitivas.

Si observamos la tensión y la corriente de un único conmutador (formado por ocho MOSFET en paralelo) al producirse el cortocircuito (figura 5.27) podemos ver la corriente de recuperación inversa. Esta corriente de recuperación inversa es similar a la que aparece en las pruebas realizadas en el capítulo 4 con la estación de pruebas.

Continuamos realizando cortocircuitos y se produce la rotura de los MOSFET D durante una conmutación capacitiva. Las roturas se producen en uno de cada diez cortocircuitos de los que se realizan. La figura 5.28 a) muestra la rotura de los MOSFET D durante un cortocircuito; en este oscilograma se produce una primera conmutación capacitiva entre la tercera y cuarta división temporal, sin rotura de los MOSFET. Entre la cuarta y la quinta división temporal se produce otra conmutación capacitiva sin rotura de los MOSFET. Entre la quinta y la sexta división temporal se produce la última conmutación capacitiva, pero en ésta se produce la rotura de los MOSFET, pese a ser realizada de manera idéntica a la primera. Del estudio de esta rotura se deduce que los mismos MOSFET que en una

conmutación capacitiva no se rompen, en otra conmutación similar si que se produce su rotura. Esto quiere decir que la conmutación forzada del diodo intrínseco del MOSFET D en las condiciones de nuestro inversor es crítica.

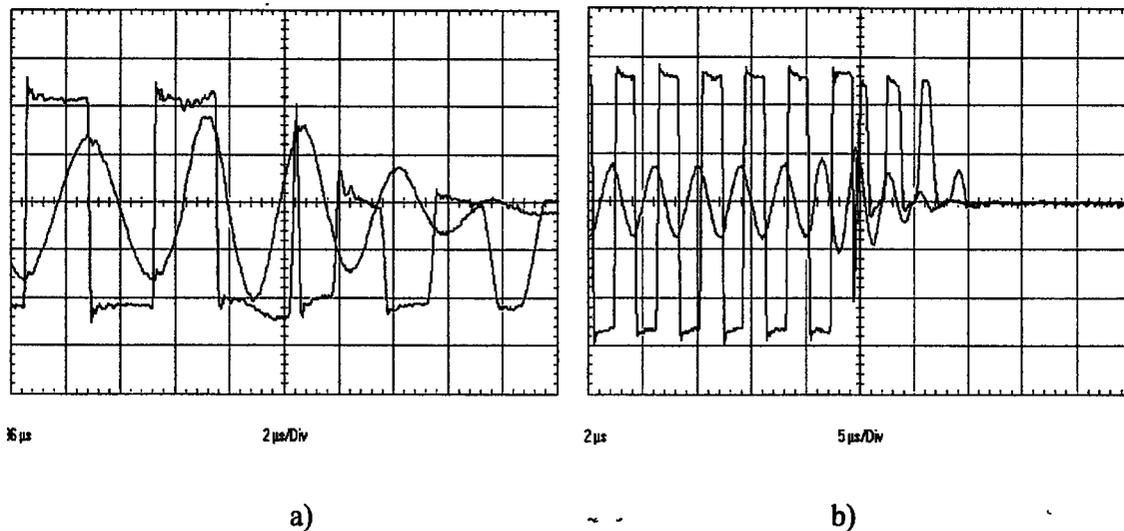


*Figura 5.28. Tensión de salida del inversor (azul 200 V/div.) y corriente de salida del inversor (rosa 100 A/div.) cuando se produce la rotura de los MOSFET D en condiciones de cortocircuito con la topología 1. a) Rotura a la tercera conmutación capacitiva. b) Rotura a la primera conmutación capacitiva.*

La figura 5.28 b) muestra otra rotura, sólo que ahora se produce en la primera conmutación capacitiva. Tras la rotura de uno de los conmutadores la corriente de salida, después de la desconexión de los pulsos de disparo, circula por los diodos y la fuente de tensión o recircula por un diodo y por el conmutador roto (tensión de salida cero).

En la figura 5.29 se muestran otras roturas de MOSFET D al producirse la primera conmutación capacitiva; en el caso de la figura 5.29 b) la conmutación se realiza con muy poca corriente. No se ha encontrado una relación directa entre la rotura de los MOSFET y la corriente que conmuta el diodo, aunque a mayor corriente se producen más roturas.

Las roturas que se producen en condiciones de cortocircuito pueden ser debidas a algunas de las características que ya se apuntaron en el apartado 4.4.1 del capítulo 4. Destacamos como la más posible la influencia entre componentes al conmutar simultáneamente los ocho MOSFET del inversor. De cualquier manera se ha demostrado que la topología 1 no presenta fiabilidad frente a conmutaciones capacitivas.



*Figura 5.29. Tensión de salida del inversor (azul 200 V/div.) y corriente de salida del inversor (rosa 100 A/div.) cuando se produce la rotura de los MOSFET D en condiciones de cortocircuito con la topología 1. a) Rotura a la primera conmutación capacitiva. b) Rotura a la primera conmutación capacitiva con baja corriente.*

Veamos en la estación de pruebas de semiconductores si los MOSFET D sufren roturas al variar alguna de sus condiciones de conmutación capacitiva.

#### 5.3.5.1. Rotura del MOSFET D en la estación de pruebas

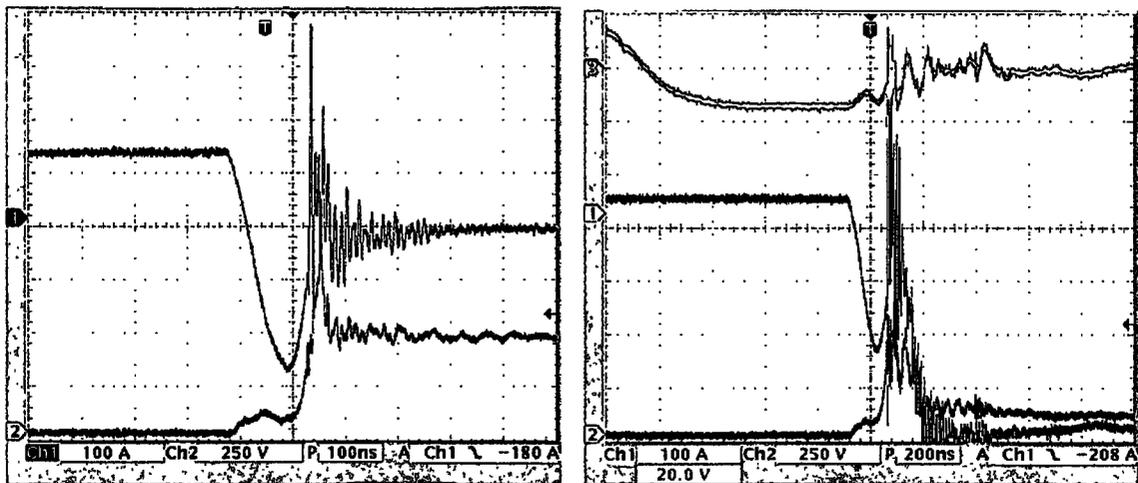
Las condiciones que se pueden variar en la conmutación capacitiva son:

- La corriente directa.
- La tensión de la fuente de alimentación.
- Las condiciones de la puerta.

No se puede variar ni el  $di/dt$  ni el  $dv/dt$  de la conmutación, puesto que estos valores dependen del componente y no de las condiciones externas de conmutación.

Al variar tanto la corriente directa como la tensión de la fuente se aprecia que no hay rotura durante la conmutación, independientemente de la temperatura a la que se realice. Nos queda por variar las condiciones de la puerta. Hemos realizado pruebas con resistencia, con cortocircuito y con disparo en el MOSFET de prueba. El disparo en el MOSFET de prueba se realiza de forma similar a como se realiza en la placa de disparo de nuestro inversor, es decir,

con un disparo entre positivo (conducción) y cero (corte). Si variamos las condiciones del disparo previo a la conmutación del diodo intrínseco, y lo realizamos entre positivo (conducción) y negativo (corte), se rompe el MOSFET D (ver figura 5.30 b).



a)

b)

*Figura 5.30. a) Corriente y tensión por el diodo intrínseco del MOSFET D con resistencia a 125 °C, 150 A y 500 V. b) Rotura en la estación de pruebas durante una conmutación capacitiva cuando el disparo del MOSFET es positivo y negativo. Disparo (entre +15 V y -15 V verde), tensión (rojo) y corriente (azul) de conmutación del diodo intrínseco del MOSFET D a 125 °C 50 A y 500 V.*

La rotura en la estación de pruebas se realiza en condiciones de baja tensión y corriente (50 A y 500 V) a una temperatura de 125 °C pero con un disparo previo de +15 V y -15 V. Aunque este disparo no es el mismo que se realiza en nuestro inversor la prueba en estas condiciones indica lo crítica que es la conmutación al variar las condiciones de puerta.

Podemos decir como conclusión que el inversor con la topología 1, en la que el diodo intrínseco del MOSFET D conmuta a corte de forma forzada, no ofrece fiabilidad en condiciones de cortocircuito.

#### 5.4. Inversor MOSFET con protección

Este inversor hace referencia a la topología 2.1 descrita en el punto 4.4.2.2.1. La característica principal de este inversor es que está formado por un puente inversor MOSFET con protección en el circuito de disparo frente a conmutaciones capacitivas. Esto significa que

al producirse un cortocircuito en el inductor y aumentar la frecuencia de resonancia se impide que el disparo que proviene del control se transmita hasta los transistores de potencia en el caso en que la conmutación sea capacitiva.

Debido al sensado de la conducción del diodo intrínseco las conmutaciones en fase se consideran de la misma forma que las conmutaciones capacitivas. Por lo tanto, se impide que el disparo del control se transmita a los MOSFET D tanto en conmutación capacitiva como cuando la corriente está circulando por las capacidades parásitas.

#### **5.4.1. Disposición de los componentes del inversor**

La disposición es idéntica a la que se ha montado para el inversor sin protección, con los mismos radiadores y pletinas de conexión. Lo único que varía es la carta de disparo y las conexiones entre ésta y los MOSFET del inversor, ya que se ha transmitir la medida de la tensión de drenador desde los transistores de potencia hasta la carta de disparo.

#### **5.4.2. Circuito de disparo**

Para el caso del inversor con protección, el circuito de disparo con protección se compone, también, de cuatro placas de circuito impreso, una para cada conmutador. La finalidad de este circuito de disparo consiste en determinar si la conmutación es capacitiva y en caso de que no lo sea, amplificar la señal proveniente del control. Si la conmutación es capacitiva impide que se transmita el disparo a conducción que está enviando el control, y lo transmite en el instante en el que las condiciones de conmutación cambian y ya no hay posibilidad de conmutación del diodo intrínseco. El retraso introducido por este circuito en la transmisión de la señal es superior al introducido por el circuito sin protección, ya que son necesarios algunos circuitos adicionales para el sensado.

El circuito de disparo con protección es igual al circuito de disparo sin protección, y los circuitos involucrados en la protección se conectan o desconectan según se desee probar en unas u otras condiciones. Por lo tanto, las cuatro placas comparten el mismo esquema electrónico, al igual que para el caso de circuito de disparo sin protección, y el aislamiento se realiza por fibra óptica.

A los circuitos vistos anteriormente en la placa de disparo sin protección hay que añadir el circuito de la protección de tiristor dual. Este circuito se encuentra a la entrada de la placa de disparo, antes de que se produzca la amplificación de corriente necesaria para el disparo.

#### 5.4.2.1. Circuito de protección de tiristor dual

El diagrama de bloques del circuito de disparo se muestra en la figura 5.31. En este diagrama de bloques ya se ha visto la parte de la entrada del disparo, los transistores de salida y las redes de ayuda a la conmutación. Nos falta por ver los circuitos de comprobación de estado y decisión de transmisión, el circuito de primer pulso, el circuito de sensado durante el estado de corte y el circuito de habilitación durante el estado de conducción. Veamos por separado cada uno de ellos.

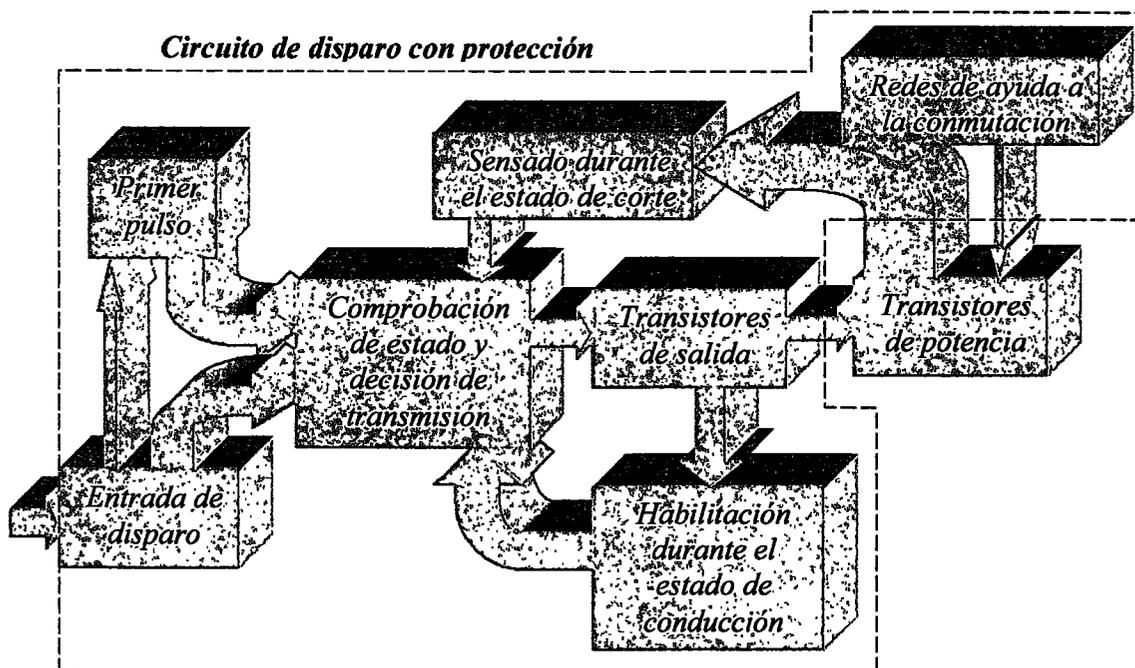


Figura 5.31. Diagrama de bloques del circuito de disparo con protección.

El circuito de comprobación de estado y decisión de transmisión es el encargado de determinar cual es el estado del inversor y si éste se encuentra en condiciones de disparar a conducción a los MOSFET de potencia. Tiene cuatro entradas y una salida. Si las entradas

determinan que el inversor se encuentra en condiciones de ser disparado a conducción el pulso de disparo es transmitido hasta los transistores de salida, donde se amplifica. Para el disparo a corte no hay ninguna restricción y se realiza cuando lo determina la señal de entrada que proviene del control. El pulso de disparo de conducción se transmite si es el primer pulso después de haber estado el inversor en reposo, aunque su diodo no esté conduciendo. El pulso de disparo a conducción también se transmite si el circuito de sensado durante el estado de corte determina que el diodo intrínseco del MOSFET se encuentra conduciendo. Si este circuito no detecta que el diodo intrínseco está conduciendo, el disparo a conducción no se transmite hasta que el diodo intrínseco conduce. Una vez disparados a conducción los transistores de potencia, el circuito de habilitación durante el estado de conducción permite seguir disparando a conducción aunque el resto de entradas no lo permitan.

Resumiendo, para que se produzca la transición de estado de corte a conducción, el circuito de comprobación de estado necesita que esté activo o el circuito de primer pulso o el de sensado del estado de corte. Para que se mantenga el estado de conducción, el circuito de comprobación de estado necesita que esté activo el circuito de habilitación durante el estado de corte.

El circuito de primer pulso es el que permite disparar a conducción por primera vez a los MOSFET de potencia cuando aún se encuentran soportando tensión. Este circuito es necesario para comenzar a dar pulsos de disparo cuando la fuente de tensión del generador se encuentra cargada con una tensión de 500 V y esta tensión la está soportando cada una de las dos ramas de transistores de potencia. La rama soporta aproximadamente 500 V<sub>DC</sub> y cada transistor 250 V<sub>DC</sub> (la ecualización se realiza por medio de las redes de monitorización). Con esta tensión soportada, el circuito de sensado durante el estado de corte no permite los pulsos a conducción y es necesaria la intervención del circuito de primer pulso. La habilitación del disparo a conducción se realiza sólo para el primer pulso de disparo, y transmitido éste se desconecta. Si continuase conectada la habilitación tras el primer pulso, podría producirse una conmutación capacitiva en el segundo pulso y romperse los MOSFET de potencia al conmutar el diodo parásito. La única conmutación que sabemos que no es capacitiva es la primera. El tiempo de habilitación de este circuito es de 1 µs y el tiempo de parada mínimo se fija en 1 ms, transcurrido el cual el circuito de primer pulso se encuentra preparado de nuevo para otro arranque.

El circuito de sensado durante el estado de corte detecta el estado de conducción del diodo intrínseco del MOSFET de potencia cuando se encuentra cortado. Este circuito hay que realizarlo con componentes especiales, puesto que se trata de un circuito que une las señales del disparo con la alta tensión de los MOSFET de potencia. La selección de componentes y los circuitos de filtro y sobretensión vienen determinados por la rapidez necesaria del circuito de sensado.

Durante la conducción de un MOSFET de potencia se produce una tensión entre drenador y surtidor que obedece a la siguiente ecuación:

$$V_{DSon} = R_{DSon} \cdot I_D \quad (5.11)$$

Donde  $V_{DSon}$  es la tensión de drenador surtidor,  $R_{DSon}$  es la resistencia del canal e  $I_D$  es la corriente que circula por el transistor MOSFET de potencia. El valor de  $R_{DSon}$  a altas temperaturas de unión toma valores que son más de dos veces el valor para una temperatura de 25 °C. Esta tensión  $V_{DSon}$  puede, por tanto, ser en determinadas condiciones de hasta 20 V con lo que el sensado que está realizando el circuito de sensado durante el estado de corte puede impedir que se transmita la señal de disparo de conducción.

El circuito de habilitación durante el estado de conducción detecta cuando se han disparado a conducción a los MOSFET de potencia y mantiene este disparo a conducción mientras lo indique el control. Una vez en la entrada de disparo se detecta la conmutación a corte, el circuito de habilitación se rearma hasta que se produce la siguiente conmutación a conducción.

#### 5.4.2.2. Pruebas en laboratorio del circuito con protección

El aspecto de la placa de circuito impreso con protección es el que se muestra en la figura 5.18 a), puesto que se utiliza la misma para las topologías 1 y 2.1. En esta figura se aprecian los componentes con radiadores de aire, así como los huecos dejados para la conexión de los transistores de potencia. La conexión de la alimentación y disparos se realiza mediante el conector situado en la parte superior de la placa. En la parte inferior se sitúan los circuitos de monitorización y en la parte superior derecha la lógica de la protección de disparos. La situación de la lógica se ha escogido para alejarla lo más posible del ruido producido por los semiconductores de potencia.

Para las pruebas iniciales en laboratorio se monta el circuito de la figura 5.32 que consiste en una bobina y en un condensador alimentados por una fuente de tensión constante y sometidos a las conmutaciones de un transistor de potencia disparado por la placa a probar.

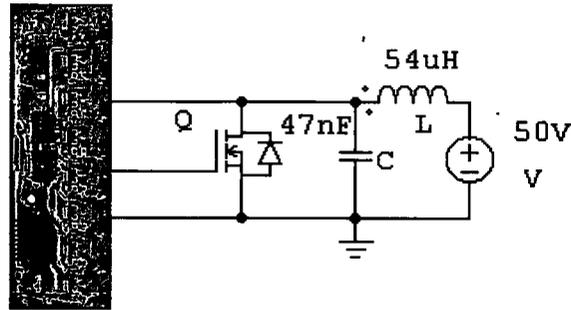
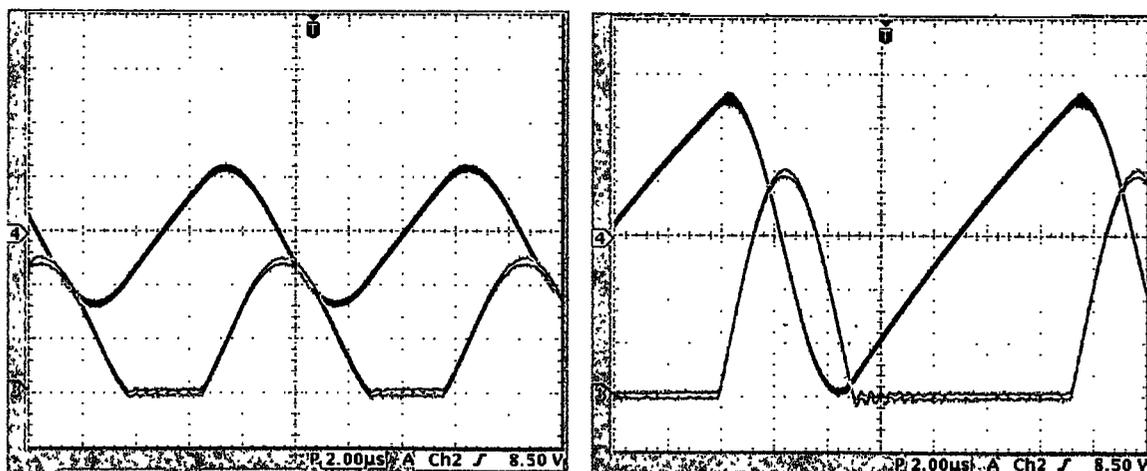


Figura 5.32. Circuito de pruebas iniciales para la placa de disparo con protección.

El funcionamiento del circuito de test es el siguiente: la bobina L se carga con una corriente triangular cuando el transistor Q se dispara a conducción mediante el circuito de disparo. Cuando Q se corta, la corriente de L circula por el condensador C aumentando su tensión. Mientras L tiene corriente positiva (de la fuente de tensión hacia el condensador) la tensión de C sigue aumentando. Cuando la corriente por L se hace cero el condensador está con su máxima tensión (superior a los 50 V de la fuente de tensión) por lo que produce una corriente negativa en la bobina. De esta forma la bobina se carga de corriente negativa mientras C se descarga hasta los cincuenta voltios. Cuando el condensador alcanza los cero voltios la corriente negativa que le queda a la bobina se descarga por el diodo intrínseco del MOSFET, fijando entre extremos del transistor aproximadamente cero voltios. Este circuito sólo puede funcionar de esta manera si en el condensador se superan el doble de voltios que en la fuente; para nuestro caso  $100 V_{\text{pico}}$ .

En la figura 5.33 puede verse como es la corriente por la bobina (trazo rosa) y la tensión entre extremos del MOSFET de potencia (trazo verde). El circuito de disparo se alimenta con  $50 V_{\text{dc}}$  y se dispara con un generador de señal de onda cuadrada de amplitud 12 V y de frecuencia variable entre 70 y 150 kHz para poder ver el funcionamiento de la placa de disparo cuando no le está permitido disparar a conducción.

La forma de onda que se obtiene cuando se corta el transistor es sinusoidal, mientras que en el caso del inversor serie se trata de onda cuadrada. El funcionamiento, sin embargo, tiene que ser el mismo, es decir, que mientras haya tensión positiva en el drenador del transistor de potencia no se permitirá ponerlo a conducción.

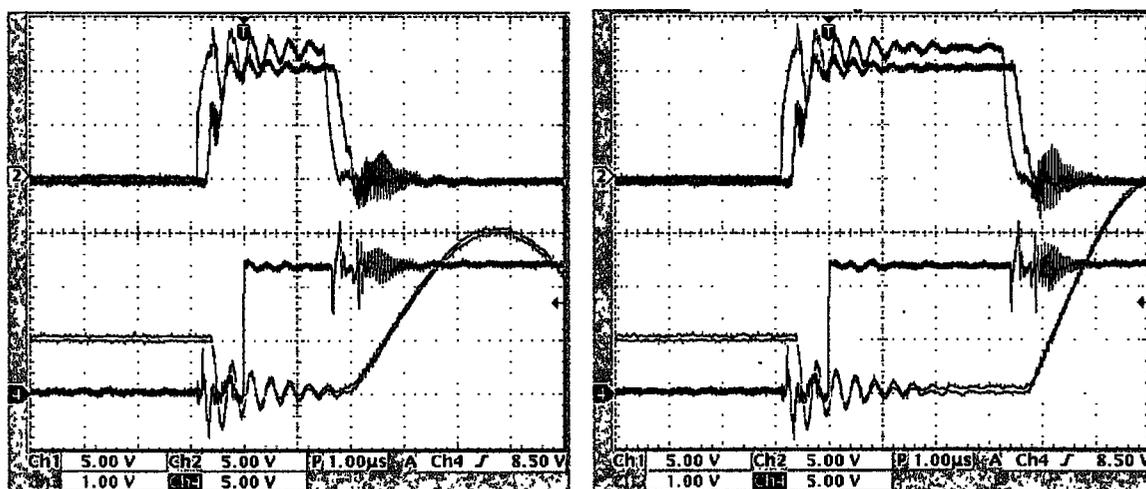


a)

b)

Figura 5.33. Formas de onda de la corriente por L (2 A/div. rosa) y de la tensión de C (50 V/div. verde) a diferentes frecuencias.

Veamos como se comporta el circuito primer pulso. Este circuito es el que permite disparar a conducción por primera vez al MOSFET de potencia cuando aún se encuentra soportando tensión. Este circuito se necesita para transmitir el primer pulso de disparo a conducción, pues antes de comenzar a dar pulsos de disparo la fuente de tensión es de 50 V y estos voltios los está soportando el transistor.



a)

b)

Figura 5.34. a) Formas de onda de:  $V_{\text{primo pulso}}$  (rosa),  $V_D$  (50 V/div. verde),  $V_{\text{Disparo}}$  (roja) y  $V_{GS}$  (azul). b) Pulso de mayor anchura.

Veamos las formas de onda de la figura 5.34, donde se aprecia entre otras señales la señal  $V_{\text{primer pulso}}$ , esta señal en estado bajo indica que habilita como primer pulso y en estado alto que no es un primer pulso. Antes de dar comienzo los pulsos de disparo, el circuito de disparo tiene en la entrada ( $V_{\text{primer pulso}}$ ) 0 V (MOSFET de potencia cortados), y no hay pulsos de disparo. Al llegar el primer pulso de disparo (trazo rojo en la tercera división, de 12 V), la señal de 12 V se transmite hasta el MOSFET de potencia (trazo azul) con cierto retraso. Se aprecia como la tensión de 50 V que está soportando el drenador cae bruscamente al ponerse a conducción, con una oscilación debida a la brusca descarga del condensador que oscila con la inductancia del conexionado. El tiempo desde que aparece el disparo hasta que la señal  $V_{\text{primer pulso}}$  cambia a estado alto es de aproximadamente 1  $\mu\text{s}$ . Transcurrido este tiempo la señal permanece en estado alto y de esta forma se desconecta este circuito para el circuito de comprobación de estado.

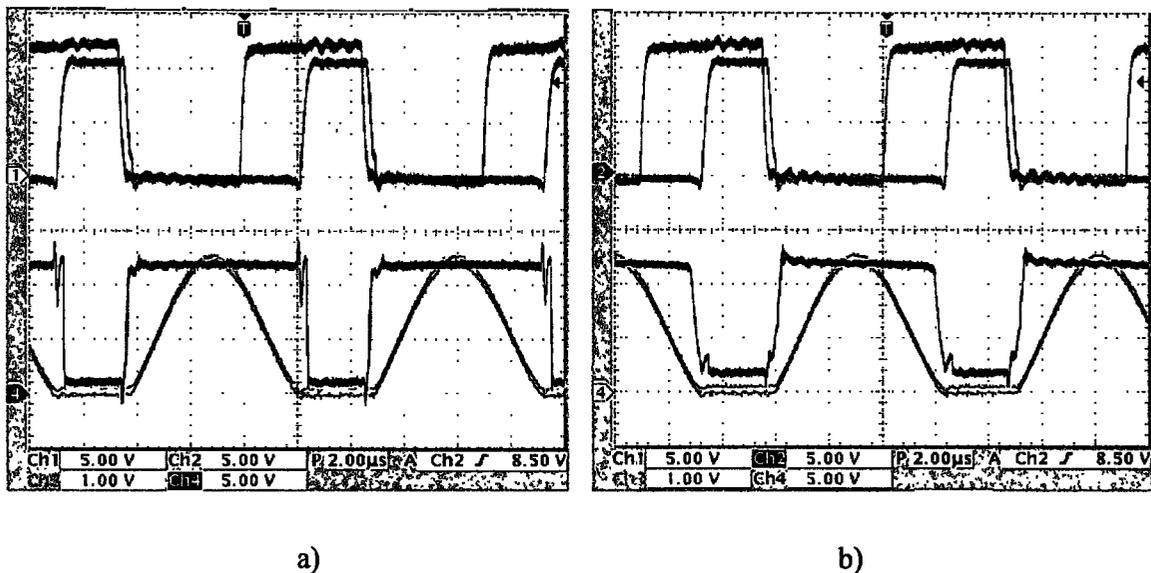
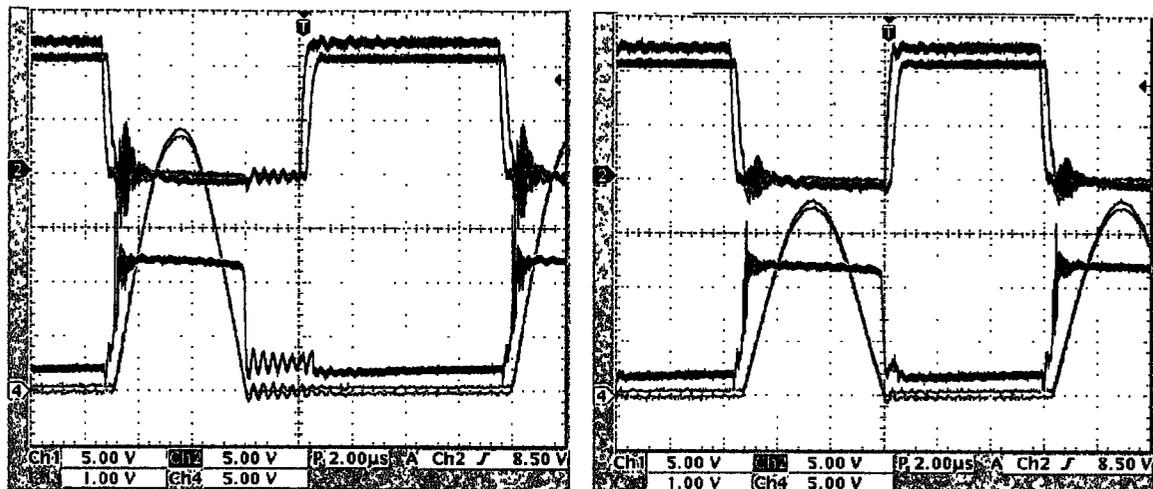


Figura 5.35. a) Formas de onda de:  $V_{\text{habilitación conducción}}$  (rosa),  $V_D$  (50 V/div. verde),  $V_{\text{Disparo}}$  (roja) y  $V_{GS}$  (azul) retraso en el disparo. b) Las mismas señales excepto  $V_{\text{habilitación conducción}}$  que se ha sustituido por  $V_{\text{sensado corte}}$  (rosa).

Para evitar que el aumento de la tensión en el drenador del transistor de potencia durante la conducción corte el disparo, se implementa el circuito de habilitación durante el estado de conducción (ver figura 5.35 a). Puede verse como el MOSFET de potencia (trazo azul) se dispara con mucho retraso con respecto a la señal que entra a la carta de disparo (trazo rojo). Esto se debe a la actuación del circuito de sensado durante el estado de corte. Se observa como la tensión  $V_{\text{habilitación conducción}}$  (trazo rosa) está ligeramente retrasada respecto a la señal de disparo del MOSFET de potencia que es la señal que la activa.

La figura 5.35 b) muestra el caso en el que la protección impide la transmisión del disparo al MOSFET de potencia. Vemos como llega a la carta una señal de disparo a conducción (trazo rojo). El transistor de potencia cuando llega esta señal de conducción se encuentra con tensión en el drenador, por lo que la señal no se trasmite. Esta señal de disparo a conducción se transmite en el momento en que la tensión de drenador del MOSFET de potencia cae a cero. La tensión  $V_{\text{sensado corte}}$  cae por el efecto de la desaparición de la tensión de drenador. Una vez puesto a conducción el MOSFET de potencia actúa el circuito de habilitación durante el estado de conducción que mantiene la señal en estado bajo hasta que el MOSFET de potencia se corta y vuelve a soportar tensión. Se observa como la tensión  $V_{\text{habilitación conducción}}$  está ligeramente retrasada respecto a la señal  $V_{\text{sensado corte}}$  que es la que realmente permite la transición al estado de conducción.



a)

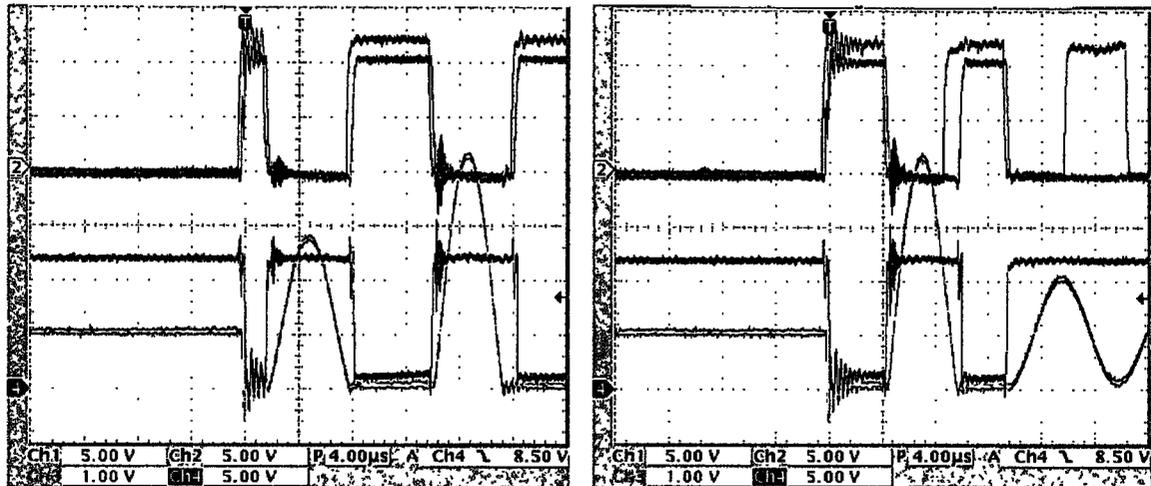
b)

Figura 5.36. a) Formas de onda de:  $V_{\text{sensado corte}}$  (rosa),  $V_D$  (50 V/div. verde),  $V_{\text{Disparo}}$  (roja) y  $V_{GS}$  (azul) el circuito permite el disparo a conducción antes de que se produzca.

b) Las mismas señales cuando el disparo ( $V_{\text{Disparo}}$ ) es simultáneo a  $V_{\text{sensado corte}}$ .

En la figura 5.36 a) puede verse como después de cortarse el MOSFET de potencia aparece una tensión sinusoidal y en la cuarta división temporal se hace cero. En el momento en que se hace cero, el circuito de sensado durante el estado de corte se habilita y puede verse como la señal  $V_{\text{sensado corte}}$  cae hasta un valor de 2.5 V durante algo más de una división. Desde el momento en que la señal  $V_{\text{sensado corte}}$  disminuye de 6 V el circuito se encuentra preparado para admitir un disparo a conducción del MOSFET de potencia. En la quinta división temporal cuando aparece una señal de disparo se transmite sin ninguna restricción. A partir de

la quinta división temporal la señal  $V_{\text{sensado corte}}$  disminuye a 1 V debido a que actúa el circuito de habilitación durante el estado de conducción, tal y como hemos visto anteriormente.



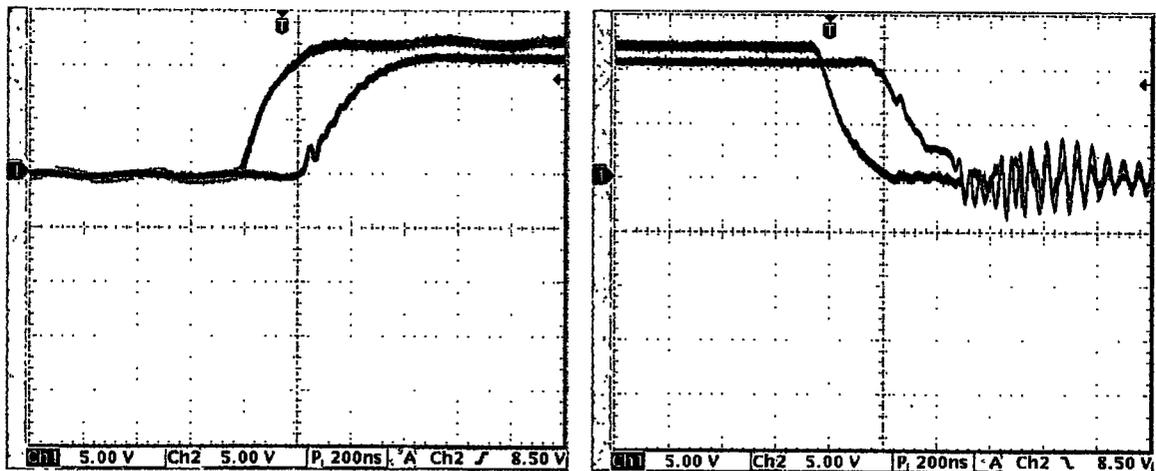
a)

b)

*Figura 5.37. a) Formas de onda de:  $V_{\text{habilitación conducción}}$  (rosa),  $V_D$  (50 V/div. verde),  $V_{\text{Disparo}}$  (roja) y  $V_{GS}$  (azul) en los primeros pulsos cuando se permite el disparo a conducción. b) Las mismas señales cuando no se permite el disparo a conducción por tener tensión en el drenador durante el disparo.*

En la figura 5.37 a) puede verse como en el caso de los primeros pulsos la protección impide que los pulsos sean transmitidos y sólo el circuito de primer pulso hace posible la transmisión de éstos. La tensión de drenador en el primer pulso alcanza los 150 V de pico porque la anchura del primer pulso es pequeña. En el segundo pulso la tensión que soporta el MOSFET de potencia se incrementa hasta 225 V de pico debido a que el tiempo de conducción se ha incrementado.

La actuación de todos los circuitos de la protección se muestran en la figura 5.37 b), donde puede verse como el primer pulso es transmitido perfectamente. El segundo pulso tarda un tiempo en transmitirse al MOSFET de potencia debido a que no se encuentra en condiciones de conmutar a conducción. El tercer pulso no llega a transmitirse al transistor MOSFET de potencia debido a que siempre está soportando tensión. El hecho de estar siempre con tensión a partir del segundo pulso se debe a que no se alcanzan los 100 V de pico necesarios para que se produzca la conducción del diodo intrínseco del MOSFET de potencia. A partir del tercer pulso se produce una oscilación de tensión en el drenador del MOSFET de potencia entorno a los 50 V y que nunca llega a cero.



a)

b)

*Figura 5.38. a) Formas de onda de:  $V_{Disparo}$  (roja) y  $V_{GS}$  (azul) que muestran el retraso en la transmisión a conducción sin la actuación de protecciones. b) Las mismas señales cuando muestran el retraso en la transmisión a corte sin la actuación de protecciones.*

La figura 5.38 a) muestra el tiempo mínimo de retraso necesario para transmitir a conducción una señal que entra a la carta de disparo. Este tiempo puede aumentar en el caso de que el MOSFET de potencia no se encuentre en condiciones de ser disparado. El tiempo de retraso mínimo es de 300 ns. La figura 5.35 b) muestra el tiempo de retraso para transmitir a corte una señal que entra a la carta de disparo. El tiempo de retraso también es de 300 ns. A estos tiempos hay que añadir un retraso producido en la conmutación a conducción de 124 ns y un retraso producido en la conmutación a corte de 83 ns. Los retrasos se producen debido a los tiempos de conmutación de los MOSFET D. Estos retrasos fijan el ángulo mínimo de conmutación de los MOSFET de potencia en función de la potencia. Conocido el ángulo mínimo y la corriente y tensión que conmutan los transistores se obtiene la potencia de salida del inversor en función de la frecuencia. Un ángulo muy pequeño impide que se transmitan los disparos y el inversor se para.

La potencia de salida del inversor con circuito de disparo con protección depende de tres parámetros: la corriente de salida, la tensión de salida y el ángulo entre ambas. Los dos primeros parámetros vienen dados por los MOSFET de potencia y el tercero lo determina la placa de disparo. El ángulo entre tensión y corriente de salida depende del retraso que incorpora la placa de disparo. Al aumentar la frecuencia el ángulo producido por este retraso va haciéndose mayor por lo que a altas frecuencias la potencia de salida va disminuyendo.

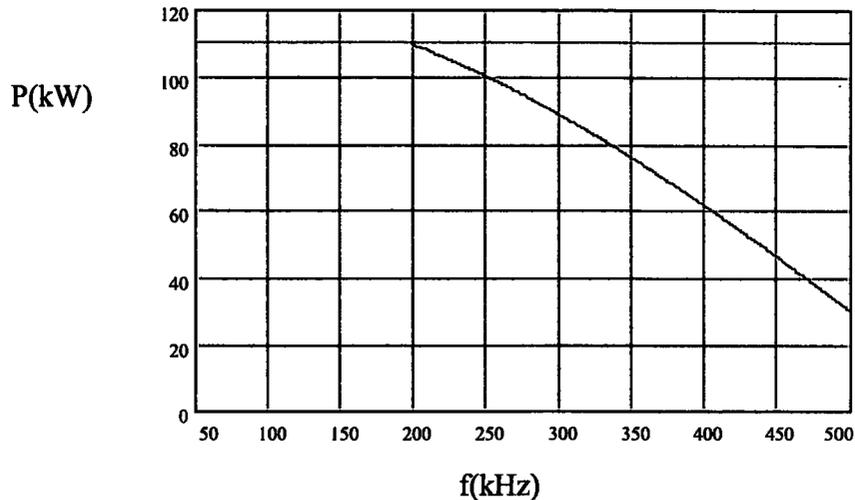


Figura 5.39. Potencia de salida del inversor en función de la frecuencia con protección en el disparo (rojo) y sin protección en el disparo con un ángulo mínimo de  $30^\circ$  (azul).

La figura 5.39 muestra la variación de la potencia de salida del inversor en función de la frecuencia para placa de disparo con protección y para placa de disparo sin protección. Sin protección en el disparo el ángulo mínimo es un parámetro fijado por el control, en este caso se ha fijado en  $30^\circ$ . La corriente de pico máxima por cada MOSFET es de 50 A y la tensión de la fuente se fija en 500 V para la peor condición. Los 110 kW máximos a la salida del inversor los limita el control para cualquier frecuencia. En el caso de disparo sin protección esta potencia se mantiene fija a cualquier frecuencia. En el caso de disparo con protección la potencia de salida se mantiene hasta los 200 kHz y a 400 kHz disminuye hasta 60 kW. Para poder obtener más potencia a máxima frecuencia el único método es incrementar la tensión o la corriente, disminuyendo así el margen de seguridad del MOSFET de potencia. Un incremento de tensión no varía en gran medida el margen de seguridad puesto que se trata de transistores de avalancha controlada, pero requiere de un transformador de entrada en el generador. Un incremento de la corriente por cada MOSFET de potencia aumenta el calentamiento de la oblea y se puede realizar si la resistencia térmica desde la oblea al medio refrigerante (agua) lo permite, pero se disminuye rápidamente el margen de seguridad, puesto que con la temperatura aumenta la  $R_{DSon}$  y se puede entrar en inestabilidad térmica.

### 5.4.3. Comportamiento en la fase de arranque

Como en esta topología los disparos de los MOSFET de potencia dependen del control y sobre todo de la placa de disparo, en la fase de arranque las señales del inversor varían mucho con las condiciones del circuito de salida. Estas variaciones en el circuito de salida son muy usuales en calentamiento por inducción y tanto la carga como la frecuencia varían de forma habitual.

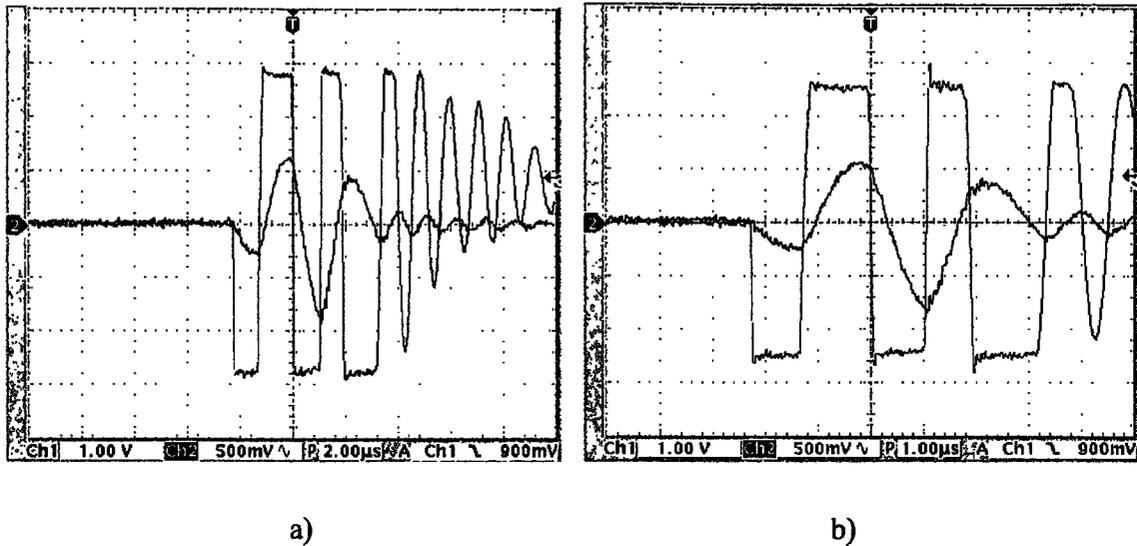
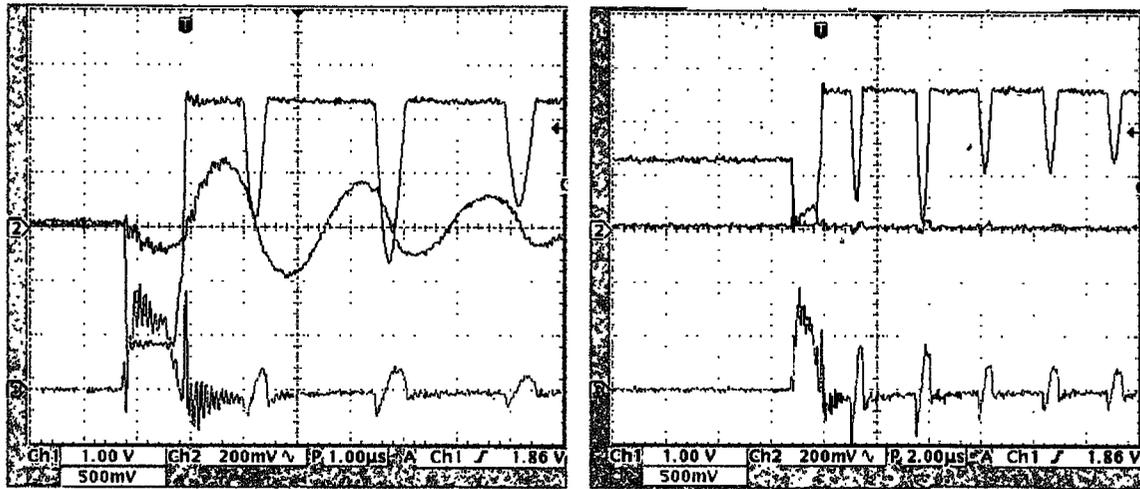


Figura 5.40. Formas de onda de salida del inversor: corriente (50 A/div. roja) y tensión (200 V/div. azul). a) Fallo de arranque al dejar de suministrar pulsos la protección de disparo. b) Detalle en otras condiciones de carga del circuito de salida.

La figura 5.40 muestra dos fallos de arranque similares con diferentes condiciones de carga del circuito de salida. Desde el primero hasta el quinto, los pulsos son transmitidos perfectamente. El sexto pulso no se transmite al MOSFET de potencia debido a que no se encuentra en condiciones de conmutar a conducción. Los problemas de arranque aparecen pese a que las señales de corriente de salida tienen más amplitud que para el caso de disparo sin protección. Al acercarse más la frecuencia de arranque del control a la de resonancia del circuito de salida los fallos de arranque disminuyen, pero este método no es una solución a los fallos de arranque, debido a las variaciones de frecuencia del circuito de salida en una aplicación industrial.

Si varían las condiciones de carga el comportamiento durante el arranque también varía, tal y como muestra la figura 5.41, en la que se aprecia cómo la placa de disparo deja de

suministrar pulsos. El único pulso que se produce es el primero, y transcurrido este no se transmite ninguno más.



a)

b)

*Figura 5.41. a) Corriente de salida del inversor (20 A/div. roja), tensión de salida del inversor (200 V/div. azul) y  $V_{GS}$  del conmutador 1 (5 V/div. Verde) durante un fallo de arranque al suministrar únicamente el primer pulso. b) Corriente de un MOSFET del conmutador 1 (20 A/div. roja), tensión del conmutador 1 (200 V/div. azul) y  $V_{GS}$  del conmutador 1 (5 V/div. verde) durante un fallo de arranque.*

Tal y como se ha visto en las pruebas de la placa de disparo con protección, los disparos en los MOSFET de potencia únicamente pueden medirse si el inversor está funcionando. Los disparos que salen de la placa de control son los mismos que para el caso de disparo sin protección, es decir, son idénticos para los MOSFET pares e idénticos para los MOSFET impares, y están defasados  $180^\circ$  los unos de otros. Sin embargo, estos disparos ya no son idénticos para los MOSFET 1 y 3, ni para los MOSFET 2 y 4, puesto que cada placa de disparo puede modificarlos con independencia. La modificación que introduzca cada placa de disparo depende de las condiciones que se den en cada conmutación. El tiempo muerto es de 200 ns cuando no hay modificación por parte de la placa de disparo, pero este tiempo puede ser incrementado por ella en función de las condiciones de cada conmutación.

### 5.4.4. Comportamiento en estado estacionario

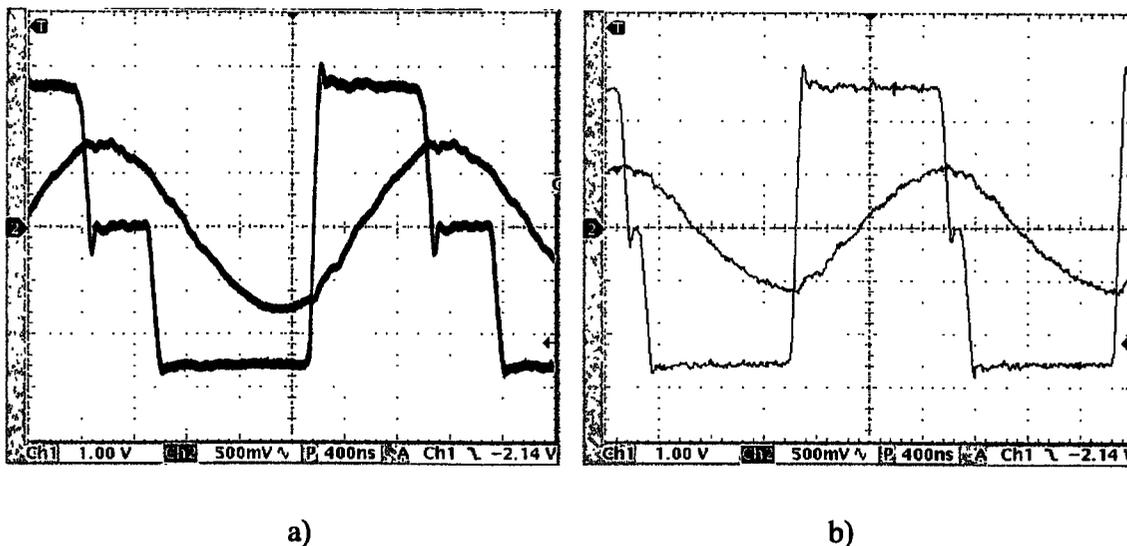


Figura 5.42. Formas de onda de salida del inversor en estado estacionario a 415 kHz: corriente (50 A/div. roja) y tensión (200 V/div. azul). a) En una sola placa de disparo actúa la protección y deja de suministrar pulsos de disparo. b) En otras condiciones de carga del circuito de salida.

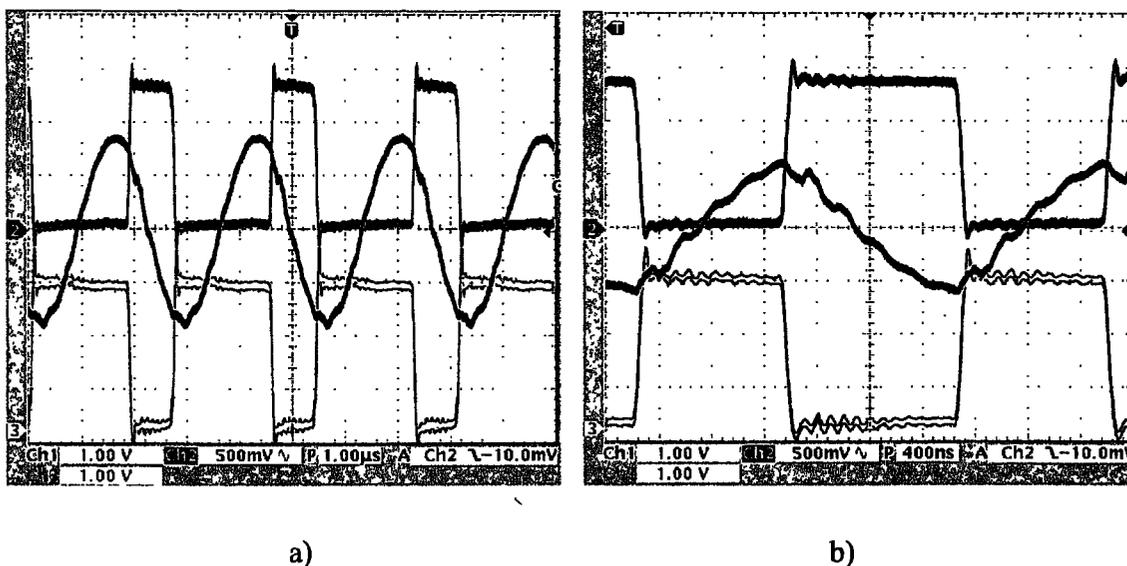


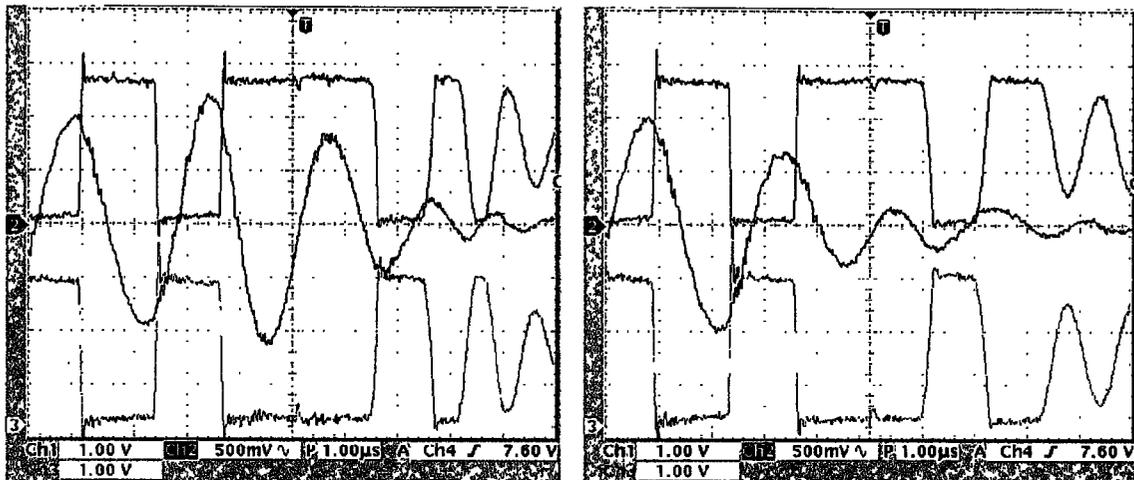
Figura 5.43. Formas de onda a 415 kHz: corriente de salida (50 A/div. roja), tensión del conmutador 1 (200 V/div. azul) y tensión del conmutador 2 (200 V/div. verde). a) Señales descuadradas debidas a la actuación de la protección del disparo en una sola placa. b) En otras condiciones de carga del circuito de salida.

El comportamiento del generador en estado estacionario con protección descentralizada es diferente al comportamiento sin protección. La forma de onda de tensión y corriente puede descuadrarse en el caso de que una de las protecciones actúe. Las figuras 5.42

y 5.43 muestran diferentes casos en los que se produce esta descuadratura. El efecto se incrementa al aumentar la frecuencia del oscilador, debido al incremento del ángulo que provoca el retraso en la transmisión de la señal de la carta con protección.

### 5.4.5. Comportamiento en cortocircuito

El cortocircuito se genera de la misma manera que en el inversor anterior, por medio de una barra de cobre.



a)

b)

*Figura 5.44. Comportamiento en condiciones de cortocircuito: corriente de salida (50 A/div. roja), tensión del conmutador 1 (200 V/div. azul) y tensión del conmutador 2 (200 V/div. verde). a) La actuación de la protección evita una conmutación capacitiva durante el cortocircuito. b) Comportamiento en otro cortocircuito.*

El circuito de disparo con protección frente a conmutaciones capacitivas impide que se transmita el pulso a conducción del conmutador 1 (ver figura 5.44). El pulso desde el control debe ser emitido  $1.5 \mu\text{s}$  antes de que se realice la conmutación por parte de los MOSFET de potencia. Este tiempo es el tiempo de retraso de la señal y es el que se necesita desde que la señal sale del control hasta que se produce la conmutación por parte de los MOSFET de potencia. Por tanto, el control envía el disparo antes de que puedan ser determinadas las condiciones de la conmutación. Después de esa conmutación capacitiva el control la detecta y deja de enviar pulsos de disparo.

Se realizan más de doscientos cortocircuitos sin que aparezcan conmutaciones capacitivas. Determinamos, pues, que con esta topología no se rompen los MOSFET al no permitir ninguna conmutación capacitiva.

Las pruebas se realizan con un único puente; en el caso de montar más de un puente en paralelo esta protección puede generar problemas dado que es una protección descentralizada y puede ocurrir que la carta de disparo de un puente impida una conmutación a conducción y otra carta permita la misma conmutación a conducción. Esto generaría el enfrentamiento de fuentes de tensión con diferente polaridad y posibles roturas de MOSFET por sobrecorriente. Por lo tanto, no se puede utilizar esta topología para el caso de más de un puente inversor.

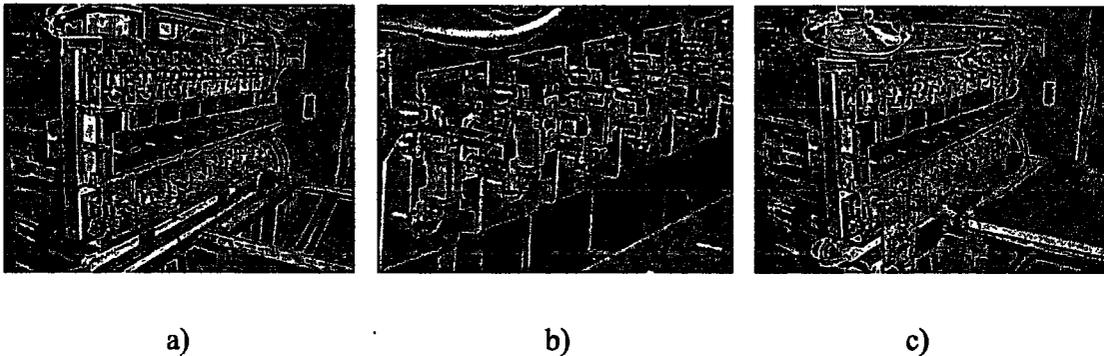
## **5.5. Inversor con combinación de MOSFET y diodos**

Este inversor hace referencia a la topología 3 descrita en el punto 4.4.2.3. Está formado por cuatro conmutadores, pero cada conmutador lo forma una combinación de diodos y MOSFET siendo el número de diodos el doble que el de MOSFET. El circuito de disparo de este inversor no tiene protección frente a conmutaciones capacitivas. Esto significa que al producirse un cortocircuito en el inductor y aumentar la frecuencia de resonancia se permitirá que se produzcan conmutaciones capacitivas en el puente inversor. Estas conmutaciones capacitivas provocarán la conmutación forzada a corte de los diodos comerciales, cuyo comportamiento en la estación de pruebas se muestra en el capítulo 4.

### **5.5.1. Disposición de los componentes del inversor**

Como ahora los conmutadores del inversor lo forman tanto MOSFET como diodos hay que prever disipadores para los dos componentes. Tanto los MOSFET como los diodos del inversor se sitúan en dos radiadores de doble cara donde cada conmutador del inversor se coloca en una de las caras. En estos radiadores se ubican también las resistencias de la red RC. Como el número de componentes es mayor hay que aumentar el tamaño de los radiadores y la ubicación de los componentes. Los conmutadores del inversor están formados por un total de sesenta y cuatro diodos y treinta y dos MOSFET. Al igual que para las dos anteriores topologías, se ha mantenido la estructura constructiva del inversor:

- Los radiadores se encuentran suspendidos en una estructura formada por los condensadores de alta corriente y las pletinas de conexión del inversor.
- Las dos células elementales de conmutación se encuentran cada una de ellas en uno de los radiadores.
- La estructura completa del inversor se puede extraer de su alojamiento, desplazándose por guías, para poder acceder a todos los componentes que lo forman.
- Las caras externas de los radiadores son de cobre y la parte interna es de Novatron. Este aislante lo atraviesan distintas conexiones.



*Figura 5.45. a) Inversor sin placas de disparo, se aprecian los dos radiadores y las pletinas de conexión. b) Detalle de las conexiones de los componentes del conmutador. c) Inversor con transistores y con un único circuito de disparo.*

La conexión entre los MOSFET y sus diodos en serie se realiza por medio de pletinas verticales en vez de horizontales como el resto de conexiones (figura 5.45 b) ). En este inversor los condensadores de las redes RC se montan por separado y fuera de la placa de disparo.

### 5.5.2. Circuito de disparo

El circuito de disparo es similar al utilizado para la topología 1, es decir, no modifica el disparo generado en el control, únicamente amplifica la corriente de la señal de disparo para poder disparar simultáneamente a los ocho MOSFET. Las variaciones que presenta con respecto a la placa de disparo de la topología 1 son:

- No tiene los condensadores de la red RC. Estos condensadores se encuentran conectados por medio de pequeñas placas a su resistencia y a la pletina de conexión correspondiente. Estas pequeñas placas son independientes para cada condensador.
- El circuito de aislamiento se encuentra en la misma placa de disparo. Se ha disminuido el número de componentes al eliminar la placa de aislamiento, pero se han tenido que introducir circuitos para aumentar la inmunidad al ruido del receptor de fibra óptica, que ahora se encuentra muy próximo a los MOSFET.

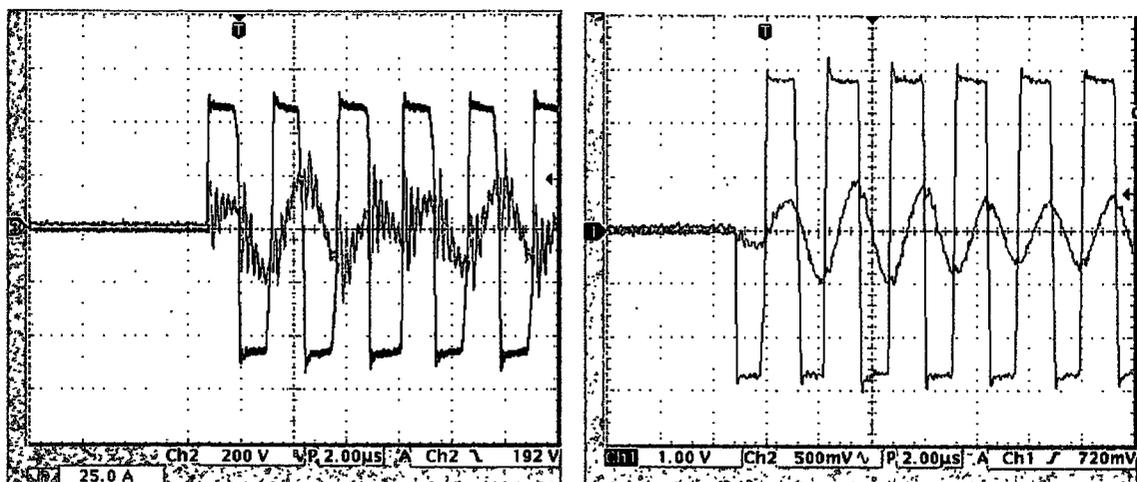


Figura 5.46. a) Placa del circuito de disparo con componentes de la topología 3. b) Placas de circuito impreso de disparo sin componentes (superior: de la topología 1) (inferior: de la topología 3).

En la figura 5.46 a) se muestra la placa del circuito de disparo con componentes de la topología 3, en la que no se observan los condensadores de la red RC. En la figura 5.46 b) se muestra la comparación entre las dos placas. La inferior es más grande porque se han añadido los diodos en el inversor y, por tanto, ha aumentado la distancia entre los MOSFET.

### 5.5.3. Comportamiento en la fase de arranque

Esta topología en la fase de arranque se comporta igual que la topología 1, puesto que los disparos de los MOSFET de potencia dependen únicamente del control y no son modificados por los circuitos de aislamiento ni por los de disparo. Una modificación de la frecuencia de arranque del control o una variación en las características del circuito de salida son las únicas posibilidades para modificar la forma de onda de corriente del inversor. La figura 5.47 muestra la forma de onda de corriente para el caso en el que la frecuencia de arranque es la misma y se varía la carga del circuito de salida.



a)

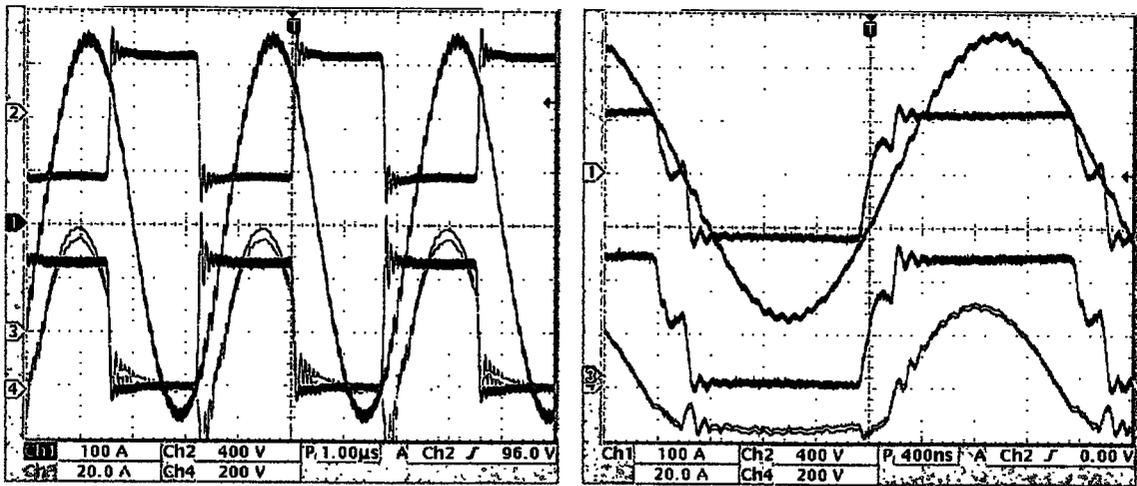
b)

Figura 5.47. a) Corriente y tensión de salida del inversor en la fase de arranque con la topología 3. b) Corriente (50 A/div. rojo) y tensión (200 V/div. azul) de salida del inversor en la fase de arranque con la topología 3 y otras condiciones del circuito de salida.

#### 5.5.4. Comportamiento en estado estacionario

El comportamiento del generador en estado estacionario es muy parecido al obtenido para la topología 1. Las forma de onda de tensión y corriente de salida son idénticas a la topología 1; la variación se encuentra en el MOSFET de potencia que antes formaba el conmutador y ahora solo es una parte del mismo. Desde el punto de vista del conmutador no hay variaciones en el comportamiento. Desde el punto de vista del MOSFET de potencia el cambio con respecto a la topología 1 se debe a que en esta topología no circula corriente inversa por él, por lo que su capacidad parásita no se descarga por medio del circuito de salida. El condensador parásito se descarga cuando el MOSFET conmuta a conducción. Esta descarga brusca aumenta ligeramente las pérdidas de conmutación a conducción.

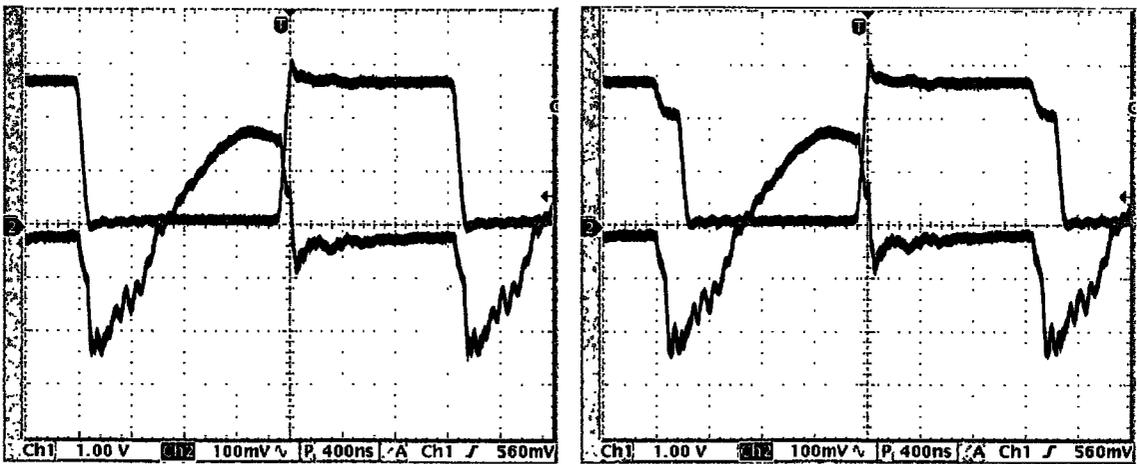
La figura 5.48 muestra dos estados estacionarios del inversor, en el apartado a) la corriente de salida es superior a 350 A, en el apartado b) se muestra una condición en la cual la topología 2.1 no hubiese dejado conmutar a conducción. En la figura 5.49 se muestra la comparación entre la tensión en un conmutador y la tensión en un MOSFET de potencia. La tensión  $V_{GS}$  disminuye ligeramente cuando conmuta a corte el otro MOSFET de la celda elemental, debido a la corriente que circula por las capacidades parásitas del diodo y del MOSFET, que se encuentran conectadas en serie.



a)

b)

Figura 5.48. Tensión de salida del inversor (rojo), corriente de salida del inversor (azul), tensión del conmutador 1 (rosa) y corriente de un MOSFET del conmutador 2 (verde) para la topología 3 en las siguientes condiciones de conmutación. a) Con  $\beta > \beta_0$  y  $\alpha < 0$ . b) Con  $\beta < \beta_0$  y  $\alpha > 0$ .



a)

b)

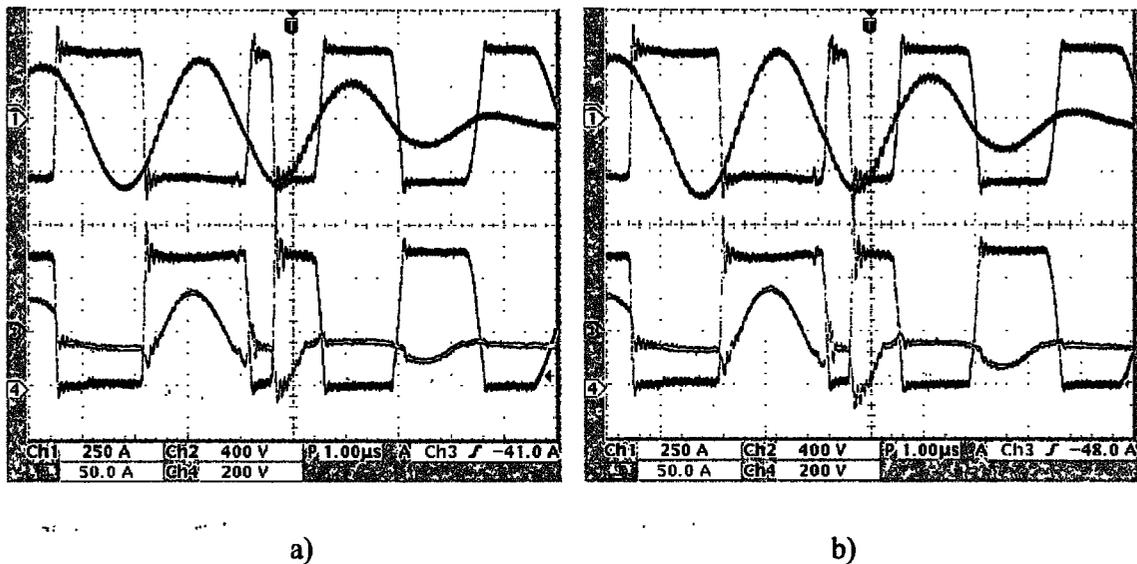
Figura 5.49. a) Tensión del conmutador 1 (200 V/div. azul) y corriente de un MOSFET del conmutador 1 (10 A/div. rojo) para la topología 3. b) Tensión del MOSFET 1 (200 V/div. azul) y corriente de un MOSFET del conmutador 1 (50 A/div. rojo) para la topología 3; el MOSFET soporta tensión hasta que conmuta a conducción.

De la forma de onda de la figura 5.49 b) se deduce que la capacidad del diodo en serie es el 35 % de la capacidad del MOSFET cuando está soportando 550 V, puesto que el diodo durante la conmutación se carga con 400 V, mientras que el MOSFET se descarga sólo 150

V. Se puede determinar la capacidad relativa entre los componentes pero no la absoluta, ya que ningún componente dispone de este dato entre sus características.

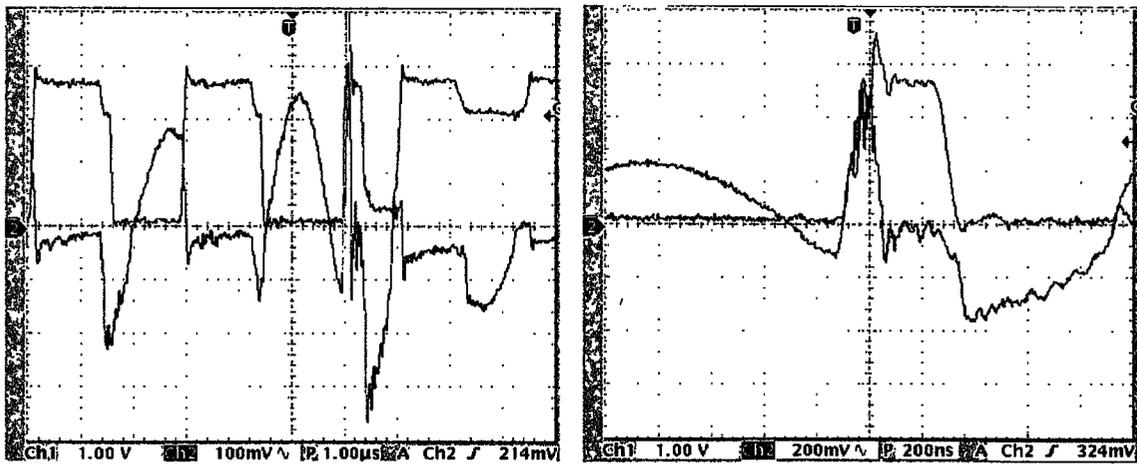
### 5.5.5. Comportamiento en cortocircuito

El comportamiento en cortocircuito refleja las pruebas realizadas en laboratorio. No se producen roturas en más de 700 cortocircuitos realizados en diferentes condiciones de carga y frecuencia. La corriente de recuperación inversa de los diodos seleccionados corresponde con las pruebas realizadas en la estación de pruebas.



*Figura 5.50. Tensión de salida del inversor (rojo), corriente de salida del inversor (azul), tensión del conmutador 1 (rosa) y corriente por un MOSFET del conmutador 2 (verde). Comportamiento en condiciones de cortocircuito con la topología 3.*

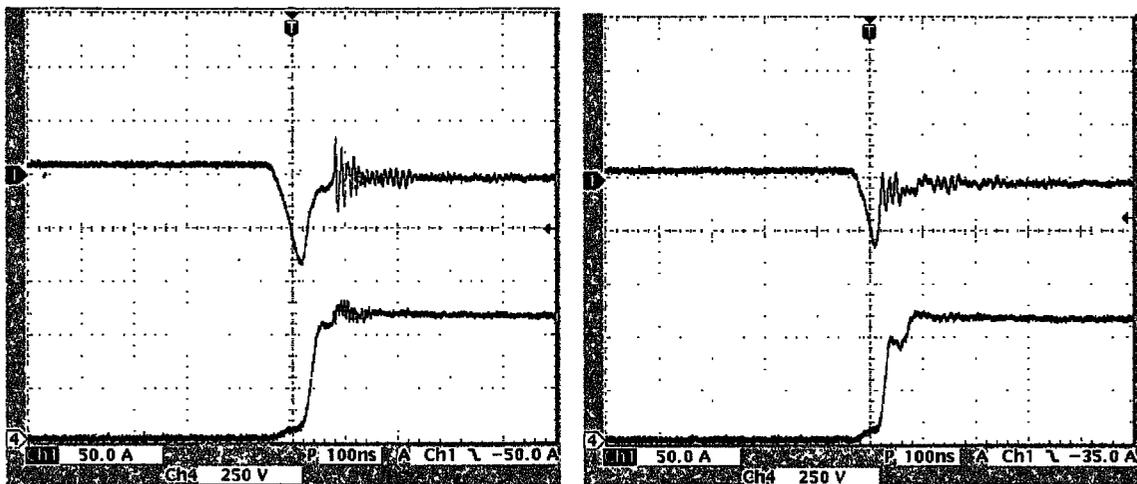
La figura 5.51 b) muestra con detalle la corriente de un MOSFET cuando se produce el cortocircuito. Esta corriente se ve positiva en el conmutador y su valor máximo ( $I_{RRM}$ ) es de 50 A y el  $t_{rr}$  es de 150 ns. La figura 5.52 muestra los resultados obtenidos en laboratorio en la estación de prueba para 25 °C y 125 °C. Los resultados obtenidos al realizar el cortocircuito coinciden con las pruebas realizadas a baja temperatura. Esto se debe a que los diodos se encuentran a una temperatura cercana a 25 °C.



a)

b)

Figura 5.51. a) Tensión del MOSFET 1 (200 V/div. azul) y corriente de un MOSFET del conmutador 1 (10 A/div. rojo) para la topología 3 en condiciones de cortocircuito. b) Detalle con la señal de corriente en 20 A/div.



a)

b)

Figura 5.52. Tensión y corriente por el diodo B conmutando 10 A y 600 V. a) A temperatura de 25 °C. b) A temperatura de 125 °C.

## 5.6. Conclusiones

Se han propuesto tres topologías de inversor para comprobar su comportamiento en condiciones de cortocircuito. Para probarlas se ha construido un generador serie de 100 kW

con circuito de salida de alta frecuencia. Los inversores se han probado en tres condiciones, fase de arranque, funcionamiento estacionario y, por último, en cortocircuito.

En función de los resultados obtenidos, veamos las ventajas e inconvenientes de cada una de las topologías en la siguiente tabla:

	<b><i>Ventajas</i></b>	<b><i>Inconvenientes</i></b>
<p><b><i>Topología 1</i></b>  <i>Inversor MOSFET sin protección</i></p>	<p><i>Coste reducido</i>  <i>Conexiones simples</i>  <i>Alto rendimiento</i>  <i>Paralelizable</i>  <i>Circuito de disparo simple</i>  <i>Puede conmutar en fase</i>  <i>Sin problemas de arranque</i>  <i>Alta inmunidad al ruido</i>  <i>Potencia de salida constante con la frecuencia</i></p>	<p><i>Rotura de componentes en condiciones de cortocircuito</i></p>
<p><b><i>Topología 2.1</i></b>  <i>Inversor MOSFET con protección</i></p>	<p><i>Coste reducido</i>  <i>Conexiones simples</i>  <i>Alto rendimiento</i>  <i>Alta fiabilidad en condiciones de cortocircuito</i></p>	<p><i>No paralelizable</i>  <i>Circuito de disparo complejo</i>  <i>No puede conmutar en fase</i>  <i>Problemas de arranque</i>  <i>Poca inmunidad al ruido</i>  <i>Disminución de la potencia de salida al aumentar la frecuencia</i></p>
<p><b><i>Topología 3</i></b>  <i>Inversor con combinación de MOSFET y diodos</i></p>	<p><i>Alta fiabilidad en condiciones de cortocircuito</i>  <i>Paralelizable</i>  <i>Circuito de disparo simple</i>  <i>Puede conmutar en fase</i>  <i>Sin problemas de arranque</i>  <i>Alta inmunidad al ruido</i>  <i>Potencia de salida constante con la frecuencia</i></p>	<p><i>Coste elevado</i>  <i>Conexiones complejas</i>  <i>Menor rendimiento</i></p>

Figura 5.53. Resumen de ventajas e inconvenientes para las tres topologías probadas.

La topología 1 tiene problemas en condiciones de cortocircuito, por lo que hay que descartarla. Solamente puede utilizarse en inversores que no estén sometidos a cortocircuitos, cosa que no ocurre en las aplicaciones de calentamiento por inducción.

La topología 2.1 tiene alta fiabilidad en condiciones de cortocircuito pero no puede ser utilizada en calentamiento por inducción debido a los problemas de arranque y a la variación de la potencia de salida en función de la frecuencia. A estos problemas se añade la no paralelización, es decir, que en caso de tener dos o más inversores conectados en paralelo disminuye la fiabilidad en condiciones de cortocircuito.

La topología 3 es la única fiable en condiciones de cortocircuito. Teniendo en contra el coste debido al incremento de componentes y complejidad de las conexiones.

Para las aplicaciones de calentamiento por inducción y más concretamente para la soldadura de tubo en continuo, en la que los cortocircuitos son muy numerosos, la única topología posible con la tecnología actual de MOSFET es la topología 3.

Sin embargo, en condiciones de cortocircuito la segunda topología también puede utilizarse siempre que el inversor esté formado por un único puente. La figura 5.54 muestra la tabla resumen de las posibilidades de utilización de las tres topologías en condiciones de cortocircuito.

	<i>Topología 1</i>	<i>Topología 2.1</i>	<i>Topología 3</i>
<i>1 puente inversor</i>	No	Si	Si
<i>2 puentes inversores</i>	No	No	Si
<i>3 puentes inversores</i>	No	No	Si
<i>n puentes inversores</i>	No	No	Si

Figura 5.54. Resumen de las posibilidades de utilización en condiciones de cortocircuito para las tres topologías probadas.

## Capítulo 6

# PRINCIPALES ESTUDIOS, APORTACIONES Y CONCLUSIONES

*En este capítulo se exponen los estudios realizados en el presente trabajo, las principales aportaciones, sus conclusiones más importantes, y las posibles proyecciones en trabajos futuros.*

## 6. PRINCIPALES ESTUDIOS, APORTACIONES Y CONCLUSIONES

El presente capítulo se estructura de la siguiente manera: en primer lugar se indican los estudios llevados a cabo a lo largo del trabajo, seguidos de una breve descripción de los mismos, en segundo lugar se detallan las aportaciones realizadas, clasificadas por orden de importancia, en tercer lugar se apuntan las conclusiones a las que se ha llegado, y por último, se sugieren posibles trabajos futuros.

### 6.1. Estudios realizados

#### E 1.- Calentamiento por inducción y soldadura de tubo

- Del estudio del calentamiento por inducción se ha obtenido la distribución del calor en función del tipo de pieza a calentar y de la posición de ésta en el interior

del inductor, lo que ha servido para determinar la distribución de corrientes en una de las aplicaciones a la que se pueden aplicar los resultados de esta tesis, la soldadura de tubo en continuo.

#### **E 2.- Generador resonante serie y los circuitos de salida**

- Se han estudiado las topologías empleadas como generadores en calentamiento por inducción, entre las que se encuentra el generador serie, del que se han mostrado sus principales características. Se han estudiado los circuitos de salida resonante serie y se han obtenido los posibles circuitos resonante serie con transformador de salida. Se ha obtenido un método gráfico para la determinación de los circuitos resonantes de tres elementos. Se ha estudiado también el comportamiento de circuitos resonantes de salida con elementos parásitos, como la capacidad de entrada de los transformadores.

#### **E 3.- Proceso de conmutación del inversor resonante serie**

- De un estudio general de los inversores se ha obtenido la particularización a los inversores serie con componentes ideales. Se han estudiado sus diferentes modos de conmutación y se ha creado el diagrama de caminos entre estados del inversor. Mediante este diagrama de caminos y estados se puede determinar el modo de conmutación entre dos estados cualesquiera. El sentido de giro del camino determina si el inversor se encuentra trabajando en modo inductivo, en modo capacitivo, en fase o en fase natural. Se ha estudiado el proceso de conmutación con los componentes reales y se ha obtenido una representación gráfica de todos los casos posibles de conmutación. Se ha desarrollado un programa matemático que determina el proceso de conmutación conocidos los ángulos tanto de corte como de conducción de los conmutadores del inversor.

#### **E 4.- El MOSFET**

- Del estudio de los elementos parásitos del MOSFET se ha determinado la condición de conmutación en la que el componente puede deteriorarse. La condición que provoca el deterioro del MOSFET es la puesta en conducción del transistor bipolar parásito, y en nuestro caso esta conducción la provoca la

conmutación a corte de su diodo intrínseco. Esta conmutación se produce en nuestro inversor únicamente en condiciones de cortocircuito.

#### **E 5.- El cortocircuito y la estación de pruebas**

- Se ha estudiado el proceso de cortocircuito en la bobina de calentamiento y el incremento de frecuencia que se produce en el circuito resonante serie. El incremento de frecuencia es el que determina la conmutación capacitiva del inversor. Esta conmutación capacitiva se produce al menos una vez, debido al adelanto temporal de los disparos en la placa de control. Los fabricantes de MOSFET aportan en las hojas de características algunos datos sobre la conmutación del diodo intrínseco, pero las condiciones en la que provocan la conmutación son muy suaves. En nuestro inversor las condiciones son mucho más duras y desconocemos el comportamiento de estos diodos intrínsecos, por lo que nos hemos visto en la necesidad de construir una estación de pruebas para el estudio de semiconductores de potencia. Con esta estación de pruebas se han medido diferentes comportamientos del MOSFET, pero el grueso del trabajo se ha centrado en el estudio del comportamiento del diodo intrínseco, y más concretamente en las condiciones de puesta en conducción del transistor bipolar parásito del MOSFET.

#### **E 6.- El comportamiento del diodo intrínseco y del transistor bipolar parásito del MOSFET**

- Para el estudio del comportamiento del diodo intrínseco y del transistor bipolar parásito del MOSFET se ha propuesto, en primer lugar una metodología de las pruebas a realizar, y en segundo lugar se han seleccionado cuatro MOSFET de diferentes fabricantes y tecnologías. De esta manera, se ha estudiado el comportamiento del diodo intrínseco y del transistor bipolar parásito del MOSFET, en condiciones de conmutación similares a las que se producen en el inversor. Del estudio del comportamiento del diodo intrínseco del MOSFET, se ha obtenido la caracterización de los cuatro MOSFET seleccionados, en las mismas condiciones de conmutación. Siguiendo la metodología de las pruebas propuesta se ha introducido un nuevo parámetro, *la tensión de rotura*, que indica la tensión a la que un MOSFET se deteriora, cuando se produce la conducción del transistor

bipolar parásito, al producirse una conmutación a corte dura de su diodo intrínseco. Cada MOSFET tiene una tensión de rotura diferente y que depende de las condiciones de la prueba. Se han realizado un total de siete pruebas en condiciones diferentes para cada uno de los cuatro MOSFET, y a partir de los resultados se ha determinado cual es el MOSFET que tiene una tensión de rotura mayor que el resto.

#### **E 7.- El comportamiento de diodos comerciales en condiciones extremas de conmutación**

- Se ha estudiado el comportamiento de diodos comerciales en condiciones duras de conmutación, pero ningún fabricante aporta datos en condiciones tan extremas como las que se llevan a cabo en el inversor serie en una conmutación capacitiva. Se ha visto la necesidad de utilizar la estación de pruebas en el estudio del comportamiento de diodos comerciales en condiciones de conmutación extremas.

#### **E 8.- Topologías del inversor serie en condiciones de cortocircuito**

- Se han estudiado en profundidad las topologías posibles para el inversor serie en condiciones de cortocircuito, y se han presentado tres. La primera constituida por MOSFET y sin protección en el circuito de disparo frente a conmutaciones capacitivas, la segunda constituida por MOSFET pero con protección en el circuito de disparo, y la tercera constituida por la combinación de diodos comerciales y MOSFET y sin protección frente a conmutaciones capacitivas.

## **6.2. Principales Aportaciones**

Las aportaciones del presente trabajo se enmarcan en la caracterización de semiconductores, en la selección de la topología óptima del inversor serie en condiciones de cortocircuito, en la modelización de la sección de salida, y en la caracterización del funcionamiento del inversor de generadores serie en estado estacionario y en condiciones de cortocircuito.

A continuación se enumeran, de forma detallada y por orden de importancia, las principales aportaciones contenidas en el presente trabajo.

## Aportaciones a la caracterización de semiconductores:

### A 1.- Caracterización de diodos intrínsecos de MOSFET en condiciones extremas de conmutación

- Se han caracterizado en las mismas condiciones de conmutación los cuatro diodos intrínsecos de los MOSFET seleccionados. Estos MOSFET han sido seleccionados a tenor de su tensión y corriente (800 V y 40 A), y estudiándose diferentes tecnologías (FREDFET y CoolMOS). Las condiciones de conmutación estudiadas han sido similares a las que se producen en el inversor.

### A 2.- Introducción del término “tensión de rotura”

- Se ha introducido un nuevo término en la conmutación del transistor bipolar parásito de los diferentes MOSFET, la *tensión de rotura*, que indica la tensión a la que un MOSFET se deteriora cuando se produce la conducción de su transistor bipolar parásito. Esta conducción del transistor bipolar parásito ocurre durante una conmutación a corte dura de su diodo intrínseco. La conmutación a corte del diodo intrínseco de un MOSFET de prueba la provoca un MOSFET activo idéntico al de prueba. Se ha mostrado para cada condición de prueba, la puesta en conducción del transistor bipolar parásito de los diferentes MOSFET, que provoca la rotura del componente. Esta rotura se ha mostrado en oscilogramas con indicación de las condiciones en las que se produce. En la condición de puerta *Cortocircuito* se ha mostrado la conducción del transistor bipolar parásito en repetidas ocasiones a baja tensión, sin que se produzca la rotura del MOSFET.

### A 3.- Introducción del término “condición de puerta”

- Se ha introducido un nuevo término en el estudio del proceso de conmutación, la *condición de puerta* del MOSFET de prueba. Esta condición de puerta determina el comportamiento de determinados diodos intrínsecos de MOSFET. Las condiciones de puerta que se han estudiado son: *Resistencia*, *Cortocircuito* y *Redisparo*. Se ha mostrado el comportamiento del transistor bipolar parásito de los cuatro MOSFET en cada una de las condiciones de puerta, y a temperaturas de

25 °C y 125 °C. Se ha mostrado la tensión en la puerta del MOSFET cuando se produce la conmutación de su diodo intrínseco.

#### **A 4.- Introducción de los términos “ $di_2/dt$ ” y “sobretensión”**

- Se han introducido los términos  $di_2/dt$  y *sobretensión* en la conmutación del diodo intrínseco del MOSFET. El término  $di_2/dt$  indica la rapidez de recuperación de la corriente inversa desde su valor máximo hasta cero, y determina si un diodo es de corte abrupto. El término *sobretensión* indica la tensión de pico máxima que se produce al conmutar a corte el diodo intrínseco del MOSFET. Se ha realizado un estudio comparativo de la tensión de rotura y de la sobretensión para diferentes condiciones de conmutación de los diodos intrínsecos de los cuatro MOSFET. Se ha determinado la vinculación entre *sobretensión*,  $di_2/dt$  y  $dv/dt$  en condiciones de conmutación para los diodos intrínsecos de los MOSFET.

#### **A 5.- Caracterización de diodos comerciales en condiciones extremas de conmutación**

- Se ha determinado el comportamiento en conmutación de dos diodos comerciales en condiciones de  $di/dt$  mayores (más del doble) que las aportadas por el fabricante y a temperatura de 25 °C y 125 °C. En estas pruebas se ha puesto de manifiesto que  $I_{RRM}$  es de 160 A mientras que la máxima que aporta el fabricante es de 65 A. Se ha determinado el diodo comercial con mejor comportamiento en conmutación brusca a corte, para ser utilizado en la topología 3 en la que es necesario. Se ha contrastado la corriente de recuperación inversa, del diodo utilizado en la topología 3 durante un cortocircuito del inductor, con la corriente que se ha obtenido en las pruebas de caracterización de dicho diodo.

#### **A 6.- Medidas realizadas en la estación de pruebas de semiconductores de potencia**

- Para la realización de las pruebas anteriormente enumeradas se ha construido una estación de pruebas de semiconductores de potencia, que ha sido utilizada básicamente para caracterizar los diodos intrínsecos de MOSFET. Con esta estación de pruebas se han realizado otras medidas en laboratorio. Hay que destacar de entre todas las medidas, las realizadas para el cálculo de las pérdidas

de conmutación, por la laboriosidad de las mismas. En el proceso de construcción y medidas se ha cuidado la disposición de los componentes para minimizar las inductancias.

### **Aportaciones a la selección de la topología óptima del inversor serie en condiciones de cortocircuito:**

#### **A 7.- Topologías aplicables a la construcción de inversores serie**

- Se ha determinado que en condiciones de cortocircuito y con la tecnología actual de los MOSFET, no todas las topologías son aplicables a la construcción de inversores serie. En condiciones de cortocircuito con la topología 1 se ha producido la conducción del transistor bipolar parásito del MOSFET, mientras que en las topologías 2.1 y 3 no se ha producido. En estas dos últimas topologías la conducción del transistor bipolar parásito del MOSFET no se ha provocado, puesto que no conmuta su diodo intrínseco. Se ha contrastado el comportamiento del circuito de disparo de la topología 2.1 durante un cortocircuito del inductor, con las pruebas realizadas en laboratorio. La topología 3 es aplicable independientemente del número de inversores en paralelo, mientras que la topología 2.1 es aplicable a un único inversor.

#### **A 8.- Conmutaciones capacitivas de MOSFET**

- Se ha demostrado que hay un MOSFET capaz de soportar algunas conmutaciones capacitivas en un inversor resonante serie sin ningún tipo de protección de disparo. Se ha comprobado que la corriente de recuperación inversa de este MOSFET en el inversor, durante un cortocircuito del inductor, es idéntica a la corriente que se ha obtenido en las pruebas de caracterización del componente en la estación de pruebas en el laboratorio.

## **Aportaciones en la modelización de la sección de salida:**

### **A 9.- Modelo matemático de pérdidas en los transformadores de salida**

- A partir del estudio de la región de transición, la profundidad de penetración y la distribución de corrientes, se ha obtenido un modelo matemático de pérdidas en los transformadores de salida empleados en calentamiento por inducción. En el anexo 1 se presenta el programa completo para el cálculo de las pérdidas de conducción en función de la corriente, frecuencia y tipo de transformador de salida. Este modelo se emplea en el diseño de los transformadores de salida, para determinar su rendimiento en función del tipo de transformador sin necesidad de construirlo. Resulta de gran utilidad dado el alto precio y la gran variedad de los transformadores de salida utilizados en calentamiento por inducción. El modelo ha sido validado en una estación de medida en la que se realizan pruebas de pérdidas a máxima corriente, a cada uno de los transformadores.

### **A 10.- Modelo matemático de ajuste de la relación del transformador de salida**

- A partir del estudio de la impedancia de entrada de circuitos resonante serie con transformador de salida, se ha obtenido un modelo matemático de ajuste de la relación del transformador de salida conocida la corriente y ángulo de salida del inversor. Este modelo ha sido validado a lo largo de las pruebas en estado estacionario en el generador, variando las tomas del transformador de salida. Este modelo es utilizado en la práctica para conocer, la toma idónea de un transformador de salida para una aplicación en concreto. En cualquier toma de cualquier transformador de salida se realiza una prueba de esa aplicación, para conocer las condiciones del inversor. Una vez determinada la toma idónea en pruebas preliminares, se puede construir el transformador de salida para esa aplicación.

### **A 11.- Distribución de corrientes inducidas en el proceso de soldadura de tubo en continuo**

- Se ha descrito el proceso de soldadura de tubo en continuo y más concretamente la distribución de corrientes inducidas mediante el estudio del comportamiento de las mismas en piezas con irregularidades. Esta distribución de corrientes se ha

verificado al producir el calentamiento con el tubo sin movimiento y al realizar calentamiento sin impedir.

**A 12.- Modelo SIMCAD del circuito resonante de salida con capacidad parásita e inductancia en las conexiones al inversor**

- Se ha obtenido un modelo en SIMCAD del circuito resonante de salida con capacidad parásita e inductancia en las conexiones al inversor. Se verifica la validez de este modelo en el capítulo de resultados experimentales para el circuito de salida construido. Este modelo se utiliza para conocer la tensión que soporta el primario del transformador de salida, y así conocer la densidad de flujo magnético en el núcleo, la cual determina su calentamiento.

**A 13.- Modelo SIMCAD del cortocircuito en el inductor**

- Se obtiene un modelo en SIMCAD del cortocircuito en el inductor. Este modelo se verifica para las tres topologías en el capítulo de resultados experimentales, cuando se prueban cada una de ellas en condiciones de cortocircuito. Mediante este modelo se puede conocer la frecuencia después del cortocircuito y la corriente con la que se produce la conmutación capacitiva.

**Aportaciones a la caracterización del funcionamiento del inversor de generadores serie en estado estacionario y en condiciones de cortocircuito:**

**A 14.- Diagrama de estados y caminos**

- Se ha obtenido el diagrama de estados y caminos para los inversores en puente completo con forma de onda cuadrada. Este diagrama de estados y caminos sirve como método gráfico para la determinación del modo de conmutación, donde cada giro corresponde a un ciclo del inversor. El diagrama de estados y caminos se ha verificado en el capítulo de resultados experimentales; en estado estacionario para el modo de conmutación inductiva y en condiciones de cortocircuito para el modo de conmutación capacitiva. Las conmutaciones en fase natural aparecen al detener los disparos el control después de un cortocircuito.

#### **A 15.- Modelo matemático de la carga de las capacidades parásitas del MOSFET**

- Se ha obtenido un modelo matemático de la carga de las capacidades parásitas del MOSFET durante la conmutación, que permite conocer la tensión y corriente de salida del inversor, para cualquier condición de ángulo de corte y de conducción. Se ha verificado la validez del modelo, en el capítulo de resultados experimentales, para las diferentes topologías. En cada una de las topologías, se han mostrado diferentes condiciones de carga de las capacidades parásitas, en estado estacionario. Este modelo se utiliza para conocer las formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor, cuando los ángulos de conmutación son cercanos a los óptimos, y así determinar las pérdidas de conmutación.

#### **A 16.- Modelos SIMCAD del inversor**

- Se han obtenido modelos en SIMCAD del inversor, uno con componentes reales, otro con regulación de potencia por variación de frecuencia, otro con regulación de potencia por desplazamiento de fase y otro por densidad de pulsos. Se ha verificado en estado estacionario para las tres topologías, por una parte el modelo de regulación de potencia por variación de frecuencia, y por otra parte el modelo SIMCAD del inversor con componentes reales. Como en el resto de modelos realizados con SIMCAD se ha comprobado la utilidad de este simulador para el estudio de los circuitos de potencia.

### **6.3. Conclusiones**

El objetivo de la presente tesis doctoral ha sido el estudio del comportamiento de generadores serie MOSFET de alta potencia y alta frecuencia en condiciones de cortocircuito. Estos generadores son utilizados básicamente en aplicaciones de soldadura de tubo en continuo, en los que los cortocircuitos se producen continuamente. Fruto del este estudio se han obtenido conclusiones aplicables a la construcción de los inversores serie. Las conclusiones obtenidas son las siguientes:

1. En condiciones de cortocircuito, el deterioro de los MOSFET en inversores serie no se produce por sobretensión entre drenador y surtidor. Las medidas de la tensión de avalancha así lo confirman.

2. El deterioro de un MOSFET en condiciones de cortocircuito se produce por la conducción del transistor bipolar parásito. Las protecciones de limitación de tensión (varistores, zener, redes RC, etc) no solventan este problema, puesto que la conducción del transistor bipolar parásito se produce a tensiones inferiores a la tensión nominal de trabajo.
3. De los diversos MOSFET estudiados en este trabajo uno de ellos ha sido el que mejor comportamiento ha tenido frente a conmutaciones capacitivas. Este componente es uno de los que mayor  $dv/dt$  presenta en las hojas de características. Hay que seleccionar, por tanto, los MOSFET con el mayor  $dv/dt$  posible. Sin embargo, este parámetro en los MOSFET actuales se encuentra lejos todavía, de los valores que se producen en condiciones de cortocircuito en el inversor serie. Concretamente, en las hojas de características del MOSFET A y del MOSFET D aparece el mismo valor, y su comportamiento es diferente a  $dv/dt$  del orden de 20 V/ns.
4. La topología 1 con los MOSFET actuales no puede utilizarse en la construcción de inversores serie. Con esta topología el inversor no es fiable en condiciones de cortocircuito.
5. La topología 2.1 puede utilizarse en la construcción de inversores serie, siempre que el inversor esté formado por un único puente inversor. La limitación en el número de inversores la determina la protección descentralizada del circuito de disparo. Esta protección actúa de forma independiente para cada inversor por lo que puede actuar en un inversor y en otro no.
6. En base a las consideraciones anteriores y con la tecnología actual de MOSFET la topología 3 es la más adecuada para la construcción de inversores serie. Recordemos que esta topología utiliza una combinación de MOSFET y diodos comerciales, para evitar la puesta en conducción del transistor bipolar parásito en condiciones de cortocircuito.
7. Sería interesante por parte de los fabricantes de semiconductores, la construcción de dispositivos integrados de MOSFET y diodos, para conseguir un conmutador bidireccional en corriente y unidireccional en tensión, capaz de soportar las conmutaciones capacitivas del inversor. Este componente de alta fiabilidad, haría

# **Anexos**

# Anexo 1

## Programas Mathcad

### Programa 1

#### CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS EN UN TRANSFORMADOR

TRAFO SOLD TUBO SERIE 100KW

5/6/2002

#### DATOS

Ippico := 400	Corriente de primario en Apico	$I_p := \frac{I_{ppico}}{\sqrt{2}}$	
Ispico := 400	Corriente de secundario en Apico	$I_s := \frac{I_{spico}}{\sqrt{2}}$	$I_p = 282.843$
Lp := 5	Longitud del tubo de primario en m		$I_s = 282.843$
Ls := 5	Longitud del tubo de secundario en m		
Sp := 48	Sección del tubo de primario enfrentado al secundario en mm		
Ss := 48	Sección del tubo de secundario enfrentado al primario en mm		
Ep := 1	Espesor del tubo de primario en mm		
Es := 1	Espesor del tubo de secundario en mm		
F := 200 · 10 <sup>3</sup>	Frecuencia de trabajo en Hz		

#### PARÁMETRO

$$f := \frac{F}{3}, \frac{F}{3} \cdot 1.001 \dots F \cdot 3$$

Parámetro la frecuencia

**CÁLCULO DE LAS PÉRDIDAS REALES**

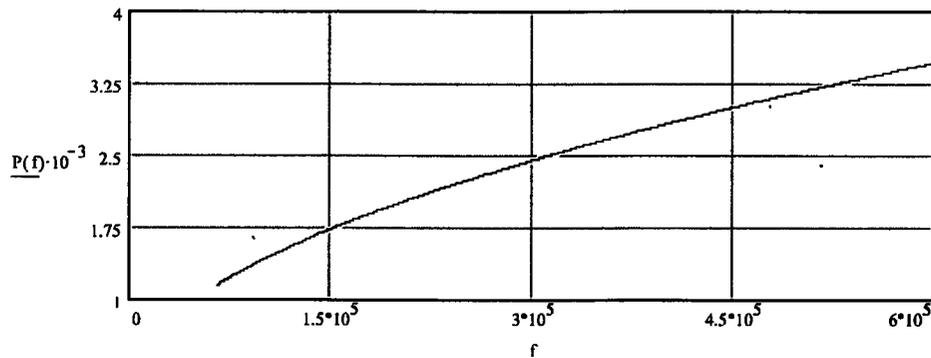
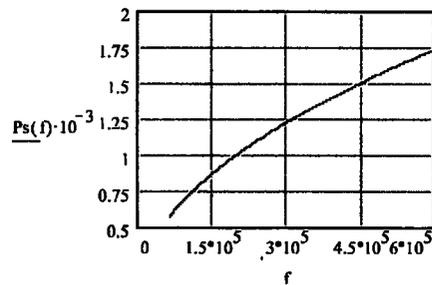
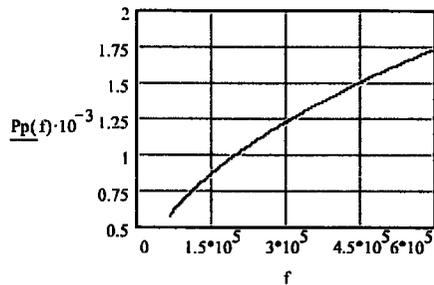
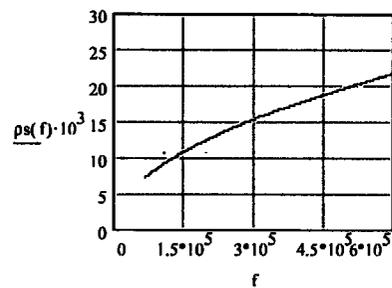
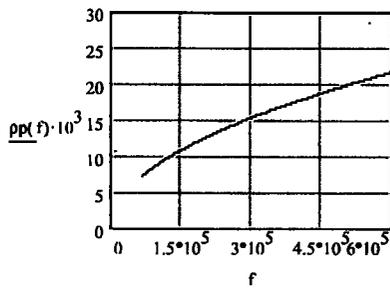
$\rho_p(f) := \frac{0.019L_p}{\text{Sup}(f)}$       *Resistencia de primario en ohm*       $\rho_p(F) \cdot 10^3 = 12.508$

$\rho_s(f) := \frac{0.019L_s}{\text{Sus}(f)}$       *Resistencia de secundario en ohm*       $\rho_s(F) \cdot 10^3 = 12.508$

$P_p(f) := \rho_p(f) \cdot I_p^2$       *Potencia del primario en W*       $P_p(F) \cdot 10^{-3} = 1.001$

$P_s(f) := \rho_s(f) \cdot I_s^2$       *Potencia del secundario en W*       $P_s(F) \cdot 10^{-3} = 1.001$

$P(f) := P_p(f) + P_s(f)$       *Potencia total en W*       $P(F) \cdot 10^{-3} = 2.001$



**Programa 2****DIAGRAMA DE LA IMPEDANCIA DE UN CIRCUITO RESONANTE SERIE  
DADO C, I<sub>p</sub>máx, f, FI y N****MEJORA DE LA CARGA AL CAMBIAR LAS TOMAS** 28-02-2003**DATOS**

$C := 1.86 \cdot 10^{-6}$	<i>Capacidad del oscilador</i>
$frec := 253 \cdot 10^3$	<i>Frecuencia de oscilación</i>
$I_{pMF} := 56$	<i>Corriente de pico en valor medio (valor medio del rizado)</i>
$N := 19$	<i>Relación del trafo de corriente</i>
$\gamma := 71$	<i>Ángulo de conmutación en grados (máximo 90)</i>
$I_{pMFMAX} := 56$	<i>Corriente de pico máximo en valor medio (valor medio del rizado)</i>

**PARÁMETROS**

incre := 0.001

$$f := \frac{frec}{1.1}, \frac{frec}{1.1} \cdot (1 + incre) .. frec \cdot 1.1$$

**CÁLCULOS**

$$R := \frac{500.9}{\left( \frac{I_{pMFMAX}}{\sqrt{2}} \right)} \quad \text{Resistencia del oscilador IDEAL} \quad R = 11.364$$

$$L_s := \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot frec^2 \cdot C} \quad \text{Inductancia del oscilador} \quad L_s \cdot 10^6 = 0.213$$

$$P_{sal} := 500.9 \cdot \frac{I_{pMF}}{\sqrt{2}} \cdot \cos\left(\gamma \cdot \frac{\pi}{180}\right) \quad \text{Potencia salida del generador} \quad P_{sal} \cdot 10^{-3} = 5.801$$

$$R_p := \frac{P_{sal}}{\left( \frac{I_{pMF}}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad \text{Resistencia del oscilador REAL} \quad R_p = 3.7$$

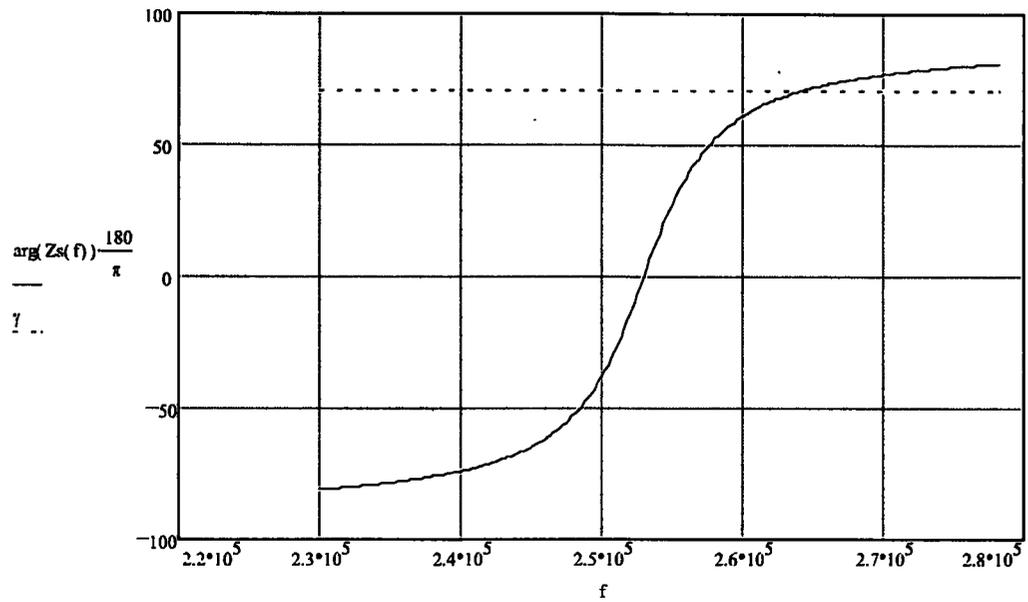
*Adaptación de componentes entre primario y secundario a través del transformador de corriente*

$$R_s := \frac{R_p}{N^2} \quad \text{Resistencia del oscilador REAL en secundario} \quad R_s \cdot 10^3 = 10.249$$

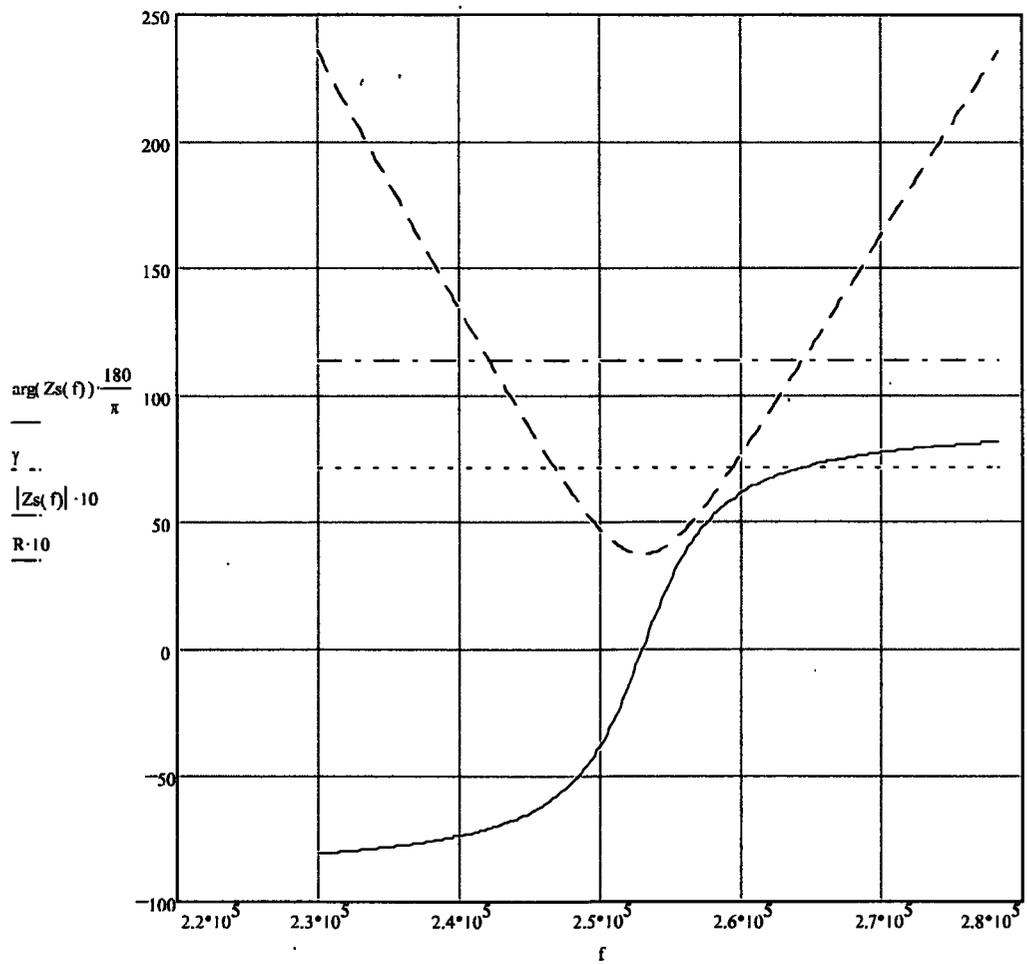
$$L_p := N^2 \cdot L_s \quad \text{Inductancia del oscilador vista en primario} \quad L_p \cdot 10^6 = 76.806$$

$$C_p := \frac{C}{N^2} \quad \text{Capacidad del oscilador vista en primario} \quad C_p \cdot 10^6 = 0.005$$

*Fase de la impedancia en función de la frecuencia*



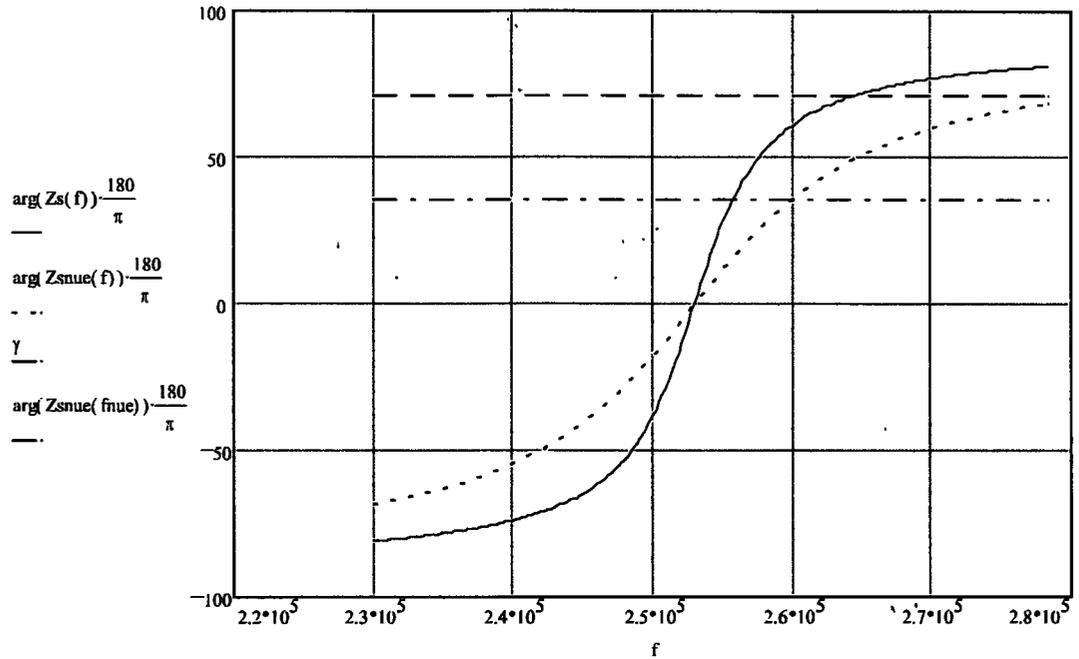
*Módulo de la impedancia por 10 y fase en el mismo gráfico*



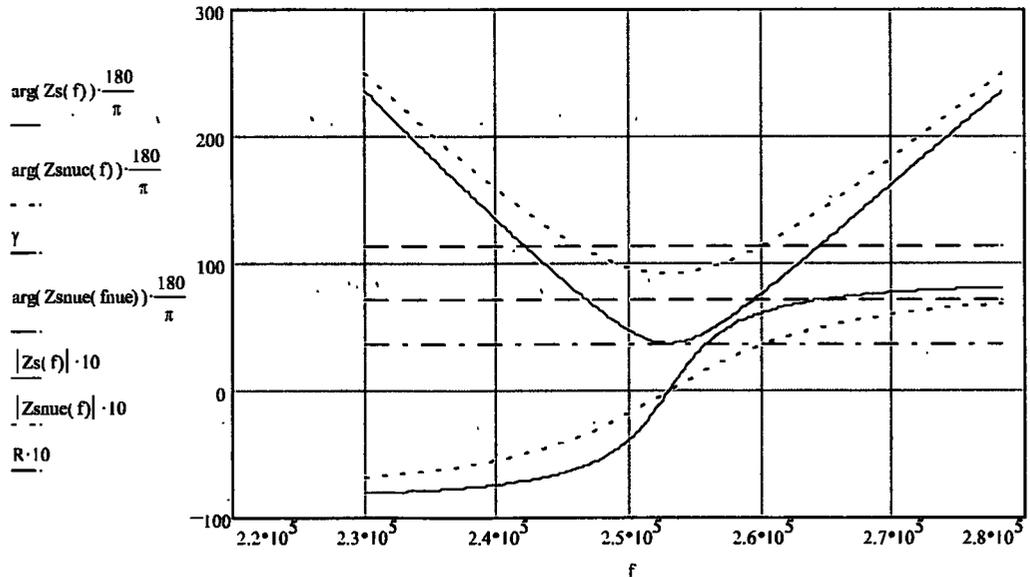
*Frecuencia de corte de la línea R con el nuevo módulo de impedancias*

$$fnue := 260 \cdot 10^3$$

*Fase de la impedancia en función de la frecuencia*



*Módulo de la impedancia por 10 y fase en el mismo gráfico*



$$\gamma_{nue} := \arg(Z_{snue}(fnue)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

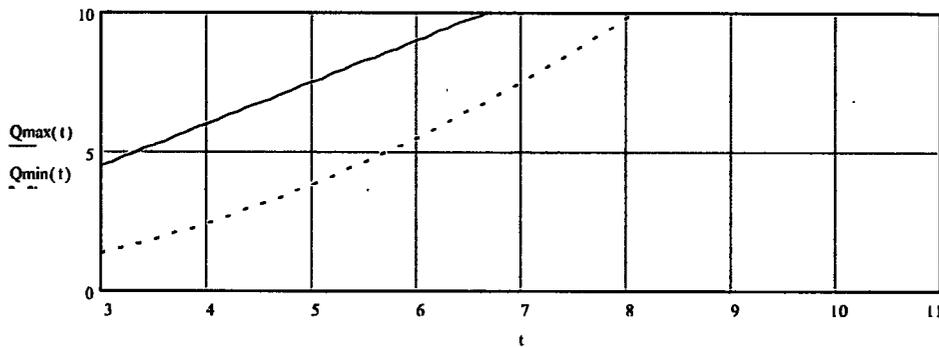
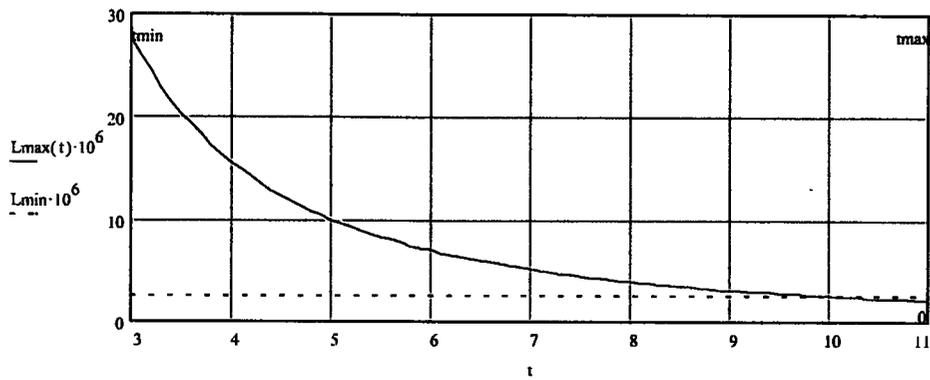
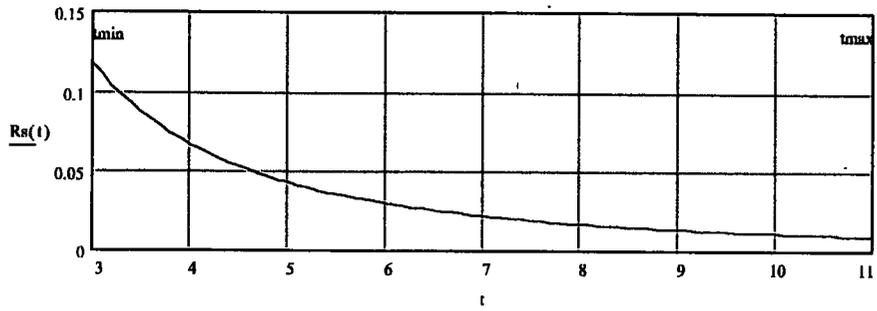
*Nuevo ángulo de disparo*

$$\gamma_{nue} = 35.852$$

$$I_{pnueva} := \sqrt{\frac{P_{sal}}{R_s}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{N_{nuevo}}$$

*Nueva corriente de trabajo*

$$I_{pnueva} = 35.467$$



$$f_{nom} := 4 \cdot 10^3$$

*Frecuencia a la que se desea trabajar*

$$L_{nom} := \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f_{nom}^2 \cdot C}$$

*Inductancia necesaria para esa frecuencia*

$$L_{nom} \cdot 10^6 = 16.287$$

$$t_{nom1} := \sqrt{\frac{V_{cmax}^2 \cdot C}{I_{eff}^2 \cdot L_{nom}}}$$

*Toma máxima para Lnominal*

$$t_{nom1} = 3.909$$

$$t_{nom} := \text{ceil}(t_{nom1})$$

$$t_{nom} = 4$$

$$L := L_{min}, L_{min} \frac{11}{10} \dots L_{max}(t_{prueba})$$

$$L_{min} \cdot 10^6 = 2.606$$

$$L_{max}(t_{prueba}) \cdot 10^6 = 6.912$$

$$Q(L, t) := \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{1}{R_s(t)}}$$

**Programa 4****DIAGRAMA DE LA IMPEDANCIA DE UN CIRCUITO RESONANTE DE DOS O DE TRES ELEMENTOS SERIE/PARALELO****DATOS**

$L := 20.0 \cdot 10^{-6}$	<i>Inductancia del oscilador</i>
$C := 0.013610^{-6}$	<i>Capacidad del oscilador</i>
$R := 2$	<i>Resistencia que presenta la carga en serie con el inductor</i>
$frec := 300 \cdot 10^3$	<i>Frecuencia esperada de oscilación</i>

**PARÁMETROS**

$$f := \frac{frec}{2}, \frac{frec}{2} \cdot 1.001, frec \cdot 2$$

**CÁLCULOS**

$$Z1 := \sqrt{-1} \quad \text{Definición de número complejo } j$$

$$\omega(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z1 \quad \text{Definición de omega}$$

**Definición de impedancias**

$$ZL(f) := L \cdot \omega(f) \quad \text{Impedancia del inductor}$$

$$ZLR(f) := L \cdot \omega(f) + R \quad \text{Impedancia del inductor en serie con la resistencia}$$

$$ZC(f) := \frac{1}{C \cdot \omega(f)} \quad \text{Impedancia del condensador}$$

**GENERADOR SERIE****CÁLCULOS**

$$Zs(f) := ZLR(f) + ZC(f) \quad \text{Impedancia del circuito serie}$$

**CIRCUITO LLC**

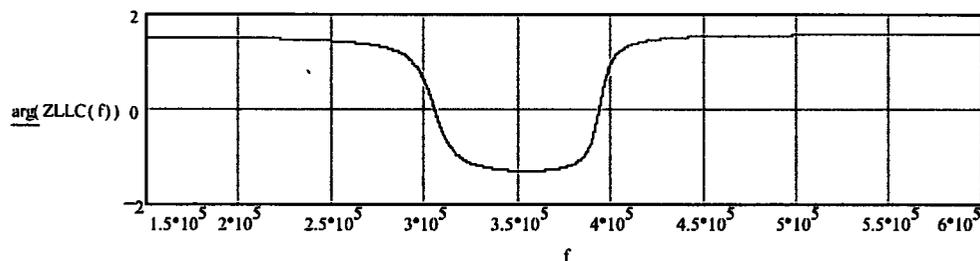
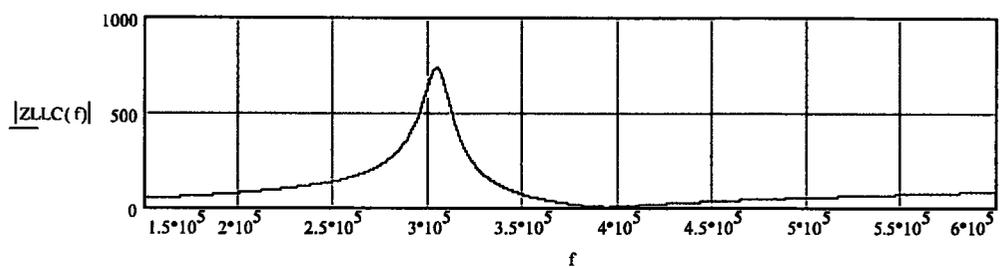
**DATOS**

$L1 := 30 \cdot 10^{-6}$       *Inductancia serie que alimenta al resonante paralelo*

**CÁLCULOS**

$ZL1(f) := L1 \cdot \omega(f)$       *Impedancia de la bobina serie con el resonante paralelo*

$ZLLC(f) := ZL1(f) + Zp(f)$       *Impedancia del circuito LLC*



**CIRCUITO LCC**

**DATOS**

$C1 := .1 \cdot 10^{-6}$       *Capacidad en paralelo que alimenta al resonante serie*

**CÁLCULOS**

$ZC1(f) := \frac{1}{C1 \cdot \omega(f)}$       *Impedancia del condensador paralelo con el resonante serie*

$ZCCL(f) := \frac{1}{ZC1(f)} + \frac{1}{Zs(f)}$       *Inversa de la impedancia del circuito CCL*

$ZCCL(f) := \frac{1}{ZCCL(f)}$       *Impedancia del circuito CCL*

**Programa 5****CÁLCULO DE OSCILADORES SERIE SIN TRAFIO DE CORRIENTE Y CON TRAFIO DE REACTIVA**

Se determina para cada toma los rangos de  $L$  y  $Q$

$$f := 3 \cdot 10^3 \quad \text{Frecuencia de trabajo del generador}$$

$$P := 500 \cdot 10^3 \quad \text{Potencia del generador}$$

$$Q := 7 \quad \text{Q del oscilador en el inductor}$$

$$L_{\text{nom}} := 1.75 \quad \text{L nominal calculada del inductor de calentamiento en uH}$$

$$L_{\text{min}} := 1.5 \quad \text{L mínima del inductor en uH}$$

$$L_{\text{max}} := 2 \quad \text{L máxima del inductor en uH}$$

**PARÁMETROS**

$$l := L_{\text{min}}, L_{\text{min}} \frac{101}{100} .. L_{\text{max}} \quad \text{Parámetro la inductancia}$$

**CÁLCULOS**

Dado que  $P_r = C w V^2 = L w I^2$

$$I(l) := \sqrt{\frac{P \cdot Q}{1 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}} \quad \text{Corriente en función de la L para mantener la Q cte.}$$

$$I(L_{\text{nom}}) = 1.03 \cdot 10^4$$

$$I_{\text{eff}} := \frac{P \cdot 500}{200 \cdot 10^3} \quad \text{Corriente eficaz de salida del generador}$$

$$I_{\text{eff}} = 1.25 \cdot 10^3$$

$$\text{Re}(l) := \frac{I(l)}{I_{\text{eff}}} \quad \text{Relación del trafo de reactiva en función de la L}$$

$$\text{Re}(L_{\text{nom}}) = 8.241$$

$$C(l) := \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \text{Re}(l)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} \quad \text{Capacidad en función de la L para mantener la Q cte.}$$

$$C(L_{\text{nom}}) \cdot 10^6 = 23.684$$

$$V_{\text{con}}(l) := \frac{I_{\text{eff}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C(l)} \quad \text{Tensión del cond. en función de la L para mantener la Q cte.}$$

$$V_{\text{con}}(L_{\text{nom}}) = 2.8 \cdot 10^3$$

**Programa 6**

**CARGA DE CONDENSADORES PARÁSITOS EN INVERSORES SERIE**

Vdc := 500

f := 100 · 10<sup>3</sup>

β corte := 24

I := 10

β conducción := 0

C := 1 · 10<sup>-9</sup>

$\beta := \frac{\pi}{180} \cdot \beta \text{ corte}$

t := -1 · 10<sup>-6</sup>, -0.999 · 10<sup>-6</sup> .. 5 · 10<sup>-6</sup>

ω := 2 · π · f

$\beta o := \arccos\left(1 - 2 \cdot C \cdot \omega \cdot \frac{Vdc}{I}\right)$

$\beta o \cdot \frac{180}{\pi} = 20.419$

i(t) := I · sen(ω · t - β)

io(t) := I · sen(ω · t - β o)

$v1(t) := \frac{I}{1 \cdot C \cdot \omega} \cdot (\cos(\beta - \omega \cdot t) - \cos(\beta)) - Vdc$

$v1o(t) := \frac{I}{1 \cdot C \cdot \omega} \cdot (\cos(\beta o - \omega \cdot t) - \cos(\beta o)) - Vdc$

v2(t) := min(Vdc, v1(t))

v2o(t) := min(Vdc, v1o(t))

v3(t) := max(-Vdc, v2(t))

v3o(t) := max(-Vdc, v2o(t))

$v4(t) := \text{si}\left(i(t) > 0, v3o\left(t + \frac{\beta o - \beta}{\omega}\right), v3(t)\right)$

Icond := 0

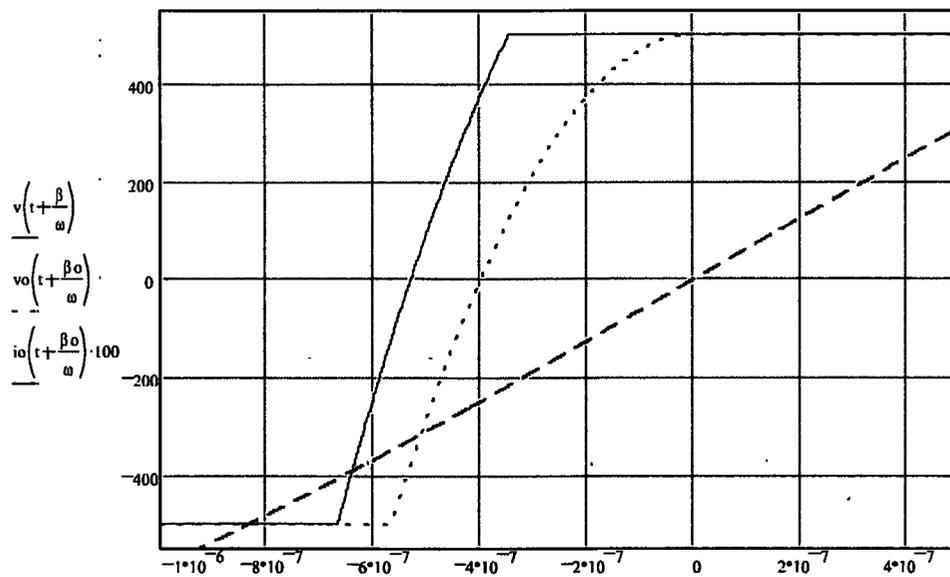
v5(t) := min(v4(t), v3(t))

$Icond := I \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{180} \cdot \beta \text{ conducción}\right)$

v(t) := si(i(t) > Icond, Vdc, v5(t))

vo(t) := I · sen(ω · t - β o)

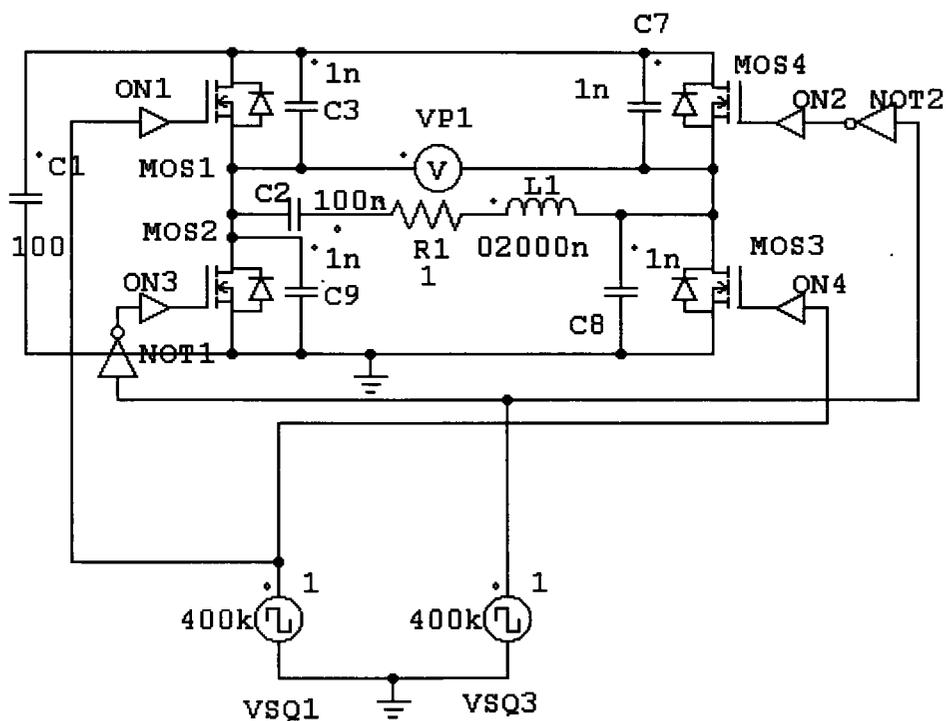
vo(t) := si(io(t) > 0, Vdc, v3o(t))



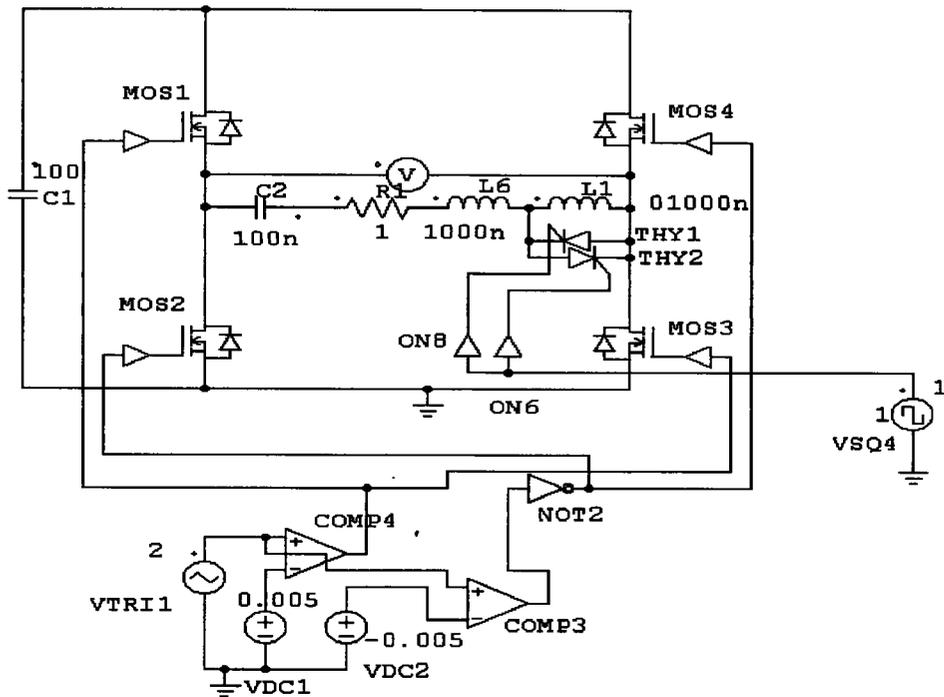
## Anexo 2

# Programas Simcad

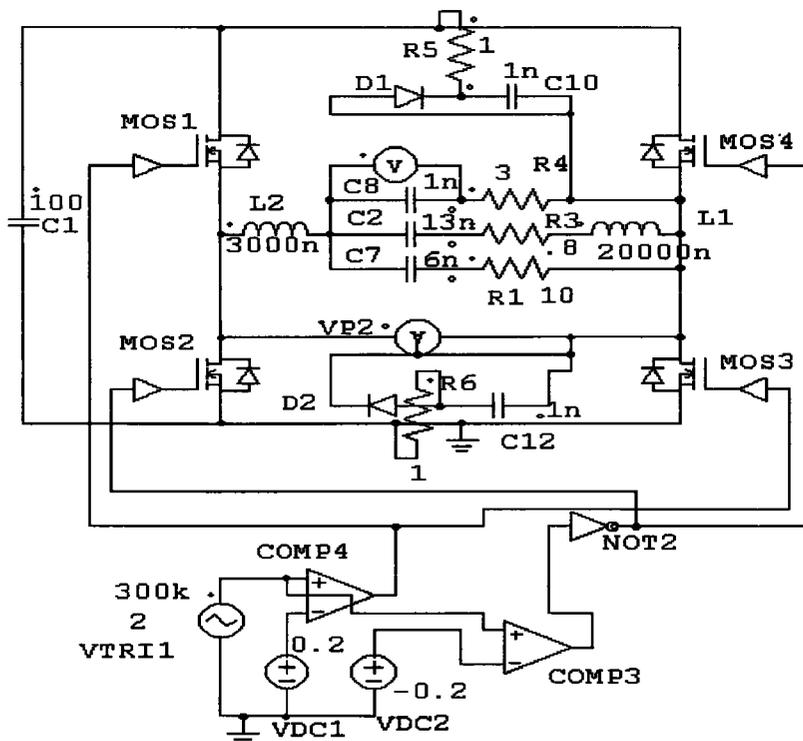
Esquema 1: Control Inversor. Forma de Onda Cuadrada



Esquema 4: Inversor en Condiciones de Cortocircuito



Esquema 5: Inversor con Modelo de Transformador de Salida con Capacidad Parásita



# **Bibliografía**

## Bibliografía

[AMBROSY01] U. Ambrosy, T. Rettich, M. Steuber, P. Wiedemuth.

"A Modern Concept for Induction Heating Generators".

*HIS. Heating by Internal Sources. Padua, Italia. Septiembre, 2001. pp 105-1121.*

[BLACKBURN80] D.L. Blackburn.

"An Experimental Study of Reverse Bias Second Breakdown".

*IEEE. International Electron Devices Meeting. 1980. pp. 297-301.*

[BLACKBURN87] D.L. Blackburn.

"Turn-Off Failure of Power MOSFETs".

*IEEE. Trans. Power Electronics. vol. PE-2, NO. 2. 1987. pp. 136-142.*

[BUSATTO93] G. Busatto, D.L. Blackburn, D.W. Berning.

"Experimental Study of Reverse-Bias Failure Mechanisms in Bipolar Mode JFET".

*IEEE-PESC. Power Electronics Specialists Conference. 1993. pp. 482-488.*

[BUSATTO96] G. Busatto, O. Fioretto, A. Patti.

"Non-Destructive Testing of Power MOSFET's Failures During Reverse Recovery of Drain-Source Diode".

*IEEE-PESC. Power Electronics Specialists Conference. 1996. pp. 593-599.*

[CARSTEN87] B. Carsten.

"A Hybrid Series-Parallel Resonant Converter for High Frequencies and Power Levels".

*HFPC. Proceedings. Abril, 1987. pp 41-47.*

[CARSTEN96] B. Carsten.

"Fet Selection and Driving Considerations for Zero Switching Loss and Low EMI in HF thyristor dual power converters".

*PCIM. Power Conversion. Proceedings. Mayo 1996. pp. 91-102.*

[CHENG] D. K. Cheng.

"Fundamentos de electromagnetismo para la ingeniería".

*PEARSON. Addison Wesley Longman. 1998.*

[CHERON92] Y. Cheron.

"Soft Commutation".

*Chapman & Hall. 1992.*

[CUSSAC91] P. Cussac, P. Thomas, T. Fontenit.

"A Reliable MOS Transistor Driver Intended for a Series Resonant Converter in Zero Voltage Switching Mode".

*EPE. European Power Electronics Association. Firenze, 1991. vol. 2, pp. 19-24*

[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.*

[DEBOY02a] G. Deboy.

"What's the Benefit of CoolMOS in the Phase Shifted ZVS Bridge Topology?".

*Application Note. AN-COOLMOS-05. Enero, 2002. pp 1-15.*

[DEBOY02b] G. Deboy, J. Hancock, M. Pürschel, U. Wahl, A. Willmeroth.

"Compensation Devices Solve Failure Mode of the Phase Shift ZVS Bridge during Light-Load Operation"

*IEEE-APEC. Applied Power Electronics Conference. Miami Beach, Florida. Febrero, 2002.*

- [DEDE91a] E.J. Dede, V. Esteve, J.V. González, J. García, L. Lapiedra, M. Fernández.  
"Design of a Series Resonant Converter for Induction Heating".  
*IEEE-MELECON. Mediterranean Electrotechnical Conference. Ljubljana, Yugoslavia. Mayo, 1991.*
- [DEDE91b] E.J. Dede, J.V. González, V. Esteve, J. Jordán.  
"High Frequency Generator for Induction Heating".  
*PCIM Europe. Power Conversion. Mayo/Junio, 1991. pp. 160-165.*
- [DEDE93] 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. Power Conversion Conference. Yokohama. 1993.*
- [DEDE95] E.J. Dede, V. Esteve, E. Maset, J.M. Espí, E. Navarro, J.A. Carrasco, E. Sanchis.  
"Soft Switching Series Resonant Converter for Induction Heating Applications".  
*IEEE-PEDS. Power Electronics and Drive Systems. 1995. vol. 2, pp. 689-693.*
- [DEDE97a] E.J. Dede, J. Jordán, J.M. Espí, A. Ferreres.  
"Design Considerations for Transformerless Series Resonant Inverters for Induction Heating".  
*IEEE-PEDS. Power Electronics and Drive Systems. Singapore. Mayo, 1997. vol 1.*
- [DEDE97b] 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".  
*PCC. Power Conversion Conference. Nagaoka, Japan. Agosto, 1997.*
- [DEDE98] E.J. Dede, J.M. Espí.  
"Static Inverters for Induction Heating: From the Fundamentals to the Analysis and Design".  
*PCIM. International Conference. Seminar 5. Nueremberg, 1998.*

[DEDE01a] E.J. Dede, J. Jordán.

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

*PCIM. International Conference. Seminar 14. Nueremberg. Junio, 2001.*

[DEDE01b] E.J. Dede, J. Jordán.

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

*HIS. Heating by Internal Sources. Tutorial. Padua, Italia. Septiembre, 2001.*

[DEDE02a] E.J. Dede, J. Jordán, V. Esteve, C. Cases.

"New Investigations on Sort-Circuit Behaviour of Current-fed Inverters for Induction Tube Welding".

*PCIM. International Conference. Shangai, China. Marzo, 2002.*

[DEDE02b] E.J. Dede, J. Jordán.

"Transistorised Inverters for Induction Heating: from the Fundamentals to the Analysis and Design".

*PCIM. International Conference. Seminar 2. Shangai, China. Marzo, 2002.*

[EDF82] Electricité de France. Departament Aplicacions de Electricité.

"Le Chauffage par Induction. Conception et Applications Industrielles".

*Centre des Renardières. Route d'Ecuelles. 77250 Moret-sur-Loing.*

[ESPÍ96] 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. Octubre, 1996.*

[ESPÍ97] 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. Valencia. Septiembre, 1997. vol. 2.*

[ESPÍ98] 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.*

[ESTEVE99] V. Esteve.

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

*Tesis Doctoral. Universitat de València. Valencia, 1999.*

[FIEL01] A. Fiel, T. Wu.

"MOSFET Failure Modes in the Zero-Voltage-Switched Full-Bridge Switching Mode Power Supply Applications".

*IEEE-APEC. Applied Power Electronics Conference. California, USA. Marzo, 2001.*

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

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

*IEEE-IAS. Industry Applications Society. Annual Meeting. 1994. pp. 833-840.*

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

"Resonance Transformation for Induction Heating".

*PCIM Europe. Magazine. Marzo/Abril, 1994. pp. 76-79.*

[FRANK82] W.E. Frank, C.F. Der.

"Solid State RF Generators for Induction Heating Applications".

*IEEE-IAS. Industry Applications Society. Annual Meeting. San Francisco, California, USA. Octubre, 1982. pp 939-944.*

[GALYON01] G.T. Galyon, J. Cardinal, P.J. Singh, J. Newcomer, W. Lorenz, K. Chu.

"Static and Dynamic Testing of Power MOSFETs".

*IEEE-APEC. Applied Power Electronics Conference. California, USA. Marzo, 2001.*

- [GRAJALES93] L. Grajales, J.A. Sabaté, K.R. Wang, W.A. Tabisz, F.C. Lee.  
"Design of a 10KW, 500KHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating".  
*IEEE-IAS. Industry Applications Society. Annual Meeting. 1993. pp. 843-849.*
- [HEBENSTREIT82] E. Hebenstreit.  
"Overcoming the dv/dt Problem in Power MOSFET Switching Stages During Commutation".  
*PCI. Proceedings. Septiembre, 1982. pp 147-153.*
- [HEBENSTREIT83] E. Hebenstreit.  
"The Power FET as a Switch – Its Performance Yesterday and Today".  
*PCI. Proceedings. Septiembre, 1983. pp 115-127.*
- [HERFURTH84] M. Herfurth, H. Pelka , H. Rabl, W. Schott.  
"Operating SIPMOS Transistors".  
*Siemens Components XIX, No. 4. 1984. pp 157-159.*
- [HERFURTH87] M. Herfurth.  
"Drive Circuits for SIMOPAC MOSFET Power Modules".  
*Report LE 9705. Siemens. 1987.*
- [HEUMANN81] K. Heumann.  
"Fundamentos de la Electrónica de Potencia".  
*Editorial Paraninfo, 1981.*
- [HEXFET] S. Clemente, B.R. Pelly, A. Isidori.  
"Understanding Hexfet. Switching Performance".  
*Hexfet Data Book (International Rectifiers). Capítulo 11, pp. (1-85), (1-98).*
- [LEATHERMAN69] A.F. Leatherman, D.E. Stutz.  
"Basic Induction Heating Principles".  
*Solid State Technology. Octubre, 1969.*

[METAXAS69] A.C. Metaxas.

"Foundations of Electroheat. a Unified Approach".

*John Wiley & Sons. 1996.*

[RIDLEY90] R.B. Ridley, M.M. Jovanovic, W.A. Tabisz, E.M. Kvalheim.

"Resonant Converters".

*VPEC. Power Electronics Professional Seminar. Blacksburg, Virginia, USA. 1990.*

[ROSSETTO92] L. Rossetto.

"A Simple Control Technique for Series Resonant Converters".

*IEEE-PESC. Power Electronics Specialists Conference. 1992. vol. 2, pp. 788-792.*

[SEVERNS97] R. Severns.

"Snubber Circuit for Power Electronics".

*Teknik Information. Stockholm, Sweden. Mayo, 1997.*

[TOTTEM97] G. E. Tottem, M. A. H. Howes.

"Steel Heat Treatment Handbook".

*Marcel Dekker, Inc. 1997.*

[UNDELAND84] T. Undeland, F. Jensen, A. Steinbakk, T. Rogne, M. Hernes.

"A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO PWM Inverters".

*IEEE-PESC. Power Electronics Specialists Conference. Gaithersburg, Maryland, USA. Junio, 1984. pp 42-53.*

[ZAISER95] G. Zaiser, G. Fischer, M. Bruckmann, H.C. Doht.

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

*PCIM Europe. Power Conversion. Proceedings. Junio, 1995. pp 481-489.*

[ZINN84] S. Zinn.

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

*EPRI. Electrical Power Research Institute, Inc. 1984.*