

Universitat de València
Departamento de Ingeniería Electrónica



**Rectificador trifásico bidireccional
de alta frecuencia con corrección
del factor de potencia.**

TESIS DOCTORAL

Presentada por:

Juan B. Ejea Martí

Valencia, Julio 2000



UMI Number: U607760

All rights reserved

INFORMATION TO ALL USERS

The quality of this reproduction is dependent upon the quality of the copy submitted.

In the unlikely event that the author did not send a complete manuscript and there are missing pages, these will be noted. Also, if material had to be removed, a note will indicate the deletion.



UMI U607760

Published by ProQuest LLC 2014. Copyright in the Dissertation held by the Author.
Microform Edition © ProQuest LLC.

All rights reserved. This work is protected against
unauthorized copying under Title 17, United States Code.




ProQuest LLC
789 East Eisenhower Parkway
P.O. Box 1346
Ann Arbor, MI 48106-1346

TESIS DOCTORAL

n-400

18/12/2003

Físicas
T.D
400

	UNIVERSITAT DE VALÈNCIA REGISTRE GENERAL ENTRADA
31 JUL. 2000	
N.º	115383
HORA	
OFICINA AUXILIAR NÚM. 16	

UNIVERSITAT DE VALÈNCIA
BIBLIOTECA CIÈNCIES

Nº Registre 16066

DATA 12-2-01

SIGNATURA TD400 Física

Nº LIBIS: j 2020243x

30 cm



L.E.I.I.
Dpto. de Ingeniería Electrónica
C/. Dr. Moliner, 50
46100 Burjassot
España

Tel.: int-34-96-3160460
FAX: int-34-96-3864775

D. Esteban Sanchis Kilders, Profesor Titular de Universidad, del Dpto. de Ingeniería Electrónica y **D. Jose A. Carrasco Hernández**, Profesor Titular de Universidad Interino, de la División de Tecnología Electrónica del Dpto. Ciencia y Tecnología de Materiales, Universidad Miguel Hernández.

HACEN CONSTAR: Que el Licenciado en Ciencias Físicas D. Juan B. Ejea Martí ha realizado bajo su dirección el trabajo titulado "**Rectificador trifásico bidireccional de alta frecuencia con corrección del factor de potencia**", 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 treinta y uno de julio de dos mil.

Fdo. Esteban Sanchis Kilders
Profesor Titular de Universidad

Fdo. Jose A. Carrasco Hernández
Profesor Titular de Universidad Interino

Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecer a mis directores de tesis, el Dr. Ing. Esteban Sanchis Kilders y el Dr. Ing. José A. Carrasco, todo su apoyo y ayuda en la realización de la tesis. A los Drs. José A. Carrasco y Esteban Sanchis quiero agradecerles sus innumerables consejos y aportaciones técnicas.

También quisiera agradecer especialmente al Catedrático Dr. Enrique J. Dede todo lo que ha hecho para que hoy forme parte del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat de Valencia y al Profesor Titular Enrique Maset su dedicación desinteresada a todos los integrantes del Laboratorio de Electrónica Industrial e Instrumentación.

A mis compañeros del Laboratorio de Electrónica Industrial e Instrumentación, por orden alfabético: Silvia Casans, José Miguel Espí, Vicente Esteve, Agustín Ferreres, Rafael García, Edith Navarro, José Pelegrí y Diego Ramírez, por sus aportaciones, opiniones y toda clase de ayuda que me han prestado.

A todos mis compañeros del Departamento de Ingeniería Electrónica, en especial al Director del Departamento, Catedrático José Espí López. También agradecer a Jaime Castelló todo el soporte técnico que me ha prestado.

No quisiera olvidar a las que nunca nombramos pero sin las que el papeleo y los tramites burocráticos nos ahogarian: Lola y M^a Jesús.

Al Ministerio de Educación y Ciencia y al Centro para el Desarrollo Tecnológico e Industrial, CDTI, que me concedieron una beca de especialización en Laboratorio Europeo para la Física de Partículas (CERN), la cual disfruté durante dos años y gracias a la cual surgió esta Tesis.

De entre todas las personas que me ayudaron durante mi estancia en Suiza, quiero agradecer especialmente la aportación de D. Rafael de la Calle y Mr. Jacques Gruber, sin los cuales esta Tesis no habría sido posible. También agradecer su ayuda a los componentes de la sección PS, grupo PO y a cuantos colaboraron en hacer más agradable mi estancia en ese país.

Al CERN, por haber sufragado en su mayor parte, los gastos de este trabajo.

A mi familia, en especial a mis padres por darme la vida y cuidarme y apoyarme en todo momento.

A todos aquellos que no he nombrado pero que colaboraron de una u otra forma en que esta tesis fuera posible, mi más profundo y sincero agradecimiento.

A toda mi familia



Objetivos y Resumen de la Tesis Doctoral.

Este trabajo está basado en la necesidad actual de conseguir un uso más eficiente de la red eléctrica y reducir además la polución de armónicos que sufre actualmente. Este uso eficiente de la energía eléctrica está bonificado o penalizado por la propia compañía eléctrica suministradora según la ley española en lo que al factor de desplazamiento se refiere (para aplicaciones industriales) y además existe actualmente una normativa en vigor a nivel europeo (EN 61000) que limita tanto el contenido armónico de la corriente que se le pide a la red pública como la distorsión que se le pueda ocasionar a la forma de onda eléctrica (para todo tipo de equipos). Como la mayor parte de la maquinaria eléctrica industrial funciona con tensión trifásica el estudio aborda los circuitos que corrigen el factor de potencia para instalaciones trifásicas.

A esta motivación se une el hecho de estar buscando nuevas estructuras para simplificar los circuitos utilizados en el campo de los aceleradores de partículas. La conveniencia de utilizar un dispositivo reductor para alimentar la carga inductiva que suponen los imanes nos ha inclinado hacia la estructura de un rectificador trifásico bidireccional basado en el llamado convertidor matricial, con un lazo de corriente de conductancia. El lazo de corriente dota al rectificador de todas las ventajas propias de dicho lazo. Las estructuras, por supuesto, deben cumplir la normativa actual en lo que a factor de potencia se refiere.

Para el estudio de la topología de rectificador trifásico se ha aplicado control vectorial, ampliamente utilizado en el área de máquinas eléctricas y cada vez más popular en el control de rectificadores trifásicos, sobre todo debido a la introducción de controles digitales que permiten realizar los cálculos que esta técnica de control requiere en un tiempo aceptable. El control vectorial nos ha ayudado a obtener un modelo muy simplificado del rectificador lo que por tanto simplifica su control, a pesar del hecho de estar alimentando una carga inductiva, tal y como se verá.

Todo el estudio teórico se plasma en el diseño de un prototipo donde se aplica de forma práctica la teoría deducida y que corrobora la certeza de los resultados teóricos obtenidos.

Glosario

A continuación se enumeran y describen brevemente las variables más utilizadas a lo largo del trabajo, ordenadas por orden alfabético.

- I_1, \dots, I_6 : señales digitales que valen '1' cuando estamos en el sector correspondiente y '0' el resto del tiempo
- A, B, C, D: señales PWM auxiliares generadas por el DSP
- C_d : condensador de la red de amortiguamiento del filtro de entrada
- C_i : condensador del filtro de entrada
- CD: bit de validez del signo de la corriente
- CS: bit de signo de la corriente
- D: ciclo de trabajo en régimen estacionario
- \tilde{d} : perturbación del ciclo de trabajo
- \vec{d} : vector espacial de ciclos de trabajo en el marco de referencia fijo, α - β
- \vec{d}_{rot} : vector espacial de ciclos de trabajo en el marco de referencia móvil, d-q
- d_a, d_b : ciclos de trabajo obtenidos utilizando la modulación de vectores espaciales
- d_α, d_β : ciclos de trabajo correspondientes al primer y segundo estado respectivamente
- d_{0x}, d_{0y}, d_{0z} : ciclos de trabajo de los "estados nulos" correspondientes a los estados I_x, I_y e I_z .
- DF: factor de desplazamiento

DH:	factor de distorsión armónica
d_{jk} :	ciclo de trabajo correspondiente al interruptor S_{jk}
d, q :	subíndices de la componente real e imaginaria del marco de referencia móvil
f_0, f_{0p} :	frecuencias de resonancia de la etapa de potencia. En el caso de f_0 , frecuencia de corte del filtro de entrada también.
f :	frecuencia de red
f_s :	frecuencia de conmutación
G:	conductancia del sensor de corriente
I_0 :	corriente de salida
$\vec{I}_1, \dots, \vec{I}_9$:	vectores espaciales base de la corriente de entrada
I_1, \dots, I_9 :	estados posibles de conmutación del convertidor
I_a, I_b :	proyección del vector de corriente de entrada sobre el vector espacial base derecho e izquierdo respectivamente
i_{an}, i_{bn} :	coeficientes del desarrollo en serie de Fourier de la corriente de entrada
\vec{i}_i :	vector espacial de corriente de entrada en el marco de referencia fijo, α - β
\vec{i}_{i_rot} :	vector espacial de corriente de entrada en el marco de referencia móvil, d-q
$\vec{I}_{in}, \vec{i}(t)$:	vector espacial de corriente de entrada
I_n :	amplitud de la corriente del armónico n
i_r, i_s, i_t :	corrientes de fase de entrada
$i(t)$:	corriente de fase de entrada genérica
i_L :	corriente por el inductor de filtrado

I_m :	amplitud de la corriente de fase de entrada del armónico fundamental
ΔI :	rizado de corriente en la inductancia de salida
$\Delta i_{cn}, \Delta i_{dn}$:	desviación de la proporcionalidad de los coeficientes del desarrollo de Fourier de la corriente de entrada con respecto a los armónicos de tensión
Δi_{pp} :	rizado de corriente del filtro de entrada
K :	constante del sensado de la tensión de salida
L :	inductancia de filtrado
L_i :	inductancia del filtro de entrada
L_m :	inductancia de carga
MF :	margen de fase
$M(\omega_m)$:	función de transferencia del modulador PWM
m :	relación o índice de modulación
m_{jk} :	función de modulación correspondiente al interruptor S_{jk}
P_o :	potencia de salida
P :	potencia media suministrada por la red de suministro eléctrico
P_{cond} :	potencia de pérdidas de conducción
PF :	factor de potencia
P_i :	potencia de entrada del sistema trifásico
Q, Q_p :	factores de calidad asociados a las resonancias de la etapa de potencia
R_m :	resistencia de carga
RMS :	subíndice que indica que estamos hablando de valores eficaces

$rot:$	subíndice que indica que el vector está representado en el marco de referencia móvil
$R_d:$	resistencia de la red de amortiguamiento del filtro de entrada
$R_s:$	resistencia equivalente del sensor de corriente
$R,S,T:$	subíndices utilizados para diferenciar las variables asociadas a cada una de las 3 fases
$S:$	potencia aparente
$S_{jk}:$	variable que representa el interruptor; vale '1' si el interruptor está cerrado y '0' si está abierto
$S_{jkp}, S_{jkn}:$	variables para los interruptores asociados a la conducción de una corriente de salida positiva 'p' o negativa 'n'.
$T:$	matriz de cambio de coordenadas
$V_o:$	tensión de salida
$V_{an}, V_{bn}:$	coeficientes del desarrollo en serie de Fourier de la tensión de entrada
$V_{línea}:$	tensión eficaz de línea de entrada (380V)
$V_m:$	amplitud de la tensión de fase de entrada
$V_{max}:$	amplitud máxima de la tensión de fase
$V_{pn}:$	tensión de salida del convertidor antes del filtro de salida (entre los nodos p y n)
$V_R, V_S, V_T:$	tensiones de fase de entrada
$V_r, V_s, V_t:$	tensiones de fase en los puntos intermedios del convertidor
$V_{RMS}:$	tensión de fase de entrada eficaz (en un sistema equilibrado, todas son iguales)
$v(t):$	tensión de fase de entrada

ΔV :	rizado de la tensión de entrada
X_m :	amplitud de la variable trifásica x
$x(t)$:	variable de un sistema trifásico
t, u, v, x, y, z :	señales PWM auxiliares internas de la PAL
Z_o :	impedancia de salida
Z_i :	impedancia de entrada del convertidor
Z_s :	impedancia de salida del filtro de entrada
α, β :	subíndices de las componentes correspondientes del vector x en el marco de referencia fijo, α - β
β :	rizado relativo de corriente de entrada
δ :	rizado relativo de tensión de entrada
η :	rendimiento
ρ :	$2\pi/3$
φ, φ_1 :	desfase entre tensión y corriente del armónico fundamental a la entrada del convertidor
φ_n :	desfase entre la corriente y la tensión de entrada del armónico n
ψ :	desfase entre tensión y corriente a la entrada del filtro de entrada
ω :	frecuencia angular de red
$\tilde{\cdot}$:	superíndice de las variables perturbadas

ÍNDICE

1. CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS TRIFÁSICOS.	1
1.1. INTRODUCCIÓN.	1
1.2. MOTIVACIONES.	1
1.2.1. <i>Definiciones.</i>	5
1.2.2. <i>Consecuencias.</i>	8
1.2.3. <i>Normativa</i>	9
1.3. MÉTODOS DE CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA	13
1.3.1. <i>Método pasivo</i>	14
1.3.2. <i>Método activo</i>	16
1.4. ESTUDIO TOPOLÓGICO DE RECTIFICADORES TRIFÁSICOS PARA LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA.	17
1.4.1. <i>Rectificadores modulares.</i>	18
1.4.2. <i>Rectificadores trifásicos no modulares.</i>	20
1.5. CONTROL DE LOS VOLTIO-AMPERIOS-REACTIVOS (VAR) INSTANTÁNEOS UTILIZANDO CONVERTIDORES CONMUTADOS CON ALMACENAMIENTO MÍNIMO DE ENERGÍA.	30
1.6. FILTROS ACTIVOS.	31
1.7. INTERCONEXIÓN DE SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA PARA NIVELACIÓN DE CARGA DE RED.	32
1.8. BIBLIOGRAFIA	33
2. CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS TRIFÁSICOS (II).	35
2.1. INTRODUCCIÓN.	35
2.2. TEORÍA DE LA POTENCIA REACTIVA INSTANTÁNEA. APLICACIÓN A UN FILTRO ACTIVO VSI.	35
2.2.1. <i>Definición y significado físico de la potencia reactiva instantánea.</i>	37
2.2.2. <i>Estrategia de control.</i>	38
2.2.3. <i>Sistema compensador de potencia reactiva instantánea.</i>	40
2.2.4. <i>Nueva estrategia de control basada en la teoría de la potencia reactiva instantánea.</i>	41
2.2.5. <i>Método de control basado en un nuevo cambio de ejes.</i>	44

2.3. INTERCONEXIÓN DE SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA PARA ESTABILIZACIÓN DE LA RED: SISTEMAS SMES (SUPERCONDUCTING MAGNETIC ENERGY STORAGE SYSTEM)	46
2.3.1. Control en tiempo real del flujo de potencia activa y reactiva con carga inductiva.	46
2.3.2. Linealización de la estrategia PWM óptima.	48
2.4. BIBLIOGRAFÍA.	51
3. IMPLEMENTACIÓN DE UN RECTIFICADOR CONTROLADO UTILIZANDO LA TEORÍA DEL CONVERTIDOR MATRICIAL AC-AC.	53
3.1. INTRODUCCIÓN.	53
3.2. CONVERTIDOR MATRICIAL AC-AC.	54
3.3. LÍMITES FÍSICOS DE OPERACIÓN DE UN CONVERTIDOR MATRICIAL.	54
3.4. ESTRATEGIA DE MODULACIÓN PARA UN CONVERTIDOR MATRICIAL AC-AC.	56
3.5. REDUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR MATRICIAL A UN RECTIFICADOR CONTROLADO AC/DC.	58
3.6. VARIACIONES TOPOLÓGICAS DEL CONVERTIDOR MATRICIAL REDUCIDO, OPERANDO COMO RECTIFICADOR AC-DC.	60
3.7. REDUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR MATRICIAL A UN INVERSOR EN FUENTE DE TENSIÓN (VOLTAGE SOURCE INVERTER, VSI) Y A UN INVERSOR EN FUENTE DE CORRIENTE (CURRENT SOURCE INVERTER, CSI)	63
3.8. OBTENCIÓN DE TENSIONES DE SALIDA NEGATIVAS.	69
3.9. BIBLIOGRAFÍA.	71
4. CONVERTIDOR MATRICIAL AC-DC BIDIRECCIONAL.	73
4.1. INTRODUCCIÓN.	73
4.2. RELACIONES IMPORTANTES.	74
4.3. SECUENCIAS DE CONMUTACIÓN ÓPTIMAS.	76
4.4. ASIGNACIÓN DE CICLOS DE TRABAJO A INTERRUPTORES PARTICULARES.	78
4.5. REPRESENTACIÓN VECTORIAL.	81
4.5.1 Definición del vector espacio.	81
4.5.2. Aplicación del control vectorial a nuestro convertidor.	83
4.6. CONTROL SEGURO DE LOS CONMUTADORES DE CUATRO CUADRANTES.	89
4.6.1. Introducción.	89
4.6.2. El problema de la conmutación.	90
4.6.3. Control seguro de los conmutadores.	91
4.7. BIBLIOGRAFÍA.	98

5. MODELADO DEL CONVERTIDOR.	99
5.1. INTRODUCCIÓN.	99
5.2. MODELADO DEL CONVERTIDOR.	100
5.3. CAMBIO DE MARCO DE REFERENCIA.	102
5.3.1 <i>Vectores espaciales para el convertidor matricial ac-dc en el marco de referencia móvil.</i>	105
5.4. ANÁLISIS ESTÁTICO Y DINÁMICO DEL CONVERTIDOR CON CARGA RESISTIVA.	107
5.5. ANÁLISIS ESTÁTICO Y DINÁMICO DEL CONVERTIDOR CON CARGA RM-LM.	110
5.6. ANÁLISIS DE MODULADORES PWM.	111
5.6.1. <i>Análisis de moduladores PWM para moduladores de control vectorial</i>	114
5.7. BIBLIOGRAFÍA.	118
6. DISEÑO DEL CONVERTIDOR MATRICIAL AC-DC BIDIRECCIONAL.	119
6.1. INTRODUCCIÓN.	119
6.2. ETAPA DE POTENCIA: DISEÑO DEL CONTROL DE CORRIENTE PROMEDIO.	121
6.2.1. <i>Diseño de los elementos semiconductores.</i>	124
6.3. EL CONTROL HÍBRIDO.	125
6.3.1. <i>Etapa analógica.</i>	126
6.3.2. <i>Etapa digital.</i>	134
6.3.3. <i>Algoritmo de control del DSP.</i>	140
6.3.4. <i>Circuito de disparo.</i>	142
6.4. FILTRO DE ENTRADA.	142
6.5. CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA.	147
6.5.1. <i>Limitaciones.</i>	147
6.5.2. <i>Implementación de la corrección del factor de potencia.</i>	149
6.6. CONCLUSIÓN	159
6.7. BIBLIOGRAFÍA.	159
7. RESULTADOS EXPERIMENTALES.	161
7.1. INTRODUCCIÓN.	161
7.2. MEDIDAS DEL RENDIMIENTO	161
7.3. MEDIDAS DEL FACTOR DE POTENCIA	164
7.3.1. <i>Factor de desplazamiento</i>	165
7.3.2. <i>Factor de distorsión armónica</i>	166
7.4. MEDIDAS DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA	167
7.5. FORMAS DE ONDA	175
7.6. CONCLUSIÓN	181

8. CONCLUSIONES.	182
8.1. APORTACIONES DE ESTE TRABAJO	182
8.2. APLICACIONES FUTURAS. CONVERTIDOR MATRICIAL AC-DC BIDIRECCIONAL COMO SISTEMA ACONDICIONADOR DE POTENCIA POR SMES	183
8.2.1. <i>Sistemas acondicionadores de potencia basados en unidades SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage).</i>	183
8.2.2. <i>Control del acondicionador de potencia.</i>	186
8.2.3. <i>Convertidor matricial ac-dc bidireccional como sistema acondicionador de potencia por SMES</i>	188
8.3. APLICACIONES FUTURAS. IMANES DE CORRECCIÓN DE DIPOLO.	191
8.4. APLICACIONES FUTURAS. FILTRADO ACTIVO.	191
8.5. OTRAS APLICACIONES FUTURAS.	192
8.6. BIBLIOGRAFÍA.	193

ANEXOS

ANEXO 1 : PROGRAMA DEL DSP	195
A1.1. INTRODUCCIÓN	195
A1.1.1. <i>Rutina del servicio de interrupción</i>	195
A1.1.2. <i>Rutina completa.</i>	204
A1.2. BIBLIOGRAFÍA	215
ANEXO 2 : PROGRAMA MATHCAD	216
A2.1. INTRODUCCIÓN	216
ANEXO 3 : ESQUEMAS ELÉCTRICOS DEL CONVERTIDOR.	226
A3.1. INTRODUCCIÓN	226

1. Corrección del factor de potencia en sistemas electrónicos trifásicos.

1.1. Introducción.

La mejora de la calidad de los equipos electrónicos desde el punto de vista de la interacción de estos equipos con otros usuarios de la red eléctrica es un problema que cada vez está teniendo más importancia. Nuevas normativas cada vez más restrictivas están entrando en vigor, en áreas de compatibilidad electromagnética y calidad de la potencia eléctrica. La mejora de la calidad de la potencia eléctrica se plantea debido a la proliferación en las últimas décadas de equipos electrónicos cuyas fuentes de alimentación tienen corrientes de entrada distorsionadas debido a su comportamiento como cargas no lineales. Estas distorsiones pueden afectar a los demás usuarios del suministro eléctrico.

La definición de lo que llamamos “factor de potencia” nos permite conocer el grado de utilización eficiente de la red eléctrica por parte del usuario, así como la “limpieza” de señales que extrae de ella. En este trabajo se propone una solución para minimizar la polución de la red eléctrica desde el punto de vista del factor de potencia.

1.2. Motivaciones.

Cualquier sistema electrónico necesita una fuente de energía que generalmente suele ser la red eléctrica. Esto significa que la gran mayoría de usuarios conectamos algún dispositivo a la red y por tanto debemos tener en cuenta el factor de potencia de nuestro dispositivo.

En el caso más sencillo, la red será monofásica y el sistema rectificador utilizado es un puente completo de diodos, al que le sigue un condensador de filtrado (Fig. 1.1).

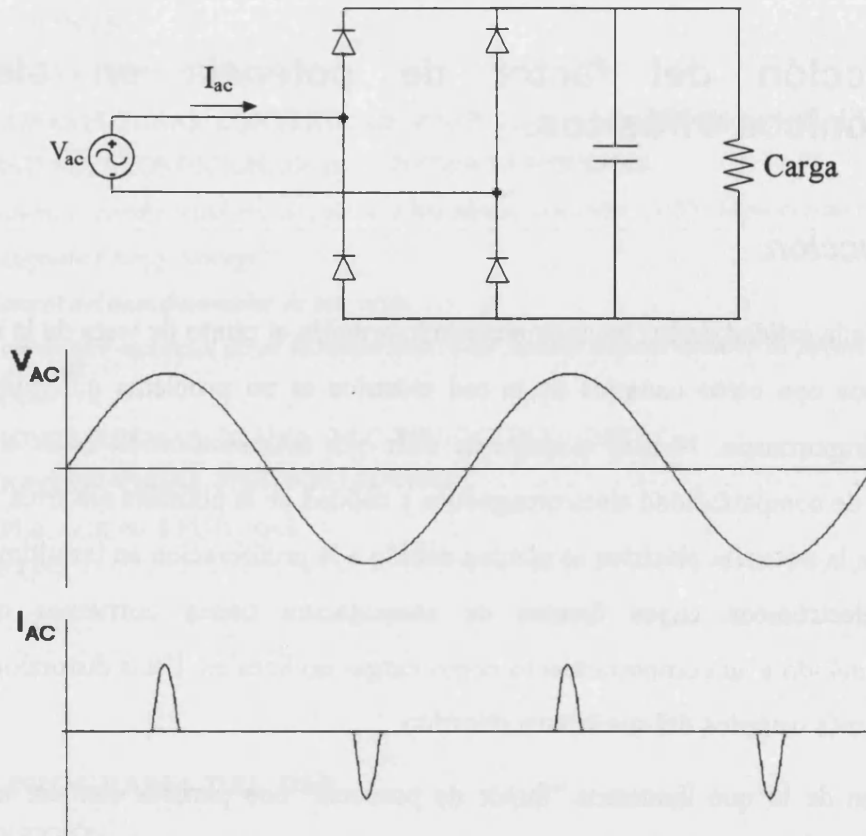


Fig. 1.1: Rectificador en puente completo monofásico con filtro capacitivo. Formas de onda de corriente y tensión de fase.

El resultado de esta disposición es una forma de onda de corriente no sinusoidal y, por tanto, distorsionada. Esto degrada el factor de potencia.

En el caso de la red trifásica ocurre lo mismo, aunque habría que distinguir entre sistemas equilibrados y desequilibrados. En los sistemas equilibrados las tres fuentes de tensión de entrada dan corrientes iguales, es decir la carga se reparte de forma equilibrada entre las tres fases y en un sistema desequilibrado esto no sucede. En este trabajo nos vamos a centrar en el caso particular de un sistema equilibrado. En Fig. 1.2 se muestra la corriente de entrada, altamente distorsionada de un rectificador trifásico con un puente completo de diodos y un filtro de salida capacitivo. Para un sistema trifásico como el de Fig. 1.2, si no tenemos capacidad de salida y sólo una resistencia, la corriente de entrada ya estará distorsionada, lo que no ocurre para un sistema monofásico.

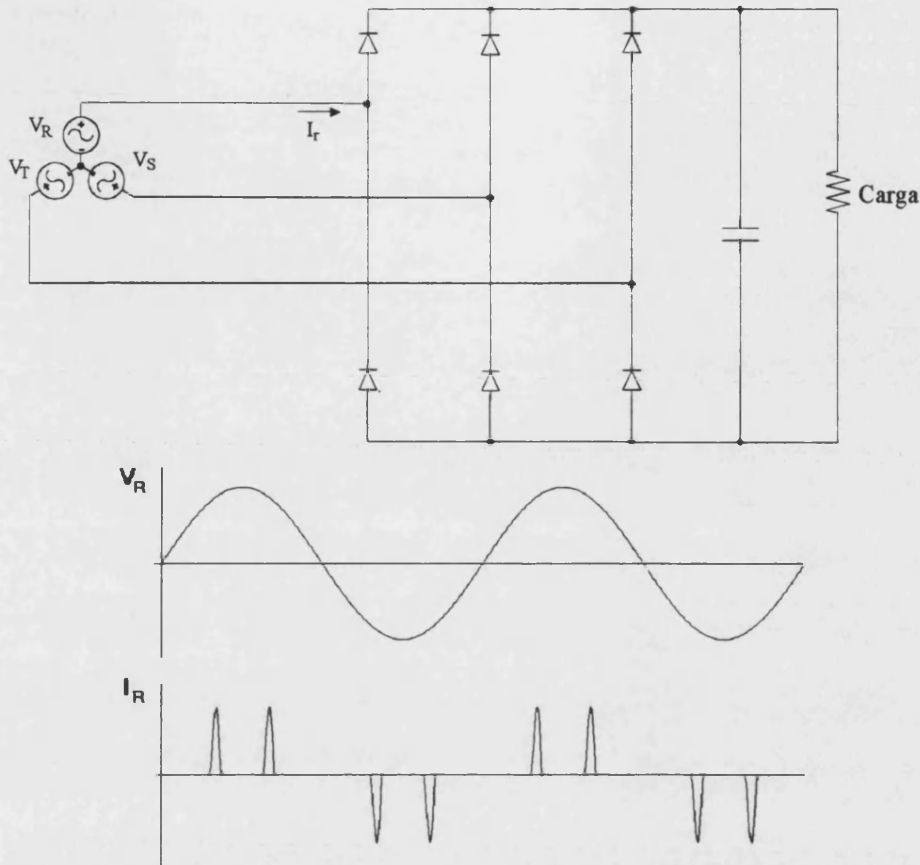


Fig. 1.2: Rectificador en puente completo trifásico con filtro capacitivo. Formas de onda de corriente y tensión de fase y de línea para un sistema equilibrado.

Hasta ahora el diseño de los filtros de salida, tanto de primer orden como de segundo o superiores, se había realizado haciendo un mayor hincapié en disminuir lo más posible el rizado de salida, pero sin tener en cuenta la distorsión de la corriente de entrada y su desfase con la tensión. Pero, como ya se ha comentado anteriormente, empieza a ser necesario el control de esta distorsión y desplazamiento en fase de la corriente de entrada de todo equipo electrónico, tanto para hacer un uso mas eficiente de la red de suministro eléctrico como para cumplir la normativa.

El tener una corriente distorsionada y, por tanto, con un alto contenido de armónicos, trae las siguientes consecuencias:

1. Estos armónicos pueden afectar negativamente a equipos electrónicos muy sensibles.
2. Los componentes armónicos de corriente no están emparejados con armónicos correspondientes de tensión, y por tanto producirán potencia no utilizable.



3. Estos armónicos generarán armónicos de tensión en la red debido a la resistencia de la misma y son potencialmente generadores de ruido electromagnético.

El análisis matemático de los armónicos demuestra el mayor consumo de energía si existe una distorsión armónica, como vamos a ver a continuación para el caso de una sola fase. Si realizamos el desarrollo de Fourier de nuestras señales de tensión y corriente:

$$v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [v_{an} \cos(n\omega t) + v_{bn} \sin(n\omega t)] \quad (1.1)$$

$$i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [i_{cn} \cos(n\omega t) + i_{dn} \sin(n\omega t)] \quad (1.2)$$

La potencia promedio de la fuente es:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)v(t) dt = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} (v_{an} i_{cn} + v_{bn} i_{dn}) \quad (1.3)$$

y la potencia promedio perdida en la resistencia de la red eléctrica, r , es:

$$P = \frac{1}{T} r \int_0^T i(t)^2 dt = r \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} (i_{cn}^2 + i_{dn}^2) \quad (1.4)$$

Si la corriente es proporcional a la tensión entonces los coeficientes del desarrollo de Fourier de ambas señales serán proporcionales, siendo su factor de proporcionalidad la carga R :

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \Rightarrow i_{cn} = \frac{v_{an}}{R}, i_{dn} = \frac{v_{bn}}{R} \quad (1.5)$$

por tanto

$$P = \frac{1}{2R} \sum_{n=0}^{\infty} (v_{an}^2 + v_{bn}^2) \quad (1.6)$$

y las pérdidas en la red valen:

$$P_r = \frac{r}{2R^2} \sum_{n=0}^{\infty} (v_{an}^2 + v_{bn}^2) = \frac{r}{R} P \quad (1.7)$$

Si existe una distorsión en nuestra forma de onda de la corriente que no se corresponde con una distorsión en la forma de onda en tensión, entonces esto se traduce matemáticamente en

que los coeficientes ya no se relacionan con la misma proporcionalidad, si no que hay además un término adicional:

$$i_{cn} = \frac{v_{an}}{R} + \Delta i_{cn}, \quad i_{dn} = \frac{v_{bn}}{R} + \Delta i_{dn} \quad (1.8)$$

Ahora las potencias promedio tanto de la fuente, P , como de la red, P_r , son:

$$P = \frac{1}{2R} \sum_{n=0}^{\infty} (v_{an}^2 + v_{bn}^2) + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} (v_{an} \Delta i_{cn} + v_{bn} \Delta i_{dn}) \quad (1.9)$$

$$P_r = \frac{r}{R} P + \frac{r}{2} \sum_{n=0}^{\infty} (\Delta i_{cn}^2 + \Delta i_{dn}^2) \quad (1.10)$$

Esto significa pues que si la proporcionalidad no es exacta, existirá un aumento de la potencia de pérdidas en la red $(\Delta i_{cn}^2 + \Delta i_{dn}^2)$.

Para medir esta desviación de la proporcionalidad se define el factor de potencia.

1.2.1. Definiciones.

El factor de potencia representa la eficiencia de la utilización de la red eléctrica. Su definición eléctrica para cualquier sistema es:

El factor de potencia, PF, es el cociente entre la potencia activa consumida por el sistema, P, y la potencia aparente consumida por el sistema, S.

Matemáticamente:

$$PF = \frac{\text{Potencia activa}}{\text{Potencia aparente}} = \frac{P}{S} \quad (1.11)$$

Para el caso de un sistema monofásico esta definición se puede escribir como:

$$PF = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(t)i(t)d(\omega t)}{V_{RMS} I_{RMS}} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(t)i(t)d(\omega t)}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(t)^2 d(\omega t) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t)^2 d(\omega t)}} \quad (1.12)$$

En el caso de un sistema trifásico, debemos tener en cuenta que la definición (1.11) es aplicable tanto al sistema trifásico completo (expresión (1.13)) como a cada una de las fases por separado (expresión (1.14)).

$$PF = \frac{P_{total}}{S_{total}} \quad (1.13)$$

$$PF_R = \frac{P_R}{S_R} \quad PF_S = \frac{P_S}{S_S} \quad PF_T = \frac{P_T}{S_T} \quad (1.14)$$

Se va a realizar el cálculo del factor de potencia para un sistema trifásico, fase a fase, de forma general y poniendo como única condición que la tensión de entrada esté equilibrada. La corriente podrá estar desequilibrada. Supondremos que no existe término de continua ni en la tensión de fase ni en la corriente. Si suponemos que la corriente de entrada está distorsionada pero la tensión de fase no lo está, entonces podemos desarrollar en serie de Fourier la expresión de la corriente y si escribimos (1.2) de forma diferente:

$$v_k(t) = V_m \sin(\omega t) \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.15)$$

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{nk} \sin(n\omega t) = I_{1k} \sin(\omega t + \varphi_{1k}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nk} \sin(n\omega t + \varphi_{nk}) \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.16)$$

donde φ_n es el desfase existente entre la tensión y la corriente del armónico n.

Para determinar el factor de potencia de cada fase, se calcula primero la potencia activa resolviendo la integral:

$$P_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_k(t) i_k(t) d(\omega t) = \frac{V_m I_{mk}}{2} \cos \varphi_{1k} = V_{RMS} I_{RMSk} \cos \varphi_{1k} \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.17)$$

La potencia aparente vale:

$$S_k = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} v_k(t)^2 d(\omega t) \int_0^{2\pi} i_k(t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{V_{RMSk}^2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_{nk} \sin(n\omega t + \varphi_{nk}) \right)^2 d(\omega t)} \quad (1.18)$$

con $k \in \{R, S, T\}$.

Si calculamos la integral de la corriente de la expresión (1.18), que representa el valor eficaz de la corriente de entrada, se obtiene,

$$S_k = \sqrt{V_{RMSk}^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{nRMSk}^2} = V_{RMSk} I_{RMSk} \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.19)$$

ya que se cumple que el valor eficaz de la corriente de entrada es,

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{nRMS}^2} \quad (1.20)$$

Si ahora aplicamos la definición del factor de potencia, PF, teniendo en cuenta las expresiones (1.17) y (1.19), entonces obtenemos el factor de potencia para cada una de las fases:

$$PF_k = \frac{P_k}{S_k} = \frac{I_{1RMSk}}{I_{RMSk}} \cos \varphi_{1k} \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.21)$$

Podemos, por tanto distinguir dos términos en la expresión (1.19) que se definen como el factor de desplazamiento, DF, y el factor de distorsión armónica, DH. Dichos términos tendrán las siguientes expresiones,

$$DF_k = \cos \varphi_{1k} \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.22)$$

$$DH_k = \frac{I_{1RMSk}}{I_{RMSk}} \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.23)$$

La distorsión armónica también se describe mediante otra variable, la distorsión armónica total o THD que se define de la siguiente manera:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}{I_{1RMS}^2}} \quad (1.24)$$

donde de la resolución de la expresión (1.20) se obtiene,

$$I_{nRMS} = \sqrt{\frac{I_n^2 \cos^2 \varphi_n + I_n^2 \sin^2 \varphi_n}{2}} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \quad (1.25)$$

Para el caso particular de tener cargas que no distorsionen la corriente de entrada, el factor de potencia sólo está formado por el factor de desplazamiento, DF, y el factor de distorsión armónica valdrá $DH = 1$. En ese caso el factor de potencia de cada fase vale,

$$PF_k = DF_k = \cos \varphi_{1k} \quad k \in \{R, S, T\} \quad (1.26)$$

donde φ_1 es el desfase entre la tensión y la corriente de la fase correspondiente.

Si en el sistema equilibrado las cargas son todas iguales aunque no necesariamente lineales, entonces el factor de potencia total del sistema trifásico coincide con el factor de potencia de cada una de las fases.

$$PF_{total} = PF_R = PF_S = PF_T = DF_R DH_R = DF_S DH_S = DF_T DH_T \quad (1.27)$$

Caso de ser el sistema desequilibrado el factor de potencia total del sistema trifásico no proporciona información directa del factor de potencia de cada fase y sólo nos indica si el uso de la red trifásica es eficiente o no.

Resumiendo, el factor de potencia proporciona una indicación de la relación entre la potencia consumida por el equipo y la potencia aparente en VA suministrada por la red. Si el sistema trifásico es equilibrado, entonces el factor de potencia del sistema trifásico total coincide con el factor de potencia de cada una de las fases. El factor de potencia de cada una de las fases se puede descomponer en dos términos que son el factor de distorsión armónica y el factor de desplazamiento, donde cada uno de ellos significa respectivamente, la desviación de la forma de onda con respecto a una señal sinusoidal y el desfase existente entre la tensión y el primer armónico de la corriente.

1.2.2. Consecuencias.

Así pues, se han de intentar evitar los problemas derivados de un mal factor de potencia, como son grandes corrientes de pico y la inyección de armónicos en la red. Si se consigue, de ello se beneficiarán todos los usuarios de la red eléctrica.

Estos problemas se pueden evitar mediante la implantación de métodos pasivos y más recientemente, activos, en la sección de entrada de los equipos.

Los problemas derivados de un mal factor de potencia son:

- Los picos elevados de corriente que pueden causar la destrucción de la protección de sobrecorriente. Así por ejemplo, para una fuente de alimentación conmutada de media potencia (2KW) tenemos que con un $PF=0.65$, la corriente de entrada es de 12.8A y para un $PF=0.95$ es 9.02A. Se ve claramente como se dispara la corriente de entrada para un mal factor de potencia. En este caso además se excede el máximo (el máximo no puede sobrepasar el 80% de lo disponible) si la corriente disponible fuese de 15A.

- esta mayor corriente lógicamente implica unas mayores pérdidas tanto en la red, como en la sección de entrada. Tendremos pues un mayor coste.

- además las instalaciones serán mas caras, ya que para una potencia activa determinada necesitamos conductores de mayor sección y mas refrigeración.

- como resultado, un mejor factor de potencia significa un mejor aprovechamiento de la red eléctrica, ya que para la misma I_{\max} tendremos una mayor potencia.

- la energía eléctrica es más cara, ya que la legislación actual penaliza las instalaciones industriales con un bajo PF.

- la distorsión en las corrientes puede además causar interferencias a otros equipos conectados a la red de distribución o a equipos cercanos al nuestro. Habrá que utilizar pues filtros EMI, sobredimensionados además para soportar las altas corrientes de entrada.

Todos estos problemas descritos también los sufren los sistemas trifásicos equilibrados fase a fase, y además un sistema trifásico tiene problemas añadidos en el caso de estar desequilibrado:

- para un sistema trifásico desequilibrado, si tenemos una alta distorsión armónica, tendremos corrientes no nulas por la línea neutra. Esto puede traer graves problemas ya que la línea neutra generalmente está dimensionada sólo para una fracción de la corriente de línea [1.1].

1.2.3. Normativa

Para hacer frente a una degradación de la calidad eléctrica que va en aumento las normativas están evolucionando cada vez más rápido. Esta evolución tan rápida se está haciendo sin demasiado control dando pie a multitud de normativas en paralelo, tales como las internacionales, nacionales, regionales, militares, etc. La normativa exige, para mejorar todos los problemas antes mencionados, el corregir el factor de potencia y en especial reducir el contenido armónico de las señales de entrada.

La norma internacional IEC 1000-3-2 es la más actual, que sustituye a la IEC 555-2 y ha sido adoptada como norma europea EN61000-3-2, define los niveles de corrientes armónicas inyectadas en el sistema público de alimentación permitidos. Esta norma es aplicable a equipos eléctricos y electrónicos que dispongan de una corriente de entrada de hasta $16A_{RMS}$ por fase, y que estén destinados a ser conectados en sistemas de distribución alterna públicos de baja tensión. La parte 3 de esta norma trata además las fluctuaciones de tensión que el equipo puede causar.

El objetivo es proporcionar:

- a) requisitos generales y máximos valores permisibles de los componentes armónicos de la corriente de entrada hasta el armónico 40.
- b) métodos para realizar los test de homologación estándar y equipos a utilizar.

Tanto los requisitos a cumplir, como los test que determinarán los niveles de armónicos que ocasionan, dependerán del tipo de equipo que se quiere comprobar. La norma hace una clasificación de los diferentes equipos, donde el criterio de clasificación es la función primordial de dicho equipo. Para simplificar esta clasificación la norma propone un diagrama de flujos (Fig. 1.3) para determinar cual es la clase del equipo. Se distinguen 4 clases,

Clase A: equipos trifásicos equilibrados y todos los equipos no pertenecientes a las clases B, C y D.

Clase B: herramientas portátiles

Clase C: equipos de iluminación incluyendo dispositivos de control de luminosidad.

Clase D: equipos con una corriente de entrada característica tal que esté dentro de la máscara de Fig. 1.4 y con una potencia activa menor que 600W.

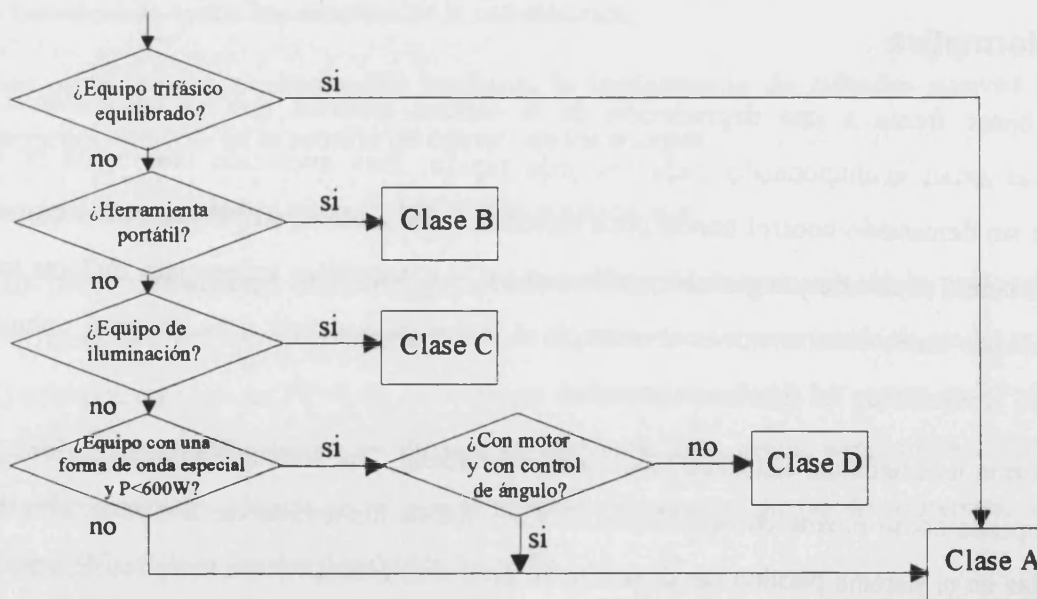


Fig. 1.3: Diagrama de flujo para la determinación de la clase a que pertenece un equipo.

Los equipos de clase B y C seguirán siéndolo independientemente del tipo de forma de onda de corriente que tengan, mientras que los equipos de clase D deben tener una forma de onda tal que esté por debajo de la máscara de Fig. 4 durante un tiempo mayor que el 95% del periodo y el pico de la corriente debe estar alineado con la línea M.

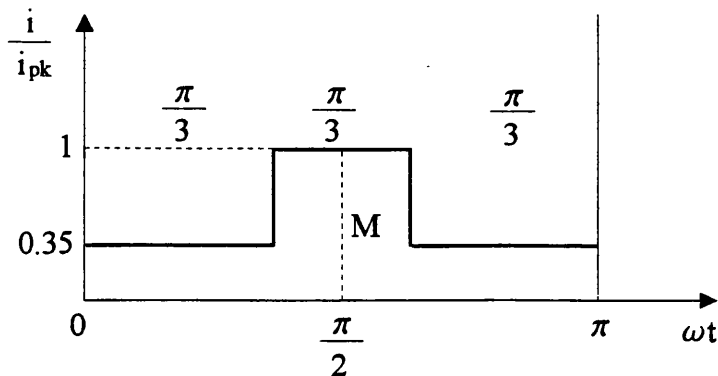


Fig. 1.4: Máscara para la forma de onda de la corriente para clasificar los equipos de clase D, donde la línea M debe coincidir con el valor de pico de la corriente de entrada.

Según la clasificación de los equipos, deben cumplir una serie de limitaciones en sus contenidos armónicos que se muestran en Tabla 1.1. y Tabla 1.2. No se han incluido las tablas de los límites para equipos de clase B y C ya que no se van a tratar ni equipos de iluminación ni herramientas portátiles.

- para los equipos de clase A, los armónicos de corriente de entrada no deben exceder los valores absolutos dados en la Tabla 1.1.

- para los equipos de clase D, los armónicos de la corriente de entrada no deben superar los valores absolutos y relativos dados en la Tabla 1.2. para potencias mayores de 75W. Para potencias inferiores a 75W no existen límites.

En cuanto a corrientes armónicas transitorias, no se tienen en cuenta aquellas producidas durante los instantes de encendido o apagado del equipo durante un tiempo menos que 10s. Los límites de la Tabla 1.1. y la Tabla 1.2. son aplicables a todas las demás corrientes armónicas producidas durante el funcionamiento del equipo o parte de él.

Sin embargo, para los armónicos transitorios de orden par, desde el 2 hasta el 10, y de orden impar, desde el 3 hasta el 19, se permitirán los valores tabulados multiplicados por un factor 1.5, durante un máximo del 10% de cualquier periodo de observación de 2.5 minutos.

Armónico de orden n	Máxima corriente permitida (A)
Armónicos impares	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \cdot 15/n$
Armónicos pares	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \cdot 8/n$

Tabla 1.1.: Equipos de clase A.

Armónicos de orden n	Máxima corriente armónica permitida	
	Límites relativos (mA/W)	Límites absolutos (A)
Armónicos impares		
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
$13 \leq n \leq 39$ (sólo impares)	$3.85/n$	ver clase A

Tabla 1.2: Equipos de clase D.

De los valores de las tablas se puede concluir que los equipos sin corrección del factor de potencia y con un mal factor de potencia sólo pueden ser utilizados para bajas potencias verificando la norma. Así por ejemplo la rectificación de media onda para un equipo permanentemente conectado a la red sólo se podrá aplicar hasta potencias de un máximo de 75W. Esta potencia máxima se reducirá a 50W a partir del cuarto año de la entrada en vigor de la presente norma.

Además a nivel nacional y para la mayoría de tarifas de tipo industrial el Real Decreto 2.550/1994 contempla una bonificación o recargo en un % sobre la suma del término de potencia (potencia contratada) y el término de energía (potencia consumida).

cosφ	1	0.95	0.90	0.85	0.80	0.75	0.70	0.65	0.60	0.55	0.50
recargo	-	-	0	2.5%	5.6%	9.2%	13.7%	19.2%	26.2%	35.2%	47.0%
bonificación	4.0%	2.2%	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Tabla 1.3: Tratamiento económico en el recibo de energía eléctrica según el R.D. 2.550/1994.

Para $\cos\phi$ menores de 0.55 se ordenará al usuario la corrección del factor de potencia y caso de no corregirlo se le puede llegar a suspender el suministro.

Este Real Decreto hace referencia sólo al factor de desplazamiento (DF) y aún no contempla la parte de DH o distorsión armónica. Esta última estará incluida posiblemente como normativa de carácter europeo.

Para equipos con corrientes por encima de los 16A por fase y hasta 100A, la normativa es la IEC 1000-3-4 (desde Septiembre de 1997), cuyo contenido armónico preliminar y perteneciente a la norma precursora IEC 555-4 se muestra en la Tabla 1.4. [1.2].

Armónicos de orden n	Límites relativos como % de la corriente de entrada fundamental
3	21.6
5	10.7
7	7.2
9	3.8
11	3.1
13	2.0
15	0.7
17	1.2
19	1.1
21	0.3
23	0.9

Tabla 1.4: Tabla de la norma IEC 555-4 para equipos con más de 16A.

1.3. Métodos de corrección del factor de potencia

La corrección del factor de potencia (PF) se realizará modelando las formas de onda de la corriente de entrada.

Esto significa que si la tensión no está distorsionada, la forma de onda de la corriente que buscamos es sinusoidal. Además deberemos conseguir un factor de desplazamiento unidad erradicando el desfase que pudiera haber entre la tensión y la corriente de cada una de las fases.

Hay que tener en cuenta que se puede obtener un factor de potencia elevado con un factor de distorsión armónica malo lo que también hay que evitar para no tener corrientes armónicas indeseables. Generalmente la corrección del contenido armónico de la corriente significará la obtención de un factor de potencia alto (suponiendo un desfase pequeño). Así pues, nuestra primera labor sería dar la forma adecuada a la onda de corriente. Habría que llamar la atención sobre el hecho de que si la tensión de fase ya estuviese distorsionada, la corriente debe tener el mismo contenido en armónicos para así obtener la mayor transmisión de potencia, aunque no tenga un buen factor de distorsión armónica. En principio la distorsión de la forma de onda de tensión se debe a equipos conectados a la red [1.2] y la normativa que limita esta distorsión es la EN 61000-3-3 para menos de 16A y la EN 61000-3-5 para más de 16A.

En las técnicas de corrección del factor de potencia se habían utilizado hasta ahora métodos pasivos y enfocados primordialmente hacia la corrección del factor de desplazamiento, ya que ésta era la exigencia de las empresas de suministro eléctrico. Estos métodos pasivos en ocasiones también eran útiles para el filtrado de armónicos. Pero cada vez más se impone la utilización de métodos activos para así poder controlar mejor el factor de potencia, asegurarse que el contenido armónico es mínimo y además poder regular otros parámetros como podría ser la tensión de salida o la potencia de salida.

Se van a ver ambos métodos de corrección con un poco más de detalle.

1.3.1. Método pasivo

La forma clásica de la corrección del factor de potencia en instalaciones industriales y terciarias ha sido con bancos de condensadores. Estos bancos de condensadores conectados generalmente en triángulo para reducir su valor, aunque a tensión mayor, compensan la corriente reactiva que absorbe el sistema y así corrigen el factor de potencia, pero sólo su factor de desplazamiento. El factor de distorsión armónico mejorará algo, pero no se corrige con esta técnica.

Si el sistema fuese desequilibrado, entonces la compensación se debe hacer fase a fase. Si los condensadores se ponen en configuración triángulo puede haber circulación de corrientes internas que hay que controlar, por lo que es aconsejable colocar los condensadores en configuración estrella.

El problema de la compensación pasiva es que su diseño se hace para unas condiciones determinadas de carga y por tanto fuera de estas condiciones la corrección ya no será perfecta. Esto se suele corregir activando bancos de condensadores sucesivamente con relés dependiendo de las condiciones de carga. Su ventaja principal es su simplicidad de diseño, su alto MTBF, además de su robustez ya que sólo incluye elementos pasivos, su alto rendimiento (99.7%) y su menor coste.

Otro método de corrección para sistemas de alta potencia son los compensadores de fase rotativos en los cuales se colocan motores sincrónicos funcionando en vacío con sobreexcitación.

La compensación se puede hacer de forma individual en cada receptor o centralizada a la entrada de toda la instalación. La compensación individual se utiliza generalmente para los equipos de carga mas o menos constante y con un funcionamiento continuo, mientras que la compensación centralizada es conveniente para instalaciones con cargas variables y es aquí donde se utilizan los antes mencionados bancos de condensadores que entran en funcionamiento de forma escalonada.

Un estudio de como influyen los filtros pasivos en el contenido armónico y en el factor de desplazamiento se encuentra en [1.3] donde se estudia como mejora el factor de desplazamiento, teniendo en cuenta el factor de distorsión armónica en un rectificador trifásico equilibrado de puente completo al que se le ha añadido un filtro LC a su salida en vez del clásico condensador. El estudio demuestra que existe un valor óptimo para la inductancia L por encima del cual ya no se mejora el factor de potencia. El factor de desplazamiento es cercano a la unidad para casi todos los valores de L y variando L se mejora el factor de distorsión armónica.

En ningún caso se hace referencia al cumplimiento o no de la normativa. Aunque el factor de desplazamiento si que se corrige, queda por corregir todavía más el contenido armónico de la señal. Hay que reseñar que es difícil encontrar equipos trifásicos de baja potencia y bajo coste donde una compensación pasiva sea la más conveniente, como puede pasar en equipos monofásicos (ver [1.4]), por lo que al tener que cumplirse la normativa y ser los equipos de mayor potencia, es razonable el ir cambiando poco a poco a compensaciones activas, que aunque más caras, corrigen el factor de potencia de forma más precisa. Es por esto que las

investigaciones en los últimos años han ido más en busca de la solución activa en vez de una pasiva para equipos trifásicos.

1.3.2. Método activo

Aunque pueden existir algunos circuitos activos para la corrección del factor de potencia a baja frecuencia, no tienen mucho sentido en un sistema trifásico donde se acaba de ver que se consiguen factores de potencia mejorados con soluciones pasivas. Las únicas soluciones que vale la pena considerar son las correcciones activas de alta frecuencia, donde sí que tendremos una corrección precisa del factor de potencia y además podremos controlar otros parámetros del circuito como puede ser la tensión de salida. Las correcciones de baja frecuencia tienden a tener un contenido armónico de baja frecuencia que puede ser incompatible con la norma.

En este estudio en particular se van a ver circuitos de corrección de factor de potencia a alta frecuencia. De esta forma se mejora la densidad de potencia de nuestro sistema y la velocidad de respuesta. Podremos obtener factores de potencia muy cercanos a la unidad así como contenidos armónicos muy bajos. Además, generalmente estos circuitos nos permiten regular la tensión o potencia de salida. El estudio se centra en las distintas topologías y técnicas de rectificación de alta frecuencia para sistemas trifásicos equilibrados.

Todo esto es al precio de un control mucho más complejo que permita controlar todas estas variables y el uso de interruptores activos avanzados, como son los IGBTs o MOSFETs. Las ventajas e inconvenientes de la corrección del factor de potencia a alta frecuencia se resumen en la Tabla 1.5.

Métodos de corrección activos de ALTA FRECUENCIA	
Ventajas	Inconvenientes
- Elevado PF (0.97-0.99)	- Complejidad circuito
- Muy baja distorsión armónica	- Doble conversión
- Rango tensión línea amplio (90 a 264 V_{RMS})	- MTBF reducido
- "Hold-up times" constantes ante ΔV línea	- Menor rendimiento global
- Componentes magnéticos pequeños	

Tabla 1.5: Tabla de ventajas e inconvenientes de la corrección activa del factor de potencia a alta frecuencia.

En sistemas trifásicos se han utilizado tanto topologías tipo BUCK como de tipo BOOST dependiendo de la aplicación, y gracias a los controladores por microprocesador o DSP se pueden desarrollar controles complejos con factores de potencia cercanos a la unidad y frecuencias de conmutación muy altas.

Debido a que la red trifásica se utiliza mayoritariamente para uso industrial y como es la industria la mayor consumidora de energía eléctrica, es necesario desarrollar estructuras rectificadoras que se adecuen a las necesidades industriales para reducir la polución de las líneas eléctricas y cumplir la normativa.

El problema del contenido armónico de baja frecuencia ha sido un problema ya desde hace tiempo en los inversores de maquinas eléctricas donde estos armónicos producen fatiga en los materiales y vibraciones audibles indeseadas. Toda la tecnología desarrollada pues para los inversores se debe tener en cuenta para los rectificadores.

1.4. Estudio topológico de rectificadores trifásicos para la corrección del factor de potencia.

Como ya se ha dicho la distribución de energía eléctrica se hace generalmente mediante líneas trifásicas. Así a los usuarios industriales se les suministrará tensión trifásica directamente, mientras que a los usuarios particulares se les suministra fase y neutro, y por tanto un sistema monofásico. El uso de la red monofásica queda pues restringido al uso domestico, pequeños motores de herramientas, elementos de alumbrado...etc.

La ventaja principal del sistema trifásico es que para una misma potencia la corriente se distribuye mediante 3 fases con lo que es menor por fase. Además la potencia activa suministrada por un sistema trifásico equilibrado es constante mientras que para el sistema monofásico es pulsante y en promedio mucho menor. El rizado después de una rectificación de onda completa (también llamada de 6 pulsos) es mucho menor que para el caso monofásico.

Al ser la potencia constante en sistemas trifásicos, son los preferidos para alimentar grandes máquinas ya que cuando la potencia es pulsante como es el caso monofásico, se producen muchas vibraciones indeseables. Además la potencia constante permite tener un filtro de salida menor y una respuesta dinámica más rápida. El diseño del filtro de entrada también se simplificará.

Veremos cuales son las distintas posibilidades de agrupar los circuitos de corrección del factor de potencia. Se pueden subdividir de la siguiente manera:

a) Corrección del factor de potencia fase por fase (rectificadores modulares, Fig. 5)

1. Un circuito corrector y un convertidor DC-DC por fase.
2. Un circuito corrector por fase y un sólo convertidor DC-DC.

b) Corrección del factor de potencia del sistema completo (rectificadores no modulares, Fig. 1.6).

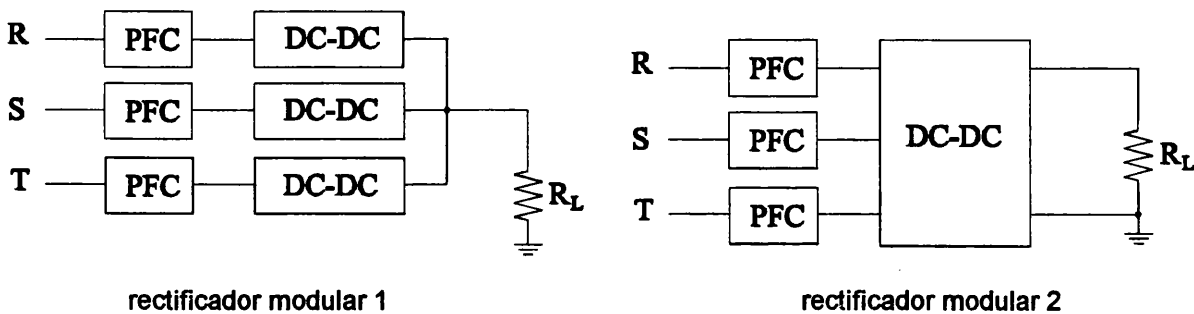


Fig. 1.5: Diagrama de bloques de los dos tipos de rectificadores modulares.

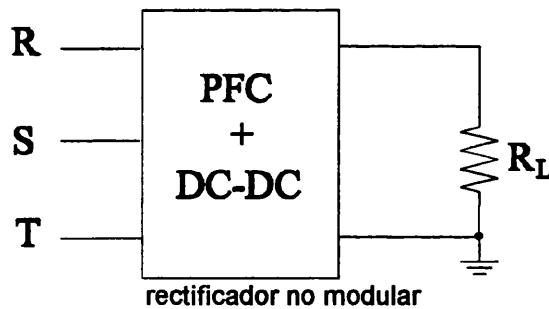


Fig. 1.6: Diagrama de bloques de un rectificador no modular.

1.4.1. Rectificadores modulares.

Los rectificadores modulares son técnicamente más sencillos de implementar, ya que consisten en aplicar las técnicas de corrección del factor de potencia de sistemas monofásicos a la red trifásica fase a fase. Su principal ventaja es la simplicidad, ya que tanto el diseño, el montaje como el control se reducen a técnicas muy estudiadas y topologías sencillas. Otra ventaja es la modularidad del sistema. Las desventajas del sistema son en parte inherentes a los sistemas monofásicos, como son la potencia de entrada pulsante y también el mayor número de componentes.

Aunque pueda parecer que simplemente se pueden colocar 3 convertidores para la corrección del factor de potencia en paralelo por cada fase, esto no es siempre posible. Hay que tener en cuenta la interacción entre fases sobre todo si el sistema es desequilibrado, así como la interrelación de los tres circuitos auxiliares de conmutación suave (si existen).

Generalmente, a continuación de los circuitos de corrección de factor de potencia tendremos un convertidor DC-DC que regula la tensión continua de salida. Si estamos corrigiendo el factor de potencia fase a fase podremos utilizar o un sólo convertidor DC-DC a continuación (Fig. 1.5, 2) o tres convertidores DC-DC, uno por fase, que se conectan después en paralelo (Fig. 1.5, 1). Para estos dos casos concretos se pueden resumir sus ventajas y desventajas en 2 tablas [1.5].

Ventajas	Desventajas
- convertidores independientes	- flujo de potencia pulsante
- fácil de testear	- alto número de componentes
- mayor fiabilidad	- caro
- diseño más simple	
- módulos estándar	

Tabla 1.6: Ventajas y desventajas para una configuración con 1 PFC + 1 DC-DC por fase.

Ventajas	Desventajas
- concepto de control más sencillo	- alto número de componentes
- flujo de potencia constante en la unión DC	- flujo de potencia pulsante a la entrada
	- implementación del control más compleja
	- la tensión de la unión DC es mayor que 2 veces la tensión de entrada

Tabla 1.7: Ventajas y desventajas para una configuración con 1 PFC por fase + 1 DC-DC común.

En la corrección independiente por fase se debe tener en cuenta que, aunque los interruptores tienen un estrés de tensión menor, si necesitamos aislamiento galvánico, o bien se complican adicionalmente los convertidores DC-DC que siguen a los de corrección del factor de potencia o hay que incluir un transformador a la entrada y por tanto a la frecuencia de la red y muy voluminoso [1.6].

En [1.7] se escoge la solución modular de un rectificador BOOST frente a la no modular por el alto estrés de corriente en un rectificador trifásico con un sólo interruptor, el alto

contenido de rizado de la corriente de entrada, el factor de potencia pobre para ciclos de trabajo pequeños y un control difícil de mejorar.

Otro ejemplo se encuentra en [1.8] donde se propone una solución modular simplemente para poder utilizar topologías ya conocidas con alto rendimiento y aislamiento galvánico, aunque el autor no hace referencia a ninguna desventaja del sistema frente a soluciones no modulares.

Estas técnicas de corregir el factor de potencia fase por fase se utilizan generalmente en aplicaciones para telecomunicaciones.

1.4.2. Rectificadores trifásicos no modulares.

Estos rectificadores se caracterizan justamente porque realizan la rectificación de la red y la corrección del factor de potencia con un dispositivo único. Tienen una entrada trifásica y su salida es continua. Su ventaja principal es el beneficio que se obtiene de la potencia constante que suministra un sistema trifásico. Aunque por otro lado la gran desventaja es su control, que es bastante complejo si se utilizan para ello seis o más interruptores.

Se van a ver a continuación varias topologías.

1.4.2.1. Rectificadores con menos de seis interruptores

1.4.2.1.1. Rectificador de inyección del tercer armónico.

En esta topología se intenta minimizar la distorsión armónica total (THD). Para ello se inyectan corrientes del tercer armónico que se restan a la corriente de entrada (Fig. 1.7). Se puede conseguir un THD del 5% [1.9].

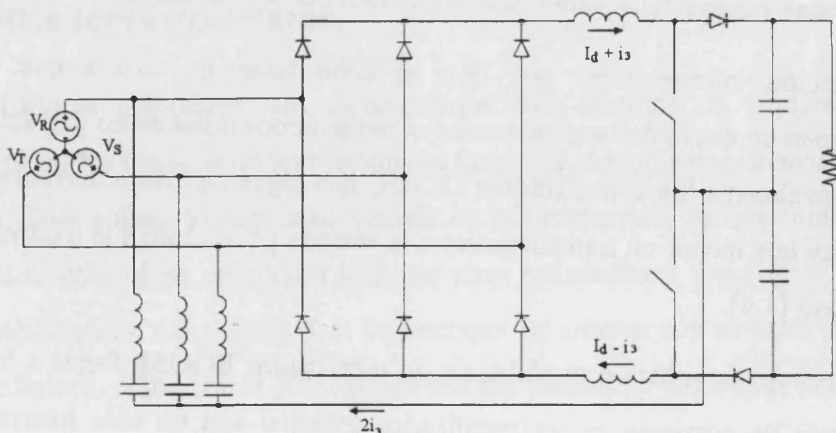


Fig. 1.7: Esquema del rectificador de inyección del tercer armónico.

Esta topología reduce el contenido del tercer armónico de la corriente de entrada. Para ello se tiene después del rectificador de diodos de seis pulsos dos convertidores BOOST conmutando a alta frecuencia que funcionarán a modo de generadores de señal del tercer armónico. Estos generadores inyectan esta corriente igual a $2i_3$ a la entrada del rectificador. Además se propone la utilización de un auto transformador en zigzag, para así evitar resonancias indeseadas que pueden aparecer si en vez de este tipo de transformador se colocan redes LC serie sintonizadas con el tercer armónico como en Fig. 1.7. Este auto transformador en zigzag presenta una inductancia muy grande para la frecuencia fundamental de red, y una inductancia de dispersión muy pequeña para el tercer armónico. Las corrientes del tercer armónico se restan a la corriente de entrada disminuyendo su distorsión y aumentando por tanto su factor de potencia.

1.4.2.1.2. Rectificador BOOST con un sólo interruptor

Este rectificador trifásico [1.10], basa su estructura en un rectificador trifásico clásico de seis pulsos con diodos al que se le ha añadido a continuación un convertidor BOOST para la corrección del factor de potencia. El convertidor BOOST no solo se utilizará para la corrección del factor de potencia, si no que también se puede utilizar para regular la tensión de salida.

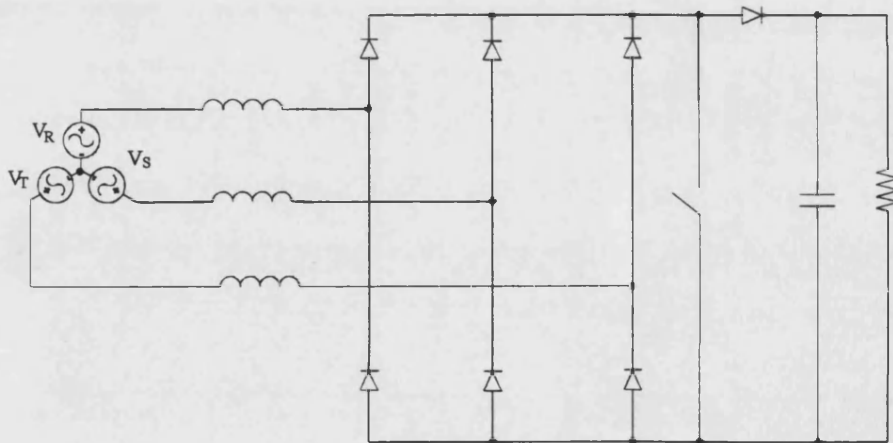


Fig. 1.8: Circuito para la corrección del factor de potencia con estructura BOOST y un solo interruptor.

El convertidor BOOST funciona en modo discontinuo, es decir que la bobina se desmagnetiza completamente en cada ciclo. La frecuencia de trabajo es constante y el ciclo de trabajo es utilizado para controlar la tensión de salida. La bobina de entrada del BOOST se



coloca a la entrada del rectificador y se distribuye entre cada fase, con lo que tenemos tres bobinas de entrada. Como la corriente por la bobina tiene una pendiente que es proporcional a la tensión, si suponemos el ciclo de trabajo constante, el pico que alcanza la corriente en cada ciclo también es proporcional a la tensión de entrada. Como además el BOOST trabaja en modo discontinuo la corriente siempre se anula con lo que el valor medio de esta corriente también es proporcional a la tensión de entrada ya que sigue a la tensión de entrada que es sinusoidal. Se deduce pues que la corriente de entrada en promedio estará siempre en fase con la tensión de entrada. El factor de desplazamiento es la unidad y el único contenido armónico existente es de alta frecuencia y debido a la frecuencia de conmutación.

Este rectificador es más sencillo en su uso que utilizar un rectificador para cada fase. Trabaja a frecuencia constante y utiliza un solo interruptor activo con lo que el número de componentes ha quedado reducido.

Su desventaja es que el estrés del único interruptor ha aumentado frente a la solución de utilizar un rectificador por cada fase.

El trabajar en modo discontinuo también implica la necesidad de un filtro de entrada y sobre todo de salida para evitar problemas de EMI. Recordemos que la corriente de salida en un convertidor BOOST es discontinua. El factor de desplazamiento no se podrá corregir en este convertidor si se añade un filtro de entrada adicional delante del inductor de entrada. Esto se debe a que la corriente estará siempre en fase (en promedio) con la tensión de entrada que ataca la bobina del BOOST que en este caso está distribuida entre las tres fases. No se ha de olvidar que este filtro será necesario para filtrar la EMI producida por el conmutador.

Con este rectificador se obtiene un factor de potencia cercano a la unidad y sólo empeorado por el contenido armónico de alta frecuencia de la corriente de entrada. Dicho contenido armónico se degrada ligeramente conforme aumenta el ciclo de trabajo.

1.4.2.1.3. Rectificador trifásico BOOST con tres interruptores y de tres niveles

Una de las desventajas del rectificador tipo BOOST es su alta tensión de salida y por tanto su alto estrés de tensión en sus transistores. Para evitar este estrés se han desarrollado sistemas de más de dos niveles, de forma que la tensión a soportar por los semiconductores se reduce. Un rectificador BOOST con estas características se propone en [1.11]. El rectificador cumple con la normativa de armónicos, tiene un factor de desplazamiento unidad, regula la tensión de

salida y se presenta con un control por histéresis, por tanto muy sencillo y económico. Su esquema se muestra en Fig. 1.9.

Sus ventajas principales son su control sencillo, pero a frecuencia variable y la reducción del estrés en tensión en los transistores.

Sus desventajas son la utilización de 18 diodos y que además deben ser rápidos. No se pueden utilizar puentes de diodos monofásicos en el puente de diodos que aparece junto al transistor.

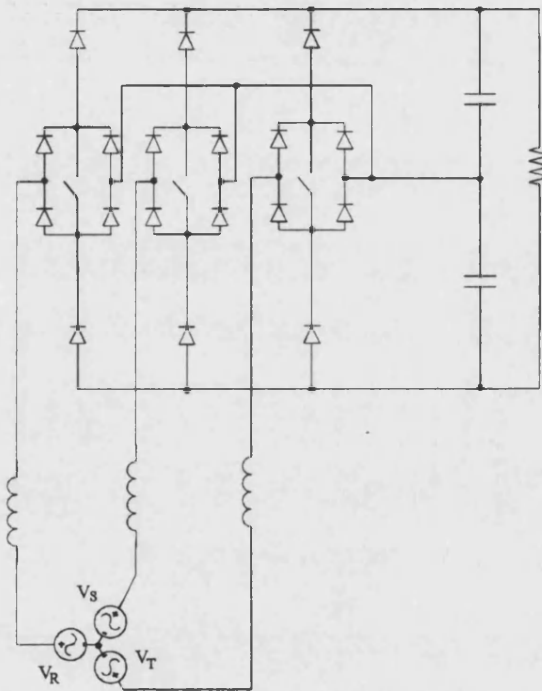


Fig. 1.9: Rectificador trifásico tipo BOOST de tres niveles.

1.4.2.1.4. Rectificador trifásico BUCK con un sólo interruptor

La utilización de un rectificador se puede extender a cualquier topología ya existente para convertidores DC-DC y acoplarla al rectificador de diodos.

Vamos a explicar brevemente el funcionamiento del rectificador con una topología BUCK aunque también se pueden encontrar variantes con convertidores SEPIC, CUK, BUCK-BOOST, FLYBACK y FORWARD, por tanto con aislamiento galvánico [1.12].

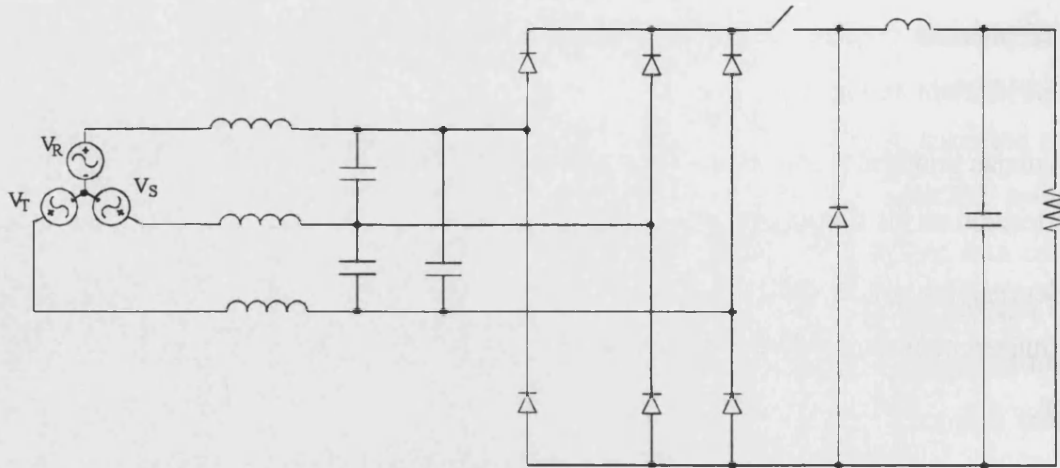


Fig. 1.10: Circuito para la corrección del factor de potencia con estructura BUCK y un solo interruptor.

Se ha de recordar que en el caso del rectificador BOOST se obtiene un factor de potencia cercano a la unidad ya que la corriente por las bobinas de entrada es discontinua y sigue a la tensión de entrada. El promedio de la corriente está entonces en fase con la tensión de entrada. Para aplicar este principio al rectificador BUCK se ha de buscar el caso dual, es decir, se ha de intentar alimentar el rectificador con fuentes de corriente de entrada y utilizar un condensador de entrada pequeño de forma que tengamos una tensión discontinua que siga a la corriente de entrada. Entonces ambas están en fase y la tensión de entrada sólo contiene armónicos de alta frecuencia. Tanto la L como la C necesarias son las del filtro de entrada del rectificador. Sólo hay que dimensionarlas adecuadamente. Para un sistema monofásico es imposible el utilizar este principio ya que la tensión se anula después del puente de diodos y no funcionará el rectificador si la tensión de entrada cae por debajo de la tensión de salida. El ciclo de trabajo sólo sirve para regular la tensión de salida, y el factor de potencia es cercano a la unidad de forma natural.

La ventaja principal de este tipo de rectificadores es su simplicidad, tanto de control como de diseño, así como su bajo coste, ya que utilizan un solo interruptor activo.

Su gran desventaja, es tanto el estrés, mayor que si se utilizaran seis interruptores, que sufre este único interruptor. Además la corrección del factor de desplazamiento no se realiza de forma controlada si no natural. Por tanto no se podrá conseguir una corrección exacta del factor de desplazamiento.

Este tipo de rectificadores basados en un solo interruptor, representan una solución de bajo coste al problema de la corrección del factor de potencia en sistemas trifásicos.

1.4.2.2. Rectificadores con seis interruptores

Este tipo de interruptores se caracterizan generalmente por el uso de seis interruptores que pueden sustituir a los diodos. Estos interruptores idealmente deberían bloquear tanto la tensión como la corriente en ambos sentidos. Sin embargo, como este tipo de dispositivo no existe, se deben realizar combinando diodos e interruptores para así bloquear la corriente y/o la tensión según la necesidad de cada topología.

Su coste es mayor que los rectificadores que hemos visto hasta ahora, debido al uso de más interruptores activos. Su gran ventaja es que permite controlar el factor de potencia según nuestras necesidades y regular la tensión de salida. Esto lógicamente resulta en un control mucho más complejo que en los rectificadores vistos hasta este momento.

También se pueden distinguir para esta familia de rectificadores las dos topologías básicas: BUCK y BOOST. Ambas conservan todas las características que ya conocemos.

Una limitación básica de estas topologías, es el hecho de que los rectificadores de tipo BUCK tendrán limitada su tensión de salida máxima a la tensión mínima de la tensión de salida de un rectificador de seis pulsos, es decir $1.5 V_m$, donde V_m es la amplitud de la tensión de fase, debido a que son reductores. De la misma manera, para los rectificadores de tipo BOOST la tensión de salida mínima es la tensión máxima de salida de un rectificador de seis pulsos, es decir $\sqrt{3} V_m$, ya que son elevadores. Esto se puede ver gráficamente en Fig. 1.11.

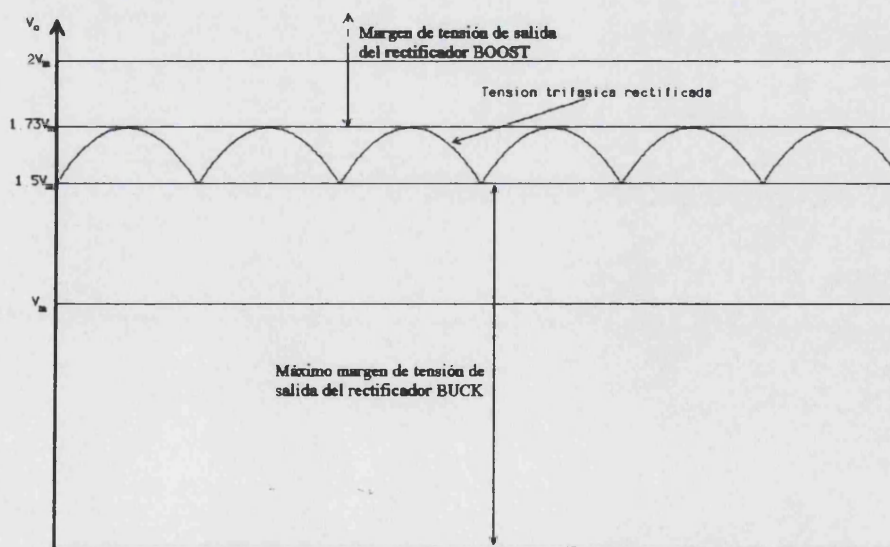


Fig. 1.11: Limitaciones de la tensión de salida en la topología BUCK y BOOST.

Las estructuras básicas de ambos rectificadores con sus interruptores característicos se muestran en Fig. 1.12 y Fig. 1.13 respectivamente. Dependiendo de la aplicación los transistores serán MOSFETs, IGBTs o BJTs.

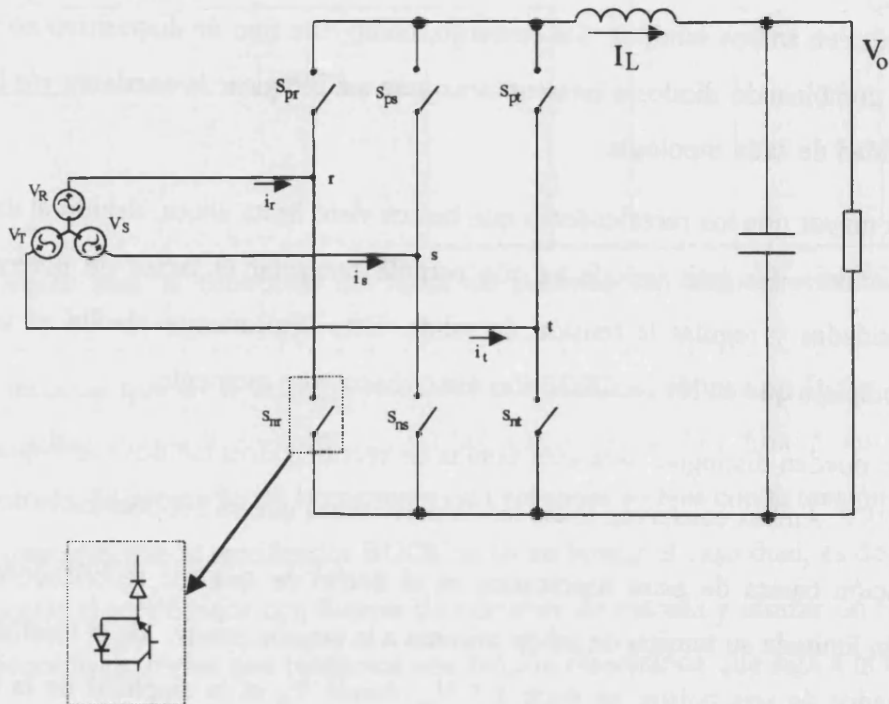


Fig. 1.12: Rectificador de seis interruptores con estructura reductora o BUCK.

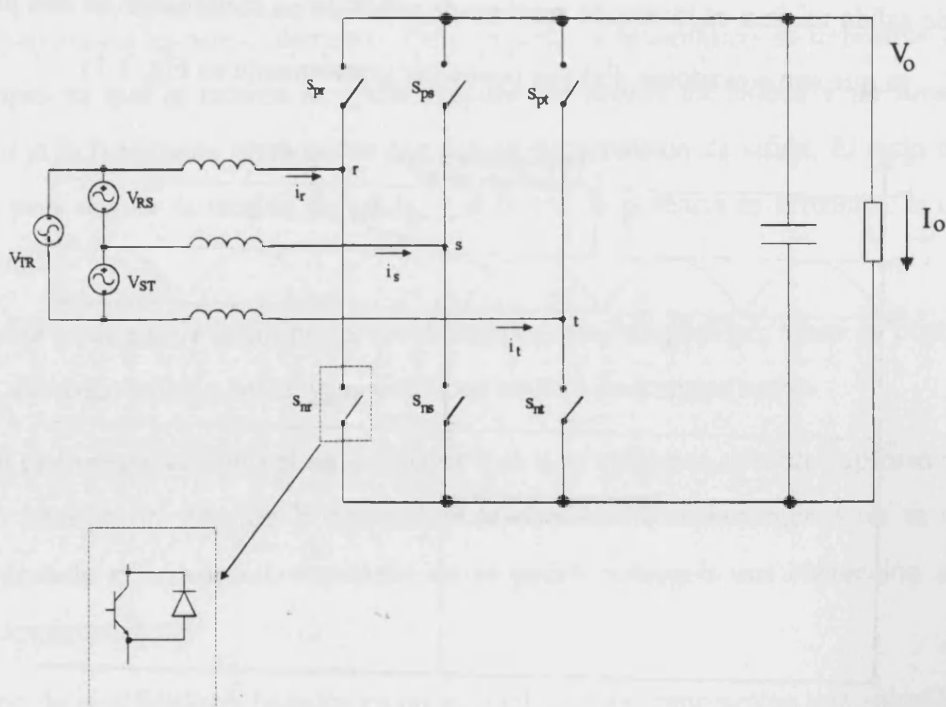


Fig. 1.13: Rectificador de seis interruptores con estructura elevadora o BOOST.

1.4.2.2.1. El rectificador totalmente controlado tipo BOOST con control por histéresis

El esquema del control es el mostrado en Fig. 1.14. El control por histéresis puede utilizar o tres controladores distintos e independientes entre si o tres controladores distintos y dependientes [1.13], uno por cada fase. El principio de funcionamiento consiste en comparar la señal del rectificador con una de referencia aplicando una banda de histéresis. La señal de referencia estará compuesta por una señal proporcional a la tensión de salida y una señal proveniente de las tensiones de fase y, a partir de la cual, podemos controlar el desfase del sistema. Esta señal de referencia se comparará con la corriente de fase y mediante la histéresis generará la señal de disparo de los interruptores. Dado que la señal de referencia se forma a partir de la tensión de fase, la corriente en promedio también sigue siempre a dicha tensión, por lo que el factor de desplazamiento será la unidad y el contenido armónico es sólo de la frecuencia de conmutación.

Como ventaja, cabe destacar un buen factor de potencia, aunque sus desventajas principales son que funciona a frecuencia variable, y la tensión de salida es siempre mayor que $2V_m$.

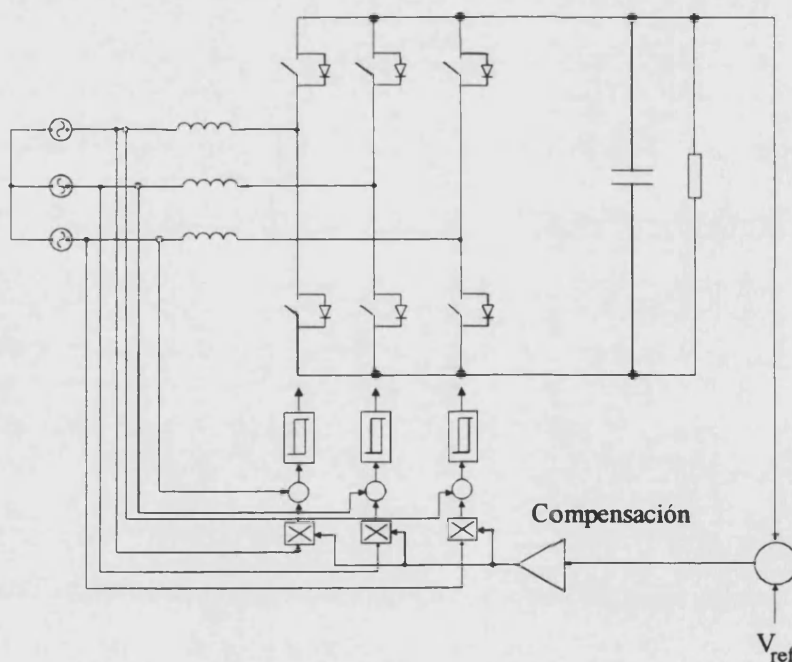


Fig. 1.14: Esquema de control para el control por histéresis en un rectificador tipo BOOST

1.4.2.2.2. El rectificador BOOST con control por modulación sinusoidal

En este tipo de rectificador el control necesita de tres controladores independientes. Se controla el desfase de cada fase con su corriente correspondiente. Para ello se generan los

ciclos de trabajo a partir de comparar la señal sinusoidal de corriente que queremos con una onda triangular. De esta manera la anchura de pulsos viene modulada por una señal sinusoidal que es proporcional a la tensión de salida, que por tanto también está regulada y además tiene el desfase correspondiente para corregir el desfase existente. El esquema de este rectificador se muestra en Fig. 1.15.

Esta topología corrige completamente el factor de potencia, y aunque para ello incluye tres controladores independientes su frecuencia de conmutación es constante, pero su tensión mínima de salida será mayor que $2 V_m$ [1.5]. Esta tensión mínima se puede reducir si se compara la onda triangular con una composición de la señal fundamental más el tercer armónico [1.14].

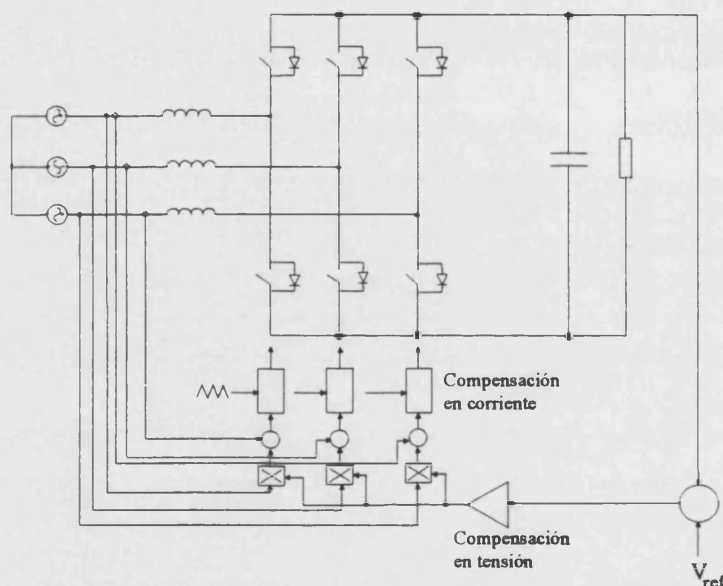


Fig. 1.15: Rectificador tipo BOOST con control con modulación sinusoidal.

1.4.2.2.3. Rectificador BOOST totalmente controlado con control por modulación del vector espacio

Esta forma de control de rectificadores e inversores está tomando hoy en día cada vez más auge, y esto es debido principalmente a la posibilidad de la realización práctica de estos controles gracias a la aparición en el mercado de microprocesadores de bajo coste y elevadas prestaciones. Anteriormente este tipo de control era muy difícil de construir debido a que las operaciones a realizar con circuitos analógicos complicaban el circuito de forma exagerada.

Su principio básico de funcionamiento consiste en la subdivisión de un periodo de red en seis sectores de 60° . Cada uno se caracteriza por el hecho de que las tres fases no cambian el

signo durante cada uno de estos sectores. En cada uno de estos intervalos, una de las tres fases tiene un valor máximo en valor absoluto y las otras dos varían desde cero a un valor, y desde ese valor a cero respectivamente.

De esta forma, se pueden imaginar subtopologías en nuestro rectificador, en el que sólo funcionan cuatro interruptores cada vez, a modo de dos convertidores BOOST en paralelo. En cada uno de estos intervalos, le asignaremos los ciclos de trabajo correspondientes a cada interruptor. De esta manera corregiremos el factor de potencia, y regularemos la tensión de salida.

Si se hace un análisis matemático de esta técnica de control se reconoce la aplicación de la teoría de los vectores espaciales [1.15] desarrollado inicialmente para maquinas eléctricas rotativas, aplicada después a inversores y ahora a rectificadores.

Las desventajas de este control son su mayor complejidad y la necesidad por tanto de un microprocesador para poder implementarlos. Este tipo de control nos da la máxima ganancia posible para un rectificador o inversor que es mayor que en algunas de las técnicas de control mencionadas hasta ahora, pudiéndose alcanzar la tensión mínima de $1.73 V_m$ con el rectificador BOOST.

Al sensar las corrientes de la bobina de entrada y utilizarlas como referencia estas no son constante en el tiempo, por lo que se tendrá un error estático distinto de cero. Además se han detectado problemas de condiciones iniciales en los límites entre los intervalos [1.5]. Un estudio comparativo entre esta técnica de control y la de modulación sinusoidal, se puede encontrar en [1.16], donde se demuestran las dos ventajas principales del control por vectores espaciales frente al control PWM con modulación sinusoidal. Estas dos ventajas son un menor contenido armónico y el ya mencionado mayor índice de modulación (ganancia).

Para evitar el problema del error estático se debe hacer un control en el sistema de referencia rotativo. De esta manera desaparece el error y las características del rectificador se mejoran mucho a costa de necesitar un control más complejo debido al cambio de coordenadas a realizar [1.17].

1.4.2.2.4. Rectificador BUCK totalmente controlado con control por modulación del vector espacio

Esta topología está basada en la misma técnica que ya se ha descrito en el punto anterior. Goza por tanto de las mismas ventajas inherentes a la técnica de control además de las características de un convertidor BUCK clásico.

En el caso de utilizar una topología BUCK en principio no podemos utilizar controles independientes para controlar el factor de potencia de cada fase ya que la tensión de salida debe ser siempre inferior a la de entrada. Por tanto, cuando la tensión de entrada del puente completo monofásico es menor que la de salida, la corriente de entrada se anula. Pero si el rectificador en puente completo es trifásico, la tensión rectificada no se anula y de hecho no cae por debajo de $1.5 V_m$ en el caso ideal. Las corrientes de entrada se pueden controlar en lazo abierto. Esto es debido a que estarán en fase, en promedio, de forma natural con la tensión de entrada por la propia topología del rectificador BUCK. El control de un BUCK es también mucho más sencillo que el control de un BOOST (no tiene un cero en el semiplano derecho) y además el control de modulación del vector espacial es más sencillo que en el caso del BOOST ya que no se necesita medir las corrientes de fase.

Su gran desventaja es que sus corrientes de entrada son discontinuas a la frecuencia de conmutación por lo que habrá que filtrarlas para evitar problemas de EMI debido a los armónicos de alta frecuencia generados. Esto provocará un desfase que hay que corregir. Además su rendimiento es menor que el de un rectificador tipo BOOST debido a que los interruptores a utilizar son unidireccionales en corriente y se deben construir a partir de un diodo en serie con un transistor. Por tanto, la caída de tensión en conducción es mayor.

1.5. Control de los voltio-amperios-reactivos (VAR) instantáneos utilizando convertidores conmutados con almacenamiento mínimo de energía.

La corriente de entrada AC en convertidores conmutados (inversores y rectificadores) puede ser controlada haciéndolos operar con control en modo corriente, como se muestra en Fig. 1.16.

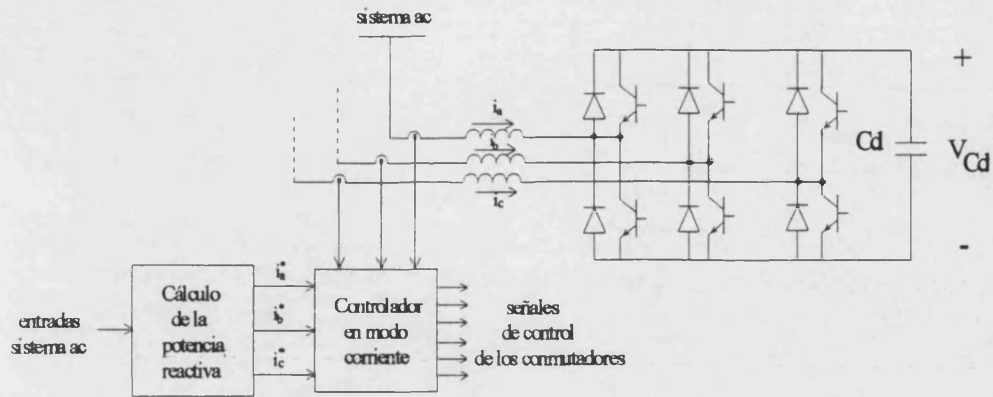


Fig. 1.16: Control de los voltios-amperios-reactivos instantáneos utilizando un convertidor conmutado con almacenamiento mínimo de energía.

La corriente AC de tal convertidor conmutado puede ser rápidamente controlada tanto en magnitud como su desfase con las tensiones de entrada AC. Dado que la potencia media manejada por estos convertidores se desea que sea cero, no es necesaria una fuente DC en la entrada DC del convertidor. Es suficiente con un pequeño condensador con un almacenamiento de energía mínimo, siendo su tensión dc mantenida por el convertidor conmutado, el cual transfiere suficiente potencia real desde el sistema AC para compensar sus propias pérdidas y mantener una tensión DC constante en el condensador, además de controlar las variables.

El bloque de cálculo de la potencia reactiva [1.18] calcula las referencias de corriente instantáneas i_a^* , i_b^* e i_c^* , que son proporcionadas al convertidor conmutado bajo control en modo corriente.

1.6. Filtros activos.

Los filtros activos evitan los armónicos de corriente a la entrada (red), en el caso de existencia de armónicos de corriente debidos a cargas no lineales.

Fig. 1.17 muestra un diagrama de como funciona un filtro activo. La corriente a través de la carga (o cargas) no lineal consta de una componente a la frecuencia fundamental i_{L1} y una componente de distorsión $i_{L,distorsión}$. La corriente de carga es sensada y filtrada para proporcionar una señal proporcional a la componente de distorsión $i_{L,distorsión}$ a la red. Por tanto, en el caso ideal, los armónicos en la corriente de red son eliminados. En la parte dc del convertidor, solamente un condensador con un almacenamiento de energía mínimo se necesita,

debido a que la tensión dc a su través es mantenida por el convertidor conmutado que transfiere potencia real desde la red para compensar sus propias pérdidas representadas por la corriente $i_{1, \text{pérdidas}}$.

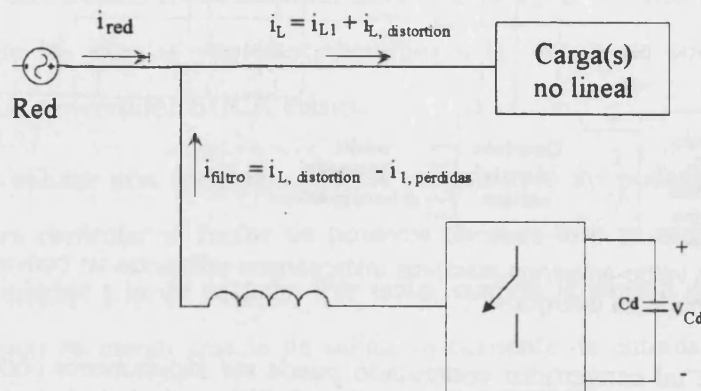


Fig. 1.17: Diagrama de funcionamiento de un filtro activo.

1.7. Interconexión de sistemas de almacenamiento de energía para nivelación de carga de red.

Otro de los problemas a tener en cuenta es la presencia de picos de carga de la red. Algunas de las maneras de reducir picos de carga en la red son mediante la utilización de células de combustible, baterías o bobinas superconductoras de almacenamiento de energía. La solución habitual es la utilización de generadores de combustible o gas, en plantas únicamente dedicadas a la estabilización del sistema frente a los problemas de picos de carga y que son caras de mantenimiento debido al precio del combustible. Una alternativa a estas es el almacenamiento de la energía eléctrica generada en condiciones de baja carga y proporcionar un retorno a la red en condiciones de pico de carga. La energía eléctrica puede ser almacenada en baterías o en forma de campo magnético en un inductor superconductor. Otra opción es utilizar la energía eléctrica en condiciones de baja carga para producir oxígeno por electrólisis, el cual puede ser utilizado posteriormente en células de combustible para proporcionar una salida eléctrica.

Tanto baterías como células de combustible producen una tensión dc.

La manera más económica de interconectar grandes inductores superconductores sería utilizar un convertidor conmutado de 12 pulsos, como se muestra en Fig. 1.18. Controlando el ángulo de retraso, la operación del convertidor puede ser variada continuamente desde modo

completamente rectificador (carga) hasta modo completamente inversor (descarga), mientras la corriente fluye continuamente en la misma dirección.

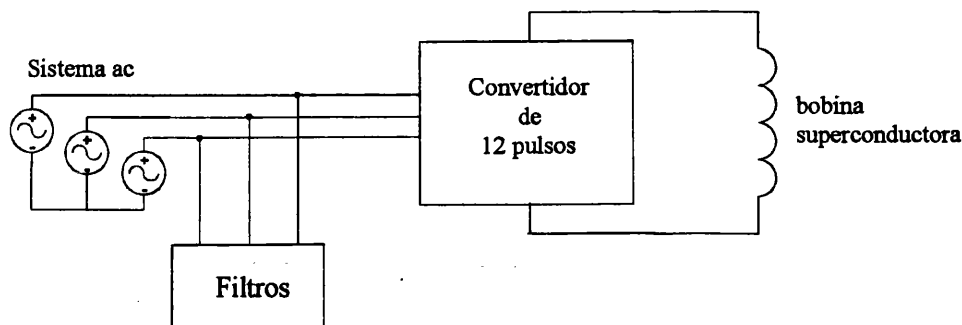


Fig. 1.18: Interconexión a la red de una bobina superconductora

1.8. Bibliografía

- [1.1] E.J. Dede, V. Esteve, J.V. González, J. Linares, D. Ramírez, E. Maset, "Procedures to improve the power factor on induction heating generators", Proc. of EPE'91, September 1991, pp. 419-424.
- [1.2] R. Redl, A. Kislovski, "Telecom Power Supplies and Power Quality", Proc. of IEEE INTELEC, 1995, pp. 13-21.
- [1.3] A.W. Kelley, W.F. Yadusky "Rectifier Design for minimum line current harmonics and maximum power factor", Proc. of IEEE-APEC'89, pp. 13-22
- [1.4] E. Maset, E. Sanchis-Kilders, J. Sebastián, E. De la Cruz, "Improved Passive Solutions to Meet IEC1000-3-2 regulation in low-cost power supplies", Proc. of IEEE INTELEC, October 1996, pp. 99-106.
- [1.5] F.C. Lee, D. Boroyevic, "Power Factor Correction Circuits Topologies and Control", Professional Education Seminars Workbook, Seminar 4 of IEEE-APEC'93, March 1993.
- [1.6] M. Rastogi, R. Naik, N. Mohan, "A Comparative Evaluation of Harmonics Reduction Techniques in Three-Phase Utility of Power Electronic Loads", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 30, no. 5, september/October 1994, pp. 1149-1155.
- [1.7] M.S. Dawande, V.R. Kanetkar, G.K. Dubey, "Three-Phase Switch Mode Rectifier with Hysteresis Current Control", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 11, no. 3, May 1996, pp. 466-471.

- [1.8] E.S. de Andrade, D.C. Martins, I. Barbi, "Isolated Three-Phase Rectifier Unit with High Power Factor", Proc. of IEEE INTELEC, October 1996, pp. 536-542.
- [1.9] R. Naik, M. Rastogi, N. Mohan, "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 31, no. 3, May/June 1995, pp. 598-602.
- [1.10] A.r. Prasad, P.D. Ziogas, S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", Proc. of IEEE PESC'89, June 1989, pp. 58-66.
- [1.11] J.W. Kolar, F.C. Zach, "A novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier", Proc. of PCIM'94, June 1994, pp. 125-138.
- [1.12] E. Ismail, R.W. Erickson, "A single transistor Three Phase Resonant Switch for high Quality Rectification", Proc. of IEEE PESC'92, June 1992, pp. 1341-1651.
- [1.13] D.M. Brod, D.W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IA-21, NO. 4, May/June 1985, pp. 562-570.
- [1.14] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 39, no. 5, December 1992, pp. 410-420.
- [1.15] K.P. Kovacs, I. Racz "Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen", Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959, pp. 61-102.
- [1.16] H. W. Van der Borek, H.C. Skudelny, G.V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 24, no. 1, January/February 1988, pp. 142-150.
- [1.17] J. W. Kolar, H. Ertl, K. Edelmoser, F.C. Zach, "Analysis of the Control Behavior of a bidireccional Three-Phase PWM Rectifier System", Proc. of EPE'91, 1991, pp. 2-095 2-100.
- [1.18] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Trans. Ind. Applic., vol. IA-20, 1984, p. 625.

2. Corrección del factor de potencia en sistemas electrónicos trifásicos (II).

2.1. Introducción.

En el capítulo precedente se ha hablado de las distintas técnicas de corrección del factor de potencia aplicables a sistemas trifásicos. A fin de completar este estudio, en este capítulo se va primeramente a profundizar un poco más en el estudio y caracterización de los llamados filtros activos cuyo principio de funcionamiento se ha visto en el apartado 1.6. del capítulo anterior. Para ello se va a presentar la llamada Teoría de la Potencia Reactiva Instantánea, la cual es ampliamente utilizada en sistemas compensadores basados en filtros activos VSI. Esta teoría propone una nueva definición de la potencia reactiva instantánea en circuitos trifásicos basada en los valores instantáneos de tensiones y corrientes.

Este estudio es interesante pues, como se verá en el capítulo 8, una de las posibles aplicaciones del montaje propuesto en esta Tesis es como filtro activo.

Finalmente y para completar el apartado 1.7 del capítulo anterior se va a presentar un sistema de almacenamiento de energía para nivelación de carga de red. En este apartado es posible hacerse una idea de la complicación añadida que supone el hecho de tener que manejar una carga inductiva, hecho que también va a suceder en el prototipo objeto de esta Tesis.

2.2. Teoría de la potencia reactiva instantánea. Aplicación a un filtro activo VSI.

Para tratar con circuitos con corrientes y tensiones trifásicas matemáticamente, es adecuado expresar dichas cantidades como vectores espaciales instantáneos ([2.1], [2.2]).

En coordenadas a-b-c, los ejes a, b y c están en el mismo plano y desfasados uno de otro en 120 grados. Los vectores instantáneos e_a e i_a están en el eje a y su amplitud y sentido (+,-), varían con el tiempo. De la misma forma, e_b e i_b están en el eje b y e_c e i_c en el c.

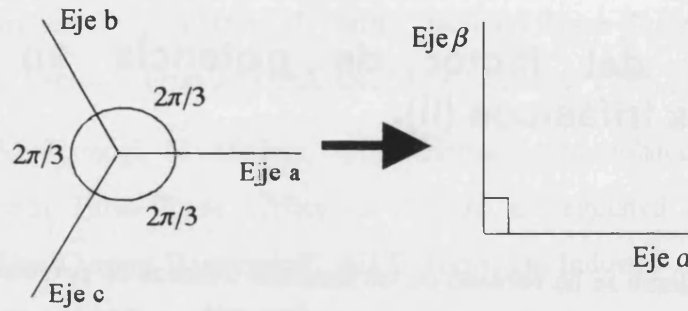


Fig. 2.1: Cambio de eje de coordenadas.

Estos vectores espaciales se pueden transformar fácilmente en coordenadas α - β :

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \equiv \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \equiv \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

donde los ejes α y β son ortogonales. Necesariamente, e_α e i_α están en el eje α , y e_β e i_β en el eje β . Su amplitud y sentido varían con el paso del tiempo.

La potencia instantánea convencional en el circuito trifásico puede ser definida como:

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (2.3)$$

donde p es igual a la ecuación convencional:

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.4)$$

A la hora de definir la potencia reactiva instantánea, se introduce el vector espacial de potencia reactiva instantánea definido como:

$$q = e_\alpha \times i_\alpha + e_\beta \times i_\beta \quad (2.5)$$

Este vector espacial esta en el eje imaginario y es perpendicular al plano real en coordenadas α - β . Teniendo en cuenta que e_α es paralelo a i_α , que e_β es paralelo a i_β , que e_α es perpendicular a i_β y que e_β es perpendicular a i_α , la potencia instantánea convencional p y la potencia imaginaria instantánea (amplitud de q) se pueden expresar como:

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

En esta expresión $e_\alpha i_\alpha$ y $e_\beta i_\beta$ obviamente significan potencia instantánea ya que son definidos por el producto de tensión instantánea en un eje y corriente instantánea en el mismo eje. Por lo tanto, p es la potencia real en el circuito trifásico, y su dimensión es [W].

Sin embargo, $e_\alpha i_\beta$ y $e_\beta i_\alpha$ no son potencias instantáneas ya que son definidas por el producto de tensiones instantáneas en un eje y corrientes instantáneas no del mismo eje sino del eje perpendicular. Por tanto, q no puede ser tratada como una cantidad eléctrica convencional y, en consecuencia, debe ser introducida una nueva dimensión para q , ya que su dimensión no es ni [W], ni [VA], ni [var].

2.2.1. Definición y significado físico de la potencia reactiva instantánea.

La última ecuación puede ser transformada en:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Las corrientes instantáneas en coordenadas α - β , i_α e i_β son divididas en dos componentes de corriente instantánea:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ q \end{pmatrix} = \\ &= \frac{1}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \begin{pmatrix} e_\alpha & -e_\beta \\ e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{1}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \begin{pmatrix} e_\alpha & -e_\beta \\ e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.8)$$

donde:

$$\text{Corriente activa instantánea eje } \alpha: i_{\alpha p} = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} p$$

$$\text{Corriente reactiva instantánea eje } \alpha: i_{\alpha q} = \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q$$

$$\text{Corriente activa instantánea eje } \beta: i_{\beta p} = \frac{e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} p$$

$$\text{Corriente reactiva instantánea eje } \beta: i_{\beta q} = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q$$

Las potencias instantáneas en los ejes α y β pueden ser expresadas respectivamente como:

$$p = p_\alpha + p_\beta = \frac{e_\alpha^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} P + \frac{e_\beta^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} P + \frac{-e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q + \frac{e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q \quad (2.9)$$

La suma del tercer y cuarto términos es siempre cero. En consecuencia:

$$p = e_\alpha i_{\alpha p} + e_\beta i_{\beta p} \equiv P_{\alpha p} + P_{\beta p} \quad (2.10)$$

$$0 = e_\alpha i_{\alpha q} + e_\beta i_{\beta q} \equiv P_{\alpha q} + P_{\beta q} \quad (2.11)$$

donde:

$$\text{Potencia activa instantánea en el eje } \alpha: P_{\alpha p} = e_\alpha i_{\alpha p} = \frac{e_\alpha^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} P$$

$$\text{Potencia reactiva instantánea en el eje } \alpha: P_{\alpha q} = e_\alpha i_{\alpha q} = \frac{-e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q$$

$$\text{Potencia activa instantánea en el eje } \beta: P_{\beta p} = e_\beta i_{\beta p} = \frac{e_\beta^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} P$$

$$\text{Potencia reactiva instantánea en el eje } \beta: P_{\beta q} = e_\beta i_{\beta q} = \frac{e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q$$

La suma de las potencias instantáneas $P_{\alpha p}$ y $P_{\beta p}$, coincide con la potencia real instantánea en el circuito trifásico. Por tanto, $P_{\alpha p}$ y $P_{\beta p}$ son llamados potencia activa instantánea.

Las potencias instantáneas $P_{\alpha q}$ y $P_{\beta q}$ se cancelan la una con la otra y no contribuyen al flujo de potencia instantáneo desde la fuente a la carga. Por tanto, $P_{\alpha q}$ y $P_{\beta q}$ son llamados potencia reactiva instantánea. Es importante resaltar que el significado físico de la potencia imaginaria instantánea definida en un circuito trifásico es bastante diferente del de la potencia reactiva instantánea por fase.

2.2.2. Estrategia de control.

Fig. 2.2 muestra un esquema básico de compensación de potencia reactiva instantánea. En este, p_s y q_s son las potencias instantáneas real e imaginaria en la parte de la fuente, p_c y q_c son las del compensador y p y q las de la parte de la carga.

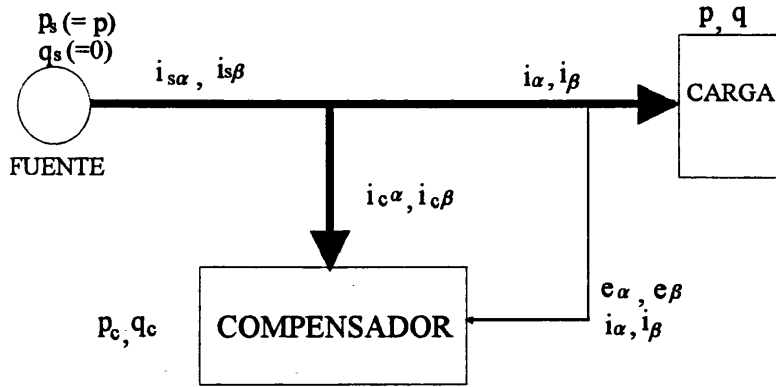


Fig. 2.2: Esquema de compensación de potencia reactiva instantánea.

El compensador de potencia reactiva instantánea propuesto elimina las potencias reactivas instantáneas en la parte de la fuente, las cuales son causadas por la potencia imaginaria instantánea en la parte de la carga. El compensador consta de únicamente conmutadores, sin componentes de almacenamiento de energía, ya que p_c es casi cero. Las corrientes de compensación instantáneas en coordenadas α - β , $i_{c\alpha}$ e $i_{c\beta}$ vienen dadas por la siguiente expresión:

$$\begin{pmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ -q \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Vamos a considerar ahora, el principio básico del compensador, concerniente a la corriente instantánea en el eje α de la parte de la carga. Las corrientes instantáneas activa y reactiva son divididas en los siguientes dos tipos de corrientes instantáneas, respectivamente:

$$i_\alpha = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} p + \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \bar{p} + \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \tilde{p} + \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \bar{q} + \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \tilde{q} \quad (2.13)$$

donde \bar{p} y \tilde{p} son las componentes DC y AC de la potencia real instantánea y \bar{q} y \tilde{q} son las componentes DC y AC de la potencia imaginaria instantánea. El primer término de la derecha es el valor instantáneo de la corriente activa fundamental convencional.

El segundo término es el valor instantáneo de las corrientes armónicas que representan la componente ac de la potencia real instantánea. El tercer término es el valor instantáneo de la corriente reactiva fundamental. El cuarto término es el valor instantáneo de las corrientes armónicas que representan la componente ac de la potencia imaginaria instantánea. La suma

del segundo y cuarto término es el valor instantáneo de las corrientes armónicas convencionales.

Dicha ecuación nos conduce a las siguientes conclusiones esenciales:

- 1) El compensador de potencia reactiva instantánea elimina el tercer y cuarto términos. Por esta razón, el factor de desplazamiento es la unidad no sólo en estado estacionario sino también en estados transitorios.
- 2) Las corrientes armónicas representadas por el cuarto término pueden ser eliminadas por un compensador compuesto por dispositivos conmutados sin componentes de almacenamiento de energía.

2.2.3. Sistema compensador de potencia reactiva instantánea.

Fig. 2.3 muestra el sistema compensador utilizado experimentalmente (VSI, Voltage Source Inverter).

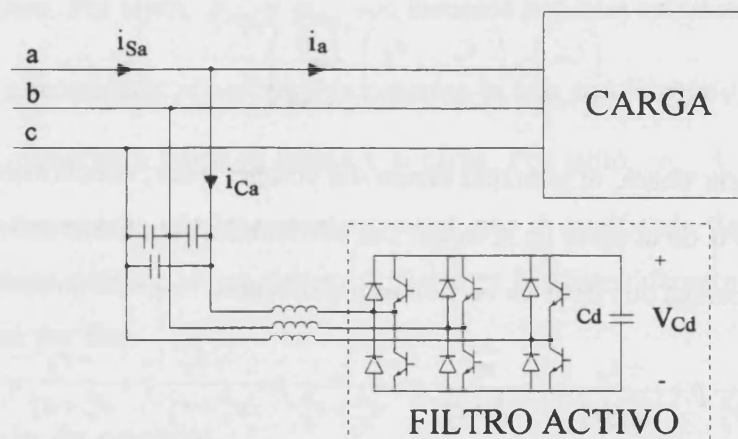


Fig. 2.3: Sistema compensador.

Este sistema está compuesto de 6 transistores de potencia, 6 diodos de potencia, una capacidad de salida, y tres capacidades y tres inductancias de filtro. Las capacidades e inductancias de filtro no son utilizadas como elementos de almacenamiento de energía pero son necesarias ya que la conmutación de dichos transistores produce corrientes armónicas que deben ser eliminadas. Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación de los transistores menor es el valor de dichas inductancias y capacidades.

Fig. 2.4 muestra el diagrama de control del compensador:

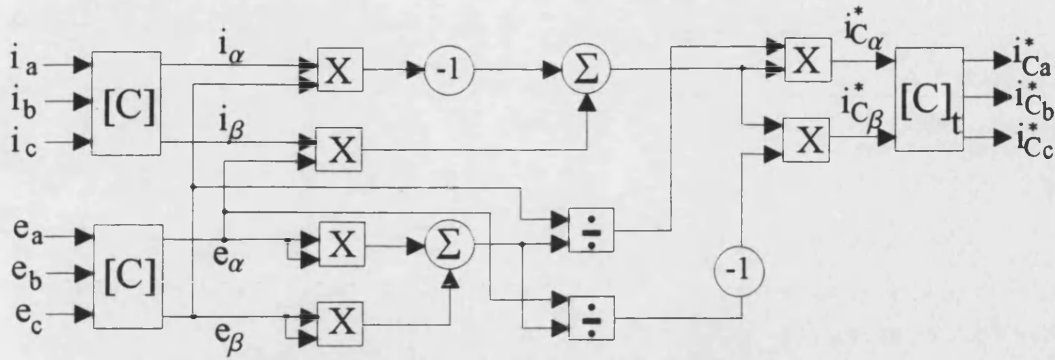


Fig. 2.4: Diagrama de control del compensador.

con:

$$[C] \equiv \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Las referencias para las corrientes de compensación i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^* son calculadas instantáneamente, sin retrasos, utilizando las tensiones y corrientes instantáneas en la parte de la carga. El circuito de control está formado por multiplicadores analógicos, divisores y amplificadores operacionales. No existen en el control ni filtros pasa-baja, ni integradores.

2.2.4. Nueva estrategia de control basada en la teoría de la potencia reactiva instantánea.

La transformación de las tensiones de fase e_a , e_b , y e_c y las corrientes de carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} en coordenadas α - β ortogonales conduce a las siguientes expresiones:

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \equiv \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix} \equiv \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

La potencia real instantánea p_L y la potencia imaginaria instantánea q_L en la parte de la carga pueden ser definidas como:

$$\begin{pmatrix} p_L \\ q_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Las dimensiones de q_L no son ni W, ni voltio-amperios, ni var. Los autores introducen una nueva dimensión, el IVA, es decir, voltio-amperio imaginario.

A partir de ahí:

$$\begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p_L \\ q_L \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

donde el determinante con respecto a e_α y e_β no es cero.

Llamando \bar{p}_L y \tilde{p}_L a las componentes dc y ac de p_L y \bar{q}_L y \tilde{q}_L a las componentes dc y ac de q_L podemos encontrar las siguientes relaciones:

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L; q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (2.19)$$

Así, por ejemplo, la corriente en la carga en la fase α puede dividirse en las siguientes componentes:

$$i_{L\alpha} = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} p_L + \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q_L = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \bar{p}_L + \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \tilde{p}_L + \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \bar{q}_L + \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \tilde{q}_L \quad (2.20)$$

El método de compensación está fundamentado en el cálculo de las potencias p_L y q_L .

Sabiendo que:

$$\begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p_L \\ q_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Las corrientes necesarias para la compensación serán:

$$\begin{pmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -\tilde{p}_L \\ -\tilde{q}_L \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

Y pasando a coordenadas a, b, c con la matriz de cambio de coordenadas transpuesta:

$$[C] = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \rightarrow [C]^T = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{pmatrix} i_{cu}^* \\ i_{cv}^* \\ i_{cw}^* \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -\tilde{p}_L \\ -\tilde{q}_L \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

O bien, considerando las pérdidas de potencia en el filtro activo:

$$\begin{pmatrix} i_{cu}^* \\ i_{cv}^* \\ i_{cw}^* \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p^* + p_{av} \\ q^* \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

donde p_{av} es la potencia real instantánea correspondiente a las pérdidas de potencia en el filtro activo y p^* y q^* vienen dadas por:

$$p^* = -\tilde{p}_L; \quad q^* = -\tilde{q}_L \quad (2.26)$$

Fig. 2.5 muestra el circuito de cálculo de p^* y q^* .

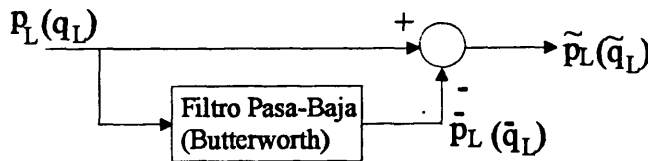


Fig. 2.5: Circuito de cálculo de p^* y q^* .

Este consta básicamente de una configuración de filtro pasa-baja utilizando un filtro pasa-baja de Butterworth. En consecuencia, las salidas del circuito son \tilde{p}_L a partir de p_L y \tilde{q}_L a partir de q_L , respectivamente. El diseño del filtro pasa-baja es lo más importante en el circuito de control ya que se obtienen distintas características de compensación al variar la frecuencia de corte y orden de dicho filtro. Todos los circuitos de cálculo constan de multiplicadores analógicos, divisores y amplificadores operacionales [2.3].

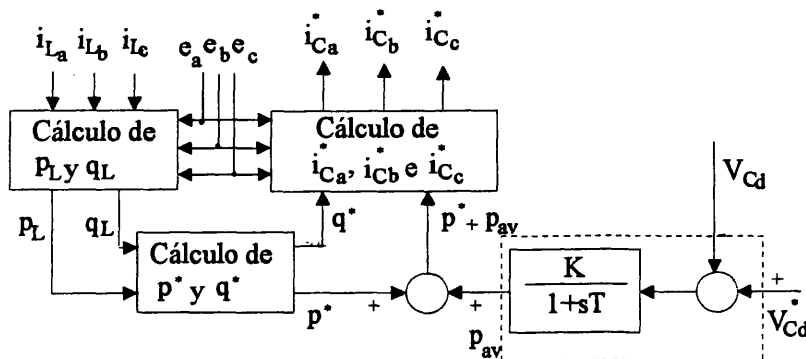


Fig. 2.6: Circuito de control.

La tensión dc del condensador de salida puede ser controlada controlando la potencia real instantánea p_{av} , que corresponde a las pérdidas del filtro activo, ya que la potencia imaginaria instantánea no tiene ningún efecto en la tensión dc del condensador. El circuito de control tiene el lazo de realimentación negativo para controlar automáticamente p_{av} , donde la constante de tiempo T y la ganancia K determinan la respuesta del circuito de control. Hay que tener en cuenta que el filtro activo puede ser considerado como un generador de armónicos, mas que como un supresor de armónicos cuando p_{av} fluctúa. La tensión dc en el condensador V_{cd} se controla de forma que coincida con la tensión de referencia, ya que T es fijado a 1.5s y K a 30.

Para eliminar completamente los armónicos es necesario compensar \tilde{p}_L y \tilde{q}_L . La eliminación de \tilde{p}_L causa fluctuación de la tensión de la capacidad dc, pues \tilde{p}_L es absorbida por el condensador. Es por ello que el valor de dicha capacidad debe ser escogido de forma adecuada.

2.2.5. Método de control basado en un nuevo cambio de ejes.

Para un correcto funcionamiento del filtro activo es necesario determinar la magnitud de las corrientes que deben ser añadidas a la corriente de carga a fin de eliminar armónicos.

El esquema utilizado es mostrado en Fig. 2.7 ([2.4], [2.5]):

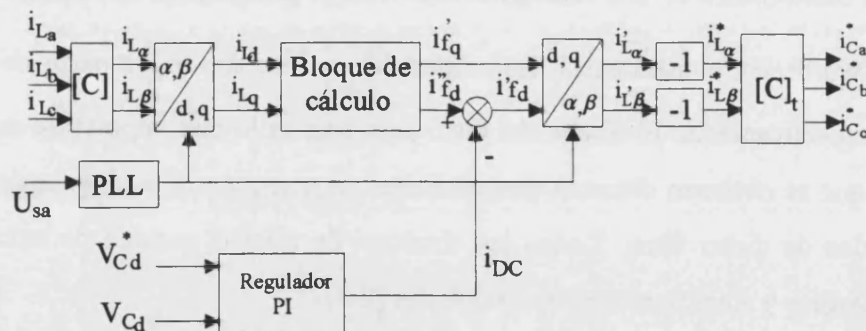


Fig. 2.7: Esquema utilizado.

Básicamente es el mismo que el del artículo anterior salvo en el cambio de ejes $\alpha\text{-}\beta \Rightarrow d\text{-}q$ y viceversa. El eje d está en la dirección del vector espacial de tensión de alimentación y el eje q es vertical a d . Las dos nuevas componentes de la corriente son obtenidas por rotación vectorial, la componente en el eje d , proporcional a la potencia activa y la componente en el eje q , proporcional a la potencia reactiva.

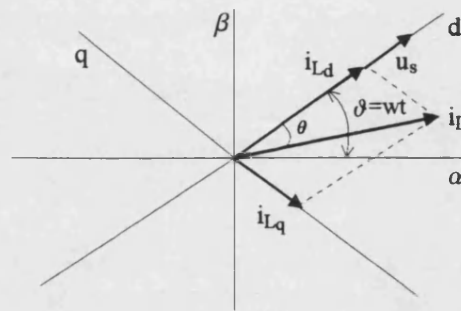


Fig. 2.8: Cambio de ejes.

Las corrientes i_{Ld} e i_{Lq} es posible expresarlas como la suma de componentes dc y ac. La componente dc del eje d determina la magnitud del armónico fundamental de la potencia activa y la componente ac está formada por los armónicos. Lo mismo es válido para la potencia reactiva en el eje q.

El propósito del filtrado es la eliminación de las componentes ac de ambos ejes, o de la componente dc en el eje q para compensación de potencia reactiva. Existen muchos métodos de cálculo de las corrientes de referencia para el filtro (una de ellas, el filtro pasa-baja de Butterworth fue vista en el punto 4). Nos vamos a centrar en 3 de ellas: determinación de las corrientes de referencia por medio de filtros pasa-alta (high band pass filter, HBPF), cálculo del valor medio y controlador PI.

Método del controlador PI

$$i'_{fd} = i_{Ld} - i_{DC}; i'_{fq} = i_{Lq} \tag{2.27}$$

Método del filtro pasa-alta (HBPF)

$$G_{HP(p)} = \frac{p^4 + 2.61\omega_0 p^3 + 3.4\omega_0 p^2 + 2.61\omega_0^3}{p^4 + 2.61\omega_0 p^3 + 3.4\omega_0^2 p^2 + 2.61\omega_0^3 p + \omega_0^4} \tag{2.28}$$

donde ω_0 depende de la carga, viniendo dada, para un puente de 6 pulsos, por $2\pi 150\text{Hz}$.

Método del valor medio

$$i^-_{Ld}(t) = \frac{1}{T_{AV}} \int_{t-T}^t i_{Ld}(t) dt \tag{2.29}$$

$$i''_{fd} = i_{Ld} - i^-_{Ld}; i'_{fq} = i_{Lq} \tag{2.30}$$

2.3. Interconexión de sistemas de almacenamiento de energía para estabilización de la red: Sistemas SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage System)

2.3.1. Control en tiempo real del flujo de potencia activa y reactiva con carga inductiva.

En Fig. 2.9 podemos observar la topología básica de un convertidor CSI de 6 pulsos con carga inductiva.

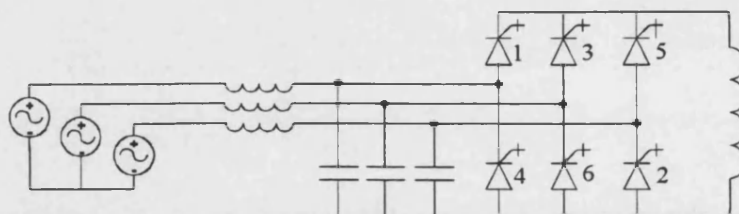


Fig. 2.9: Convertidor CSI de 6 pulsos con carga inductiva.

El uso de GTOs en este convertidor está justificado no por la relación de potencia de los convertidores (IGBTs podrían ser más apropiados), sino porque su principal aplicación es para el caso de SMES (Superconductive Magnetic Energy Storage) de alta potencia alimentados por convertidores PWM en que, en estos momentos, son la única elección real.

Una unidad SMES contiene una bobina superconductor de gran valor de inductancia, de manera que pueden ser almacenados en la bobina de cientos a miles de megawatios.hora de energía. La principal función de una unidad SMES es absorber y almacenar la energía excedente del sistema de potencia cuando su demanda de potencia es baja, y devolver la energía almacenada al sistema de potencia cuando su demanda de potencia es alta. Operando de esta manera, una unidad SMES puede mantener la generación de potencia del sistema de potencia a un nivel relativamente constante.

En esta topología, los GTOs conmutan la corriente por la bobina desde una fase a la otra generando un conjunto de 3 corrientes PWM desfasadas 120° . Utilizando una estrategia de disparo PWM apropiada, los armónicos de corriente ac de línea pueden ser minimizados. La corriente en cada fase conmuta entre $+I_d$, 0 y $-I_d$ (I_d = corriente por la bobina). Para manejar la energía almacenada en todas las inductancias de línea, debe ser conectado un banco de condensadores a la entrada del convertidor. En este circuito existe un circuito resonante

constituido por la inductancia de línea y los condensadores de entrada. Para evitar problemas de resonancia, la frecuencia de resonancia ha de ser fijada a un valor conocido. Esto implica la utilización de inductancias adicionales. En una topología de 6 pulsos, dicha frecuencia de resonancia es colocada aproximadamente en el 9º armónico, consiguiendo así que el intervalo entre la frecuencia de resonancia y la frecuencia de los armónicos contenidos en el PWM sea grande. Esto es debido a que el armónico $(6n-1)$ contenido en la corriente PWM (n : un número natural) es teóricamente cero si la corriente PWM es trifásica equilibrada.

Muchos sistemas presentados utilizan una variación de un patrón de disparo de 6 etapas para controlar el puente GTO, lo cual genera armónicos significativos de bajo orden en la parte ac. Además es necesaria la utilización de un circuito de recuperación en puente de diodos a fin de capturar la energía inductiva producida por la conmutación de los conmutadores del puente. Estas limitaciones pueden ser superadas utilizando una estrategia PWM para el control del puente GTO. El uso de PWM simplifica considerablemente la topología del puente, eliminando la necesidad de un circuito de recuperación de energía en puente de diodos, y reduciendo los requisitos para los filtros de entrada de la línea ac, ya que son generados armónicos de ordenes menos bajos.

Para el caso particular de un sistema SMES, una estrategia PWM del puente rectificador debe satisfacer los siguientes requisitos, para que sea efectiva:

- Conmutación de los dispositivos a baja frecuencia, para minimizar las pérdidas en conmutación y permitir que el algoritmo sea utilizado con dispositivos GTO de alta potencia.
- Control separado y lineal del índice de modulación y ángulo de fase, a fin de obtener un control independiente de la potencia activa y reactiva que fluye entre el sistema SMES y la red del sistema de potencia, en un ancho rango de operación.
- Proporcionar un camino continuo en la parte dc del puente, para mantener la corriente fluyendo a través de la bobina superconductora cuando el puente es desconectado de la red del sistema de potencia.
- Generar la mínima cantidad posible de armónicos de bajo orden de regreso a la red ac.
- Capaz de ser calculado on-line en tiempo real para soportar un lazo de control de actuación rápida.

Se va a presentar una estrategia PWM para el control de un convertidor con GTOs, el cual cumple con todos los requisitos anteriores. El algoritmo está adaptado del presentado previamente como estrategia PWM óptima para rectificadores controlados [2.6] y ha sido modificado y extendido su uso a esta aplicación. Esencialmente, la estrategia implica la linealización del esquema de modulación óptimo, para permitirle ser calculado on-line y en tiempo real, y la inclusión de etapas de cálculo adicionales para el control independiente de la potencia activa y reactiva a través del puente, a fin de determinar un nuevo índice de modulación y ángulo de fase en cada ciclo de cálculo.

2.3.2. Linealización de la estrategia PWM óptima.

La estrategia PWM óptima ofrece muchas ventajas sobre otros algoritmos más convencionales como es el caso de la modulación seno - triángulo. En particular, las estrategias de modulación óptima ofrecen el beneficio de una frecuencia de conmutación más baja para el mismo nivel de armónicos de bajo orden en la forma de onda de salida. Sin embargo, las estrategias de modulación más óptimas no pueden ser fácilmente calculadas on-line en tiempo real debido a la complejidad del cálculo, y son normalmente implementadas utilizando tablas precalculadas con interpolación numérica entre los puntos de operación almacenados.

En el artículo mencionado anteriormente [2.6], fue propuesta una estrategia PWM óptima para rectificadores trifásicos con fuente de corriente, la cual podía ser implementada utilizando una frecuencia de conmutación baja de solamente 500Hz, y que minimizaba los armónicos de bajo orden en la corriente de línea ac. El algoritmo también mantiene de forma implícita la continuidad en la corriente de salida dc.

El patrón de conmutación para los conmutadores del puente está dividido en intervalos de 60°, y el patrón de conmutación para el intervalo 0°-60° es mostrado en Fig. 2.10:

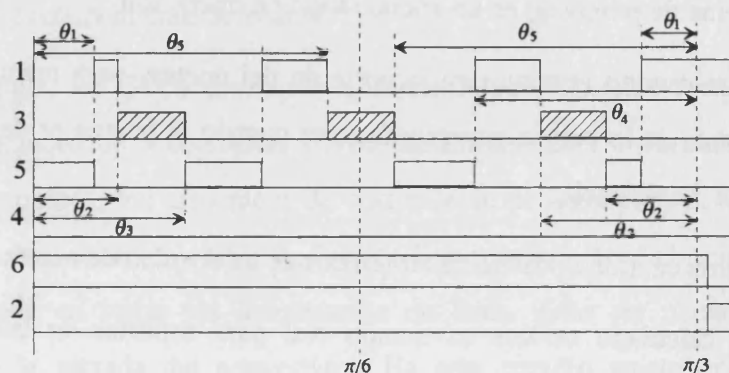


Fig. 2.10: Patrón de conmutación para el intervalo 0°-60°.

Durante este intervalo, el conmutador 6 del semipunto inferior es mantenido a ON, y los conmutadores 1, 3 y 5 del puente superior son puestos a ON durante periodos $\theta_1 - \theta_3$. Hay que tener en cuenta que, cuando el conmutador 3 es puesto a ON, el puente está operando en un modo en que la corriente de carga dc circula a través de una rama del puente y las tres corrientes ac son nulas.

La estrategia de conmutación es repetida en los siguientes 5 intervalos de 60° , con los conmutadores 1-6 cambiando cíclicamente su papel. Por ejemplo, en el segundo intervalo de 60° , el conmutador 1 del puente superior es mantenido a ON, y los conmutadores 2,4 y 6 son modulados.

El espectro armónico de la corriente de línea ac creado por este patrón es como sigue:

$$I_n = A_n I_d \quad (2.31)$$

$$A_n = \frac{8}{n\pi} \left\{ \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_1\right) - \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \theta_1\right)\right) + \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} - \theta_4\right)\right) - \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \theta_5\right)\right) \right] \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) - \sin(n\theta_1) \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \right\} \quad (2.32)$$

donde I_d = corriente de salida dc; y n = número de armónicos.

Para una corriente fundamental de pico dada, cinco armónicos de bajo orden presentes en la corriente de línea ac pueden ser minimizados ajustando los cinco periodos de conmutación $\theta_1 - \theta_5$, a fin de minimizar la función costo:

$$F_E = A_5^2 + A_7^2 + A_{11}^2 + A_{13}^2 = \text{Mínimo} \quad (2.33)$$

bajo la restricción:

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta_3 < \theta_4 < \theta_5 < \frac{\pi}{6} \quad (2.34)$$

donde el valor de pico A_1 de la corriente fundamental puede ser relacionado con el índice de modulación por la siguiente relación:

$$A_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} M \quad (2.35)$$

Nota: El índice de modulación M está definido por la siguiente relación $M = \sqrt{2} \frac{I_1}{I_d}$.

Donde I_1 es el valor rms de la componente fundamental de la corriente de línea ($I_1 = \frac{A_1}{\sqrt{3}}$) e

I_d es la corriente de salida dc.

Otra restricción a considerar es que todos los pulsos generados por el patrón deben ser más anchos que la anchura de pulso a ON mínima de un GTO. Este aspecto llega a ser muy importante para rangos de GTO de alta potencia donde el tiempo de ON real mínimo tiene que ser mayor de 120-150 μ s. Este alto valor de t_{ON} no es una característica del GTO, sino una restricción derivada del tiempo de carga mínimo de la capacidad del circuito “snubber”.

La solución al problema de minimización de la función costo con esas restricciones puede ser encontrada utilizando técnicas de minimización numéricas, como las propuestas en [2.7].

El resultado son unas curvas que muestran la variación de los periodos de conmutación $\theta_1 - \theta_5$ con el índice de modulación. Estas variaciones siguen un comportamiento de casi línea recta. Sin embargo, el proceso de obtención de dichas curvas es, desde el punto de vista de cálculo, intensivo por lo que no es apto para la implementación directa on-line. Para implementar este algoritmo PWM óptimo en un sistema on-line, la aproximación que se utiliza es la linealización a tramos de dichas curvas, para obtener un conjunto de ecuaciones que definen explícitamente cada periodo de conmutación (2.36), en las cuales las constantes K_i y C_i son cuantificadas para rangos de modulación específicos:

$$[\theta_i] = M [K_i] + [C_i] \quad i = 1,2,3,4,5 \quad (2.36)$$

La precisión del patrón de modulación resultante depende del número de segmentos lineales a tramos que son utilizados para aproximar cada patrón. Por ejemplo, en la Tabla 2.1 se muestran las constantes K_i y C_i relativas a la linealización en dos segmentos dentro de rangos de modulación $0.2 \leq M \leq 0.9$, $0.9 \leq M \leq 1.22$, calculadas a partir de las ecuaciones no lineales completas presentadas anteriormente.

	$0.2 \leq M \leq 0.9$	$0.9 \leq M \leq 1.2$
K_1	0.097	0.0742
K_2	0.133	0.1146
K_3	-0.135	-0.152
K_4	0.035	0.016
K_5	0.14	0.14
C_1	0.0029	0.023
C_2	0.0032	0.02
C_3	0.349	0.365
C_4	0.35	0.37
C_5	0.35	0.35

Tabla 2.1: Valores de las constantes K_i y C_i relativas a la linealización en dos segmentos.

Por tanto, para un índice de modulación M , la ecuación $[\theta_i] = M[K_i] + [C_i]$ puede ser utilizada para determinar los cinco periodos de conmutación $\theta_1 - \theta_5$, con solamente cinco multiplicaciones y cinco sumas. Estos periodos de conmutación son entonces combinados para crear seis intervalos de tiempo, como se muestra en la Tabla 2.2, con estados de conmutación particulares siendo asignados a cada intervalo de tiempo basándose en el patrón PWM visto anteriormente (en esta Tabla sólo aparece el intervalo 0-60°).

Intervalos de tiempo	θ_1	$\theta_2 - \theta_1$	$\theta_3 - \theta_2$	$\theta_4 - \theta_3$	$\theta_5 - \theta_4$	$60^\circ - 2\theta_5$	$\theta_5 - \theta_4$
				$\theta_4 - \theta_3$	$\theta_3 - \theta_2$	$\theta_2 - \theta_1$	θ_1
Conmutadores a On	S_5, S_6	S_1, S_6	S_3, S_6	S_5, S_6	S_1, S_6	S_3, S_6	S_5, S_6
				S_1, S_6	S_3, S_6	S_5, S_6	S_1, S_6

Tabla 2.2: Diferentes intervalos de tiempo.

Tabla 2.3 muestra la variación en estos intervalos de tiempo para varios índices de modulación. Debe ser tenido en cuenta que la restricción de conmutación física limita el valor del índice de modulación a un máximo de 1.22, mientras que la limitación en el tiempo de ON de los dispositivos GTO utilizados limita el valor más pequeño de M a 0.2.

	$\theta_2 - \theta_1$	$\theta_3 - \theta_2$	$\theta_4 - \theta_3$	$\theta_5 - \theta_4$	$60^\circ - 2\theta_5$
M	μs	μs	μs	μs	μs
0.2	23.7	67.8	111.2	930.3	925.0
0.3	35.1	101.7	165.2	845.0	834.9
0.4	46.6	135.6	219.3	759.8	744.8
0.5	58.1	169.5	273.3	674.6	654.8
0.6	69.5	203.4	327.3	589.4	564.7
0.7	81.0	237.3	381.3	504.2	474.6
0.8	92.4	271.2	435.3	419.0	384.5
0.9	106.2	291.6	497.2	334.4	303.0
1.0	119.0	331.0	550.7	249.6	213.9
1.1	131.9	370.5	604.2	164.7	124.8
1.2	144.8	410.0	657.6	79.8	26.7
1.22	147.3	417.9	668.3	62.9	17.8

Tabla 2.3: Variación de los intervalos de tiempo en función del índice de modulación.

2.4. Bibliografía.

- [2.1] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Trans. Ind. Applic., vol. IA-20, 1984, p. 625.

- [2.2] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits", IPEC'83, pp. 1375-1386.
- [2.3] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters" IEEE Trans. Ind. Applic., vol. IA-22, no. 3, May-June 1986, pp. 460-465.
- [2.4] P. Brandstetter and T. Bubela, "Control Strategy of an Active Power Filter using DSP", Proceedings of Power Quality - June 1997, pp. 193-198.
- [2.5] P. Brandstetter and T. Bubela, "Control of Active Power Filter with Voltage Source" Proceedings of EDPE'96 - October 1996, pp. 452-456.
- [2.6] "Three-Phase Current Source GTO Rectifier Adopting New PWM Control Techniques", Iwahori, M. And Kousaka K., Conf. Rec. IEEE Ind. App. Soc., pp. 855-860.
- [2.7] "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation", Enjeti, P.N., and Lindsay, J.F., Conf. Rec. IEEE Ind. App. Soc., pp. 418-430.
- [2.8] "Independent Real and Reactive Power Control with Superconductive Magnetic Energy Storage", J. Wang, J.J. Skiles, R.L. Kustom, J. Cleary and F. Tsang, Conf. Rec. IEEE Ind. App. Soc., pp. 798-802.
- [2.9] "A Linearised Optimal Modulation Strategy for a GTO Converter to Allow Real-Time Control of Active and Reactive Power Flows into a SMES System", Q. Jiang, D.B. Giesner, D.G. Holmes, Conf. Rec. EPE'91, pp. 504-509.
- [2.10] "Comparative Study Between Six and Twelve Pulse Current Converters for SMES Systems", I.J. Iglesias, J. Acero, A. Bautista, M. Visiers., Conf. Rec. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'95, Vol. 2, pp. 552-557
- [2.11] "Experimental Results of a SMES Fed by Current Souce Inverter", I.J. Iglesias, A. Bautista, M. Visiers., APEC'96

3. Implementación de un rectificador controlado utilizando la teoría del convertidor matricial AC-AC.

3.1. Introducción.

Es bien sabido que un rectificador modulado por anchura de pulso (PWM) puede idealmente producir una corriente dc variable de salida libre de rizado con corrientes de entrada sinusoidales. Por el contrario, un convertidor convencional con tiristores produce substanciales armónicos de bajo orden en la tensión y corriente de salida y opera con un factor de potencia atrasado que se empeora cuando la tensión de salida decrece.

Pueden ser obtenidas significantes mejoras en el funcionamiento de un convertidor convencional a tiristores utilizando un puente GTO conmutado PWM, lo cual reduce los armónicos de bajo orden a expensas de incrementar los de ordenes superiores. Sin embargo, la implementación en tiempo real de tales algoritmos de conmutación PWM puede ser difícil.

La estructura del llamado convertidor matricial ac-ac es óptima desde el punto de vista de mínimo número de conmutadores y requisitos mínimos de filtrado. La tensión de salida es conmutada basándose en un patrón PWM con frecuencia de modulación fija, obteniendo una distorsión armónica de salida mínima y un factor de potencia a la entrada especificado. El factor de potencia a la salida puede ser fácilmente ajustado en un rango que es limitado por el factor de potencia a la entrada. La estrategia de modulación que produce estos beneficios fue obtenida de forma rigurosa por Venturini y Alesina [3.1],[3.2]. Sin embargo, hasta ahora, los beneficios de dicha estrategia de modulación no han sido explotados para los requisitos de entrada/salida.

En lo que sigue, se va a utilizar la teoría de conmutación de Venturini empleando un convertidor matricial ac-ac reducido como convertidor ac-dc [3.3]. La implementación se consigue fijando la frecuencia de salida deseada a cero, dejando una fase de salida desconectada, y permitiendo que la corriente de salida dc fluya a través de una carga conectada entre las otras dos fases. El convertidor resultante presenta unas corrientes de entrada sinusoidales con un factor de potencia a la entrada unidad sobre el rango completo de tensiones de salida, generando únicamente armónicos de ordenes superiores, siendo fácilmente

extensible a una operación reversible. Además, el algoritmo de conmutación puede ser fácilmente implementado en tiempo real mediante la utilización de control digital.

3.2. Convertidor matricial ac-ac.

Un convertidor matricial ac-ac trifásico consta básicamente de nueve conmutadores bidireccionales que constituyen una matriz de forma que cualquier fase de entrada puede ser conectada a cualquier fase de salida en cualquier momento. En principio, para un conjunto dado de tensiones de entrada trifásicas, cualquier conjunto deseado de tensiones de salida puede ser sintetizado conmutando adecuadamente los conmutadores de la matriz.

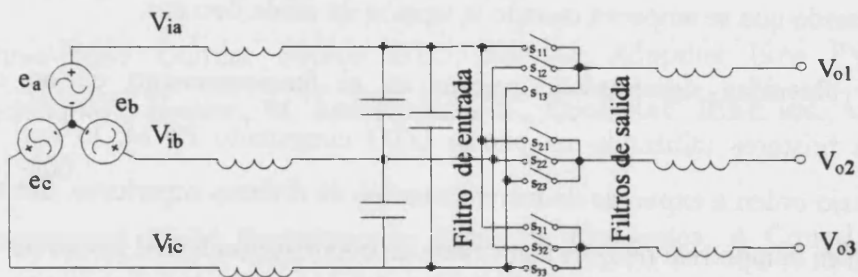


Fig. 3.1: Convertidor matricial ac-ac trifásico.

La topología correspondiente al convertidor matricial fue investigada por primera vez en 1976 desarrollándose con posterioridad una estrategia generalizada de conmutación a alta frecuencia [3.1] que llevaba a una relación tensión de salida/tensión de entrada limitada a un valor de 0.5. Posteriormente [3.2] se demostró cómo añadiendo componentes de tensión del tercer armónico y secuencia cero a la tensión de salida ac deseada se incrementaba la relación de transferencia en tensión hasta 0.866. Dicho esquema propuesto, también genera implícitamente corrientes de entrada sinusoidales con un factor de potencia unidad, independientemente del factor de potencia de la corriente de salida por la carga.

3.3. Límites físicos de operación de un convertidor matricial.

Dado un conjunto de tensiones de entrada trifásicas:

$$[V_i(t)] = \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t) \\ V_i \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

se trata de determinar la función de conmutación $M(t)$ que produzca el conjunto de tensiones de salida:

$$[V_o(t)] = \begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ V_o \cos(\omega_o t + \theta_o - 2\pi/3) \\ V_o \cos(\omega_o t + \theta_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

donde θ_o = ángulo de fase arbitrario de la tensión de salida.

Independientemente de la estrategia de conmutación adoptada, existen límites físicos en la máxima tensión de salida alcanzable. Consideremos la envolvente del conjunto de las tres tensiones de entrada, Fig. 3.2(a). Para un completo control de la tensión de salida en cualquier momento, la envolvente de las tensiones de salida objetivo debe estar completamente contenida dentro de la envolvente continua de estas tensiones de entrada. Esta restricción limita la tensión de salida alcanzable a 0.5 de la tensión de entrada. Este límite puede ser mejorado añadiendo un tercer armónico a la frecuencia de entrada a todas las tensiones de salida objetivo. La adición de este tercer armónico modula la envolvente de tensión de salida alcanzable para seguir al máximo la región continua de tensión de entrada, Fig. 3.2(b), y por tanto incrementa el rango de tensión de salida alcanzable a 0.75 de la entrada cuando el tercer armónico tiene un valor de pico de $V_{in}/4$. La figura 3.2(c) es una presentación alternativa de la figura 3.2(b), la cual muestra la envolvente de la tensión de salida alcanzable allanada.

Una nueva mejora en la relación de transferencia puede ser alcanzada restando un tercer armónico a la frecuencia de salida a partir de todas las tensiones de salida objetivo. Esto minimiza la envolvente de las formas de onda de tensión de salida a 0.866 de la tensión de fase de salida de pico, como se muestra en Fig. 3.2(d), donde el tercer armónico tiene un valor de pico de $V_o/6$. Por tanto, la máxima relación de transferencia en tensión posible será:

$$V_o/V_{in} = \frac{0.75}{0.866} = 0.866 \quad (3.3)$$

$$[V_o(t)] = \begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_o \cos(\omega_o t + \theta_o) + \frac{V_i}{4} \cos(3\omega_i t) - \frac{V_o}{6} \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \\ V_o \cos(\omega_o t + \theta_o - 2\pi/3) + \frac{V_i}{4} \cos(3\omega_i t) - \frac{V_o}{6} \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \\ V_o \cos(\omega_o t + \theta_o + 2\pi/3) + \frac{V_i}{4} \cos(3\omega_i t) - \frac{V_o}{6} \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

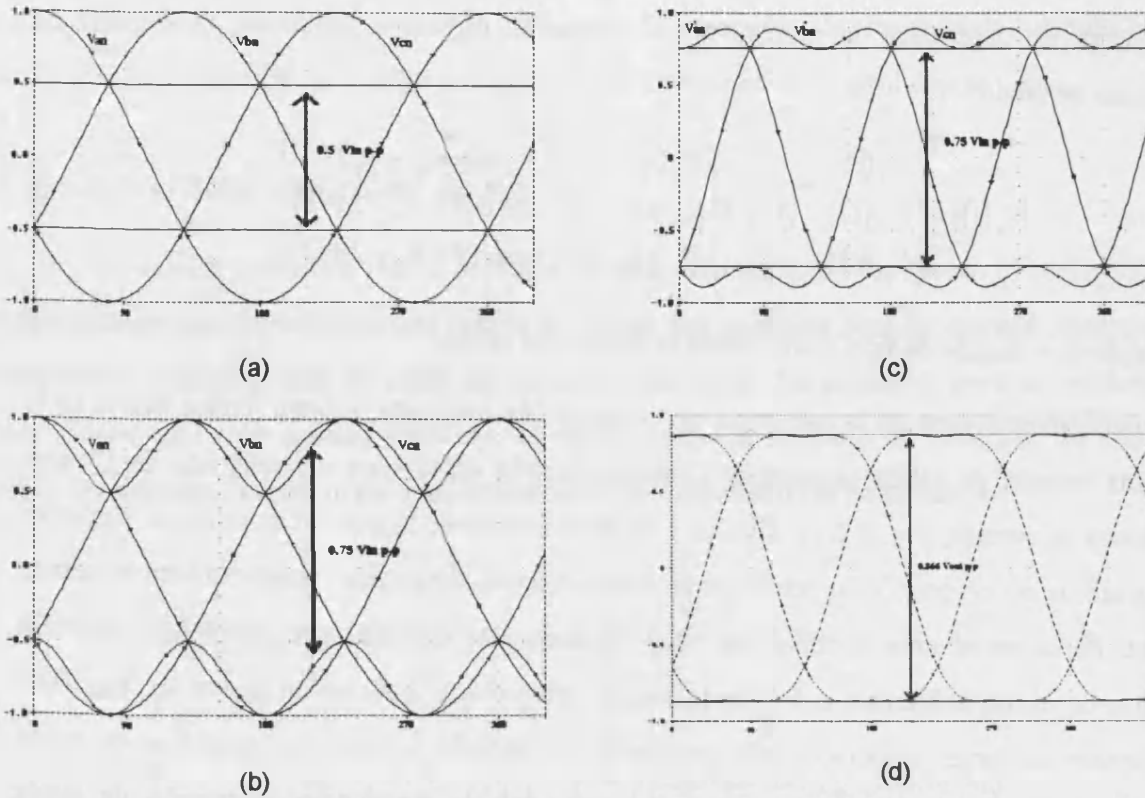


Fig. 3.2: Límites físicos de operación de un convertidor matricial ac-ac.

3.4. Estrategia de modulación para un convertidor matricial ac-ac.

El problema de entrada es encontrar una estrategia de modulación en baja frecuencia $[m(t)]$ tal que:

$$\begin{aligned}
 [V_o(t)] &= [m(t)][V_i(t)] = V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ \cos\left(\omega_o t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + \frac{V_o}{2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(3\omega_o t) \\ \cos(3\omega_o t) \\ \cos(3\omega_o t) \end{bmatrix} - \frac{V_o}{6} \begin{bmatrix} \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \\ \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \\ \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \end{bmatrix} = \quad (3.5) \\
 &= [A] + [B] + [C]
 \end{aligned}$$

Los elementos de $[m(t)]$ tienen las siguientes restricciones:

$$0 \leq m_{ij} \leq 1 \text{ para } 1 \leq i \leq 3 \text{ y } 1 \leq j \leq 3 \quad (3.6)$$

y la restricción de continuidad de la corriente:

$$\sum_{j=1}^3 m_{ij} = 1 \text{ para } 1 \leq i \leq 3 \quad (3.7)$$

Hay que tener en cuenta que el factor de escala para el conjunto de tensiones de salida [B] ha sido cambiado para permitir que la solución analítica sea determinada. Esto no afecta a la forma de onda de la tensión de salida, ya que el nuevo factor de escala iguala $V_i/4$ a la máxima relación de transferencia de 0.866.

Pasemos ahora a considerar únicamente el conjunto de tensiones de salida parciales [A]. Este conjunto de tensiones puede ser obtenido multiplicando la tensión de entrada bien por una secuencia positiva de sinusoides en $(\omega_0 + \omega_i)$ bien por una secuencia negativa de sinusoides en $(\omega_0 - \omega_i)$, como se puede ver a continuación:

$$[m]_A = \frac{\beta_1}{3} \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \end{bmatrix} + \frac{\beta_2}{3} \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(3) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(1) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(2) & m_-(1) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

donde:

$$m_+(i) = \cos[(\omega_0 + \omega_i)t + \theta_0 - (i-1)(2\pi/3)] \quad (3.9)$$

$$m_-(i) = \cos[(\omega_0 - \omega_i)t + \theta_0 - (i-1)(2\pi/3)]$$

Si se hace un balance de potencias en el convertidor se obtiene:

$$\beta_1 = \frac{V_0}{V_i} \left(1 - \frac{\tan(\text{pf ángulo de entrada})}{\tan(\text{pf ángulo de salida})} \right) \quad (3.10)$$

$$\beta_2 = \frac{V_0}{V_i} \left(1 + \frac{\tan(\text{pf ángulo de entrada})}{\tan(\text{pf ángulo de salida})} \right)$$

Una aproximación similar para el conjunto de tensiones de salida [B] y [C] nos lleva a:

$$[m]_B = \frac{\gamma_1}{3} \begin{bmatrix} n_+(1) & n_+(2) & n_+(3) \\ n_+(1) & n_+(2) & n_+(3) \\ n_+(1) & n_+(2) & n_+(3) \end{bmatrix} + \frac{\gamma_2}{3} \begin{bmatrix} n_-(1) & n_-(3) & n_-(2) \\ n_-(1) & n_-(3) & n_-(2) \\ n_-(1) & n_-(3) & n_-(2) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

con

$$n_+(i) = \cos[4\omega_i t - (i-1)(2\pi/3)] \quad (3.12)$$

$$n_-(i) = \cos[2\omega_i t - (i-1)(2\pi/3)]$$

$$\gamma_1 + \gamma_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i} \quad (3.13)$$

$$[m]_c = \frac{\delta_1}{3} \begin{bmatrix} q_+(1) & q_+(2) & q_+(2) \\ q_+(1) & q_+(2) & q_+(3) \\ q_+(1) & q_+(2) & q_+(3) \end{bmatrix} + \frac{\delta_2}{3} \begin{bmatrix} q_-(1) & q_-(3) & q_-(2) \\ q_-(1) & q_-(3) & q_-(2) \\ q_-(1) & q_-(3) & q_-(2) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

donde

$$q_+(i) = \cos[(3\omega_0 + \omega_i)t + 3\theta_0 - (i-1)(2\pi/3)], \quad (3.15)$$

$$q_-(i) = \cos[(3\omega_0 - \omega_i)t + 3\theta_0 - (i-1)(2\pi/3)]$$

$$\delta_1 + \delta_3 = -\frac{1}{3} \frac{V_0}{V_i} \quad (3.16)$$

Para satisfacer la restricción de continuidad en la corriente, debe ser añadida a $[m(t)]$ una matriz identidad 3x3, para obtener la solución completa:

$$[m(t)] = \frac{1}{3}[I] + [m]_A + [m]_B + [m]_C \quad (3.17)$$

Los coeficientes γ_1 , γ_2 , δ_1 y δ_2 son escogidos para maximizar la relación de transferencia $\frac{V_0}{V_i}$ sin violar las restricciones y sus valores son:

$$\gamma_1 = -\frac{1}{6\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i}, \quad \gamma_2 = \frac{7}{6\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i} \quad (3.18)$$

$$\delta_1 = -\frac{1}{6} \frac{V_0}{V_i}, \quad \delta_2 = -\frac{1}{6} \frac{V_0}{V_i} \quad (3.19)$$

3.5. Reducción de un convertidor matricial a un rectificador controlado AC/DC.

Para hacer operar un convertidor matricial como un rectificador ac/dc, la frecuencia de salida ω_0 es puesta a cero, y el ángulo de fase de la tensión de salida θ_0 es puesto a 30° . Esto conduce las fases de salida a máximo, mínimo y cero de tensión, respectivamente. Una máxima tensión dc de $1.5 \times V_i$ ($V_{dc_{max}} = \frac{3}{2} V_i$) es entonces alcanzable entre las dos fases extremo, si la

magnitud de la tensión de salida ac es puesta a 0.866 de V_{in} ($V_o = \frac{\sqrt{3}}{2} V_i$), mientras que la tercera fase está disponible como terminal “center tap” a cero de tensión. Matemáticamente, esta reducción causa que la tensión de salida objetivo $[V_o(t)]$ se reduzca a:

$$[V_o(t)] = \begin{bmatrix} V_o \cos 30^\circ + \frac{V_o}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \text{cero} + \frac{V_o}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ -V_o \cos 30^\circ + \frac{V_o}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

y la función modulación del convertidor matricial $[m(t)]$ se reduce a:

$$[m(t)] = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & 1 - m_{11}(t) - m_{12}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & 1 - m_{21}(t) - m_{22}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & 1 - m_{31}(t) - m_{32}(t) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

donde:

$$m_{11}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o}{V_i} \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{12}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o}{V_i} \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{21}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o}{V_i} \left\{ \text{cero} + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{22}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o}{V_i} \left\{ \text{cero} + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{31}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o}{V_i} \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{32}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_o}{V_i} \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

bajo la simplificación de ω_o , θ_i iguales a cero, θ_o igual a 30° , factor de potencia unidad a la entrada, y calculando solamente $m_{11}(t)$, $m_{12}(t)$, $m_{21}(t)$, $m_{22}(t)$, $m_{31}(t)$ y $m_{32}(t)$ debido a la restricción de continuidad en la corriente.

Estas seis expresiones definen el tiempo de ON fraccional de los seis conmutadores S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , S_{31} y S_{32} del convertidor matricial, dejando los conmutadores S_{13} , S_{23} y S_{33} que conduzcan durante el resto de cada periodo de conmutación Δt .

Cada una de estas expresiones requiere una tabla, una multiplicación y una suma para su cálculo, y esto puede ser fácilmente conseguido dentro de un ciclo de conmutación utilizando un microprocesador con capacidad de multiplicación hardware. Las expresiones coseno sumadas pueden ser almacenadas para cualquier grado deseado de precisión, sin excesivos requisitos de memoria para el procesador. Por tanto, el nuevo algoritmo permite un control muy fino de la modulación del puente y, en consecuencia, de la tensión de salida. Además, como vamos a ver posteriormente, para algunas variaciones topológicas del convertidor reducido, los conmutadores S_{21} , S_{22} y S_{23} no necesitan ser implementados físicamente y, por tanto, las expresiones de modulación $m_{21}(t)$ y $m_{22}(t)$ no necesitan ser calculadas.

3.6. Variaciones topológicas del convertidor matricial reducido, operando como rectificador AC-DC.

La implementación de un convertidor matricial completo ac-ac requiere nueve conmutadores bidireccionales. Debido a que no están todavía disponibles en el mercado conmutadores bidireccionales no genéricos, para la implementación de este convertidor son necesarios 18 conmutadores unidireccionales. Sin embargo, para la implementación del rectificador controlado, el número de conmutadores unidireccionales requerido puede ser reducido substancialmente como sigue:

1) Para una salida dc “single-ended”, la impedancia de salida es conectada entre las dos fases extremo y los tres conmutadores bidireccionales de la fase cero de tensión no necesitan ser físicamente implementados pues no manejan corriente. El control de la tensión de salida es alcanzado por modulación de la magnitud de la tensión de salida objetivo (V_0) entre V y $0.866V_{in}$.

Esta configuración soportará implícitamente regeneración de carga, pues los 6 conmutadores restantes son bidireccionales. El controlador de modulación debe ser escogido para invertir el factor de potencia en la carga cambiando la tensión de salida dc, mientras el puente sigue dentro de un ciclo de conmutación.

El convertidor matricial requiere 12 conmutadores unidireccionales para implementar los 6 conmutadores bidireccionales que se requieren, pero esto no es peor que los 12 conmutadores unidireccionales requeridos por la aproximación convencional del doble puente y tiene la ventaja de un cruce regenerativo implícito sin la necesidad de tiempo muerto.

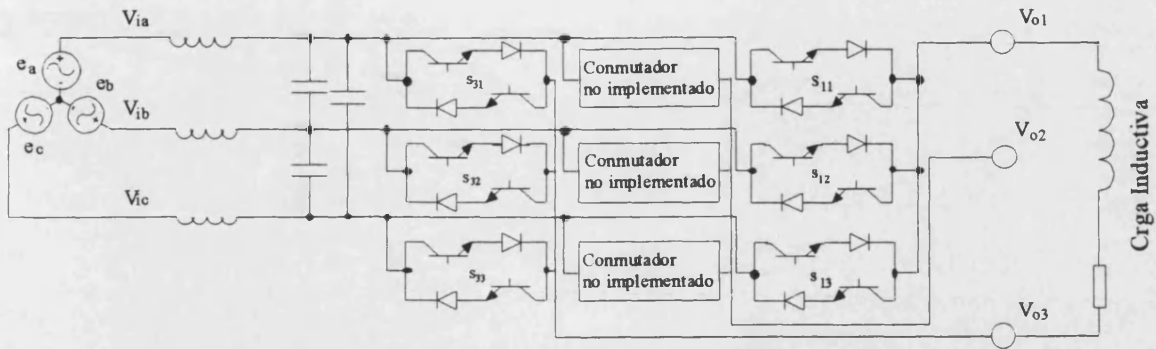


Fig. 3.3: Convertidor matricial ac-dc bidireccional con salida dc "single-ended".

2) Para una salida dc "single-ended" sin capacidad regenerativa, los 6 conmutadores bidireccionales pueden ser hechos unidireccionales ya que ahora únicamente conducen corriente en un sentido. En esta configuración, el convertidor tiene la misma topología que un rectificador controlado PWM estándar y utiliza el mismo número de conmutadores. No se requieren diodos de libre circulación para manejar la corriente de carga inductiva, ya que el algoritmo Venturini crea implícitamente un camino para la corriente continua de carga como condición de su solución. Esta topología también tiene la ventaja de ser capaz de generar una tensión de salida positiva o negativa simplemente con un cambio en la modulación (es decir, añadir 180° al ángulo de fase arbitrario de la tensión de salida).

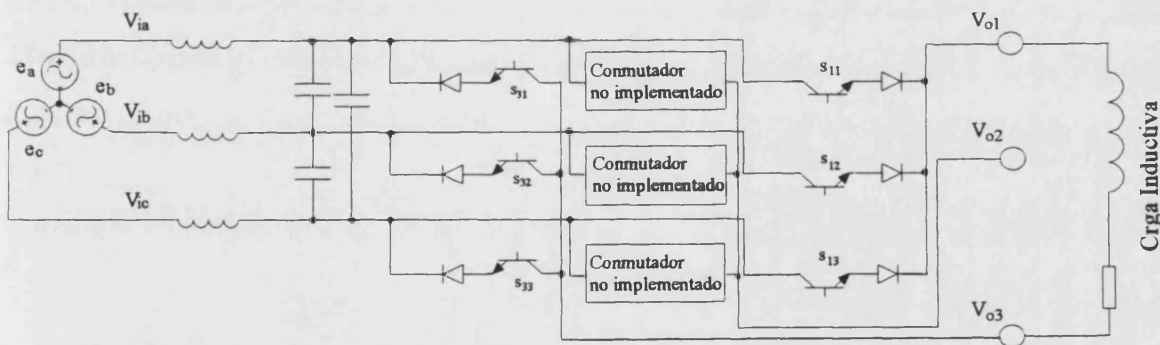


Fig. 3.4: Convertidor matricial ac-dc unidireccional con salida dc "single-ended".

3) El convertidor puede ser también utilizado para crear una alimentación dc dual "center-tapped" con capacidad regenerativa en ambas alimentaciones, tanto en la positiva como en la negativa. Para operar de este modo, las impedancias de carga son conectadas entre la tercera fase de tensión cero y las dos fases extremo.

Las impedancias de carga no necesariamente deben ser equilibradas (cargas iguales) y las corrientes de carga estarán desfasadas con respecto a las tensiones de carga. Dado que el algoritmo Venturini desacopla los factores de potencia a la entrada y a la salida del

convertidor, las corrientes de entrada permanecerán sinusoidales y con factor de potencia unidad independientemente del estado de las corrientes de salida por la carga.

Esta implementación requiere el conjunto completo de los 9 conmutadores bidireccionales, pero ofrece una capacidad que no puede ser alcanzada por ninguna otra topología en puente.

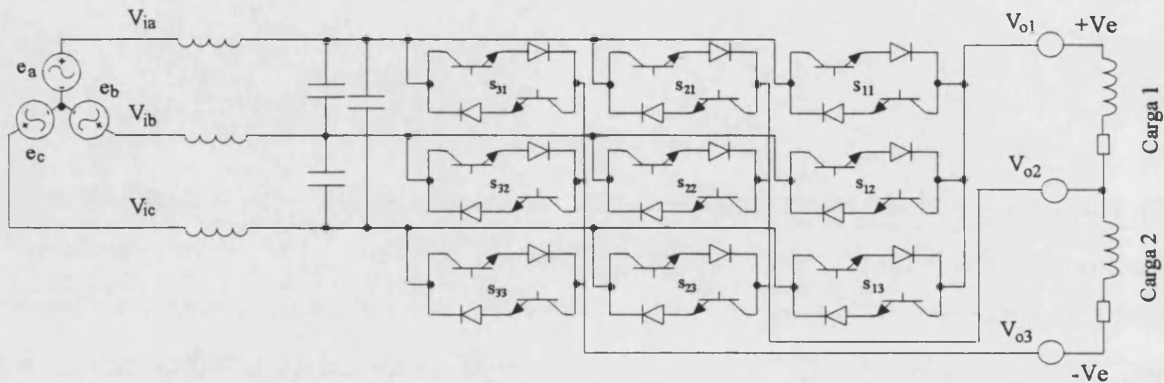


Fig. 3.5: Convertidor matricial ac-dc bidireccional con salida dc dual.

4) Se puede conseguir una reducción en el número de conmutadores de 3) haciendo operar al convertidor como una alimentación dc “center-tapped” sin capacidad regenerativa. En este caso, los conmutadores superiores pueden ser hechos unidireccionales en el sentido directo y los inferiores, en el sentido inverso. Sin embargo, para la fase de tensión cero todavía se requieren conmutadores bidireccionales para conducir la diferencia entre las corrientes de fase positiva y negativa en condiciones de carga no equilibrada. Por tanto, se requieren todavía 12 conmutadores para implementar el convertidor, el mismo número que se requeriría para implementar dos puentes PWM o SCR. Sin embargo, la implementación del convertidor matricial ofrece la ventaja de un “tracking” implícito entre las alimentaciones positiva y negativa, controlado por un sistema de modulación.

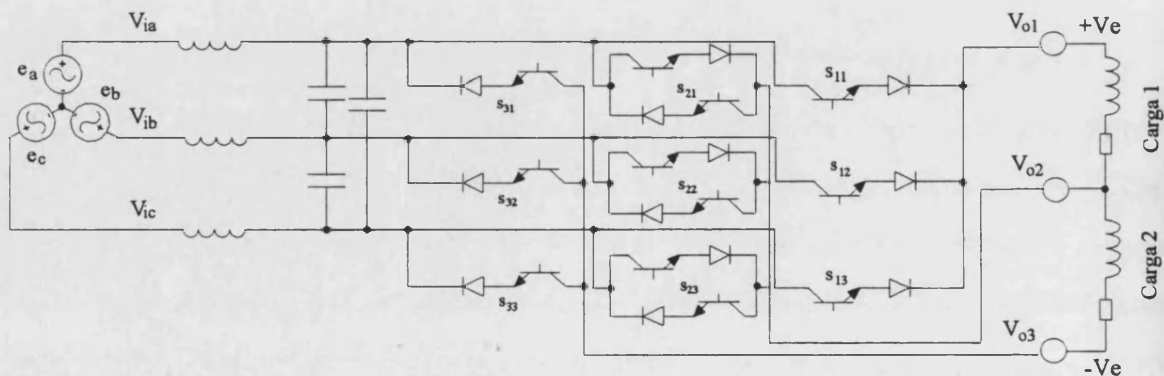


Fig. 3.6: Convertidor matricial ac-dc unidireccional con salida dc dual.

3.7. Reducción de un convertidor matricial a un inversor en fuente de tensión (Voltage Source Inverter, VSI) y a un inversor en fuente de corriente (Current Source Inverter, CSI)

Para hacer operar un convertidor matricial VSI, la frecuencia de entrada ω_i , el ángulo de offset de entrada θ_i son fijados en un valor cero. En ese caso, las tres tensiones de entrada trifásicas:

$$\begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \\ -\frac{V_i}{2} \\ -\frac{V_i}{2} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Como $V_{i2}(t)$ y $V_{i3}(t)$ tienen el mismo valor, pueden ser combinados en una sola fuente de tensión, y los conmutadores S_{12} - S_{13} , S_{22} - S_{23} , y S_{32} - S_{33} pueden ser combinados en conmutadores simples s'_{12} , s'_{22} y s'_{32} como se muestra en la siguiente figura:

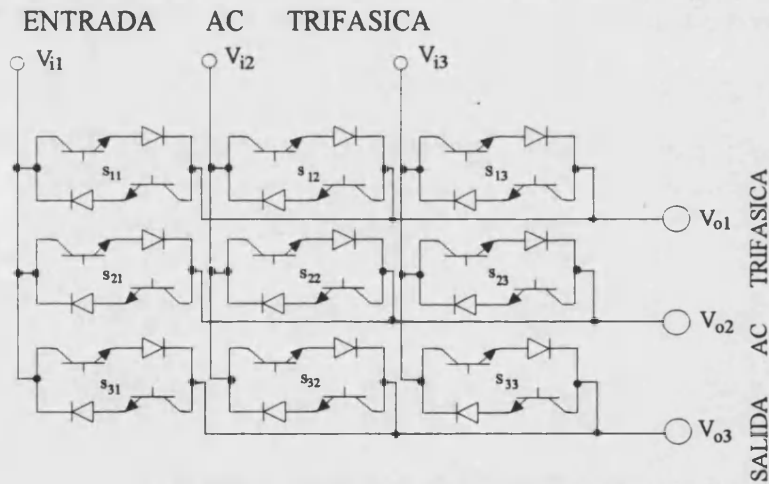


Fig. 3.7: Convertidor matricial ac-ac.

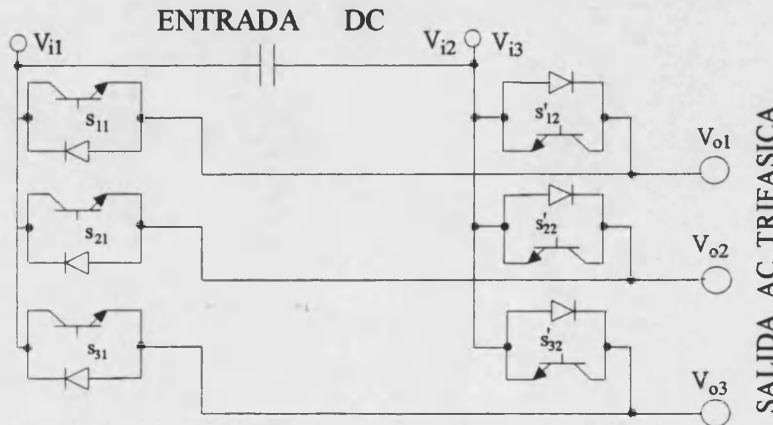


Fig. 3.8: Convertidor matricial reducido a VSI.



Además, la restricción de continuidad de la corriente en la parte de salida del convertidor obliga a que un par de conmutadores (S_{11}, S'_{12}) , (S_{21}, S'_{22}) , (S_{31}, S'_{32}) deba estar a ON en cualquier momento. En consecuencia, la sección de conducción inversa de cada uno de estos 6 conmutadores bidireccionales puede ser eliminada. Para comprender mejor esta reducción, consideremos el caso de una corriente directa saliendo del terminal de salida V_{o1} . Si el conmutador S_{11} esta a OFF, el diodo inverso a través del conmutador S'_{12} conducirá la corriente de salida. Cuando el conmutador S_{11} pase a ON inmediatamente pasará a conducir la corriente de salida procedente del diodo inverso de S'_{12} . Por tanto, no es necesario que la capacidad de conducción inversa de S'_{12} sea controlada, y la sección activa de conducción inversa de este conmutador puede ser eliminada.

Consideraciones similares se pueden aplicar a todos los 6 conmutadores, pudiéndose alcanzar una reducción a la topología en puente VSI convencional como la mostrada en la anterior figura.

La magnitud de la tensión de salida del convertidor puede ser expresada en términos de la tensión de entrada de V_{dc} :

Para:

$$\theta_i = 0^\circ; \quad V_{dc} = V_{i1} - V_{i2} = 1.5V_i \quad (3.23)$$

Debido a que la máxima tensión de salida que puede ser alcanzada en un convertidor matricial es $0.866V_i$, el valor máximo de la tensión de salida VSI es:

$$V_o(\max) = 0.866 \frac{V_{dc}}{1.5} = 1.15 \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.24)$$

el cual es el mismo que para los algoritmos PWM que podemos encontrar en la bibliografía [3.10].

La relación de transferencia del convertidor matricial se reduce a:

$$\begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & \{1 - m_{11}(t)\} \\ m_{21}(t) & \{1 - m_{21}(t)\} \\ m_{31}(t) & \{1 - m_{31}(t)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ -V_i \\ 2 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

y las funciones de modulación a baja frecuencia se reducen a:

$$m_{11}(t) = m \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\omega_0 t) - \frac{1}{6\sqrt{3}} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{6} \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{21}(t) = m \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6\sqrt{3}} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{6} \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{31}(t) = m \left\{ \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6\sqrt{3}} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{6} \right\} + \frac{1}{3}$$

donde:

$$m = \text{relación de modulación } (0 \leq m \leq 1)$$

bajo las simplificaciones de ω_o , θ_i , y θ_o iguales a cero, factor de potencia unidad a la entrada independientemente del factor de potencia a la salida, es suficiente con calcular $m_{11}(t)$, $m_{21}(t)$, $m_{31}(t)$ debido a las restricciones de continuidad de corriente.

Las ecuaciones anteriores pueden ser organizadas de forma mas convencional eliminando el término $\frac{1}{6}$ del término de modulación (a $m=1$), y reescalando el límite superior de modulación a $2/\sqrt{3}$, o 1.15. Las tres expresiones de modulación pueden ser expresadas como:

$$m_{11}(t) = m' \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t) - \frac{1}{12} \cos(3\omega_0 t) \right\} + \frac{1}{2}$$

$$m_{21}(t) = m' \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{12} \cos(3\omega_0 t) \right\} + \frac{1}{2}$$

$$m_{31}(t) = m' \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{12} \cos(3\omega_0 t) \right\} + \frac{1}{2}$$

donde:

$$m' = \text{relación de modulación reescalada } (0 \leq m' \leq 1.15)$$

Si lo que se pretende es hacer operar un convertidor matricial como un CSI, el convertidor opera en modo inverso, con la frecuencia de salida ω_o puesta a cero y el ángulo de fase de salida θ_o a 30° . Sin embargo, para ser consistentes con las ecuaciones anteriores, se seguirá utilizando el término “salida” para referirse a la parte de fuente de corriente y el término “entrada” para referirse a las corrientes ac resultantes.

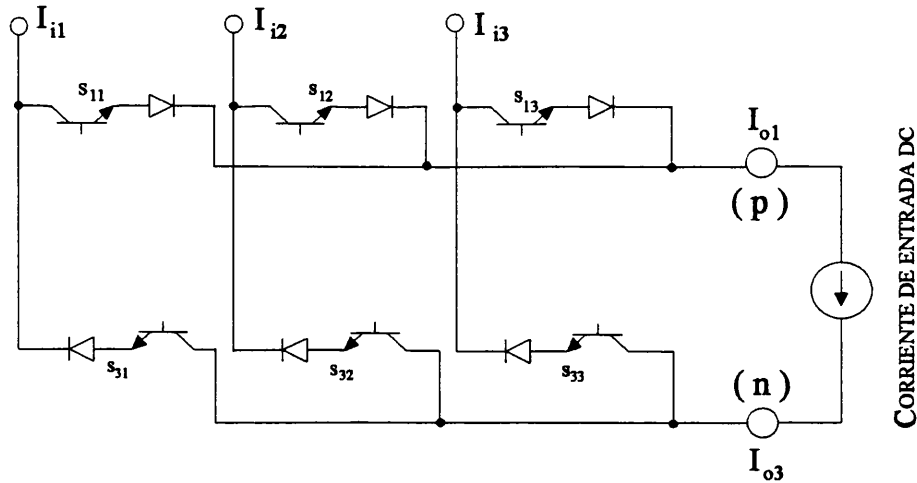


Fig. 3.9: Convertidor matricial reducido a CSI.

Bajo estas condiciones, con una fuente de corriente conectada a la “salida” como se muestra en la anterior figura, las corrientes de “salida” son:

$$\begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \\ I_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o \cos 30^\circ \\ 0 \\ -I_o \cos 30^\circ \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Dado que $I_{o2}(t)$ es cero, (instantáneamente y en promedio debido a las consideraciones de continuidad de corriente), los conmutadores S_{21} , S_{22} , S_{23} no se requieren. Además, los conmutadores restantes están restringidos por las consideraciones de continuidad de corriente y nunca cortocircuitar los terminales de entrada. En consecuencia, pueden conducir únicamente corriente desde la fuente de corriente en sentido directo, por lo que las secciones de conmutadores en conducción inversa no son necesarias. De esa forma se llega a la topología CSI convencional.

La magnitud de la corriente de entrada del convertidor puede ahora ser expresada en términos de la fuente de corriente dc real I_{dc} como sigue:

Para

$$\theta_0 = 30^\circ; \quad I_{dc} = I_o \cos(30^\circ) = I_o \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.27)$$

Teniendo en cuenta consideraciones de balance de potencia, a factores de potencia unidad a la entrada y la salida, la relación de transferencia en corriente máxima que puede ser alcanzada es $I_i = 0.866 I_o$, y el valor máximo de la corriente de entrada CSI:

$$I_i(\text{max}) = 0.866 \frac{I_{dc}}{\cos(30^\circ)} = I_{dc} \quad (3.28)$$

es decir, el valor de pico de la corriente de entrada ac iguala la fuente de corriente dc. Este es el valor máximo que puede ser alcanzado bajo una estrategia de modulación CSI sin la introducción de armónicos de bajo orden.

La relación de transferencia en corriente del convertidor matricial se reduce a:

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{31}(t) \\ m_{12}(t) & m_{32}(t) \\ \{1 - m_{11}(t) - m_{12}(t)\} & \{1 - m_{31}(t) - m_{32}(t)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ -I_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

y las expresiones de modulación a baja frecuencia se reducen a:

$$m_{11}(t) = m \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{12}(t) = m \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{31}(t) = m \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{32}(t) = m \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

donde m = relación de modulación ($0 \leq m \leq 1$) bajo las simplificaciones de ω_0 igual a cero, θ_0 igual a 30° , factores de potencia unidad a la entrada y a la salida se calculan únicamente $m_{11}(t)$, $m_{12}(t)$, $m_{31}(t)$, y $m_{32}(t)$ debido a las consideraciones de continuidad de corriente.

Nota: Obviamente, a partir de estas expresiones de modulación, es fácilmente comprobable como el factor de potencia a la entrada es la unidad. A partir de la Fig. 3.9 o de la ecuación (3.29):

$$I_{i1} = (m_{11} - m_{31})I_{dc}$$

$$I_{i2} = (m_{12} - m_{32})I_{dc}$$

$$I_{i3} = (m_{13} - m_{33})I_{dc}$$

donde:

$$m_{11} - m_{31} = m \cos(\omega_i t)$$

$$m_{12} - m_{32} = m \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$m_{13} - m_{33} = m \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

De lo que se deduce que las corrientes de entrada promedio (recordemos que son pulsantes) están efectivamente en fase con las tensiones de fase y, por tanto, el factor de desplazamiento es la unidad.

Estas cuatro expresiones definen el tiempo de ON fraccional de los cuatro conmutadores S_{11} , S_{12} , S_{31} , y S_{32} del puente CSI, dejando a los conmutadores S_{13} y S_{33} conducir durante el resto de cada periodo de conmutación Δt . Estas expresiones requieren 4 tablas, 4 multiplicaciones y 4 sumas para su cálculo.

El desarrollo anterior requiere que el factor de potencia a la entrada sea la unidad, pero esto no ocurrirá en situaciones prácticas en que el convertidor es, por ejemplo, utilizado para una aplicación de “drive” de velocidad variable. La siguiente argumentación muestra que esto no afecta a la validez del algoritmo.

Suponiendo que las tensiones de entrada son sinusoidales de la forma:

$$[V_i(t)] = \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \\ V_i \cos(\omega_i t + \theta_i - 2\pi/3) \\ V_i \cos(\omega_i t + \theta_i + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (3.30)$$

donde θ_i es el ángulo de fase entre las corrientes de entrada objetivo y las tensiones de entrada, pero no es utilizado para variar los términos β .

Dado que:

$$\begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$V_{o1} = m_{11}(t)V_{i1}(t) + m_{12}(t)V_{i2}(t) + m_{13}(t)V_{i3}(t) \quad (3.32)$$

$$V_{o3} = m_{31}(t)V_{i1}(t) + m_{32}(t)V_{i2}(t) + m_{33}(t)V_{i3}(t)$$

y $V_{o2}(t)$ no se requiere debido a que los conmutadores S_{21} , S_{22} y S_{23} han sido eliminados.

Sustituyendo $V_{ix}(t)$, $m_{yy}(t)$ y teniendo en cuenta las consideraciones de continuidad en la corriente, después de alguna manipulación.

$$V_{o1}(t) = mV_i \left\{ \frac{3}{4} \cos \theta_i + \frac{7}{24} \cos(3\omega_i t + \theta_i) - \frac{1}{24} \cos(3\omega_i t - \theta_i) \right\} \quad (3.33)$$

$$V_{o3}(t) = mV_i \left\{ -\frac{3}{4} \cos \theta_i + \frac{7}{24} \cos(3\omega_i t + \theta_i) - \frac{1}{24} \cos(3\omega_i t - \theta_i) \right\}$$

y la fuente de tensión dc:

$$V_{dc}(t) = V_{o1}(t) - V_{o3}(t) = \frac{3}{2} m \cos \theta_i V_i \quad (3.34)$$

Tal y como se comentó en el apartado 3.5, una máxima tensión dc de $1.5 \times V_i$ ($V_{dc_{max}} = \frac{3}{2} V_i$) es entonces alcanzable entre las dos fases extremo, con $\cos \theta_i = 0$ y $m = 1$.

El balance de potencias a través del convertidor es satisfecho pues:

$$P_{in} = \frac{3}{2} V_i I_i \cos \theta_i = 1.5 V_i m I_{dc} \cos \theta_i = V_{dc} I_{dc} = P_{out} \quad (3.35)$$

y el algoritmo CSI es válido incluso si el factor de potencia a la entrada no es la unidad.

3.8. Obtención de tensiones de salida negativas.

La topología mostrada en Fig. 3.10 posee, como se ha comentado anteriormente, la ventaja de poder invertir el factor de potencia en la carga cambiando la tensión de salida dc, manteniéndose el puente dentro de un ciclo de conmutación. A fin de generar una tensión de salida positiva o negativa, es necesario simplemente, un cambio en la modulación, que consiste en añadir 180° al ángulo de fase arbitrario de la tensión de salida.

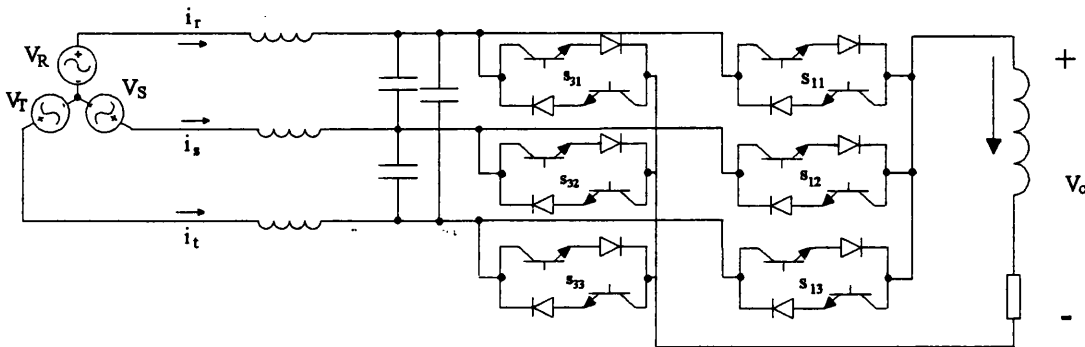


Fig. 3.10: Convertidor matricial ac-dc bidireccional.

La frecuencia de salida ω_0 es puesta a cero, y el ángulo de fase de la tensión de salida θ_0 es puesto a 210° ($30^\circ+180^\circ$). Matemáticamente, esta reducción causa que la tensión de salida objetivo $[V_0(t)]$ se reduzca a:

$$[V_0(t)] = \begin{bmatrix} -V_0 \cos 30^\circ + \frac{V_0}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \text{cero} + \frac{V_0}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ V_0 \cos 30^\circ + \frac{V_0}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

y la función modulación del convertidor matricial $[m(t)]$ se reduce a:

$$[m(t)] = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & 1 - m_{11}(t) - m_{12}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & 1 - m_{21}(t) - m_{22}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & 1 - m_{31}(t) - m_{32}(t) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

donde:

$$\begin{aligned} m_{11}(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i} \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3} \\ m_{12}(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i} \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3} \\ m_{31}(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i} \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3} \\ m_{32}(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_0}{V_i} \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3} \\ m_{13} &= 1 - m_{11}(t) - m_{12}(t) \\ m_{33} &= 1 - m_{31}(t) - m_{32}(t) \end{aligned}$$

Desde el punto de vista de las corrientes, con una fuente de corriente I_0 conectada a la “salida”, las corrientes de “salida” son:

$$\begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \\ I_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_0 \cos 30^\circ \\ 0 \\ I_0 \cos 30^\circ \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Y la relación de transferencia en corriente del convertidor matricial se reduce a:

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{31}(t) \\ m_{12}(t) & m_{32}(t) \\ \{1 - m_{11}(t) - m_{12}(t)\} & \{1 - m_{31}(t) - m_{32}(t)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ -I_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

con:

$$m_{11}(t) = m \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{12}(t) = m \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{31}(t) = m \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3}$$

$$m_{32}(t) = m \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}$$

donde m = relación de modulación ($0 \leq m \leq 1$) bajo las simplificaciones de ω_0 igual a cero, θ_0 igual a 210° , factores de potencia unidad a la entrada y a la salida se calculan únicamente $m_{11}(t)$, $m_{12}(t)$, $m_{31}(t)$, y $m_{32}(t)$ debido a las consideraciones de continuidad de corriente.

3.9. Bibliografía.

- [3.1] M.G.B. Venturini and A. Alesina, "Solid State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to generalized transformer Synthesis", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-28, no 4, 1981, pp. 319-330.
- [3.2] M.G.B. Venturini and A. Alesina, "Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM ac-ac Converters", IEEE Power Electron. Spec. Conf. PESC, 1988, pp. 1284-1291.
- [3.3] D.G. Holmes and T.A. Lipo, "Implementation of a controlled Rectifier Using ac-ac Matrix Converter Theory" in Conf. Rec. 1989 IEEE Power Elec. Spec. Conf., pp. 353-359.
- [3.4] D.G. Holmes, "The General Relationship Between Regular-Sampled Pulse-Width-Modulation for hard Switched Converters", Conf. Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, 1992, pp. 1002-1009.

- [3.5] D.G. Holmes, "A Unified Modulation Algorithm for Voltage and Current Source Inverters, Based on AC-AC Matrix Converter Theory", IEEE Trans. Ind. Applic. 1992, vol. 28, no 1, pp. 31-40.
- [3.6] Huber L., Borojevic D. and Burany N., "Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced commutated cycloconverters", IEE Proc. B, vol. 139, no. 2, Mar. 1992, pp. 103-113.
- [3.7] Huber, L. and Borojevic, D. "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. On Ind. Applic., VOL. 31, No. 6, November/December 1995, pp. 1234-1246.
- [3.8] A. Alesina and M. Venturini, "Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct ac-ac converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 4, no. 1, Jan. 1989, pp. 101-112.
- [3.9] E. Sanchis Kilders, "Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia", Tesis Doctoral, Universitat de València, Junio 1997.
- [3.10] H.W. van der Broek, H. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors", Conf. Rec. 1986 IEEE Industry Applications Soc., pp. 909-914.

4. Convertidor matricial AC-DC bidireccional.

4.1. Introducción.

En este capítulo se va a profundizar en el estudio del convertidor matricial AC-DC bidireccional.

Primeramente se va a hacer un repaso de las relaciones más importantes que definen el funcionamiento de dicho convertidor.

Seguidamente se pasará a introducir la secuencia de conmutación óptima para los conmutadores del convertidor ya que, hasta el momento, únicamente disponemos de las funciones de modulación las cuales derivan de un análisis en baja frecuencia y, por lo tanto, no nos dan ninguna indicación de cualquier secuencia de operación preferible dentro de cada periodo de conmutación. Una vez definida dicha secuencia de conmutación óptima se podrá hacer la asignación de ciclos de trabajo a cada uno de los interruptores que componen el convertidor matricial, la cual dependerá del sector de la tensión de entrada en que nos encontremos.

Posteriormente se obtendrá una representación vectorial de nuestro convertidor comprobando que, con dicha representación, los resultados que se obtienen son los mismos que con el tratamiento seguido hasta ese momento.

Para finalizar el capítulo se planteará una estrategia de conmutación segura de los conmutadores de cuatro cuadrantes que constituyen el convertidor a fin de evitar cortocircuitos entre fases o que la carga quede en circuito abierto.

4.2. Relaciones importantes.

Vamos a repasar las relaciones a tener en cuenta para el convertidor matricial ac-dc mostrado en Fig. 4.1:

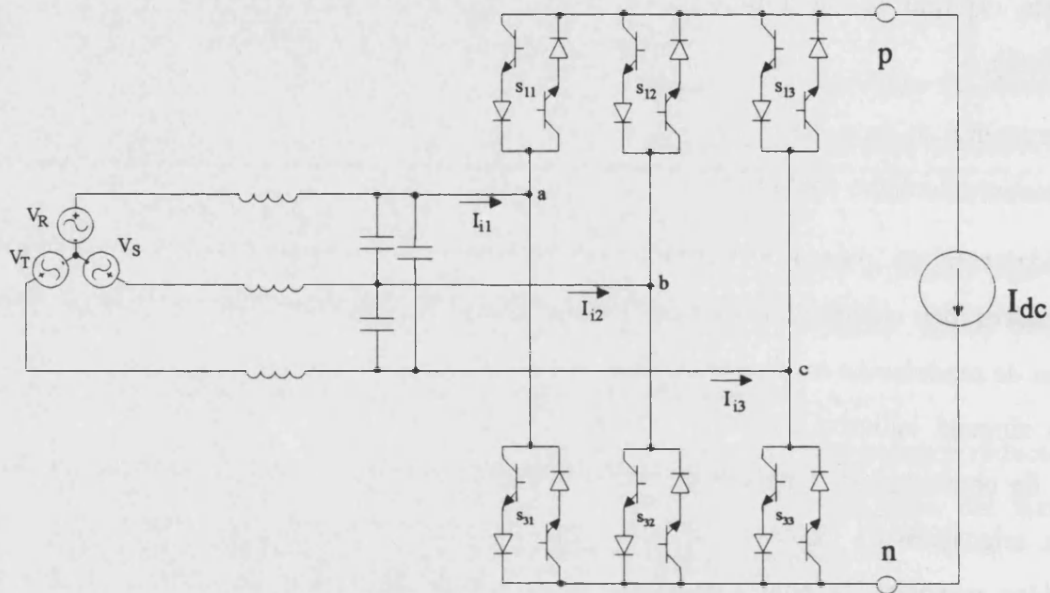


Fig. 4.1: Convertidor matricial ac-dc bidireccional.

Por una parte, la magnitud de la tensión de salida ac (V_o) es fijada a:

$$V_o = \frac{\sqrt{3}}{2} V_i \tag{4.1}$$

mientras que la tensión de salida dc puede expresarse como:

$$V_{dc} = V_{pn} = \frac{3}{2} m V_i \tag{4.2}$$

y el índice de modulación:

$$m = \frac{2 V_{dc}}{3 V_i} \tag{4.3}$$

En consecuencia, las tensiones de salida ac y dc están relacionadas por la siguiente expresión:

$$V_{dc} = V_{pn} = \sqrt{3} m V_o \tag{4.4}$$

Como puede observarse en (4.2), la tensión de salida máxima del convertidor está limitada al valor mínimo de la tensión de salida de un rectificador de 6 pulsos, es decir, $1.5V_i$, donde V_i es la amplitud de la tensión de fase, debido a que es reductor.

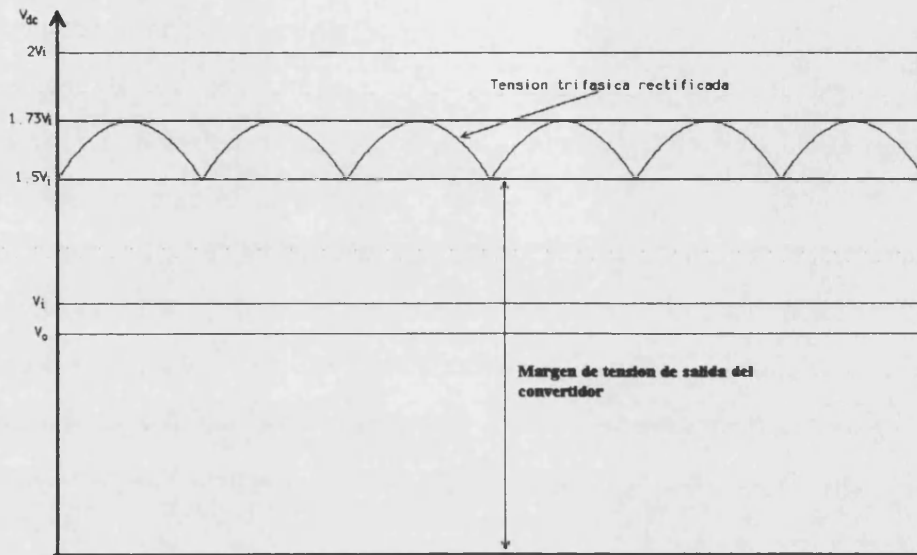


Fig. 4.2: Límites de la tensión de salida del convertidor.

La relación entre I_o y la corriente dc real I_{dc} es:

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_o \tag{4.5}$$

La magnitud de la corriente de entrada puede ser expresada en función de la fuente de corriente dc real:

$$I_i = m I_{dc} \tag{4.6}$$

y el índice de modulación:

$$m = \frac{I_i}{I_{dc}} \tag{4.7}$$

En consecuencia:

$$I_i = \frac{\sqrt{3}}{2} m I_o \tag{4.8}$$

4.3. Secuencias de conmutación óptimas.

Las funciones de modulación definidas, definen los intervalos de conmutación a ON dentro de un periodo de conmutación. Sin embargo, como estas derivan de un análisis en baja frecuencia, no dan ninguna indicación de cualquier secuencia de operación preferida dentro de cada periodo de conmutación. Dichas funciones definen los intervalos de ON fraccionales de los 6 conmutadores del convertidor durante cada periodo de conmutación, pero la estrategia de conmutación también implica controlar los conmutadores del semipunto superior y del semipunto inferior el circuito de Fig. 4.1 de forma independiente, así como mantener la continuidad de la fuente de corriente dc. Esta restricción es implícitamente satisfecha por el algoritmo de modulación del convertidor matricial reducido. Sin embargo, la secuencia de conmutación de los tres conmutadores en cada semipunto no está definida por el algoritmo, y se utiliza el análisis de vectores espaciales del proceso de conmutación para identificar la secuencia de conmutadores óptima.

Si los disparos de los conmutadores del semipunto superior e inferior son organizados de forma que el intervalo de tiempo central en el periodo de conmutación sea siempre el más largo o el más corto de las tres posibles alternativas, el patrón de conmutación resultante es el mostrado en Fig. 4.3, para $\omega_i t + \theta_i = 10^\circ$ (Se ha de tener en cuenta que el ángulo de fase de entrada es el ángulo de fase de “salida” CSI ya que el flujo de potencia es inverso).

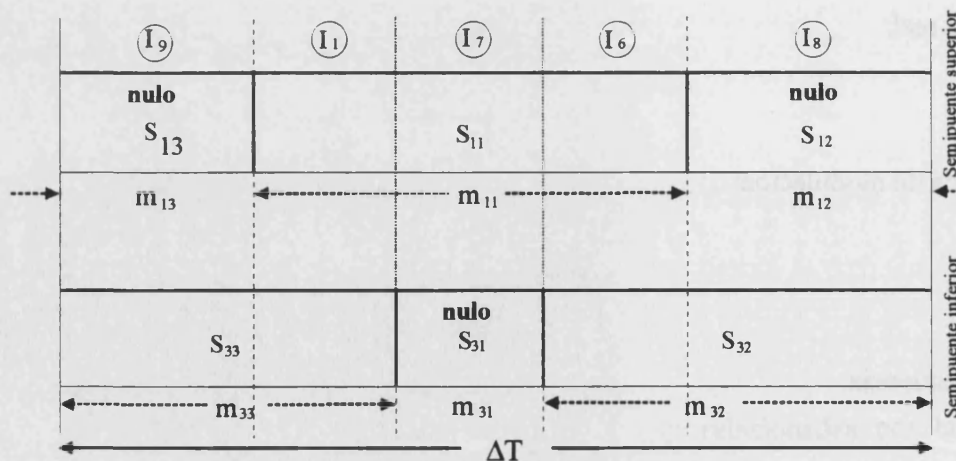


Fig. 4.3: Secuencia de conmutación para CSI.

En Tabla 4.1 podemos observar los 9 estados posibles de conmutación de un puente CSI.

Grupo	Nº	p	n	V _{pn}	I ₁₁	I ₁₂	I ₁₃	S ₁₁ S ₁₂ S ₁₃	S ₃₁ S ₃₂ S ₃₃	Estado
1	1	a	c	V _{ac}	I _{dc}	0	-I _{dc}	1 0 0	0 0 1	I ₁
1	2	b	c	V _{bc}	0	I _{dc}	-I _{dc}	0 1 0	0 0 1	I ₂
1	3	b	a	-V _{ab}	-I _{dc}	I _{dc}	0	0 1 0	1 0 0	I ₃
1	4	c	a	-V _{ac}	-I _{dc}	0	I _{dc}	0 0 1	1 0 0	I ₄
1	5	c	b	-V _{bo}	0	-I _{dc}	I _{dc}	0 0 1	0 1 0	I ₅
1	6	a	b	V _{ab}	I _{dc}	-I _{dc}	0	1 0 0	0 1 0	I ₆
2	7	a	a	0	0	0	0	1 0 0	1 0 0	I ₇
2	8	b	b	0	0	0	0	0 1 0	0 1 0	I ₈
2	9	c	c	0	0	0	0	0 0 1	0 0 1	I ₉

Tabla 4.1: Combinaciones de conmutación del convertidor.

Los estados I₇, I₈ e I₉ representan los “estados nulos” que utilizaremos para generar los tiempos muertos.

Fig. 4.4 muestra los distintos estados por los que atraviesa el convertidor con ω_t, así como la secuencia de paso óptima y los conmutadores a ON en cada estado.

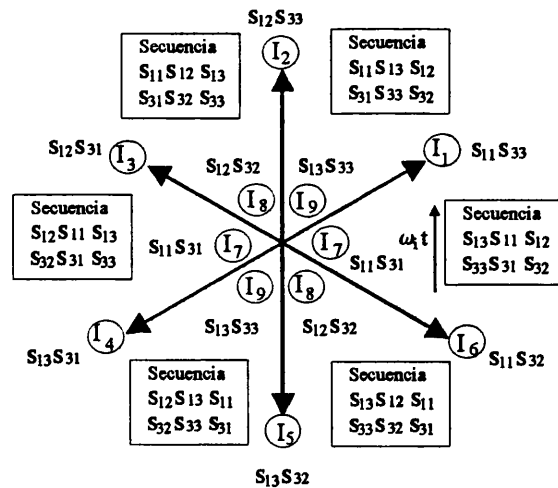


Fig. 4.4: Representación de los estados por los que atraviesa el convertidor.

A partir de Fig. 4.4 puede ser visto que únicamente dos estados “no nulos” se crean durante el periodo de conmutación, con intervalos de tiempo:

$$I_1 \Rightarrow (m_{33} - m_{13}) \Delta T \tag{4.9}$$

$$I_6 \Rightarrow (m_{32} - m_{12}) \Delta T$$

Sustituyendo las expresiones de m₃₃(t), m₁₃(t), m₃₂(t), y m₁₂(t);

$$I_1 \Rightarrow (m_{33} - m_{13}) \Delta T = m \text{ sen } (\omega_i t + 30^\circ) \Delta T \tag{4.10}$$

$$I_6 \Rightarrow (m_{32} - m_{12}) \Delta T = m \text{ sen } (30^\circ - \omega_i t) \Delta T$$

Un resultado similar puede ser obtenido para cada segmento de 60° , utilizando diferentes combinaciones de las funciones de modulación y organizando apropiadamente las secuencias de conmutación de los conmutadores de los semipuentes superior e inferior. Los estados resultantes (óptimos), los cuales crean la forma de onda de la corriente de salida, son mostrados en Tabla 4.2:

Sector de $\omega_1 t$	Primer estado	Duración	Segundo estado	Duración
I) $-30^\circ \rightarrow 30^\circ$	I_1	$(m_{33}-m_{13})\Delta T$	I_6	$(m_{32}-m_{12})\Delta T$
II) $30^\circ \rightarrow 90^\circ$	I_1	$(m_{11}-m_{31})\Delta T$	I_2	$(m_{12}-m_{32})\Delta T$
III) $90^\circ \rightarrow 150^\circ$	I_3	$(m_{31}-m_{11})\Delta T$	I_2	$(m_{33}-m_{13})\Delta T$
IV) $150^\circ \rightarrow 210^\circ$	I_3	$(m_{12}-m_{32})\Delta T$	I_4	$(m_{13}-m_{33})\Delta T$
V) $210^\circ \rightarrow 270^\circ$	I_5	$(m_{32}-m_{12})\Delta T$	I_4	$(m_{31}-m_{11})\Delta T$
VI) $270^\circ \rightarrow 330^\circ$	I_5	$(m_{13}-m_{33})\Delta T$	I_6	$(m_{11}-m_{31})\Delta T$

Tabla 4.2: Estados resultantes para cada segmento de 60° .

Dentro de cada segmento de 60° , la secuencia de los conmutadores puede ser invertida sin afectar a la creación de los estados. Sin embargo, estudios de simulación han mostrado que dicha secuencia es la mejor alternativa.

Sector de $\omega_1 t$	Secuencia	
	Semipuerto superior	Semipuerto inferior
I) $-30^\circ \rightarrow 30^\circ$	$S_{13}S_{11}S_{12}$	$S_{33}S_{31}S_{32}$
II) $30^\circ \rightarrow 90^\circ$	$S_{11}S_{13}S_{12}$	$S_{31}S_{33}S_{32}$
III) $90^\circ \rightarrow 150^\circ$	$S_{11}S_{12}S_{13}$	$S_{31}S_{32}S_{33}$
IV) $150^\circ \rightarrow 210^\circ$	$S_{12}S_{11}S_{13}$	$S_{32}S_{31}S_{33}$
V) $210^\circ \rightarrow 270^\circ$	$S_{12}S_{13}S_{11}$	$S_{32}S_{33}S_{31}$
VI) $270^\circ \rightarrow 330^\circ$	$S_{13}S_{12}S_{11}$	$S_{33}S_{32}S_{31}$

Tabla 4.3: Secuencia óptima.

4.4. Asignación de ciclos de trabajo a interruptores particulares.

Vamos a asignar ciclos de trabajo a cada uno de los interruptores del convertidor matricial ac-dc mostrado en Fig. 4.5. Se ha introducido un cambio en la nomenclatura de los conmutadores para facilitar la comprensión.

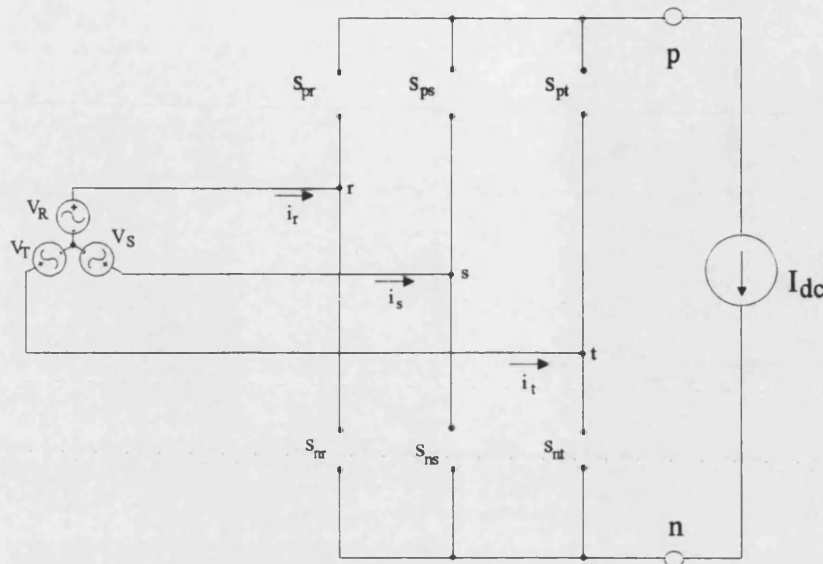


Fig. 4.5: Convertidor matricial ac-dc.

Vamos a llamar d_α y d_β a los ciclos de trabajo correspondientes al primer y segundo estado respectivamente y d_{0x} , d_{0y} y d_{0z} a los ciclos de trabajo de los “estados nulos” correspondientes a los estados I_x , I_y e I_z .

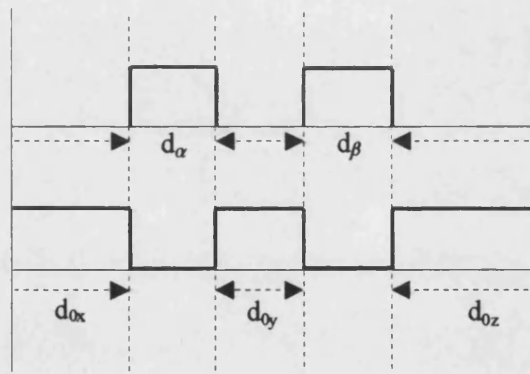


Fig. 4.6: Ciclos de trabajo.

Ayudándonos de Fig. 4.3 y Fig. 4.4 podemos fácilmente obtener la Tabla 4.4, que resume la asignación de ciclos de trabajo a interruptores particulares:

Sector	d_{pr}	d_{ps}	d_{pt}	d_{nr}	d_{ns}	d_{nt}
I	$d_\alpha + d_{07} + d_\beta$	d_{08}	d_{09}	d_{07}	$d_\beta + d_{08}$	$d_\alpha + d_{09}$
II	d_{07}	d_{08}	$d_\alpha + d_{09} + d_\beta$	$d_\alpha + d_{07}$	$d_\beta + d_{08}$	d_{09}
III	d_{07}	$d_\alpha + d_{08} + d_\beta$	d_{09}	$d_\alpha + d_{07}$	d_{08}	$d_\beta + d_{09}$
IV	$d_\alpha + d_{07} + d_\beta$	d_{08}	d_{09}	d_{07}	$d_\alpha + d_{08}$	$d_\beta + d_{09}$
V	d_{07}	d_{08}	$d_\alpha + d_{09} + d_\beta$	$d_\beta + d_{07}$	$d_\alpha + d_{08}$	d_{09}
VI	d_{07}	$d_\alpha + d_{08} + d_\beta$	d_{09}	$d_\beta + d_{07}$	d_{08}	$d_\alpha + d_{09}$

Tabla 4.4: Asignación de ciclos de trabajo a interruptores particulares.

Llamando $d_o = d_{0x} + d_{0y} + d_{0z}$, se cumple que:

$$d_o = 1 - (d_\alpha + d_\beta) \tag{4.11}$$

Si llamamos:

$$\begin{aligned} d_r &= d_{pr} - d_{nr} \\ d_s &= d_{ps} - d_{ns} \\ d_t &= d_{pt} - d_{nt} \end{aligned} \tag{4.12}$$

podemos obtener que, para cada uno de los segmentos de 60° :

$$\begin{aligned} I) \quad & d_r = d_\alpha - d_\beta & II) \quad & d_r = -d_\alpha \\ & d_s = -d_\beta & & d_s = -d_\beta \\ & d_t = -d_\alpha & & d_t = d_\alpha + d_\beta \\ \\ III) \quad & d_r = -d_\alpha & IV) \quad & d_r = d_\alpha + d_\beta \\ & d_s = d_\alpha + d_\beta & & d_s = -d_\alpha \\ & d_t = -d_\beta & & d_t = -d_\beta \\ \\ V) \quad & d_r = -d_\beta & VI) \quad & d_r = -d_\beta \\ & d_s = -d_\alpha & & d_s = d_\alpha + d_\beta \\ & d_t = d_\alpha + d_\beta & & d_t = -d_\alpha \end{aligned} \tag{4.13}$$

Por otra parte, podemos obtener las expresiones simplificadas de d_α y d_β para cada uno de los segmentos de 60° , Tabla 4.5:

Sector	1º estado	d_α	2º estado	d_β
I	I ₁	$m_{33} - m_{13} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6})$	I ₆	$m_{32} - m_{12} = m \operatorname{sen}(\frac{\pi}{6} - \omega_1 t)$
II	I ₁	$m_{11} - m_{31} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{2})$	I ₂	$m_{12} - m_{32} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{6})$
III	I ₃	$m_{31} - m_{11} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2})$	I ₂	$m_{33} - m_{13} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6})$
IV	I ₃	$m_{12} - m_{32} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{6})$	I ₄	$m_{13} - m_{33} = m \operatorname{sen}(\frac{\pi}{6} - \omega_1 t)$
V	I ₅	$m_{32} - m_{12} = m \operatorname{sen}(\frac{\pi}{6} - \omega_1 t)$	I ₄	$m_{31} - m_{11} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2})$
VI	I ₅	$m_{13} - m_{33} = m \operatorname{sen}(\frac{\pi}{6} - \omega_1 t)$	I ₆	$m_{11} - m_{31} = m \operatorname{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{2})$

Tabla 4.5: Valores de d_α y d_β según el sector.

En cada sector, nuestro convertidor está en el primer estado no nulo durante d_α y en el segundo estado no nulo durante d_β . En cuanto a los valores de d_α y d_β dentro de un segmento de 60° , mientras uno de ellos aumenta desde cero hasta $\frac{\sqrt{3}}{2}m$, el otro disminuye desde dicho valor hasta cero. Esto significa que, dado que m vale como máximo la unidad, el valor máximo de d_α y d_β es $\frac{\sqrt{3}}{2}$.

4.5. Representación vectorial.

En este apartado vamos a obtener una representación vectorial de nuestro convertidor. A partir de ésta, corroboraremos que los resultados obtenidos son los mismos que con el tratamiento seguido hasta el momento.

4.5.1 Definición del vector espacio.

La representación vectorial con vectores espaciales se basa en que podemos representar todo sistema compuesto por tres magnitudes que son funciones del tiempo (no necesariamente sinusoides) que cumplan:

$$x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0 \quad (4.14)$$

en un marco de referencia bidimensional. Cada una de estas funciones puede ser representada en un marco de referencia inmóvil en el tiempo (que llamaremos α - β) mediante tres vectores. Por comodidad podemos colocar uno de ellos a lo largo del eje horizontal o α y los otros dos partiendo del origen pero girados $+120^\circ$ y -120° respectivamente. El vector espacial resultante que describe mi sistema podrá escribirse en notación compleja (α : abscisas - eje real, β : ordenadas - eje imaginario) mediante la expresión:

$$\vec{x}(t) = \frac{2}{3}(x_1 + x_2 e^{j\rho} + x_3 e^{-j\rho}) \quad (4.15)$$

donde $2/3$ es un factor de escala [4.1] y $\rho=2\pi/3$.

Si las tres funciones dependientes del tiempo, x_1 , x_2 y x_3 son tres variables de un sistema trifásico equilibrado, x_R , x_S y x_T , definidas como:

$$\begin{aligned}
 x_R(t) &= X_m \cos(\omega t + \varphi) \\
 x_S(t) &= X_m \cos(\omega t + \varphi - \rho) \\
 x_T(t) &= X_m \cos(\omega t + \varphi + \rho)
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

entonces el vector espacial complejo se puede escribir como:

$$\vec{x}(t) = X_m e^{j(\omega t + \varphi)} = x_\alpha(t) + j x_\beta(t)
 \tag{4.17}$$

y, por tanto, girará con frecuencia angular ω alrededor de nuestro origen. Nuestro sistema se simplificará si definimos ahora un vector espacial en coordenadas rotatorias que, de esta manera, perderá su dependencia temporal, ya que en estado estacionario el nuevo vector está fijo con respecto al nuevo marco de referencia. Este nuevo sistema de referencia lo llamaremos d-q (d: abcisas - eje real y q: ordenadas - eje imaginario). Para hacer el cambio de coordenadas de un sistema a otro, deberemos simplemente multiplicar el vector por un factor dependiente del tiempo:

$$\vec{x}_{rot} = \vec{x} e^{-j\omega t} = x_d + jx_q
 \tag{4.18}$$

En nuestro caso particular de un sistema equilibrado:

$$\vec{x}_{rot} = X_m e^{-j(\omega t + \varphi)} e^{-j\omega t} = X_m e^{j\varphi}
 \tag{4.19}$$

La representación gráfica de estos dos marcos de referencia se muestran en Fig. 4.6:

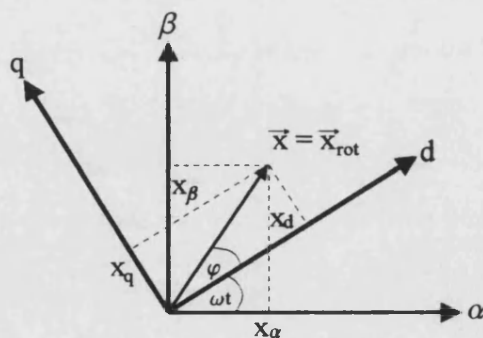


Fig. 4.7: Representación de los dos marcos de referencia, el fijo (α - β) y el móvil (d-q).

La transformación inversa para volver del marco de referencia móvil (d-q) al fijo (α - β) se realiza multiplicando por la función inversa:

$$\vec{x} = \vec{x}_{rot} e^{j\omega t} = x_{\alpha} + j x_{\beta} \tag{4.20}$$

4.5.2. Aplicación del control vectorial a nuestro convertidor.

Vamos a aplicar el control vectorial al convertidor mostrado en Fig. 4.8.

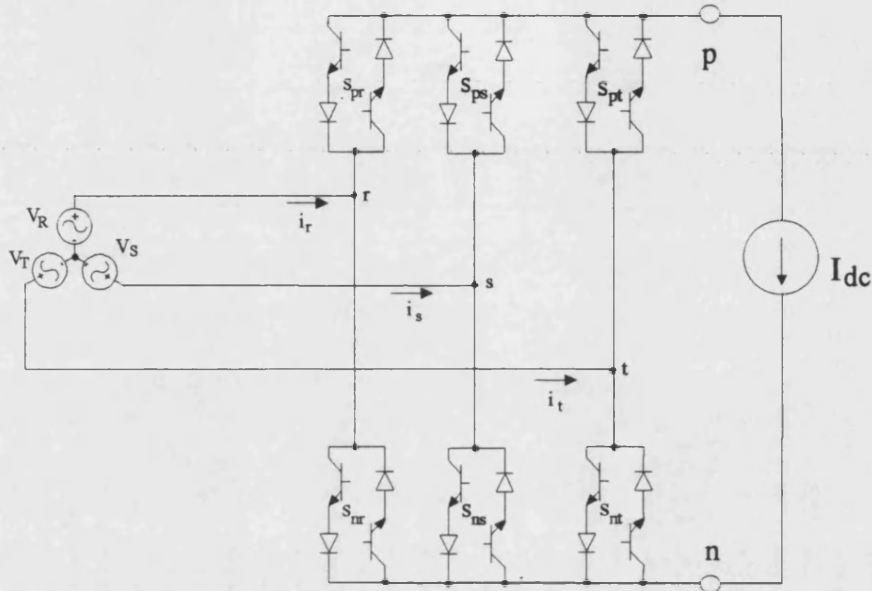


Fig. 4.8: Convertidor matricial ac-dc.

Esta topología, al ser alimentada por tensión y tener en sus salidas una fuente de corriente, presenta las siguientes restricciones:

1. Nunca se deben cortocircuitar las fuentes de tensión de la entrada.
2. Nunca se debe dejar en circuito abierto la fuente de corriente a la salida.

Las restricciones anteriores se traducen matemáticamente en que:

$$S_{jr} + S_{js} + S_{jt} = 1, \quad j \in \{p, n\} \tag{4.21}$$

donde,

$$S_{jk} = 1, \text{ interruptor cerrado}$$

$$S_{jk} = 0, \text{ interruptor abierto}$$

Cumpliendo la expresión anterior podemos obtener un máximo de 9 posibles combinaciones, como ya vimos con anterioridad, de diferentes interruptores a ON (a 1) y a OFF (a 0).

N°	V _{pn}	i _r	i _s	i _t	S _{pr} S _{ps} S _{pt}	S _{nr} S _{ns} S _{nt}	Vector
1	V _{rt}	I _{dc}	0	-I _{dc}	1 0 0	0 0 1	\vec{I}_1
2	V _{st}	0	I _{dc}	-I _{dc}	0 1 0	0 0 1	\vec{I}_2
3	-V _{rs}	-I _{dc}	I _{dc}	0	0 1 0	1 0 0	\vec{I}_3
4	-V _{rt}	-I _{dc}	0	I _{dc}	0 0 1	1 0 0	\vec{I}_4
5	-V _{st}	0	-I _{dc}	I _{dc}	0 0 1	0 1 0	\vec{I}_5
6	V _{rs}	I _{dc}	-I _{dc}	0	1 0 0	0 1 0	\vec{I}_6
7	0	0	0	0	1 0 0	1 0 0	\vec{I}_7
8	0	0	0	0	0 1 0	0 1 0	\vec{I}_8
9	0	0	0	0	0 0 1	0 0 1	\vec{I}_9

Tabla 4.6: Configuraciones posibles (1 a 9) de interruptores para nuestro convertidor.

Las combinaciones 7, 8 y 9 representan los vectores espaciales nulos que utilizaremos para generar los tiempos muertos.

El periodo de red se divide en seis sectores diferentes de 60° y la variable a tener en cuenta es la corriente de entrada:

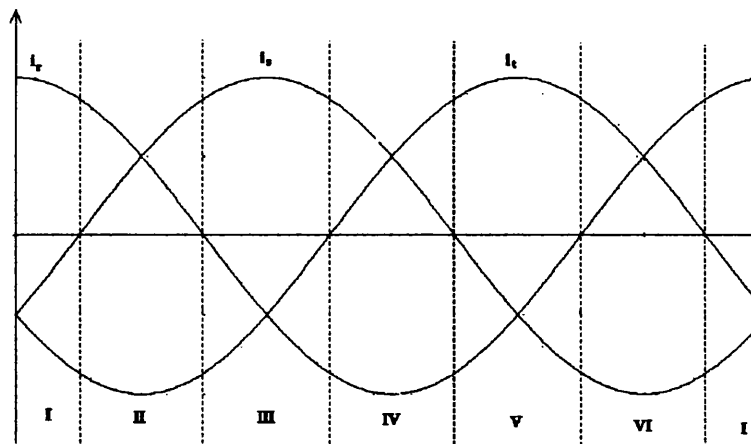


Fig. 4.9: Corriente de entrada del convertidor. Subdivisión del periodo de red en 6 sectores de 60°.

Nuestro vector espacial representará la corriente de entrada y según (4.15) obtenemos:

$$\vec{I}_i(t) = \frac{2}{3}(i_r + i_s e^{j\rho} + i_t e^{-j\rho}) \tag{4.22}$$

Así por ejemplo, el vector correspondiente a la combinación 3 se construirá de la siguiente manera. Partimos del circuito del esquema de nuestro convertidor, para el caso particular de la

combinación 3 y que se muestra en Fig. 4.10. En esta combinación y, de acuerdo con la Tabla 4.6, los interruptores activados son S_{ps} y S_{nr} .

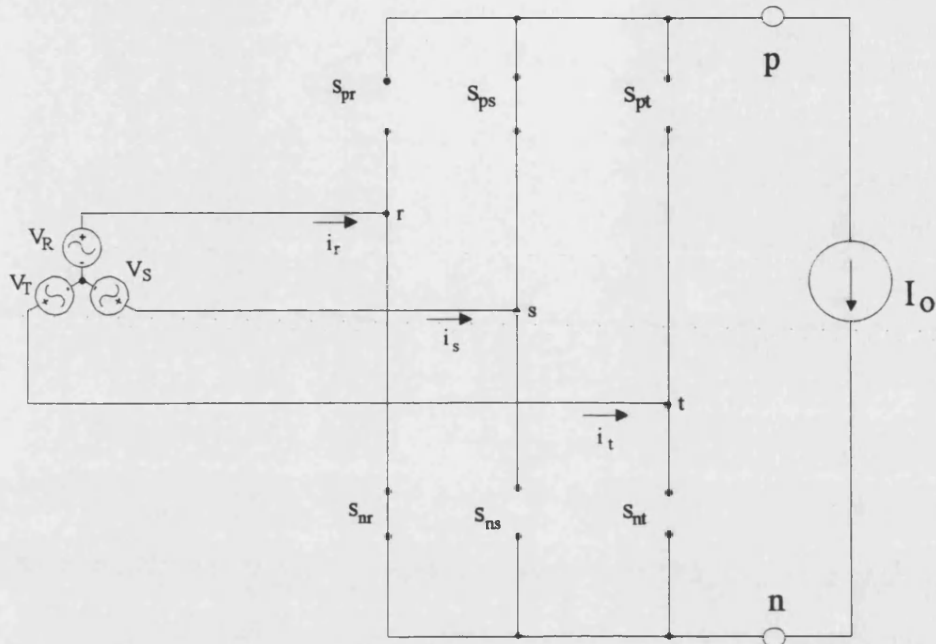


Fig. 4.10: Configuración correspondiente al vector espacial 3.

En esta combinación, las corrientes valen $i_r = -I_{dc}$, $i_s = I_{dc}$ e $i_t = 0$. Si representamos este vector, que llamaremos \vec{I}_3 , en nuestro marco de referencia α - β , obtenemos:

$$\vec{I}_i(t) = I_3 = \frac{2}{3}(-I_{dc} + I_{dc} e^{j\rho}) \quad (4.23)$$

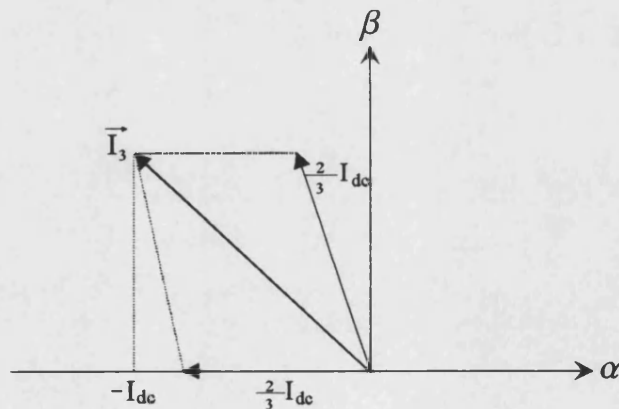


Fig. 4.11: Construcción del vector espacial correspondiente a la combinación 3.

Si se representan todos los vectores espaciales, se obtiene un hexágono subtendido por los seis primeros vectores que tenemos y cuya circunferencia inscrita tiene un radio de longitud igual a I_{dc} .

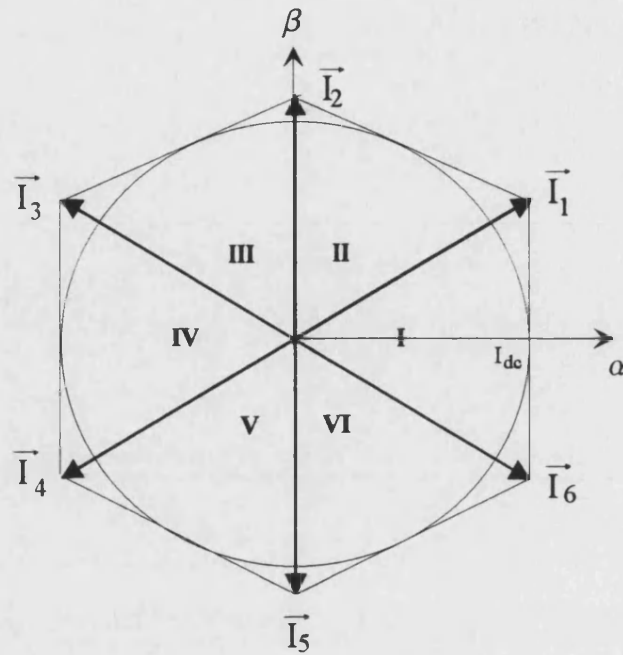


Fig. 4.12: Hexágono subtendido por los 6 vectores espaciales. Los vectores espaciales nulos son el punto origen del sistema coordenado.

Los sectores temporales mostrados en Fig. 4.9 se corresponden con los sectores que encontramos entre cada vector espacial.

La modulación de vectores espaciales consiste en construir el vector espacial de corriente de entrada a partir de los dos vectores espaciales adyacentes como se muestra en Fig. 4.13.

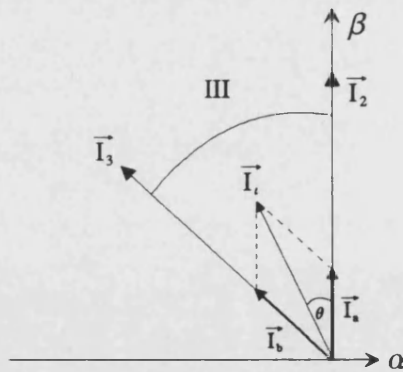


Fig. 4.13: Generación de un vector espacial cualquiera a partir de los vectores espaciales adyacentes.

El vector espacial \vec{I}_i lo podremos generar a partir de \vec{I}_2 y de \vec{I}_3 , como vemos en Fig. 4.13. Si tenemos un periodo de conmutación dado, activaremos el vector \vec{I}_2 durante un tiempo proporcional al periodo de conmutación T_s , en la misma proporción que hay entre \vec{I}_a e

\vec{I}_2 y activaremos \vec{I}_3 en la misma proporción que hay entre \vec{I}_b e \vec{I}_3 . Estos tiempos, que serán ciclos de trabajo, se calculan conociendo el ángulo existente entre el vector espacial \vec{I}_i e \vec{I}_2 e \vec{I}_3 respectivamente (dicho de otra manera debemos conocer la situación de nuestro vector espacial en cada instante). El módulo de \vec{I}_a lo calcularemos haciendo la proyección de \vec{I}_i sobre \vec{I}_2 y el módulo de \vec{I}_b lo calcularemos haciendo la proyección de \vec{I}_i sobre \vec{I}_3 :

$$I_a = I_i \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4.24)$$

$$I_b = I_i \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta) \quad (4.25)$$

Y por tanto los ciclos de trabajo, que se corresponden con el módulo normalizado de \vec{I}_a e \vec{I}_b son:

$$d_a = \frac{I_a \sqrt{3}}{I_{dc} 2} = \frac{I_i \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{I_{dc}} \quad (4.26)$$

$$d_b = \frac{I_b \sqrt{3}}{I_{dc} 2} = \frac{I_i \sin(\theta)}{I_{dc}} \quad (4.27)$$

Donde hay que tener en cuenta que el módulo de \vec{I}_2 o cualquiera de los vectores espaciales que subtienden el hexágono vale siempre:

$$I_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{dc} \quad (4.28)$$

Existirá también un tiempo muerto, debido a que no podemos dejar la fuente de corriente en circuito abierto y que vale:

$$d_o = 1 - d_a - d_b \quad (4.29)$$

Eligiendo una frecuencia de conmutación lo suficientemente grande podremos en promedio generar el vector espacial de corriente de entrada deseado.

En el caso general, para calcular d_a y d_b deberemos conocer el ángulo θ , el cual dependerá del sector en el que nos encontremos:

$$\theta = \omega t - \left(n\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \tag{4.30}$$

con n:

Sector	n
I	6
II	1
III	2
IV	3
V	4
VI	5

Tabla 4.7: Valores de n dependiendo del sector

Con ello podemos obtener los valores de d_a y d_b en cada uno de los sectores:

Sector	d_a	Vector espacial asociado	d_b	Vector espacial asociado
I	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} - \omega t\right)$	\vec{I}_6	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	\vec{I}_1
II	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$	\vec{I}_1	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$	\vec{I}_2
III	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	\vec{I}_2	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	\vec{I}_3
IV	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$	\vec{I}_3	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} - \omega t\right)$	\vec{I}_4
V	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	\vec{I}_4	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} - \omega t\right)$	\vec{I}_5
VI	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} - \omega t\right)$	\vec{I}_5	$\frac{I_i}{I_{dc}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$	\vec{I}_6

Tabla 4.8: Valores de d_a y d_b según el sector.

Como se puede ver el resultado que se obtiene es idéntico al que se obtuvo previamente en

Tabla 4.5 con $m = \frac{I_i}{I_{dc}}$, intercambiando los valores de d_a y d_b en los sectores I, III y V, pues se

intercambian los vectores espaciales asociados.

4.6. Control Seguro de los Conmutadores de Cuatro Cuadrantes.

4.6.1. Introducción.

Los conmutadores de cuatro cuadrantes -4QSWs- (también llamados bilaterales o bidireccionales) son por definición capaces de conducir corrientes y bloquear tensiones de ambas polaridades, dependiendo de cuales sean las señales de control. Muchos convertidores de potencia pueden ser implementados utilizando 4QSWs. El más prometedor de estos circuitos es el convertidor matricial.

Dichos conmutadores deben ser realizados por combinación de dispositivos semiconductores de un cuadrante convencionales (por ejemplo, transistores bipolares y diodos).

El elemento básico para la construcción de un 4QSW es un conmutador de 2 cuadrantes. La figura 4.14(a) muestra el símbolo de un conmutador de dos cuadrantes en tensión el cual es capaz de bloquear tensiones de ambas polaridades y conducir corriente en un sentido dado de i_L dependiendo de la señal de control en el electrodo de puerta G. La figura 4.14(b) es el símbolo de un conmutador de dos cuadrantes en corriente el cual es capaz de bloquear tensiones solamente de una polaridad dada de V_s , pero puede conducir corriente en ambos sentidos, dependiendo de la señal de control. Las figuras 4.14(c) y 4.14(d) son respectivamente posibles realizaciones de conmutadores de dos cuadrantes en tensión y en corriente.

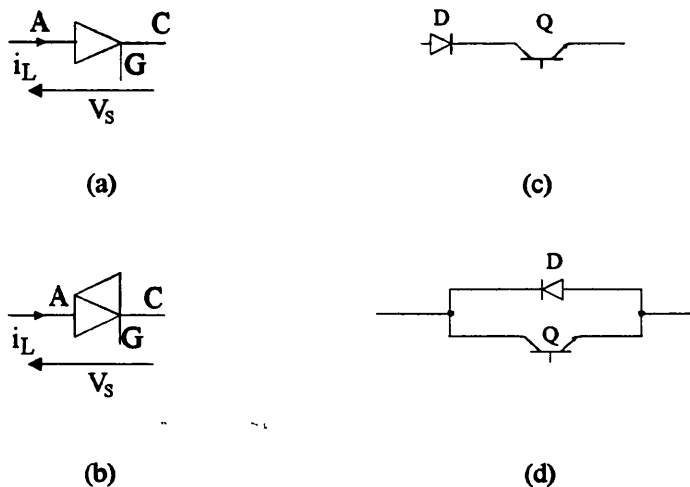


Fig. 4.14: Símbolos sugeridos para los conmutadores de dos cuadrantes.

Existen dos posibilidades para construir un conmutador de cuatro cuadrantes, o bien conectar dos conmutadores de dos cuadrantes en tensión en anti-paralelo, o bien conectar dos conmutadores de dos cuadrantes en corriente en anti-serie como se muestra en las figuras 4.15(a) y 4.15(b) respectivamente.

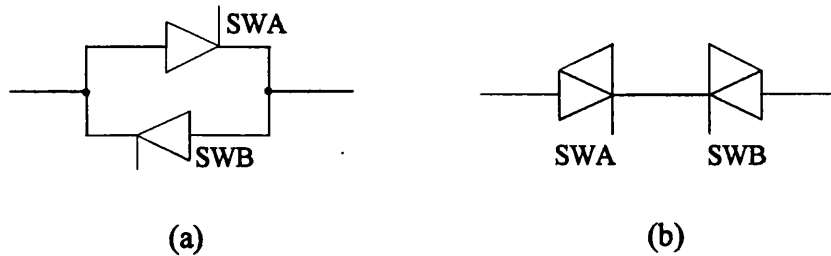


Fig. 4.15: Construcción de un conmutador de cuatro cuadrantes.

Las dos combinaciones mostradas en la anterior figura son funcionalmente equivalentes. En ambos casos, cuando se presenta una señal de ON en ambos electrodos de puerta, el conmutador es equivalente a un conmutador de dos cuadrantes en tensión. Si ambas partes del conmutador de cuatro cuadrantes son puestas a OFF, esto es equivalente a un circuito abierto. Teniendo en cuenta esta equivalencia, la estrategia de conmutación que va a ser introducida es la misma para las dos posibles construcciones de un conmutador de cuatro cuadrantes.

4.6.2. El problema de la conmutación.

Hasta el momento, los 4QSWs no están disponibles en el mercado. Pero este no es el problema más importante que limita su uso a bajos niveles de potencia. La incapacidad de conmutar la corriente de carga de forma segura desde un 4QSW al siguiente ha dado únicamente una importancia académica a los circuitos de potencia en que se utilizan 4QSWs.

Para comprender este problema, supongamos el ejemplo del circuito simplificado de dos conmutadores mostrado en Fig. 4.16.

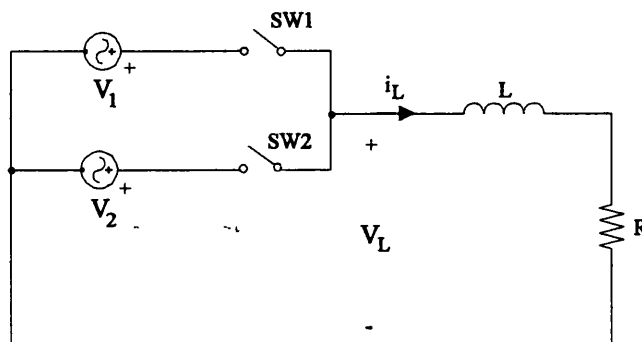


Fig. 4.16: Circuito simplificado con únicamente dos conmutadores.

Supongamos que el conmutador SW1 pasa a ON y conduce la corriente de carga i_L . El sentido de la corriente no es importante en este caso. Después de un tiempo deseamos conmutar la corriente al conmutador SW2. Desafortunadamente es imposible definir el “timing” que conducirá a una conmutación segura de estos conmutadores.

Teóricamente, la conmutación debe ser instantánea y simultánea. En realizaciones prácticas, se tienen que tener en cuenta los tiempos de conmutación finitos y los retrasos en los circuitos de disparo y de los conmutadores. Por tanto, si el conmutador SW2 es puesto a ON antes de que el SW1 pase a OFF, se establece un cortocircuito a través de V_1 -SW1-SW2- V_2 . De esta forma, los picos de corriente generados pueden destruir los conmutadores. De forma similar, si SW1 pasa a OFF antes de que SW2 pase a ON, ocurrirá una situación dual al no haber camino para la conducción de la corriente por la carga inductiva. Destrucción de picos de tensión serán inducidos en los conmutadores abiertos.

Una solución drástica para reducir estas sobretensiones en circuitos cicloconvertidores de conmutación forzada con 4QSWs es mostrada en [4.5]. En esta se inserta un tiempo muerto de forma intencionada entre la conducción de los dos conmutadores en juego, de forma que un circuito limitador de tensión disipa la energía devuelta desde la carga durante el proceso de conmutación.

4.6.3. Control seguro de los conmutadores.

Se va a presentar una solución radical al problema de la conmutación. Dicho sistema no utiliza ningún “snubber”, ni elemento limitador, dando lugar a una apropiada conmutación sin sobretensiones ni picos de corriente.

4.6.3.1. Estrategia de conmutación de cuatro etapas.

La regla para una apropiada conmutación va a ser introducida a partir de Fig. 4.17:

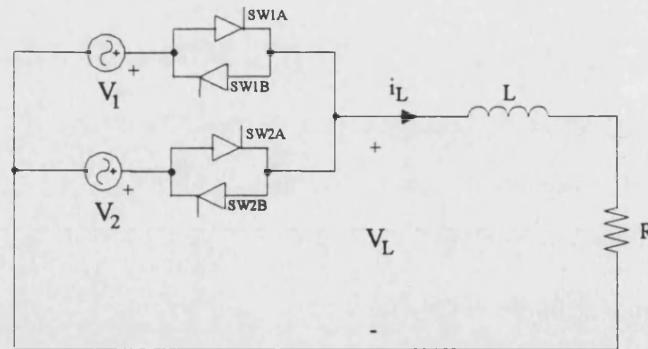


Fig. 4.17: Circuito utilizado para mostrar que es posible una adecuada conmutación de la corriente por la carga.

En esta aparecen dos 4QSWs que conectan de forma alternativa las fuentes de tensión V_1 y V_2 a la carga R-L.

Supongamos que los dos conmutadores de dos cuadrantes SW1A y SW1B son puestos a ON. La corriente de carga fluye a través de uno de estos conmutadores, dependiendo de su sentido. La otra mitad del 4QSW está desocupada. Después de un tiempo la estrategia de control del circuito requiere conmutar la corriente a SW2A, SW2B. Si se intenta pasar a OFF SW1A, SW1B y a ON SW2A, SW2B de forma simultánea, ocurrirá el problema descrito en la anterior sección. Se necesita un control más cuidadoso de los instantes de conmutación.

La idea clave es eliminar aquellas combinaciones de estado del conmutador que conducen a los cortocircuitos o circuitos abiertos descritos con anterioridad. Si es posible llevar a cabo la conmutación en el sentido requerido utilizando únicamente los demás estados del conmutador 4QSW habremos conseguido nuestro propósito.

En Tabla 4.9 podemos ver un grupo de combinaciones no peligrosas. El estado de ON del conmutador de dos cuadrantes es denotado por 1 y el estado de OFF por cero. Las combinaciones de estado del conmutador 1 y 2 pueden existir de forma incondicional, pero las combinaciones 3 a 8 son legales únicamente para el signo de la corriente de carga dado en la última columna de la tabla.

Nº	SW1A	SW1B	SW2A	SW2B	signo de i_L
1.	1	1	0	0	$\leftarrow^- \quad + \rightarrow$
2.	0	0	1	1	$\leftarrow^- \quad + \rightarrow$
3.	1	0	0	0	$+ \rightarrow$
4.	0	1	0	0	\leftarrow^-
5.	0	0	1	0	$+ \rightarrow$
6.	0	0	0	1	\leftarrow^-
7.	1	0	1	0	$+ \rightarrow$
8.	0	1	0	1	\leftarrow^-

Tabla 4.9: Combinaciones legales de estados de los conmutadores.

No es posible llegar directamente, es decir, en una etapa desde la combinación de estado incondicional 1 (1100) a la 2 (0011) pero es posible hacerlo utilizando varias combinaciones de estado condicional.

Para $i_L > 0$ es posible la siguiente estrategia de conmutación de cuatro etapas:

1. Cortar SW1B (se va a la combinación 3 \rightarrow 1000)
2. Paso a ON de SW2A (se va a la combinación 7 \rightarrow 1010)
3. Cortar SW1A (se va a la combinación 5 \rightarrow 0010)
4. Paso a ON de SW2B (se va a la combinación 2 \rightarrow 0011)

De forma análoga, para $i_L < 0$ es posible la siguiente estrategia de conmutación de cuatro etapas:

1. Cortar SW1A (se va a la combinación 4 \rightarrow 0100)
2. Paso a ON de SW2B (se va a la combinación 8 \rightarrow 0101)
3. Cortar SW1B (se va a la combinación 6 \rightarrow 0001)
4. Paso a ON de SW2A (se va a la combinación 2 \rightarrow 0011)

Estrategias de conmutación exactamente simétricas son válidas cuando la corriente de carga tiene que ser conmutada desde la parte inferior a la superior del 4QSW. Debe ser remarcado que la conmutación de la corriente tiene lugar en las etapas 2 y 3, dependiendo de la polaridad de la diferencia de tensión ($V_1 - V_2$). La etapa 1 puede ser considerada como una preparación y la 4 como una etapa de finalización.

La estrategia de conmutación vista previamente puede ser representada por el diagrama de Fig. 4.18:

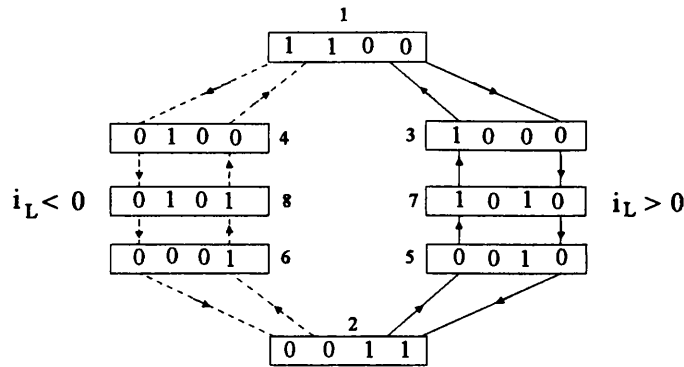


Fig. 4.18: Diagrama de conmutación para dos conmutadores de cuatro cuadrantes.

En los rectángulos se repiten las combinaciones de estado del conmutador permitidas de Tabla 4.9. Al lado o sobre estas está su número. La parte izquierda del diagrama (en que las transiciones son indicadas por líneas discontinuas) es válido para corrientes de carga negativas y la parte derecha para corrientes positivas.

4.6.3.2. Algoritmo de conmutación segura para un convertidor matricial trifásico- trifásico.

Para un convertidor matricial trifásico - trifásico, el procedimiento de conmutación segura involucra a tres 4QSWs conectados a la misma tensión de salida, dado que los procedimientos para distintas fases de salida son mutuamente independientes. Los tres 4QSWs conectados a la misma fase de salida pueden tener 15 combinaciones de estado del conmutador permitidas (Tabla 4.10):

- (a) Tres con ambas mitades de un 4QSW a ON.
- (b) Seis con solamente una mitad de un 4QSW a ON.
- (c) Seis donde la misma, positiva o negativa, mitad de dos 4QSWs está a ON.

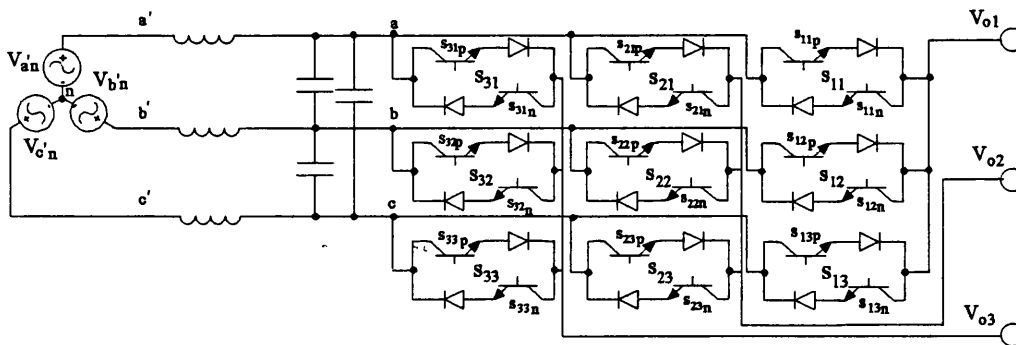


Fig. 4.19: Convertidor matricial

Nº	S _{11p}	S _{11n}	S _{12p}	S _{12n}	S _{13p}	S _{13n}	Signo de la corriente
1.	1	1	0	0	0	0	← ⁻ → ⁺
2.	0	0	1	1	0	0	← ⁻ → ⁺
3.	0	0	0	0	1	1	← ⁻ → ⁺
4.	1	0	0	0	0	0	→ ⁺
5.	0	1	0	0	0	0	← ⁻
6.	0	0	1	0	0	0	→ ⁺
7.	0	0	0	1	0	0	← ⁻
8.	0	0	0	0	1	0	→ ⁺
9.	0	0	0	0	0	1	← ⁻
10.	1	0	1	0	0	0	→ ⁺
11.	0	1	0	1	0	0	← ⁻
12.	0	0	1	0	1	0	→ ⁺
13.	0	0	0	1	0	1	← ⁻
14.	1	0	0	0	1	0	→ ⁺
15.	0	1	0	0	0	1	← ⁻

Tabla 4.10: Combinaciones permitidas de estado de los conmutadores.

Las combinaciones 1, 2 y 3 son legales para ambos sentidos de la corriente, mientras que las otras son únicamente permitidas para corrientes de fase positivas o negativas. El modulador genera señales de control para los 4QSWs por lo que éste solamente podrá requerir alguna de las tres primeras combinaciones. Estos estados son llamados estados estacionarios. Las restantes 12 combinaciones son llamadas estados transitorios. Durante la conmutación es posible proporcionar, al menos, un camino para la circulación de la corriente de salida de cada fase sin ningún camino de cortocircuito a través de las fuentes. Por tanto, detectando el sentido de la corriente de salida es posible conseguir una conmutación segura.

Las combinaciones de estados permitidos pueden ser interpretados como estados de una máquina de estados. El proceso de conmutación es equivalente a sucesivas transiciones de la máquina de estados entre dos estados estacionarios, atravesando los estados transitorios. El diagrama de transición de estados se muestra en la siguiente figura. Las líneas de trazado continuo se refieren a corriente de fase positiva y las discontinuas a corriente de fase negativa. Para detectar el signo de la corriente existe un detector de corriente que proporciona un bit de signo de la corriente (CS), el cual es 1 si la corriente de fase es positiva ó 0 si es negativa. Como la detección de la corriente puede ser incierta para valores pequeños de corriente, el detector de corriente genera un bit de control adicional CD. Para CD=1 el signo de la corriente detectado es cierto. El diagrama de transición de estados define completamente la operación de la máquina de estados, la cual es llamada secuenciador de los conmutadores.

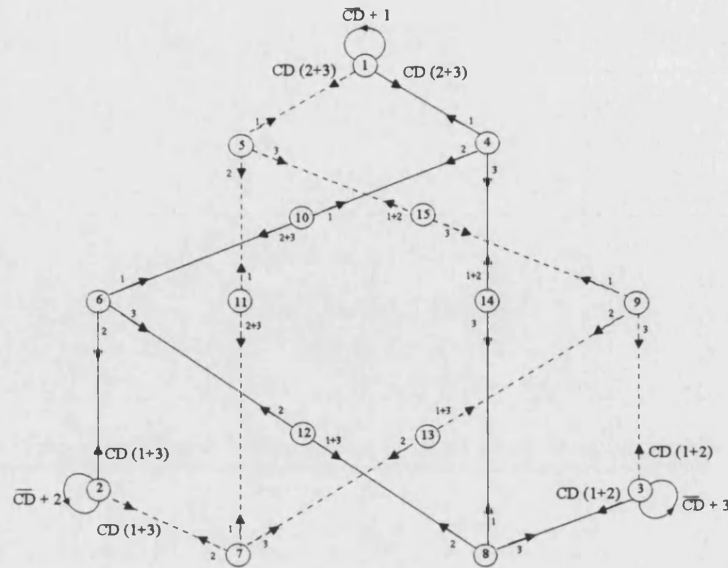


Fig. 4.20: Diagrama de transición de estados de los tres conmutadores de cuatro cuadrantes.

El procedimiento de conmutación multietapa puede ser ilustrado con el siguiente ejemplo. Supongamos que el conmutador S_{11} está cerrado y el modulador requiere una transferencia de corriente desde S_{11} a S_{12} . Esto significa que va a iniciarse la transición desde el estado 1 al 2 en la máquina de estados. Para $CD=0$ están inhibidos los cambios de estado y los conmutadores permanecen en el estado estacionario de partida. Si la información referente al signo de la corriente es cierta ($CD=1$), las transiciones pueden empezar. Para una corriente positiva ($CS=1$), tiene lugar la transición entre los estados 4-10-6 de forma secuencial. A partir de la tabla se puede ver como primeramente la mitad no utilizada de S_{11} (es decir, la mitad correspondiente a corriente negativa) pasa a OFF. Aunque esto no supone ningún cambio en la conducción de la corriente, esta etapa es necesaria para prevenir un posible cortocircuito durante las restantes etapas. En una segunda etapa, la mitad positiva del conmutador S_{12} pasa a ON. El efecto de esta etapa depende de la relación entre las tensiones de entrada en el instante de la conmutación. Si $V_{an} > V_{bn}$ la corriente continuará circulando por S_{11} , mientras que si $V_{an} < V_{bn}$ la corriente se transferirá desde S_{11} hasta S_{12} . En una tercera etapa, la mitad negativa de S_{12} pasa a ON llegándose ya al estado estacionario 2. Si la transferencia de corriente ha ocurrido ya en la etapa previa, en la tercera etapa solamente una mitad del conmutador inversamente polarizada pasa a OFF. En el caso contrario, $V_{an} > V_{bn}$, la requerida transferencia de corriente es obtenida durante esta etapa. En la última etapa la mitad negativa de S_{12} pasa a ON llegándose al estado estacionario 2. Si, durante el proceso de conmutación iniciado, el estado estacionario, requerido por el modulador, cambia a 3 en lugar de 2, el proceso de

conmutación no terminará, pero la secuencia de transición al estado 3 empezará inmediatamente.

Como el cambio en el sentido de la corriente no es posible en los estados de transición, la información del signo de la corriente no es utilizada en dichos estados.

4.6.3.3. Secuenciador de los conmutadores.

Para implementar el secuenciador de conmutadores, se utiliza un método de síntesis de máquina de estados basado en una memoria ROM. De acuerdo con la tabla vista con anterioridad, cada estado es codificado con cuatro bits. El diagrama del circuito secuenciador de estados se muestra en Fig. 4.21.

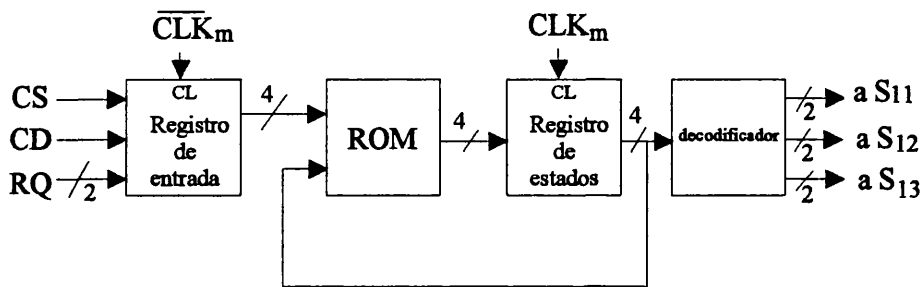


Fig. 4.21: Circuito secuenciador de los conmutadores.

Las entradas del secuenciador son el estado requerido RQ, codificado con dos bits; el bit de signo de la corriente CS; y el bit de validez del signo de la corriente CD. El código del estado es mantenido en un registro de estados de 4 bits. El código del estado siguiente es obtenido a partir de la tabla introducida en una PROM de 256x 4-bits. Las direcciones de la PROM están constituidas por las entradas del secuenciador, cargadas en el registro de entrada en la pendiente negativa (flanco de bajada) de la señal de reloj, y por el código del estado obtenido a partir del registro de estados. El siguiente estado es escrito en el registro de estados en la pendiente positiva (flanco ascendente) de la señal de reloj. El estado es decodificado en un decodificador PAL dando lugar a las señales de control de los 2QSW.

Los bits CS y CD son generados por un detector de corriente que actúa a partir de la corriente por el inductor de filtrado (que es la que circula por los transistores). La tarea del detector de corriente es evaluar exactamente el signo de la corriente. El diagrama del circuito detector de corriente se muestra en Fig. 4.22:

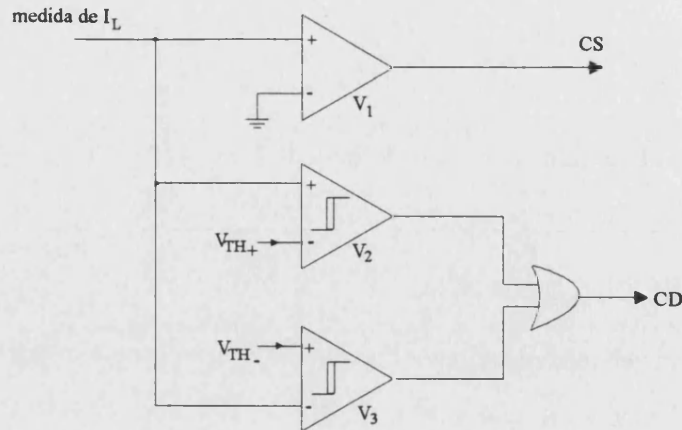


Fig. 4.22: Circuito detector de corriente.

4.7. Bibliografía.

- [4.1] K.P. Kovacs, I. Racz, "Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen", Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959, pp. 61-102.
- [4.2] D.G. Holmes, "The General Relationship Between Regular-Sampled Pulse-Width-Modulation for hard Switched Converters", Conf. Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, 1992, pp. 1002-1009.
- [4.3] D.G. Holmes, "A Unified Modulation Algorithm for Voltage and Current Source Inverters, Based on AC-AC Matrix Converter Theory", IEEE Trans. Ind. Applic. 1992, vol. 28, no 1, pp. 31-40.
- [4.4] E. Sanchis Kilders, "Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia", Tesis Doctoral, Universitat de València, Junio 1997.
- [4.5] Phoivos D. Ziogas, Shaidul I. Khan and M.H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures With Improved Transfer Characteristics", Conf. Rec. IEEE-IAS 1985, pp. 610-622.
- [4.6] N. Burany, "Safe Control of Four-Quadrant Switches", IEEE IAS Conference Record, 1989, Part I, pp. 1190-1194.
- [4.7] L. Huber, D. Borojevic and N. Burany, "Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced commutated cycloconverters", IEE Proc. B, vol. 139, no. 2, Mar. 1992, pp. 103-113.

5. Modelado del convertidor.

5.1. Introducción.

Vamos a pasar ahora a estudiar el modelo en pequeña señal de nuestro convertidor. Obtendremos, a partir del estudio, las ecuaciones que rigen el convertidor tanto en régimen estático como dinámico. El estudio se hará aplicando las técnicas ya conocidas de promediado que se utilizan en estudio de convertidores DC/DC clásicos con algunas diferencias.

Un primer estudio de pequeña señal puede ser encontrado en [5.1]. En este trabajo se propone una metodología para el estudio generalizado de convertidores conmutados. Inicialmente se obtienen las funciones de conmutación que asocian a los interruptores directamente el ciclo de trabajo, a continuación se calculan las ecuaciones que describen el sistema, luego se hace la transformación a un marco de referencia móvil y, por último, se linealizan alrededor del punto de operación. Estos pasos nos llevan a las expresiones que describen tanto el comportamiento estático como dinámico y el modelo canónico. La transformación del marco de referencia es el único paso que no es necesario hacer en el modelado de convertidores DC/DC y sólo es necesaria en cuanto entra en juego una magnitud AC. Una vez descrita la técnica se puede aplicar a inversores, rectificadores y cicloconvertidores. La transformación al marco de referencia móvil es conveniente, ya que simplifica las expresiones al hacerlas independientes del tiempo. Además el uso de funciones de conmutación simplifica el estudio al evitar el promediar las variables de estado, cálculo casi inabordable para un convertidor como el nuestro por la gran cantidad de estados existentes.

Como se ha dicho, el cálculo de los modelos promediados no se realiza generalmente promediando las variables de estado, debido a la existencia de múltiples circuitos equivalentes a promediar. Como simplificación, se promedian los estados de los interruptores, sustituyendo simplemente las funciones de conmutación por sus respectivos ciclos de trabajo. Esto es equivalente a sustituir los circuitos conmutados por transformadores ideales [5.2]. Esta última técnica nos permite obtener las expresiones promediadas del sistema, siempre que se desprecien las resistencias parásitas existentes en nuestro circuito y que afectan a las fuentes de corriente y de tensión. Un método más general para la obtención de un modelo promediado es el presentado por [5.3], donde no hay limitaciones para obtener el modelo promediado salvo la complejidad matemática. El método propuesto es válido incluso si las corrientes y tensiones no

son lineales en cada estado entre conmutaciones (como es el caso de convertidores resonantes).

En [5.4] se incluyen estudios de sistemas trifásicos no sólo bajo condiciones de alimentaciones o cargas equilibradas, si no también se estudia el caso de alimentaciones o cargas desequilibradas. El único resultado reseñable en un sistema desequilibrado es la aparición de armónicos de orden bajo, que son indeseables.

En [5.4] también se estudia el modelado del modulador PWM, presentándose la diferencia entre modulaciones de muestreo natural y muestreo uniforme y, a su vez, modulaciones con flanco de subida (retrasadas) o flanco de bajada (adelantadas). Este estudio es de gran actualidad al estar ganando terreno, sobre todo en aplicaciones trifásicas, los moduladores digitales.

5.2. Modelado del convertidor.

Vamos a pasar al modelado de nuestro convertidor, Fig. 5.1.

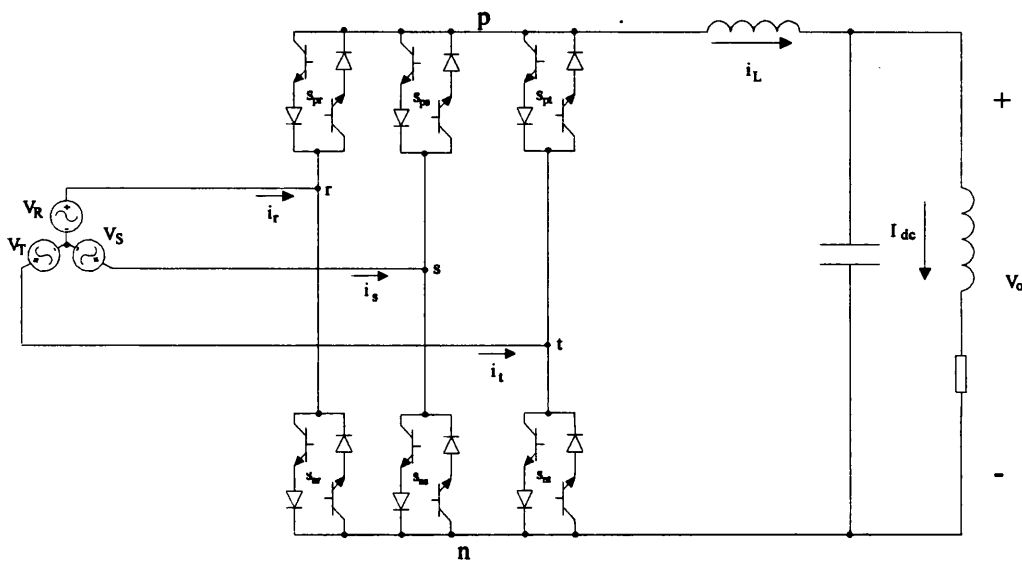


Fig. 5.1: Convertidor matricial ac-dc.

Debemos partir de las funciones de conmutación. Dichas funciones representan las limitaciones inherentes a la topología en cuestión, ya que no se puede cortocircuitar la entrada (son fuentes de tensión) y no se puede dejar en circuito abierto la salida (es una fuente de corriente). La expresión que describe estas limitaciones es:

$$S_{jr} + S_{js} + S_{jt} = 1, \quad j \in \{p, n\} \tag{5.1}$$

donde,

$$S_{jk} = 1, \text{ interruptor cerrado} \quad (5.2)$$

$$S_{jk} = 0, \text{ interruptor abierto} \quad (5.3)$$

En el estudio vamos a utilizar notación matricial en lugar de la notación compleja que se utilizó con anterioridad. Por tanto, representaremos los vectores espaciales y los operadores mediante vectores y matrices respectivamente. De esta forma, sólo trabajaremos con números reales. La función de conmutación que relaciona el vector espacial de la corriente de entrada con la corriente de salida es:

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{pr} - S_{nr} \\ S_{ps} - S_{ns} \\ S_{pt} - S_{nt} \end{bmatrix} i_L \quad (5.4)$$

y para la tensión de salida tenemos que:

$$v_{pn} = \begin{bmatrix} S_{pr} - S_{nr} \\ S_{ps} - S_{ns} \\ S_{pt} - S_{nt} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

El promediado de las funciones de conmutación se realiza sustituyendo estas funciones por el ciclo de trabajo que le corresponde a cada interruptor. Este promediado sólo es válido si la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de red es muy grande. Para que el error sea del orden del 5% debemos tener una relación superior a $f_s/f_{red}=50$. Volviendo a escribir ahora las expresiones (5.1),(5.4) y (5.5) ya promediadas tenemos:

$$d_{jr} + d_{js} + d_{jt} = 1, \quad j \in \{p, n\} \quad (5.6)$$

$$\vec{i}_i = \vec{d} i_L \quad (5.7)$$

$$v_{pn} = \vec{d}^T \vec{v}_i \quad (5.8)$$

donde

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} d_r \\ d_s \\ d_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{pr} - d_{nr} \\ d_{ps} - d_{ns} \\ d_{pt} - d_{nt} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\vec{i}_i = \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$\vec{v}_i = \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

El circuito equivalente ya promediado para el convertidor se muestra en la siguiente figura, donde se han representado en un circuito las expresiones (5.7) y (5.8) y añadido la carga.

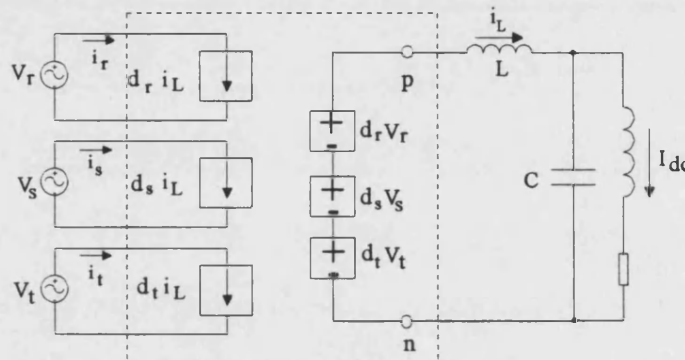


Fig. 5.2: Modelo promediado del convertidor. Las fuentes representadas por un círculo son independientes mientras que las representadas por un cuadrado son fuentes dependientes de otra variable. Las funciones de conmutación están representadas por el área encuadrada por trazo discontinuo.

5.3. Cambio de marco de referencia.

El siguiente paso es la transformación de coordenadas, es decir, cambiar del marco de referencia fijo (α - β) al móvil (d-q). De esta manera, las ecuaciones no dependerán del tiempo y el sistema se podrá suponer invariante con el tiempo lo que simplifica el diseño del control. Para realizar el cambio de coordenadas utilizaremos notación matricial.

Los cambios de coordenadas en notación matricial necesitan una matriz de cambio de coordenadas T. Los cambios se realizarán multiplicando por dicha matriz o su inversa, para cambiar de un sistema de referencia a otro.

$$\vec{x}_{rot} = \frac{2}{3} T \vec{x} \quad (5.12)$$

donde \vec{x}_{rot} es el vector espacial en el marco de referencia rotativo (d-q) y \vec{x} es el mismo vector en el marco de referencia fijo (α - β).

Si suponemos que nuestro sistema es un sistema trifásico equilibrado y de frecuencia angular ω , entonces la matriz de transformación es:

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Una variable del marco de referencia fijo (α - β) se transformará al móvil (d-q), disminuyendo su dimensión (pasará de tener tres elementos a dos). Esto no es necesariamente así, si el sistema trifásico no es equilibrado.

Las tres variables trifásicas en el sistema fijo (α - β) son:

$$\begin{aligned} x_r(t) &= X_m \cos(\omega t + \varphi) \\ x_s(t) &= X_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ x_t(t) &= X_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \end{aligned} \quad (5.14)$$

pasarán después de la transformación al sistema móvil (d-q).

$$x_d = X_m \cos(\varphi) \quad (5.15)$$

$$x_q = -X_m \sin(\varphi) \quad (5.16)$$

La transformación inversa se hace mediante la matriz inversa que, en este caso, coincide con la transpuesta.

$$\vec{x} = T^T \vec{x}_{rot} \quad (5.17)$$

Hay que tener en cuenta las siguientes características de nuestra matriz de transformación:

$$TT^T = \frac{3}{2} I_{2 \times 2} \quad (5.18)$$

$$T^T T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Y la derivada vale

$$\frac{d \vec{x}}{dt} = \frac{dT^T}{dt} \vec{x}_{rot} + T^T \frac{d \vec{x}_{rot}}{dt} \quad (5.20)$$

Si ahora realizamos el cambio de coordenadas de todas nuestras variables para pasar al marco de referencia móvil los vectores espaciales son:

$$\vec{i}_{i_rot} = \frac{2}{3} T \vec{i}_i = \frac{2}{3} T \vec{d} i_L = \vec{d}_{rot} i_L \quad (5.21)$$

$$\vec{v}_{pn} = \vec{d}^T \vec{v}_i = \vec{d}_{rot}^T T T^T \vec{v}_{i_rot} = \frac{3}{2} \vec{d}_{rot}^T \vec{v}_{i_rot} \quad (5.22)$$

donde

$$\vec{d}_{rot} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\vec{i}_{i_rot} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

$$\vec{v}_{i_rot} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

El circuito promediado para el convertidor, en el marco de referencia móvil (d-q) se muestra en Fig. 5.3. Vemos que se ha simplificado pues se ha pasado a tener sólo dos fuentes dependientes, tanto de corriente como de tensión. Esto es debido a que, al ser el sistema equilibrado, una de las magnitudes es dependiente de las otras dos. Las dos componentes d y q que tenemos, se corresponden con el eje d y q del marco de referencia móvil y se corresponden con la componente reactiva (q) y activa (d) del circuito.

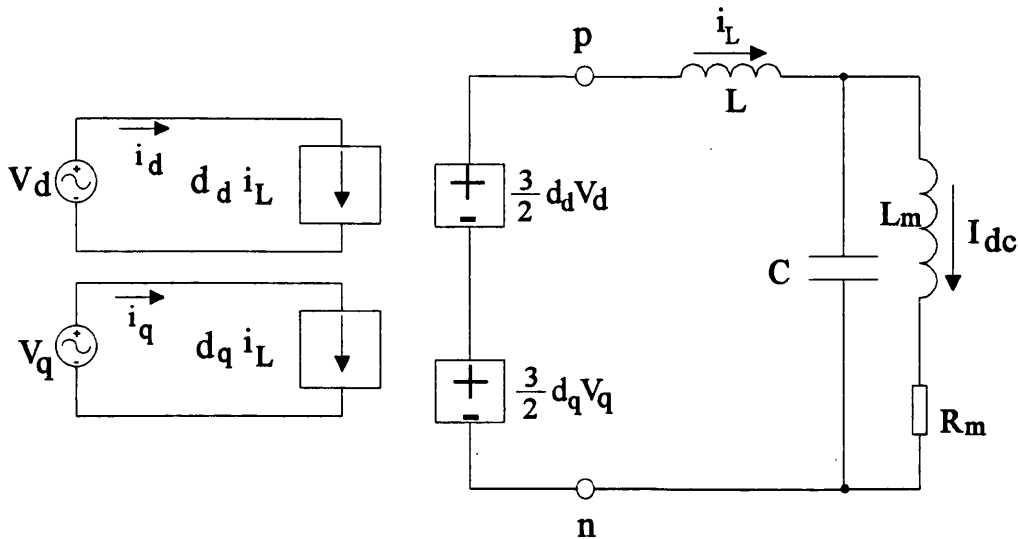


Fig. 5.3: Modelo promediado del convertidor en el marco de referencia móvil (d-q). Las fuentes representadas por un círculo son independientes mientras que las representadas por un cuadrado son fuentes dependientes de otra variable.

Una vez obtenidos los modelos promediados se van a calcular las expresiones que rigen el comportamiento del convertidor en estado estático y dinámico. Antes de esto se van a calcular los vectores espaciales para el convertidor matricial ac-dc en el marco de referencia móvil.

5.3.1 Vectores espaciales para el convertidor matricial ac-dc en el marco de referencia móvil.

Vamos a obtener los vectores espaciales de nuestro convertidor ac-dc en los dos marcos de referencia teniendo en cuenta las leyes de modulación que se le van a aplicar. Se van a obtener los resultados para $I_{dc} > 0$. Si $I_{dc} < 0$, los resultados son análogos cambiando m por $-m$.

En nuestro caso se tiene que:

$$d_r = d_{pr} - d_{nr} = m_{11} - m_{31} = m \cos(\omega t) \tag{5.26}$$

$$d_s = d_{ps} - d_{ns} = m_{12} - m_{32} = m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5.27}$$

$$d_t = d_{pt} - d_{nt} = m_{13} - m_{33} = m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{5.28}$$

Por lo que:

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} d_r \\ d_s \\ d_t \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Si cambiamos al marco de referencia móvil:

$$\vec{d}_{rot} = \frac{2}{3} T \vec{d} = m \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

y, por otra parte:

$$\vec{V}_{i_rot} = \frac{2}{3} T \vec{V}_i = \frac{2}{3} V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

$$\vec{I}_{i_rot} = \frac{2}{3} T \vec{I}_i = \frac{2}{3} I_i \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = I_i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Este resultado es lógico, si se tiene en cuenta que las leyes de modulación se han escogido para tener un factor de potencia unidad a la entrada y, por tanto:

$$V_d = V_i; V_q = 0 \quad (5.33)$$

$$i_d = I_i; i_q = 0 \quad (5.34)$$

$$d_d = m; d_q = 0 \text{ (si } I_{dc} < 0, d_d = -m) \quad (5.35)$$

Por otra parte sabemos que como $\vec{I}_{i_rot} = \vec{d}_{rot} I_{dc}$:

$$I_i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = m I_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Por lo que, podemos comprobar que:

$$m = \frac{I_i}{I_{dc}} \text{ (si } I_{dc} < 0, m = -\frac{I_i}{I_{dc}}) \quad (5.37)$$

Si queremos obtener el valor de m en función de las tensiones de entrada y salida:

$$v_{pn} = V_{dc} = \frac{3}{2} d_{rot}^T \vec{v}_{i_rot} = \frac{3}{2} m V_i \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} m V_i \quad (5.38)$$

A partir de esta expresión, m puede ser obtenida como:

$$m = \frac{2 V_{dc}}{3 V_i} \quad (5.39)$$

5.4. Análisis estático y dinámico del convertidor con carga resistiva.

Para conocer el comportamiento estático buscaremos primero las ecuaciones de gran señal que describen el sistema promediado. El comportamiento dinámico lo calcularemos perturbando el sistema promediado alrededor de su punto de operación y linealizando. Las ecuaciones a utilizar son (5.21) y (5.22). Nos fijaremos en la Fig. 5.4, ya que vamos a tener en cuenta los elementos parásitos tanto de la bobina como del condensador, y se van a hacer los cálculos inicialmente con carga resistiva.

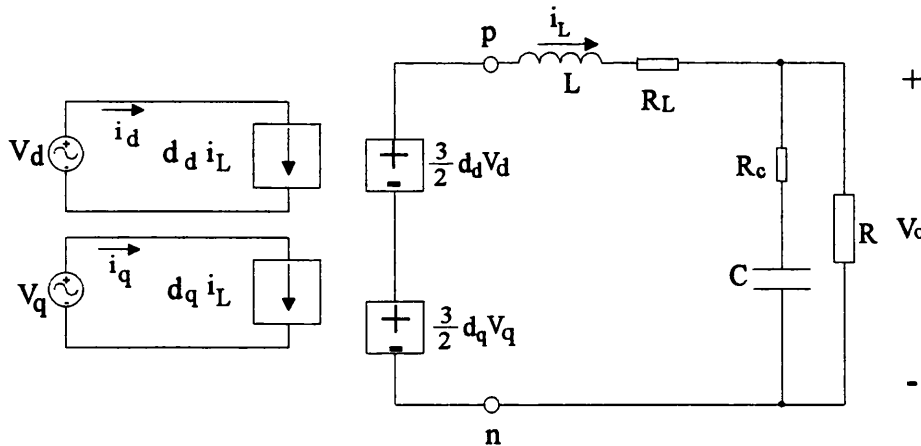


Fig. 5.4: Modelo promediado del convertidor con carga resistiva en el marco de referencia móvil (d-q) con elementos parásitos. Las fuentes representadas por un círculo son independientes mientras que las representadas por un cuadrado son fuentes dependientes de otra variable.

La ecuación que describe el circuito:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pn} - V_o - i_L R_L \quad (5.40)$$

$$C \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) \frac{dV_o}{dt} - R_c C \frac{di_L}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5.41)$$

sustituyendo (5.22) en (5.40),

$$L_o \frac{di_L}{dt} = \frac{3}{2} \vec{d}_{rot}^T \vec{v}_{i_rot} - V_o - i_L R_L \quad (5.42)$$

Las ecuaciones (5.41) y (5.42) son las que describen el sistema. Perturbando las variables obtendremos las ecuaciones que describen el sistema tanto en régimen estático (DC) como en régimen dinámico (AC).

$$L_o \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} (D_d + \tilde{d}_d) & (D_q + \tilde{d}_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (V_d + \tilde{v}_d) \\ (V_q + \tilde{v}_q) \end{bmatrix} - (V_o + \tilde{v}_o) - R_L (i_L + \tilde{i}_L) \quad (5.43)$$

$$C \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) \frac{d\tilde{v}_o}{dt} - R_c C \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = (i_L + \tilde{i}_L) - \frac{(V_o + \tilde{v}_o)}{R} \quad (5.44)$$

Pasando al dominio de Laplace para simplificar las ecuaciones y suponiendo condiciones iniciales nulas para I_{dc} , tenemos que:

$$\tilde{i}_L Ls = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} (D_d + \tilde{d}_d) & (D_q + \tilde{d}_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (V_d + \tilde{v}_d) \\ (V_q + \tilde{v}_q) \end{bmatrix} - (V_o + \tilde{v}_o) - R_L (i_L + \tilde{i}_L) \quad (5.45)$$

$$\tilde{v}_o C s \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) - \tilde{i}_L R_c C s = (i_L + \tilde{i}_L) - \frac{(V_o + \tilde{v}_o)}{R} \quad (5.46)$$

Despreciando los términos de segundo orden, tenemos las ecuaciones tanto para el comportamiento estático (DC) como dinámico (AC).

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{3}{2} (D_d V_d + D_q V_q) - V_o - R_L I_L \\ 0 &= i_L - \frac{V_o}{R} \end{aligned} \right\} DC \quad (5.47)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{i}_L &= \frac{3}{2(Ls + R_L)} (D_d \tilde{v}_d + D_q \tilde{v}_q + V_d \tilde{d}_d + V_q \tilde{d}_q) - \frac{\tilde{v}_o}{(Ls + R_L)} \\ \tilde{v}_o \left(1 + \frac{R_c}{R} + \frac{1}{RCs}\right) &= \frac{\tilde{i}_L}{Cs} (1 + R_c C s) \end{aligned} \right\} AC \quad (5.48)$$

Las expresiones que regirán el sistema en régimen estático y régimen dinámico se obtienen reagrupando (5.47) y (5.48).

En régimen estático

$$V_o = \frac{3}{2} \frac{R}{R+R_L} (D_d V_d + D_q V_q) \quad (5.49)$$

$$i_L = \frac{V_o}{R} = I_o \quad (5.50)$$

y en régimen dinámico

$$\tilde{v}_o = \frac{3}{2} \frac{(R_c C s + 1)(D_d \tilde{v}_d + D_q \tilde{v}_q + V_d \tilde{d}_d + V_q \tilde{d}_q)}{LC \left(\frac{R+R_c}{R+R_L} \right) s^2 + \left(R_c C + \frac{R R_L C}{R+R_L} + \frac{L}{R+R_L} \right) s + 1} \frac{R}{R+R_L} \quad (5.51)$$

Tendremos varias funciones de transferencia que nos indican la dependencia de nuestras variables con ambas variables de control, d_d y d_q . Las expresiones son:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_d} = \frac{3}{2} \frac{R_c C s + 1}{LC \left(\frac{R+R_c}{R+R_L} \right) s^2 + \left(R_c C + \frac{R R_L C}{R+R_L} + \frac{L}{R+R_L} \right) s + 1} \frac{R}{R+R_L} V_d \quad (5.52)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_q} = \frac{3}{2} \frac{R_c C s + 1}{LC \left(\frac{R+R_c}{R+R_L} \right) s^2 + \left(R_c C + \frac{R R_L C}{R+R_L} + \frac{L}{R+R_L} \right) s + 1} \frac{R}{R+R_L} V_q \quad (5.53)$$

Como nuestro marco de referencia móvil está referido al vector espacial \tilde{v}_i (porque así ha sido elegido por nosotros), esto significa que \tilde{v}_i no tendrá componente q , es decir, $v_q=0$. Esto simplifica nuestras ecuaciones que quedan como:

$$V_o = \frac{3}{2} \frac{R}{R+R_L} D_d V_d \quad (5.54)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_d} = \frac{V_o}{D_d} \frac{R_c C s + 1}{LC \left(\frac{R+R_c}{R+R_L} \right) s^2 + \left(R_c C + \frac{R R_L C}{R+R_L} + \frac{L}{R+R_L} \right) s + 1} \quad (5.55)$$

Esta última expresión puede ser reescrita teniendo en cuenta la impedancia de la etapa de salida Z_o , constituida en este caso por $L-R_L$ en serie con la asociación en paralelo de R y R_c-C , de la siguiente forma:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_d} = \frac{V_d}{Z_o(s)} \quad (5.56)$$

Estas funciones de transferencia tanto en régimen estático como dinámico, son idénticas a las ya conocidas para el convertidor BUCK DC-DC. Por tanto el análisis dinámico será muy parecido. Sólo debemos tener en cuenta que existe otra variable a controlar que es d_q . La expresión (5.54) coincide con la expresión (4.2) mostrada en el capítulo 4 si sustituimos D_d por m , para el caso particular donde $D_q=0$, y despreciamos la resistencia R_L . La variable de control d_q sirve para controlar y corregir el factor de potencia, teniendo en cuenta (5.21).

5.5. Análisis estático y dinámico del convertidor con carga R_m-L_m .

En el anterior apartado se ha hecho el análisis estático y dinámico del convertidor con carga resistiva y se ha llegado a la conclusión de que su función de transferencia es equivalente a la de un convertidor Buck DC-DC. En el caso de que la carga sea inductiva en lugar de resistiva la función de transferencia en régimen estático no sufrirá variación pues, en dicho caso, la inductancia de carga puede suponerse un cortocircuito (en este caso $R=R_m$ con R_m la parte resistiva de la carga).

Sin embargo, y siguiendo con la analogía con el convertidor Buck, si la carga es inductiva, la función de transferencia en régimen dinámico se verá modificada pues en este caso la impedancia de la etapa de salida varía. Según [5.6] dicha impedancia de salida puede escribirse como:

$$Z_o(s) = L_m \omega_o (\beta + 1) \left[\frac{\left(\frac{s}{\omega_o} \right)^3 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_o} \right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_o} \right) + \frac{1}{(\beta + 1)Q}}{\left(\frac{s}{\omega_{op}} \right)^2 + \frac{1}{Q_p} \frac{s}{\omega_{op}} + 1} \right] \quad (5.57)$$

Donde

$$\omega_{op} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C}} \text{ y} \quad (5.58)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_m C}} \quad (5.59)$$

son las dos frecuencias de resonancia con factores de calidad:

$$Q = \frac{2\pi L_m f_0}{R_m} \text{ y} \quad (5.60)$$

$$Q_p = \frac{2\pi L_m f_{0p}}{R_m} \quad (5.61)$$

R_m y L_m son respectivamente la parte resistiva y la parte inductiva de la carga, L y C son la inductancia y el condensador de filtrado y L_{eq} es el paralelo de L_m y L (o sea L pues se cumple que $L_m \gg L$). En este caso particular $R_m = 18\Omega$ y $L_m = 0.5H$.

Y la función de transferencia en régimen dinámico se ve modificada a:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_d} = \frac{V_d \left[\left(\frac{s}{\omega_{0p}} \right)^2 + \frac{1}{Q_p} \frac{s}{\omega_{0p}} + 1 \right]}{L_m \omega_0 (\beta + 1) \left[\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^3 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + \frac{1}{(\beta + 1)Q} \right]} \quad (5.62)$$

5.6. Análisis de moduladores PWM.

A fin de conocer el modelo completo de todo el sistema no es suficiente con conocer el modelo del subsistema de potencia sino también el modelo del subsistema de control. El subsistema de control es el que debemos modificar para obtener las características estáticas y dinámicas deseadas del conjunto.

En sistemas controlados por la técnica de modulación de anchura de pulso (PWM) se tiene una etapa denominada modulador que convierte la señal analógica de control en una señal modulada en anchura de pulso. Este modulador tiene una respuesta en frecuencia y una función de transferencia que es la que se va a estudiar. Este estudio está motivado por la introducción del uso de moduladores digitales, por lo que se deben conocer las limitaciones de dichos moduladores digitales frente a los clásicos de tipo analógico. El uso de moduladores digitales aumentará el desfase con lo que el sistema perderá margen de fase y para obtener un margen de fase equivalente al sistema analógico se debe reducir el ancho de banda.

Un estudio muy detallado se puede encontrar en [5.7] donde se hace un análisis comparativo entre los moduladores analógicos y digitales.

Se van a distinguir distintas formas de modulación. Por una lado se tiene la modulación de muestreo natural o continuo y por otro la modulación por muestreo uniforme. Es esta última la

que se asocia a sistemas digitales. Además se pueden distinguir los sistemas modulados por flanco de subida o por flanco de bajada. En Fig. 5.6 y Fig. 5.7 se observan esos cuatro tipos de modulación.

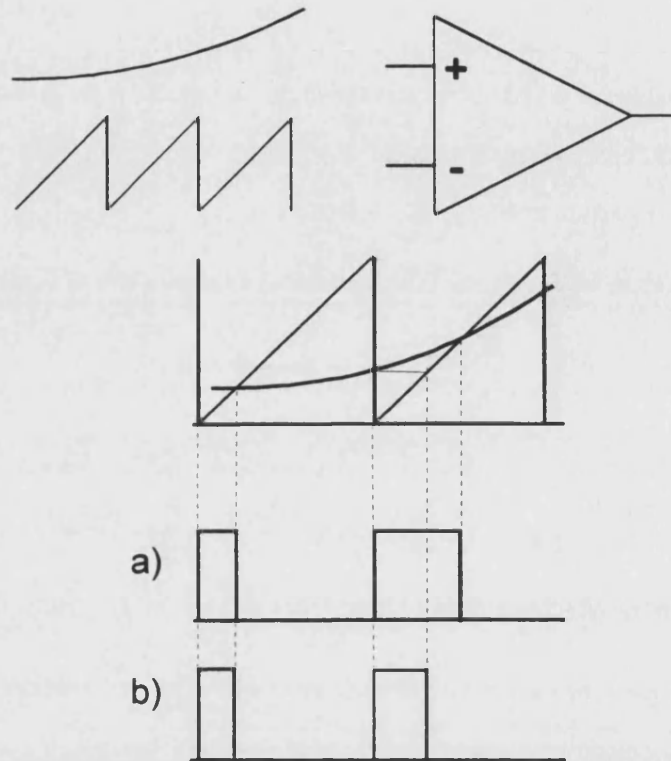


Fig. 5.6: Modulación por flanco de bajada. a) Muestreo natural o continuo y b) Muestreo uniforme

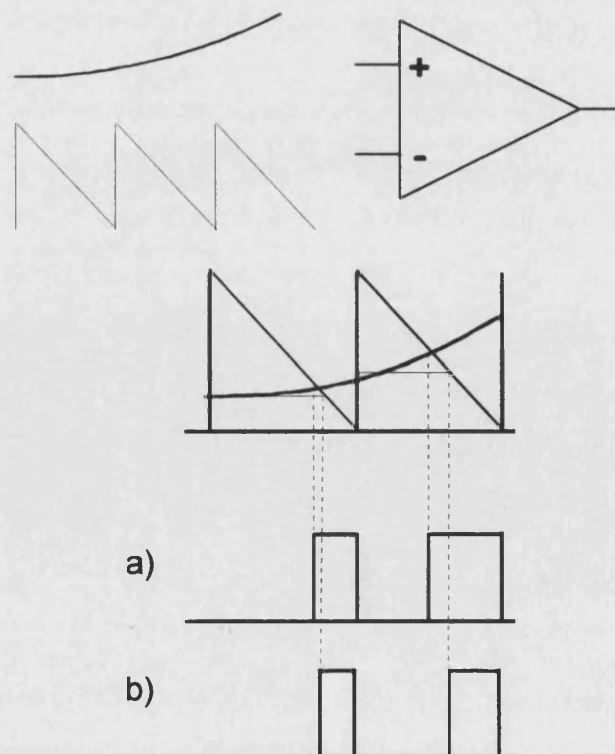


Fig. 5.7: Modulación por flanco de subida. a) Muestreo natural o continuo y b) Muestreo uniforme

Para obtener las funciones de transferencia en pequeña señal se ha de perturbar la señal moduladora con una señal periódica de una frecuencia fija comparando esta señal con el contenido armónico de la señal modulada a la salida y referida a la frecuencia de la entrada.

Si la señal de entrada es,

$$d = D + \tilde{d} = D + d_m \cos(\omega_m t) \quad (5.63)$$

entonces la componente de la frecuencia ω_m de la salida para el muestreo continuo o natural vale

$$\tilde{s}_{\omega_m} = d_m \cos(\omega_m t) \quad (5.64)$$

Se observa que el modulador natural o continuo tiene como función de transferencia $\left(\frac{\tilde{s}}{\tilde{d}}\right)$ la unidad siempre que la amplitud del diente de sierra sea la unidad. Si la amplitud no es la unidad, entonces la función de transferencia viene multiplicada por la inversa de la amplitud del diente de sierra. En nuestro caso particular y con amplitud unidad,

$$M(\omega_m) = \frac{\tilde{s}}{\tilde{d}} = 1 \quad (5.65)$$

Si el muestreo es uniforme, entonces la función de transferencia cambia distinguiéndose además entre la modulación por flanco de subida y por flanco de bajada, lo que antes no representaba ninguna variación en la función de transferencia. Ambas expresiones son, según se demuestra en [5.7] y ya se demostró en [5.8]:

$$M(\omega_m) = e^{-j2\pi D \frac{\omega_m}{\omega_s}} \quad (5.66)$$

$$M(\omega_m) = e^{-j2\pi(1-D) \frac{\omega_m}{\omega_s}} \quad (5.67)$$

La expresión (5.66) corresponde a la modulación de flanco de bajada y la expresión (5.67) a la modulación de flanco de subida. Se puede observar que ambas expresiones únicamente introducen retrasos de fase y no modifican la ganancia ya que hemos supuesto amplitud unidad. Si la amplitud no es la unidad entonces volverá a aparecer un factor proporcional a la inversa de la amplitud. Estos retrasos en fase limitan de forma importante el margen de fase

que se puede alcanzar, caso de utilizar un control digital como es usual en moduladores PWM para control vectorial.

5.6.1. Análisis de moduladores PWM para moduladores de control vectorial

Todas las expresiones obtenidas hasta ahora sirven para el caso de moduladores en un marco de referencia fijo. Para aplicar estos resultados a un modulador de control vectorial, se va a seguir el proceso sugerido en [5.7]. Los pasos son los siguientes:

1. Introducir una perturbación en una de las componentes del vector espacial del modulador en el marco de referencia móvil, \vec{d}_{rot} .
2. Realizar la transformación inversa y pasar al marco de referencia fijo, en un instante dado, donde le aplicamos el retraso obtenido para los moduladores PWM generales.
3. Volver al marco de referencia móvil y comparar ambas funciones del modulador, para obtener la función de transferencia.

Para nuestro caso particular, el vector del modulador es (5.23). Se van a perturbar sus componentes de forma alternativa. Comenzando con d_d , se obtiene

$$\vec{d}_{rot} = \begin{bmatrix} D_d + \tilde{d}_d \\ D_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_d + d_m \cos(\omega_m t) \\ D_q \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

A continuación se pasa al marco de referencia fijo (α - β), con lo que se obtiene,

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_d + d_m \cos(\omega_m t) \\ D_q \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

donde

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} D_d \cos(\omega t) + d_m \cos(\omega_m t) \cos(\omega t) - D_q \sin(\omega t) \\ D_d \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + d_m \cos(\omega_m t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - D_q \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ D_d \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + d_m \cos(\omega_m t) \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - D_q \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

y

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} d_r \\ d_s \\ d_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_r \\ D_s \\ D_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{d}_r \\ \tilde{d}_s \\ \tilde{d}_t \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

Se va a suponer que el sistema (es decir el vector espacial de tensión) se encuentra en el sector II y que nuestro sistema es controlado por un modulador en flanco de bajada. En dicho sector la asignación de ciclos de trabajo a interruptores particulares es, según se vio en el capítulo 4:

$$\begin{bmatrix} d_r \\ d_s \\ d_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{pr} - d_{nr} \\ d_{ps} - d_{ns} \\ d_{pt} - d_{nt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -d_a \\ -d_b \\ d_a + d_b \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

Aplicamos ahora el retraso debido al modulador en flanco de bajada tanto a d_a como a d_b . Si se tiene únicamente en cuenta el vector espacial perturbado, el resultado es:

$$\tilde{\vec{d}} = \begin{bmatrix} d_m \cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\omega t) \\ d_m \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \tilde{d}_a + \tilde{d}_b \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

Seguidamente realizamos la transformación de nuevo al marco de referencia móvil (d-q). Para ello se aplica la expresión (5.12).

$$\tilde{\vec{d}}_{rot} = \frac{2}{3} T \tilde{\vec{d}} \quad (5.74)$$

$$\tilde{\vec{d}}_{rot} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -d_m \cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + d_m \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \sin(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ d_m \cos(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \left(-\cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) + \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \right) \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

si ahora se comparan (5.68) y (5.75), se obtiene la función de transferencia para las perturbaciones que aparecen en d_a .

$$\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{d_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{-\cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \sin(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.76)$$

$$\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{d_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \left(-\cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) + \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \right)}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.77)$$

Si se tiene además en cuenta que:

$$D_a = \sqrt{D_d^2 + D_q^2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (5.78)$$

$$D_b = \sqrt{D_d^2 + D_q^2} \sin(\theta) \quad (5.79)$$

y que en el sector II

$$\theta = \omega t - \frac{\pi}{6} \quad (5.80)$$

las expresiones (5.76) y (5.77) quedan

$$\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{d_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\omega_m t + g \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \cos(\theta) + \cos(\omega_m t + g \sin(\theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) \sin(\theta)}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.81)$$

$$\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{d_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \cos(\theta) \left(-\cos(\omega_m t + g \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) + \cos(\omega_m t + g \sin(\theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) \right)}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.82)$$

con

$$g = \sqrt{D_d^2 + D_q^2} \quad (5.83)$$

El numerador de la expresión (5.81) puede ponerse de la forma $A \cdot \cos(\omega_m t + \gamma)$, donde la amplitud de la función de transferencia y la fase serán A y γ respectivamente.

Si se repite el proceso pero perturbando ahora d_q se obtiene la siguiente matriz:

$$\tilde{\tilde{d}}_{rot} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \left(d_m \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) - d_m \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \right) \\ d_m \cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) \sin(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - d_m \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.84)$$

siendo las funciones de transferencia correspondientes:

$$\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{q_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\sin(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \left(\cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) - \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \right)}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.85)$$

$$\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{q_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\omega_m t + D_a \frac{\omega_m}{\omega_s}) \sin(\omega t) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\omega_m t + D_b \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\omega t) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.86)$$

y sustituyendo (5.78), (5.79) y (5.80), queda:

$$\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{q_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\sin(\theta + \frac{\pi}{6}) \cos(\theta) \left(-\cos(\omega_m t + g \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) + \cos(\omega_m t + g \sin(\theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) \right)}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.87)$$

$$\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{q_ref}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\omega_m t + g \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) \sin(\theta) + \cos(\omega_m t + g \sin(\theta) \frac{\omega_m}{\omega_s}) \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \cos(\theta)}{\cos(\omega_m t)} \quad (5.88)$$

De ambas matrices $\tilde{\tilde{d}}_{rot}$ se observa que aparecen sendas interferencias cruzadas $\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{q_ref}}$ y

$\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{d_ref}}$. Tal y como se demuestra en [5.5] la influencia de estos términos cruzados es

despreciable, ya que su módulo es casi cero. Por otro lado, las funciones de transferencia

directas $\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{d_ref}}$ y $\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{q_ref}}$ tienen un módulo cercano a la unidad. Puede ser también visto en

[5.5] como para el caso $\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{d_ref}}$ se puede despreciar la dependencia con θ , mientras que para el

caso $\frac{\tilde{d}_q}{\tilde{d}_{q_ref}}$, la dependencia con θ es una dependencia temporal. Por tanto, para $\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{d_ref}}$ se

puede suponer la función de transferencia del sistema como la de un modulador muestreado con control vectorial modificada sólo por un retraso igual que en un modulador muestreado normal, es decir:

$$\frac{\tilde{d}_d}{\tilde{d}_{d_ref}} \approx e^{\left(-j2\pi D_d \frac{\omega_m}{\omega_s} \right)} \quad (5.89)$$

5.7. Bibliografía.

- [5.1] Khai Doan The Ngo, "Topology and Analysis in PWM Inversion, Rectification and Cycloconversion", Ph. D. Dissertation, Power Electronics Group, California Institute of Technology, Division of Engineering and Applied Science, Pasadena, California, U.S.A., Mayo 1984.
- [5.2] C.T. Rim, D. Y. Hu, G.H. Cho, "Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 26, n° 4, July/August 1990, pp. 777-785.
- [5.3] S.R. Sanders, M. Noworolski, X.Z. Liu, G.C. Verghese, "Generalized Averaging, Method for Power Conversion Circuits", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 6, n° 2, April 1991, pp. 251-259.
- [5.4] S. Hiti, "Modeling and Control of Three-Phase PWM Converters", Ph. D. Dissertation, Virginia Power Electronics Center, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, U.S.A., Julio 1995.
- [5.5] E. Sanchis Kilders, "Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia", Tesis Doctoral, Universitat de València, Junio 1997.
- [5.6] J.M. Espí, E.J. Dede, A.E. Navarro, D. Ramírez, S. Casans, "Análisis dinámico de Inversores resonantes", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI), 1999, pp. 495-498.
- [5.7] S. Hiti, D. Boroyevic, "Small-signal Modeling of Three-Phase PWM Modulators", Proc. Of IEEE PESC, 1996, pp. 550-555.
- [5.8] R.D. Middlebrook, "Predicting modulator phase lag in PWM converter feedback loops", Proc. of POWERCON 8, H-4, 1981, pp. 1-8.

6. Diseño del Convertidor matricial AC-DC bidireccional.

6.1. Introducción.

En este capítulo se va a describir el diseño del prototipo experimental. La estructura escogida es la de un convertidor matricial ac-dc bidireccional con salida dc y el control es control vectorial implementado mediante un DSP. Se ha escogido la utilización de un DSP para tener la máxima velocidad de proceso y las redes de realimentación se han implementado con operacionales analógicos. Esta implementación permite obtener el máximo rendimiento del control digital.

En nuestro caso, el control vectorial está sincronizado con la tensión V_R y la corriente estará automáticamente en fase con esta tensión. Para corregir el factor de potencia se sincroniza nuestro programa con un vector V_R ficticio que se desplaza mediante un circuito auxiliar basado en un lazo de seguimiento de fase.

Por otra parte, se vio la necesidad de un filtro de entrada para filtrar el ruido de conmutación debido a que la corriente de entrada es pulsante. El filtro de entrada es muy importante, ya que se utiliza la tensión V_R para sincronizar nuestro control, por lo que esta sincronía debe estar libre de ruido para funcionar correctamente. El problema de un filtro de entrada de gran tamaño es la degradación del factor de desplazamiento del sistema.

Al utilizar un circuito analógico para los circuitos compensadores se ha podido añadir un lazo de corriente y se ha aplicado control de corriente promedio o “conductance control”, ampliamente utilizada en aplicaciones espaciales. Este tipo de control mejora las características dinámicas del rectificador y lo transforma en una fuente de corriente controlada por tensión. Al añadir este lazo adicional de corriente al lazo de tensión, se tiene como beneficio todas las ventajas existentes en lazos de corriente, como son un sistema más estable, debido a que el retraso de fase se reduce a 90° (el inductor se convierte en fuente de corriente controlada por tensión), un rechazo mucho mayor al ruido de la entrada, la posibilidad de poner múltiples unidades en paralelo sin tener problemas de compartir la corriente de carga y la limitación de corriente y, por tanto, la protección contra sobrecorriente inherente al sistema. Además, el diseño del control al aplicar control de corriente promedio es mucho más sencillo que para un control en modo tensión. La realización de un lazo de corriente adicional en control digital es

mucho más complicada debido al retraso que se produce al muestrear [6.1]. Este retraso no es tan acusado si la parte de compensación está implementada de forma analógica como se ha hecho en nuestro caso. En [6.2] también se describe un control totalmente digital, pero para obtener un comportamiento dinámico aceptable es necesario utilizar 2 DSPs.

Fig. 6.1 muestra el diagrama de bloques del circuito de potencia con su control.

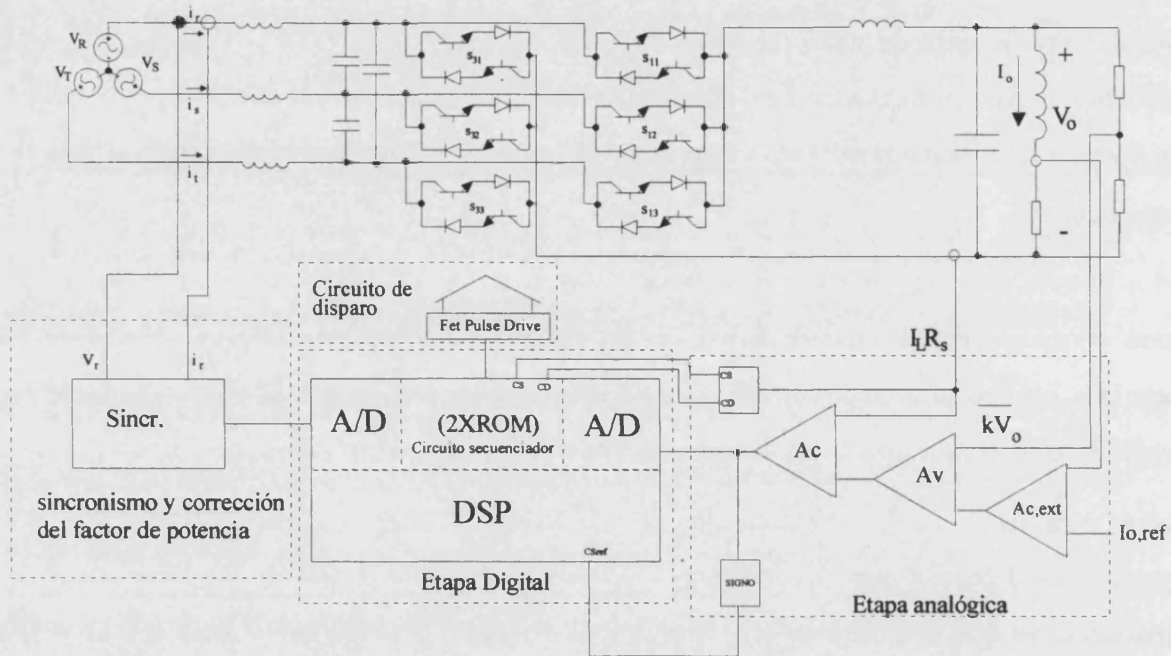


Fig. 6.1: Diagrama de bloques del convertidor matricial ac-dc bidireccional con salida dc con su control.

Dado que son utilizadas las mismas compensaciones para tensiones de salida positivas y tensiones de salida negativas tanto la salida del amplificador de error de tensión como su signo son procesados por el DSP. Esto es posible porque la función de transferencia del convertidor es idéntica en ambos casos salvo en el signo, el cual es positivo para tensiones de salida positivas y negativo para tensiones de salida negativas.

Se ha añadido un lazo de precisión de corriente que proporciona la referencia al lazo de tensión. El ancho de banda de este lazo externo de corriente debe ser mucho menor que el del lazo de tensión. El objetivo de este lazo es poder controlar de forma efectiva la corriente por la carga, de forma que esta siga unas corrientes de referencia determinadas con la mayor exactitud y precisión posible. Esto es especialmente importante en el caso de las fuentes utilizadas en aceleradores de partículas en que el campo magnético que actúa sobre las

partículas está íntimamente relacionado con la corriente que circula por el imán que actúa como carga.

En nuestro caso, se va a utilizar un transformador de entrada de 50Hz, para tener aislamiento galvánico, con una relación de transformación $n=2.75$.

6.2. Etapa de potencia: Diseño del control de corriente promedio.

A continuación se va pasar a describir el diseño de la etapa de potencia. Al haber utilizado en el control de este rectificador el control de corriente promedio o “conductance control” se ha utilizado la misma técnica de diseño utilizada para diseñar este tipo de control en la Agencia Espacial Europea. El diseño se describe en [6.3] y simplifica el convertidor Buck convirtiéndolo en una fuente de corriente controlada por tensión. Las únicas diferencias a tener en cuenta es que al estar manejando un rectificador trifásico la función de transferencia es algo diferente y el caso especial de tener una carga inductiva.

Las especificaciones de la fuente son las siguientes:

ESPECIFICACIONES	
V_{RMS} (antes del transformador)	220V (+10%, -15%) $V_{max}=342V$, $V_{min}=264V$
V_{in} (después del transformador)	$V_{max}=124V$, $V_{min}=96V$
V_o	Entre -150V y 150V
$P_{o,max}$	1.2kW
f_s	26kHz

Tabla 6.1.: Especificaciones.

Vamos a calcular la inductancia de salida, fijando el rizado de corriente por la bobina en un 12% de I_o , es decir $\Delta I= 1A$. Para diseñar la bobina tendremos en cuenta el rizado de corriente de un convertidor BUCK DC-DC

$$L = \frac{V_o \cdot t_{off}}{\Delta I} = \frac{V_o \cdot (1-D)}{f_s \cdot \Delta I} \quad (6.1)$$

Aplicando la función de transferencia DC obtenida en el capítulo anterior se deduce la expresión (6.2):

$$L \geq \frac{V_o^2 \left(1 - \frac{2V_o}{3V_{\max}}\right)}{f_s P_o \frac{\Delta I}{I_{o,\max}}} \cong 1.2mH \quad (6.2)$$

Escogemos $L = 1.2mH$.

El diseño del control de corriente promedio para el caso analógico se basa en el hecho de que el sistema es de primer orden al cerrar el lazo de corriente por lo que la fase es de 90° y siempre es estable. Sin embargo, al existir retraso digital en el lazo de realimentación, la fase cae y no se mantiene en 90° . Debemos fijar por tanto la frecuencia de corte del lazo de corriente de forma que el efecto del retraso de fase no afecte a la estabilidad del sistema.

Según se demostró en el capítulo anterior el retraso debido a un modulador PWM muestreado es proporcional al ciclo de trabajo si es de tipo flanco de bajada. La expresión, teniendo en cuenta la amplitud del diente de sierra, es:

$$\frac{\tilde{s}}{\tilde{d}_d} = \frac{e^{-j2\pi D_d \frac{f}{f_s}}}{V_{DS}} \quad (6.3)$$

donde V_{DS} es la amplitud del diente de sierra y, en nuestro caso, el margen de tensión que es capaz de detectar el convertidor A/D ($V_{DS}=V_{A/D}$).

Se debe tener en cuenta, a su vez, que el retraso se ve aumentado en un ciclo de reloj debido a que el programa del DSP calcula los ciclos de trabajo, pero no los aplica a su salida hasta el siguiente ciclo de reloj. La función de transferencia del modulador será por tanto:

$$\frac{\tilde{s}}{\tilde{d}_d} = \frac{e^{-j2\pi(1+D_d)\frac{f}{f_s}}}{V_{DS}} \quad (6.4)$$

Fig. 6.2 muestra la degradación de fase debida al modulador.

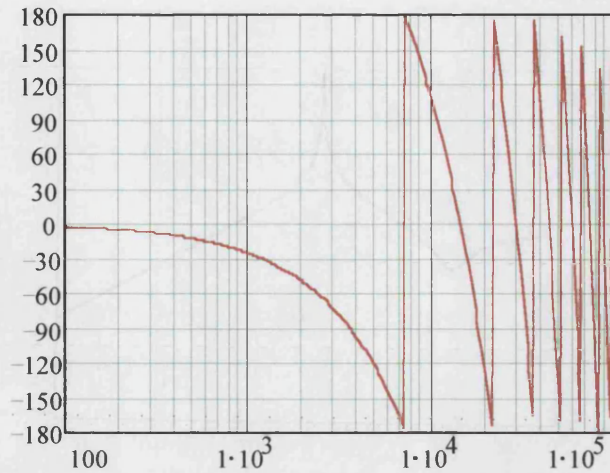


Fig. 6.2.: Degradación de fase debida al modulador (fase en función de la frecuencia)

Dadas las características especiales de la carga (carga R-L), la función de transferencia de la etapa de potencia $P = \frac{\tilde{i}_L}{d}$ (Fig. 6.3.) presenta dos resonancias a las frecuencias:

$$f_{0p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C}} \quad \text{y} \quad (6.5)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C}} \quad (6.6)$$

con factores de calidad:

$$Q = \frac{2\pi L_m f_0}{R_m} \quad \text{y} \quad (6.7)$$

$$Q_p = \frac{2\pi L_m f_{0p}}{R_m} \quad (6.8)$$

donde R_m y L_m son respectivamente la parte resistiva y la parte inductiva de la carga, L y C son la inductancia y el condensador de filtrado y L_{eq} es el paralelo de L_m y L (o sea L pues se cumple que $L_m \gg L$). En este caso particular $R_m=18\Omega$ y $L_m=0.5H$.

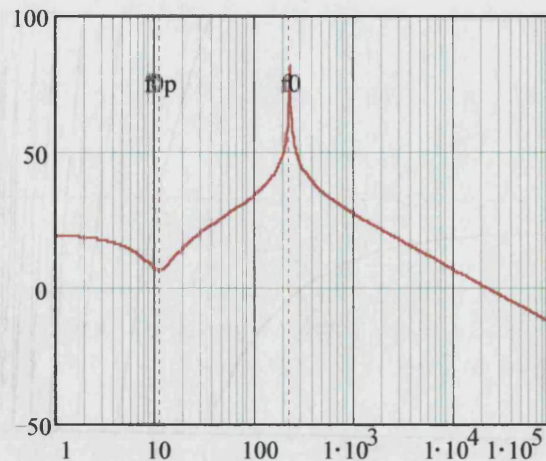


Fig. 6.3: Función de transferencia de la etapa de potencia.

Para poder tener un ancho de banda del lazo de corriente de aproximadamente 1kHz con un margen de fase aceptable, la frecuencia f_0 debe ser escogida bastante por debajo de ese valor. Por otra parte el valor de Q_p debe ser disminuido adecuadamente para evitar varios cruces por cero por la línea de 0dB de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente. Ambos propósitos pueden ser alcanzados aumentando adecuadamente el valor de C . Escogiendo $f_0 = 230\text{Hz}$ obtenemos $C = 400\mu\text{F}$.

6.2.1. Diseño de los elementos semiconductores.

Para el diseño de los interruptores se ha de conocer la máxima tensión que han de bloquear y la máxima corriente que va a pasar por ellos. Cada interruptor está formado por dos interruptores unidireccionales en corriente y bidireccionales en tensión, en antiparalelo. Hay que tener en cuenta que dichos interruptores son mixtos y están compuestos por un diodo en serie con un Mosfet.

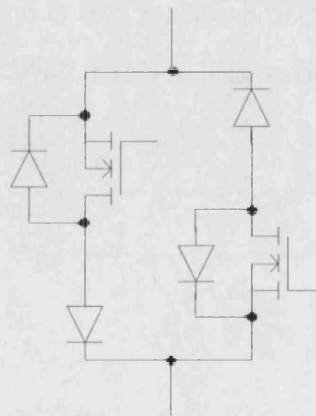


Fig. 6.4: Interruptor utilizado.

La corriente que tiene que soportar es igual a la corriente de carga ya que la corriente de salida circula siempre por una de las ramas del puente.

$$I_{\max} = I_o = 8A \quad (6.9)$$

Por otro lado, la máxima tensión que soportan es igual a la tensión a la salida del transformador de aislamiento con $n=2.75$, que vale:

$$V_{\max} = \sqrt{3} V_{in, \max} = \sqrt{3} \sqrt{2} \frac{V_{RMS \max}}{n} = 215V \quad (6.10)$$

Dependiendo de la polaridad, la tensión la soportarán los diodos o los Mosfets, por lo que ambos tendrán que soportar esta tensión. En esta tensión no están incluidos los picos de tensión que se puedan producir por la conmutación de la corriente de salida máxima, por lo que es muy conveniente utilizar dispositivos de alta tensión de ruptura.

Diodo: RURG3060 de Harris

$$I_F = 30A$$

$$V_R = 600V$$

$$t_{\pi \text{ typ}} = 60ns$$

Mosfet: STY30NA50 de SGS-Thomson

$$I_D = 30A$$

$$V_{DSS} = 500V$$

$$t_r \text{ typ} = 70ns$$

$$t_f \text{ typ} = 30ns$$

$$R_{DS(ON), \text{ typ}} = 0.175\Omega$$

6.3. El control híbrido.

La aplicación del control vectorial implica el uso de control digital por la necesidad de potencia de cálculo. El uso de control digital lleva consigo el retraso que generan los moduladores digitales por el mero hecho de muestrear de forma uniforme.

Por otra parte, la flexibilidad del control digital, implementado por microprocesador (en nuestro caso, mediante DSP) significa que se pueden programar todos los PID. Un inconveniente para realizar esto es que nuestro sistema ha de funcionar en tiempo real, lo que significa que se debe poder responder en el mínimo tiempo posible a las variaciones del sistema. Si el control es muy complejo y todo él está programado en el microprocesador, el programa podría convertirse en muy largo lo cual reduciría el tiempo de respuesta y por tanto la frecuencia de conmutación utilizable. Para poder aumentar el tiempo de respuesta, y por tanto la frecuencia de conmutación, se ha intentado reducir al máximo la carga para el procesador. Una forma de hacerlo ha sido la de aplicar un control de tipo híbrido. En este tipo de control el DSP sólo se ha utilizado como modulador, mientras que los PID se han implementado de forma clásica con operacionales. Un convertidor A/D transforma la señal de salida del operacional a una señal digital y es esta la que se compara de forma digital con un temporizador para obtener y generar el ciclo de trabajo requerido. Mediante esta forma de proceder se ha podido aumentar la velocidad de proceso (hay menos datos a procesar) y así se ha sido capaz de implementar un segundo lazo de control. Se tiene por tanto un lazo de tensión y otro interno de corriente.

El esquema del control se muestra en la Fig. 6.5, donde la señal de sincronismo representa la señal necesaria para sincronizar la rutina con la frecuencia de red.

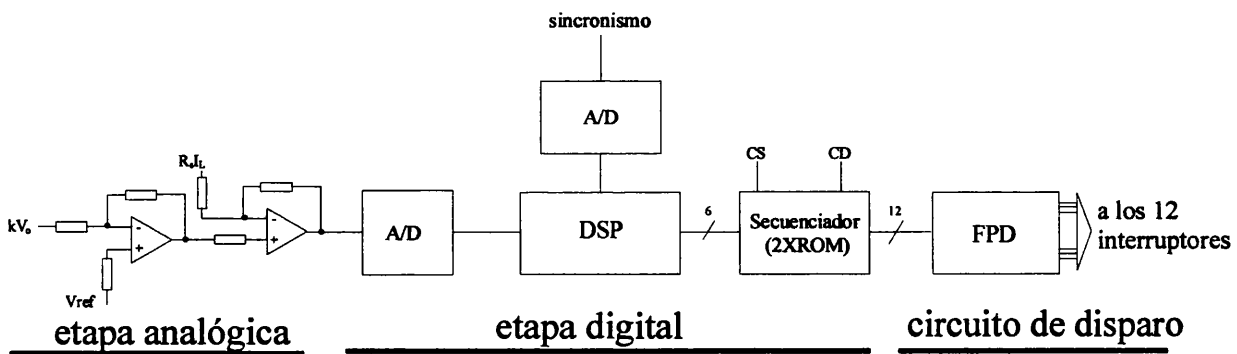


Fig. 6.5: Esquema del control.

6.3.1. Etapa analógica.

Esta etapa corresponde a los amplificadores operacionales que implementan los PID del lazo de realimentación.

Debido a la función de transferencia de la etapa de potencia la compensación adecuada del lazo de corriente debe ser como la indicada en Fig. 6.6:

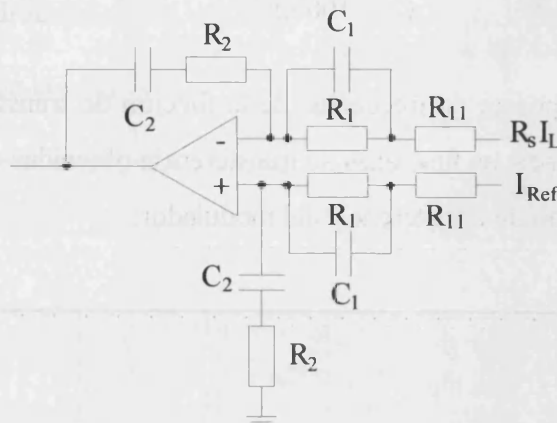


Fig. 6.6.: Compensador escogido para el lazo de corriente

Cuya función de transferencia es:

$$A_C(s) = \frac{(1 + sR_2C_2)(1 + sR_1C_1)}{sC_2(R_1 + R_{11})(1 + sC_1\frac{R_1R_{11}}{R_1 + R_{11}})} \quad (6.11)$$

Esta función de transferencia presenta dos ceros y dos polos a las frecuencias:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (6.12)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (6.13)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi (\frac{R_1 R_{11}}{R_1 + R_{11}}) C_1} \quad (6.14)$$

$$f_{p0} = 0 \quad (6.15)$$

Para conseguir que la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión cruce por la línea de 0dB con una pendiente de 20dB/dec y el mejor margen de fase posible se ha de escoger $f_{z1} = f_{z2} = f_0$ para compensar el efecto de la resonancia y f_{p1} mayor que ambos. Se ha escogido $f_{p1}=1.5f_0$.

Teniendo en cuenta todo ello los valores para la red de compensación son:

$$R_1 = 6.8k\Omega$$

$$R_{11} = 13k\Omega$$

$$R_2 = 6.8 \text{ k}\Omega \quad (6.16)$$

$$C_1 = 100 \text{ nF}$$

$$C_2 = 100 \text{ nF}$$

Si representamos la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente utilizando las funciones de transferencia obtenidas en el capítulo anterior y teniendo en cuenta la función de transferencia del modulador:

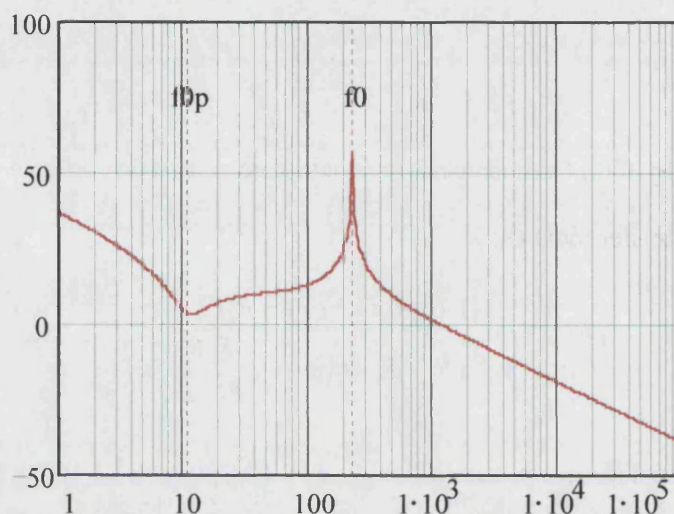


Fig. 6.7.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente del convertidor. Debido a la degradación de fase que se observa en la siguiente figura el ancho de banda del sistema se limita a aproximadamente 1kHz. Ancho de banda = 1kHz.

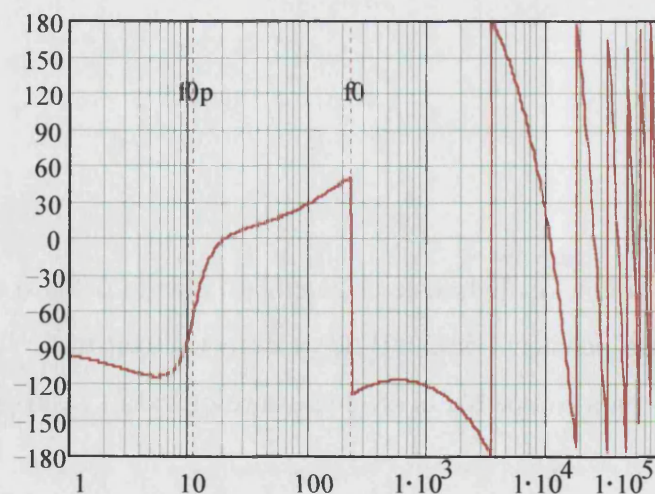


Fig. 6.8.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente del convertidor. Obsérvese la degradación de fase debida al muestreo. Margen de fase $\cong 60^\circ$.

Observamos como la degradación de fase debida al muestreo digital es muy importante (cae de forma exponencial) y nos obliga a cerrar el lazo a aproximadamente 1kHz, reduciendo así el ancho de banda que podríamos obtener caso de utilizar un modulador analógico.

Para el lazo de tensión la compensación utilizada es la siguiente:

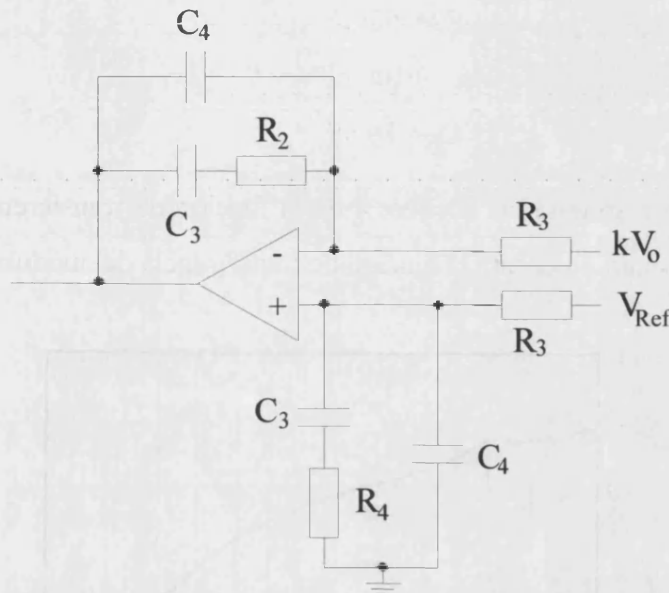


Fig. 6.9.: Compensador escogido para el lazo de tensión.

Cuya función de transferencia es:

$$A_v(s) = \frac{1 + s R_4 C_3}{s R_3 (C_3 + C_4) (1 + s R_4 \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4})} \quad (6.17)$$

Esta función de transferencia presenta dos polos y un cero a las frecuencias:

$$f_{p1} = 0 \quad (6.18)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} \quad (6.19)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_4 \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4}} \quad (6.20)$$

Escogemos f_z una década por debajo de f_0 y $f_{p2} = f_0$. De esa forma conseguimos que el ancho de banda del sistema realimentado sea de aproximadamente 100Hz, una década por

debajo del ancho de banda de la fuente de corriente. Por tanto el lazo de tensión verá que efectivamente controla una fuente de corriente.

Teniendo en cuenta todo ello los valores para la red de compensación son:

$$\begin{aligned} R_3 &= 10\text{k}\Omega \\ R_4 &= 68\text{k}\Omega \\ C_3 &= 100\text{ nF} \\ C_4 &= 10\text{ nF} \end{aligned} \quad (6.21)$$

Si representamos la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión teniendo en cuenta la función de transferencia del modulador:

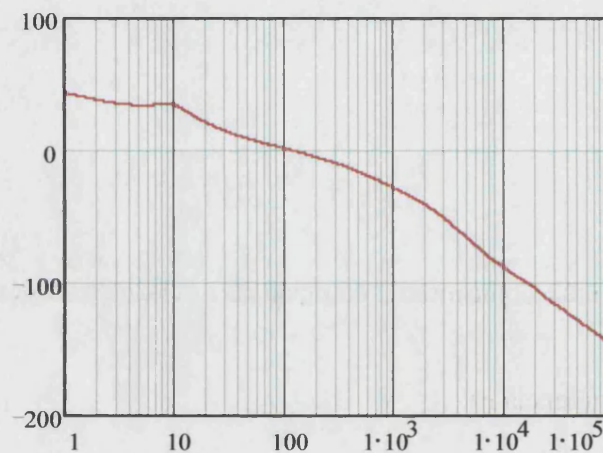


Fig. 6.10.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión del convertidor. Ancho de banda $\cong 100\text{Hz}$.

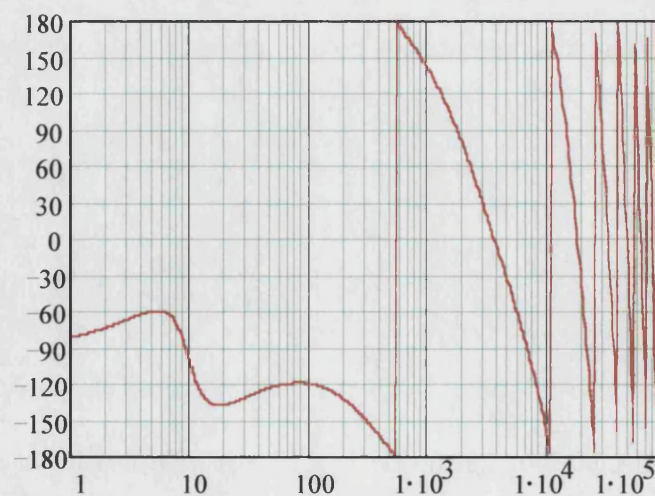


Fig. 6.11.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión del convertidor. Margen de fase $\cong 60^\circ$.

Como se ha comentado previamente se ha añadido un lazo de precisión de corriente que proporciona la referencia al lazo de tensión. El ancho de banda de este lazo externo de corriente debe ser mucho menor que el del lazo de tensión por lo que ha sido escogido de 10Hz.

La compensación escogida para este lazo se muestra en Fig. 6.12.

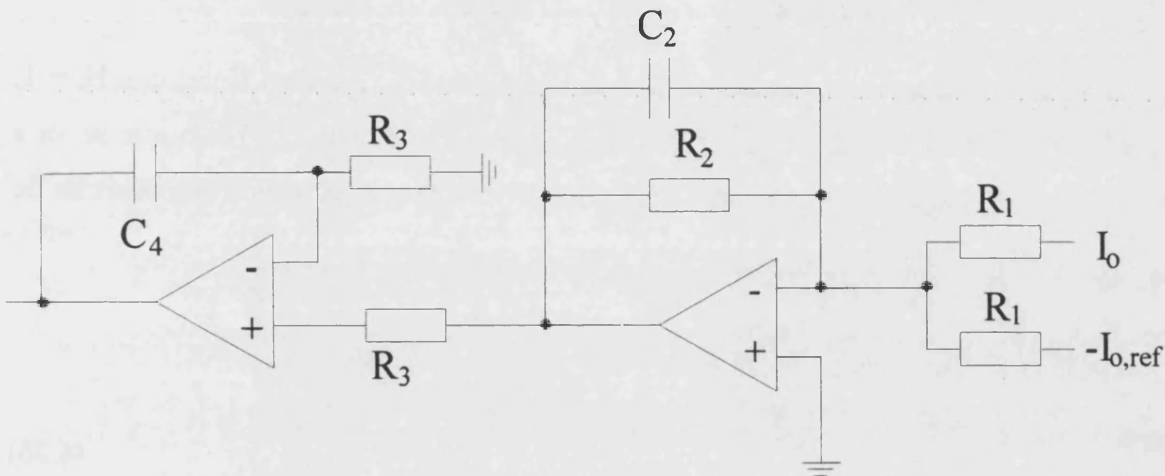


Fig. 6.12.: Compensación escogida para el lazo externo de corriente.

$$A_{c,ext}(s) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C_2} \frac{1 + sR_3C_4}{sR_3C_4} \quad (6.22)$$

Presenta por tanto dos polos y un cero en:

$$f_{pc1} = 0 \quad (6.23)$$

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi R_3 C_4} \quad (6.24)$$

$$f_{pc2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (6.25)$$

El diagrama de bloques de todo el sistema realimentado con este lazo de precisión de corriente puede observarse en Fig. 6.13.

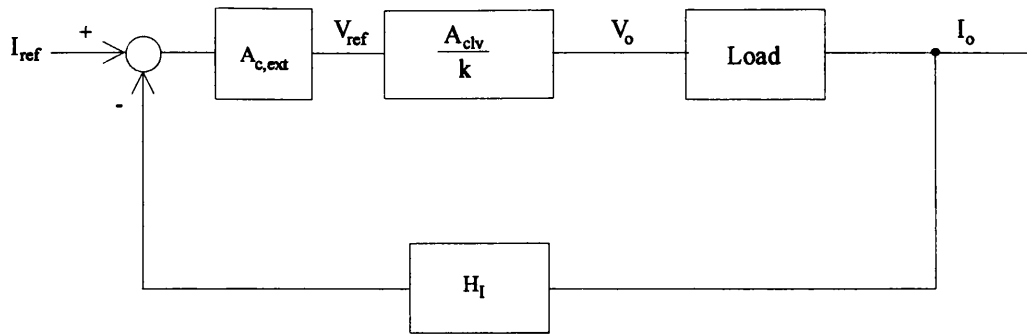


Fig. 6.13.: Diagrama de bloques del sistema completo.

H_I es la ganancia del sensor de corriente utilizado, en nuestro caso un Holec con $H_I = 1$. $A_{clv(s)}$ es la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de tensión. Dado que se va a trabajar con un ancho de banda del lazo externo de corriente mucho menor que el ancho de banda del lazo de tensión podrá suponerse $A_{clv(s)}/k$ constante e igual a $G_v = \frac{1}{k}$.

Por otra parte:

$$Load(s) = \frac{1}{R_m} \frac{1}{1 + \tau_m s} \text{ con } \tau_m = \frac{L_m}{R_m} \tag{6.26}$$

La función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente es: $A_{c,ext}(s) \cdot \frac{A_{clv}(s)}{k} \cdot Load(s) \cdot H_I$. Para obtener un sistema de primer orden el cero del compensador es escogido para compensar el polo de la carga (es decir $R_3 C_4 = \frac{L_m}{R_m}$) y el polo se escoge a alta frecuencia de forma que si llamamos f_{CI} al ancho de banda del lazo externo de corriente se cumple que:

$$\frac{2\pi f_{CI}}{s} = A_{c,ext}(s) \cdot G_v \cdot Load(s) \cdot H_I \tag{6.27}$$

donde f_{CI} es el ancho de banda del lazo de corriente.

Por tanto:

$$A_{c,ext} = K_I \frac{1 + \tau_m s}{s} \tag{6.28}$$

con

$$K_l = \frac{2\pi f_{Cl} R_m}{H_l \cdot G_v} = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_3 C_4} \quad (6.29)$$

Escogiendo $f_{Cl} = 10\text{Hz}$, los valores para la red de compensación son:

$$\begin{aligned} R_1 &= 10\text{k}\Omega \\ R_2 &= 19.63\text{k}\Omega \text{ (10k}\Omega \text{ + POT de 10k}\Omega\text{)} \\ R_3 &= 294.1 \text{ k}\Omega \text{ (150k}\Omega \text{ + POT de 200k}\Omega\text{)} \\ C_4 &= 100 \text{ nF} \\ C_2 &= 1 \text{ nF} \end{aligned} \quad (6.30)$$

Si representamos la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de externo de corriente:

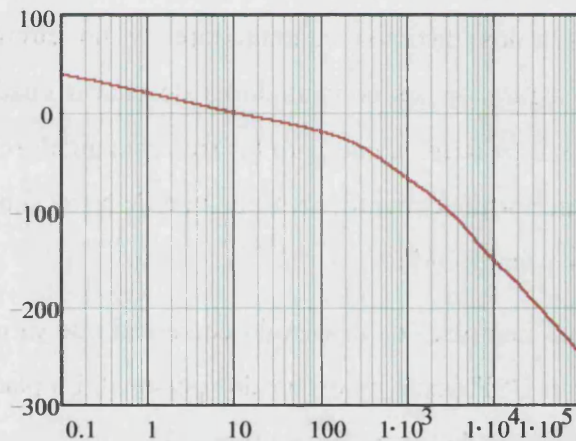


Fig. 6.14.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo externo de corriente del convertidor.

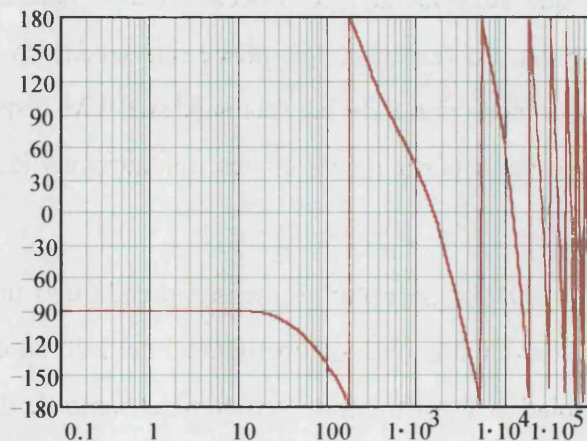


Fig. 6.15.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo externo de corriente del convertidor.

6.3.2. Etapa digital.

La etapa digital es una etapa altamente crítica. Esto es debido a que la velocidad de conmutación máxima que se puede alcanzar depende de la velocidad de proceso del procesador. Debido a que se buscaba una alta velocidad de proceso, se ha utilizado un DSP para controlar el rectificador. A fin de poder maximizar la velocidad de proceso, la corrección del factor de potencia se hace fuera del DSP, con un lazo diferente. Si la corrección del factor de potencia se hace con el DSP la velocidad de proceso no es suficiente para un ciclo de reloj de 25MHz y la frecuencia de conmutación se reduce por debajo de los $f_s = 26\text{kHz}$ que se buscan.

La etapa digital está compuesta por el DSP propiamente dicho con una velocidad de proceso de 25MHz, dos convertidores analógico – digitales, una PAL para obtener las señales digitales correspondientes a los distintos conmutadores y un circuito secuenciador para asegurar la conmutación segura de los conmutadores de cuatro cuadrantes. Dicho circuito secuenciador consta de dos subcircuitos, uno para los tres conmutadores de la parte superior y otro para los de la parte inferior del convertidor. Cada uno de estos subcircuitos consta de dos registros, un decodificador y una ROM.

El DSP está insertado en una placa de desarrollo comercial que ya incluye el DSP y ambos A/D y permite programar el DSP desde un ordenador personal. La placa de desarrollo tiene 4 convertidores analógico-digitales de los cuales se utilizan 3.

El DSP es el TMS320E14. Este procesador es de las primeras familias que comercializó Texas Instrument por lo que su velocidad de proceso es algo baja comparada con las que podemos encontrar hoy en día. Su ventaja es que posee seis salidas PWM, asociadas cada una a un “timer” interno. Utilizamos cuatro de las seis salidas PWM disponibles, las cuales nos darán unas señales compuestas a partir de las cuales obtendremos las señales de disparo de todos los Mosfets.

Los tres convertidores A/D que necesitamos, sensarán cada uno una señal. Por una parte sensamos la tensión de salida del amplificador operacional del lazo de corriente y es el DSP el que hace el papel de modulador. Por otra parte sensamos el signo de dicha tensión de salida a fin de determinar la polaridad de la tensión de salida. El otro convertidor A/D se utiliza para sincronizar la rutina con la tensión de red V_R . El circuito de sincronismo debe conocer la

situación temporal de nuestro vector de referencia. Para ello nos basamos en la tensión de red V_R , que sincroniza nuestra rutina y nos permite leer las funciones coseno que necesitamos de una tabla, para calcular los ciclos de trabajo de forma sincronizada con la tensión V_R . A fin de obtener la información correspondiente a las tensiones de fase normalizadas, se pueden adquirir las tres tensiones de entrada en vez de sincronizar la lectura de una tabla, pero la lectura de una tabla evita cualquier problema de ruido. Las tres señales de tensión, tanto leídas de una tabla como obtenidas independientemente son las que necesitamos conocer en cada instante para determinar el sector temporal en el que está el vector espacial y para calcular los ciclos de trabajo. La existencia de ruido de conmutación en las tensiones de fase puede provocar errores en la determinación del sector. Por ello, es mejor leer de una tabla y simplemente sincronizar esta lectura con el cruce por cero de la tensión de fase R, V_R . La lectura de las funciones coseno normalizadas de una tabla es, además, algo más rápida que la utilización de tres convertidores A/D.

Además de la información correspondiente a las tensiones de fase normalizadas, es decir $\cos(\omega_i t)$, $\cos(\omega_i t - 2\pi/3)$ y $\cos(\omega_i t + 2\pi/3)$, necesaria para la determinación del sector, también se ha de extraer de la tabla la información correspondiente a $\cos(2\omega_i t)$, $\cos(2\omega_i t + 2\pi/3)$, $\cos(4\omega_i t)$ y $\cos(4\omega_i t - 2\pi/3)$, a fin de poder calcular los ciclos de trabajo utilizando las expresiones:

$$\begin{aligned}
 m_{11}(t) &= m \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3} \\
 m_{12}(t) &= m \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3} \\
 m_{31}(t) &= m \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3} \\
 m_{32}(t) &= m \left\{ -\frac{1}{2} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \right\} + \frac{1}{3}
 \end{aligned} \tag{6.31}$$

Es necesario conocer en que sector nos encontramos, donde cada sector se corresponde con cada uno de los intervalos temporales de Fig. 6.16.

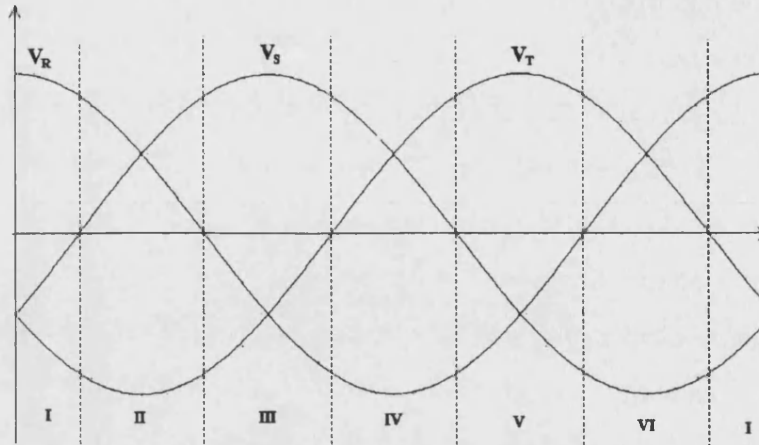


Fig. 6.16: Tensiones de entrada de nuestro convertidor. Subdivisión del periodo de red en 6 sectores de 60°.

Una vez calculado el sector en que se encuentra nuestro vector se utilizan tres bits del puerto de entrada/salida (I/O) para definirlos. Estos tres bits se corresponden en cada instante con el signo de cada una de las tensiones de fase de nuestro sistema. Tabla 6.2 muestra como conociendo el signo de cada una de las tensiones de fase podemos determinar unívocamente en que sector estamos.

	Sector I	Sector II	Sector III	Sector IV	Sector V	Sector VI
signo V_R	+	+	-	-	-	+
signo V_S	-	+	+	+	-	-
signo V_T	-	-	-	+	+	+

Tabla 6.2: Tabla que muestra la asignación de los signos de las tensiones de fase en cada sector de un periodo de red.

Debido a que el DSP sólo es capaz de darnos los ciclos de trabajo de los interruptores comenzando por el estado alto al principio de cada ciclo de reloj, generaremos cuatro señales (A, B, C y D) que contienen toda la información necesaria para determinar los ciclos de trabajo de los interruptores, conociendo el sector donde nos encontramos. En Fig. 6.17 se muestran las señales A, B, C y D que genera el DSP y su relación con los ciclos de trabajo que se buscan.

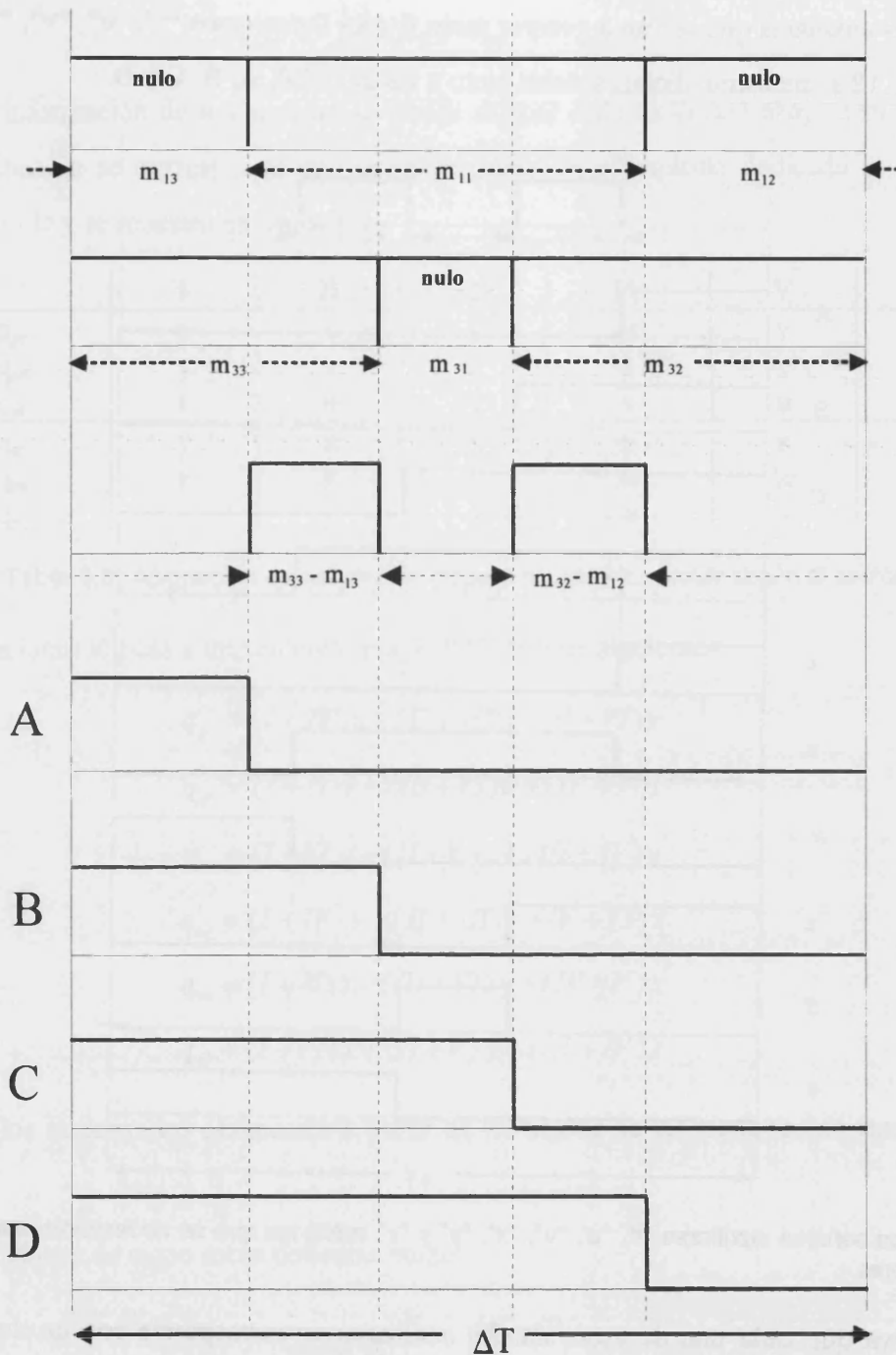


Fig. 6.17: Señales A, B, C y D generadas por el DSP para obtener a partir de ellas las señales de disparo de los Mosfets.

El siguiente paso es calcular unas señales auxiliares, que ya corresponderán con las que necesitamos para disparar los Mosfets y distribuir las adecuadamente a cada Mosfet dependiendo del sector donde se encuentre nuestro vector espacial. Esto se puede realizar con una PAL, que permite implementar funciones lógicas de forma mucho más cómoda que con puertas lógicas.

Las señales auxiliares que se van a generar serán 6 y las llamaremos “t”, “u”, “v”, “x”, “y” y “z”. En Fig. 6.18 se muestran dichas señales junto a las del DSP, A, B, C y D.

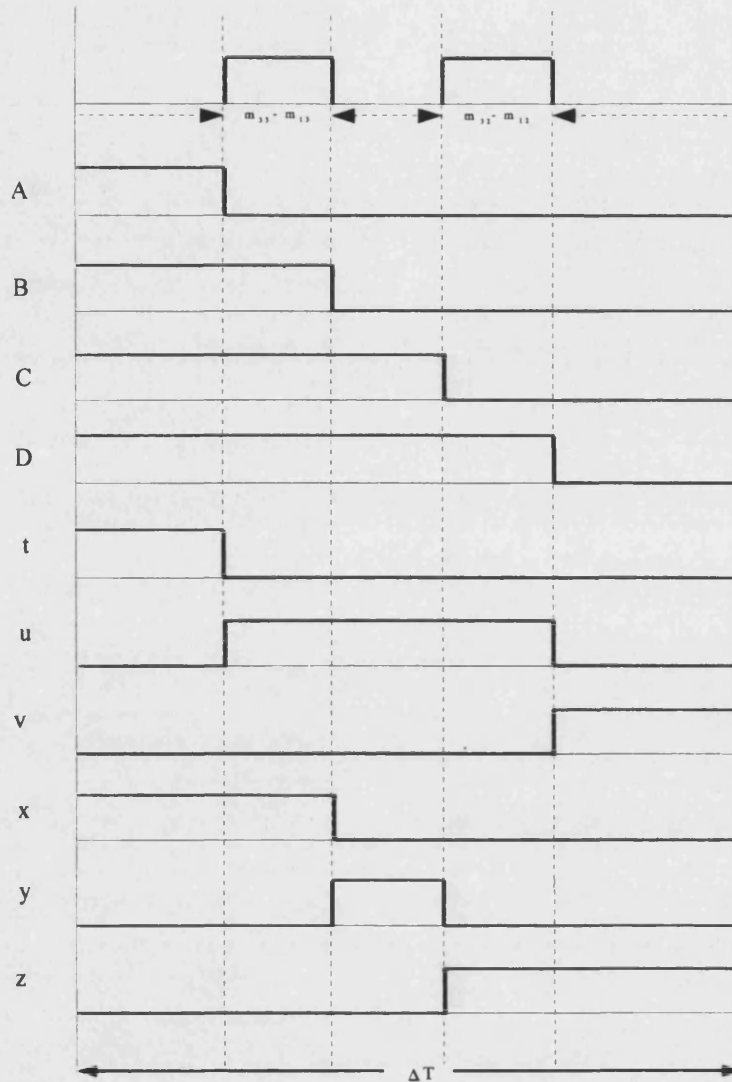


Fig. 6.18: Las señales auxiliares “t”, “u”, “v”, “x”, “y” y “z” serán las que se necesitarán para disparar los interruptores.

Se observa que cada una de estas señales auxiliares se corresponde con un determinado ciclo de trabajo:

$$t \Rightarrow d_{ox} \tag{6.32}$$

$$u \Rightarrow d_{\alpha} + d_{oy} + d_{\beta} \tag{6.33}$$

$$v \Rightarrow d_{oz} \tag{6.34}$$

$$x \Rightarrow d_{\alpha} + d_{ox} \tag{6.35}$$

$$y \Rightarrow d_{oy} \tag{6.36}$$

$$z \Rightarrow d_{\beta} + d_{\alpha z} \quad (6.37)$$

Con la información de los sectores se puede asignar cada ciclo de trabajo a su interruptor. Esta distribución se corresponde con la ya explicada en el capítulo dedicado al convertidor matricial ac-dc y se muestra en Tabla 6.3:

	I	II	III	IV	V	VI
q_{pr}	u	t	t	u	v	v
q_{ps}	v	v	u	t	t	u
q_{pt}	t	u	v	v	u	t
q_{nr}	y	x	x	y	z	z
q_{ns}	z	z	y	x	x	y
q_{nt}	x	y	z	z	y	x

Tabla 6.3: Asignación de señales de disparo a cada interruptor según el sector.

Las funciones lógicas a implementar por la PAL son las siguientes:

$$q_{pr} = (I + IV)u + (II + III)t + (V + VI)v \quad (6.38)$$

$$q_{ps} = (I + II)v + (III + VI)u + (IV + V)t \quad (6.39)$$

$$q_{pt} = (I + VI)t + (II + V)u + (III + IV)v \quad (6.40)$$

$$q_{nr} = (I + IV)y + (II + III)x + (V + VI)z \quad (6.41)$$

$$q_{ns} = (I + II)z + (III + VI)y + (IV + V)x \quad (6.42)$$

$$q_{nt} = (I + VI)x + (II + V)y + (III + IV)z \quad (6.43)$$

donde los sectores los obtenemos a partir de los signos de las tensiones de fase (ver Tabla 6.2).

Las funciones de signo están definidas como:

$$\text{sgn}V_x = \begin{cases} 0, & V_x < 0 \\ 1, & V_x > 0 \end{cases} \quad (6.44)$$

a partir de esta definición,

$$I = \overline{\text{sgn}V_S} \overline{\text{sgn}V_T} \quad (6.45)$$

$$II = \text{sgn}V_R \text{sgn}V_S \quad (6.46)$$

$$III = \overline{\text{sgn}V_R} \overline{\text{sgn}V_T} \quad (6.47)$$

$$IV = \text{sgn}V_S \text{sgn}V_T \quad (6.48)$$

$$V = \overline{\text{sgn} V_R} \overline{\text{sgn} V_S} \quad (6.49)$$

$$VI = \text{sgn} V_R \text{sgn} V_T \quad (6.50)$$

Y las expresiones para “t”, “u”, “v”, “x”, “y” y “z” son:

$$t = A \quad (6.51)$$

$$u = \overline{A} D \quad (6.52)$$

$$v = \overline{D} \quad (6.53)$$

$$x = B \quad (6.54)$$

$$y = \overline{B} C \quad (6.55)$$

$$z = \overline{C} \quad (6.56)$$

A partir de todas estas expresiones obtenemos las señales de disparo de nuestros 6 interruptores de cuatro cuadrantes.

Todas estas funciones lógicas son implementadas con una PAL excepto las de signo que las realiza el DSP. A la PAL le llegan como señales de entrada A, B, C y D y las salidas son q_{ps} , q_{pt} , q_{nr} , q_{ns} y q_{nt} .

6.3.3. Algoritmo de control del DSP.

En este apartado vamos a describir el algoritmo de control de nuestro DSP para que realice la tarea descrita con anterioridad. Nos vamos a centrar en la utilización del DSP como modulador y no en la implementación de los PIDs.

Se trata de una rutina de servicio de interrupción que se llama cuando se activa la interrupción de fin de temporizador. El temporizador fija nuestro periodo de conmutación que se determina al inicializar el DSP. Lógicamente el periodo debe ser mayor o igual que la longitud de la rutina de interrupción, de lo contrario el periodo de muestreo y, por tanto, el que debemos tener en cuenta para el control, será el doble del periodo de conmutación. Ninguna otra interrupción puede parar el programa. De esta manera, el DSP está íntegramente dedicado al control del convertidor. De la estructura del programa se deduce que hay un retraso de un periodo debido a que los nuevos ciclos de trabajo salen por sus salidas PWM una vez acabada la rutina.

El diagrama de flujos de la rutina se presenta en Fig. 6.19.

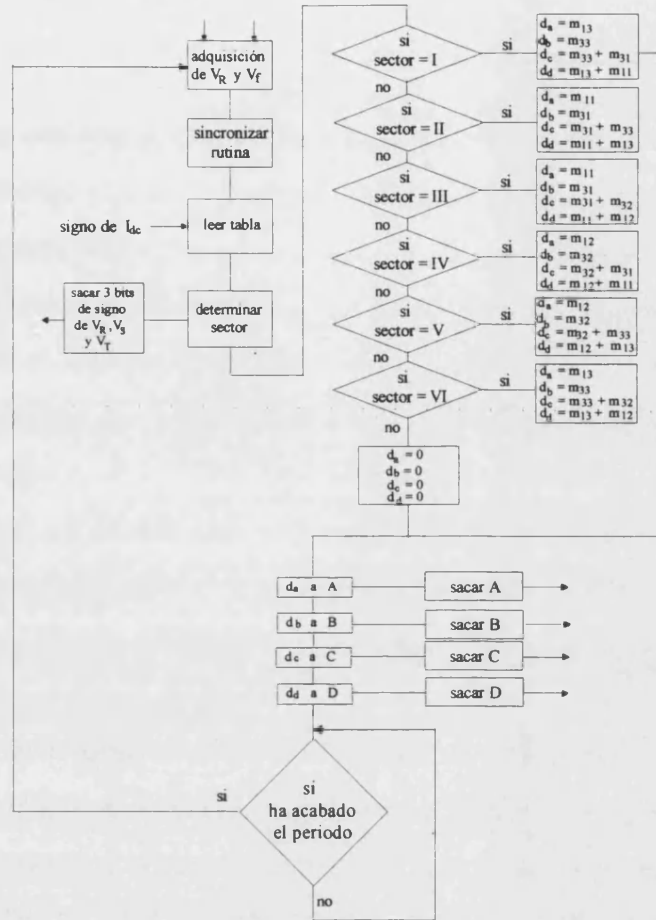


Fig. 6.19: Diagrama de flujo de la rutina de control del DSP. Recordemos que se trata de una rutina de servicio de interrupción. La interrupción se activa cuando llegamos al fin del periodo determinado por el temporizador.

La señal V_R es, en realidad, una onda cuadrada, pasando la tensión de fase por un comparador con histéresis, cuyos cruces por cero se corresponden con los cruces por cero de V_R . La histéresis filtrará el ruido de la tensión de fase y, de esta manera, el cruce por cero será único. Esto es muy importante, ya que nuestra rutina está sincronizada con el cruce por cero de la tensión de fase V_R .

Por otra parte, la señal de entrada V_f es la señal de realimentación correspondiente al término “m” de las expresiones de m_{11} , m_{12} , m_{31} y m_{32} y utilizada para obtener los ciclos de trabajo. Es la que controla la salida (ganancia) del convertidor.

El programa completo puede ser visto en el Anexo 1.



6.3.4. Circuito de disparo.

La última etapa del control es el circuito de disparo. Se ha utilizado uno que se describe con detalle en [6.4] y se publicó en [6.5] y que ha dado unos resultados óptimos. El circuito nos provee de aislamiento galvánico y permite disparar los transistores de puerta aislada como los MOSFET o IGBT con ciclos de trabajo desde el 0% al 100%. El principio de funcionamiento consiste en mandar un tren de pulsos positivos para cargar la capacidad de puerta del transistor a la tensión de 15V y un tren de pulsos negativos para cargarla a la tensión negativa de -15V. Aunque inicialmente fue diseñado para disparar MOSFET, se ha comprobado que su uso puede ser extendido a cualquier tipo de transistor de puerta aislada. La única limitación es la capacidad de puerta del dispositivo que no puede ser mayor de 10nF. Si fuese mayor que ese valor, habría que rediseñarlo para permitir que los pulsos fuesen de más potencia. En nuestro caso y para la capacidad de puerta del MOSFET escogido funciona perfectamente. Otra limitación es la frecuencia máxima de trabajo que no debe ser superior a los 500kHz. Esto para nosotros no supone ninguna limitación ya que la frecuencia es de 26kHz. Por otro lado la frecuencia mínima de uso obligaría a modificar la frecuencia de refresco de los pulsos para una capacidad de puerta grande. Para 26kHz no hay que modificar nada. El esquema electrónico se encuentra en el anexo 3 donde se recogen todos los esquemas eléctricos del rectificador.

6.4. Filtro de entrada.

Para el diseño del filtro de entrada hay que tener en cuenta que nuestro convertidor trabajará siempre en modo rectificador, comportándose como un rectificador tipo Buck con la particularidad de poder trabajar con tensiones de salida positivas o negativas. La tensión de entrada equivalente del rectificador trifásico tipo Buck también podrá ser positiva o negativa.

Se va a realizar el diseño del filtro de entrada considerando el caso de un rectificador trifásico tipo Buck con tensión de salida positiva. Los valores obtenidos con este diseño son válidos también para el caso de tensión de salida negativa en que cambian el signo de la tensión de salida y de la tensión de entrada equivalente.

Para el caso de tensión de salida positiva nuestro convertidor tiene un comportamiento idéntico al de un rectificador tipo Buck como el mostrado en Fig. 6.20:

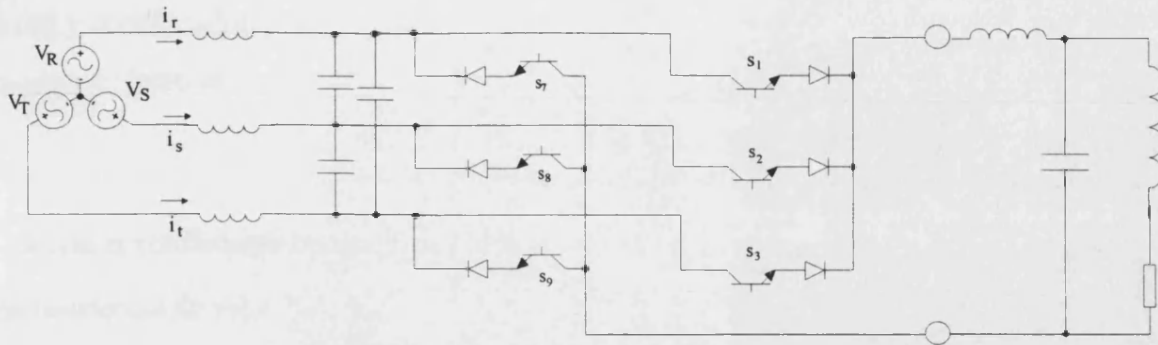


Fig. 6.20: Rectificador trifásico tipo Buck.

Para dicho rectificador tipo Buck es imprescindible el uso de un filtro de entrada debido a que la corriente de entrada es pulsante. Además, debido a que está alimentado por tensión es conveniente colocar condensadores de entrada grandes para que el rectificador vea fuentes de tensión en vez de posibles inductancias parásitas, que al conmutar los interruptores generan sobretensiones. Por la propia estructura del rectificador tipo Buck vamos a analizar el filtro de entrada de forma vectorial para simplificar su estructura.

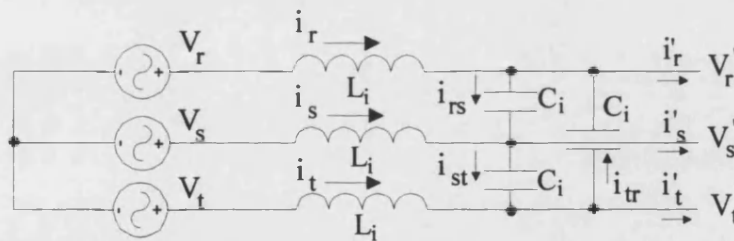


Fig.6.21: Filtro de entrada. Suponemos que todos los inductores son iguales y de valor L_i y todos los condensadores iguales y de valor C_i .

Aplicando las leyes de Kirchof, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V'_r \\ V'_s \\ V'_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ V_t \end{bmatrix} - Z_L \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} \tag{6.57}$$

y

$$\begin{bmatrix} i_{rs} \\ i_{st} \\ i_{tr} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_C} \begin{bmatrix} V'_r \\ V'_s \\ V'_t \end{bmatrix} - \frac{1}{Z_C} \begin{bmatrix} V'_s \\ V'_t \\ V'_r \end{bmatrix} \tag{6.58}$$

Teniendo en cuenta que nuestro sistema es equilibrado, $V'_r + V'_s + V'_t = 0$, y con ayuda de las dos expresiones anteriores llegamos a que:

$$\begin{bmatrix} i_r' \\ i_s' \\ i_t' \end{bmatrix} = -\frac{3}{Z_C} \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ V_t \end{bmatrix} + \left(3 \frac{Z_L}{Z_C} + 1 \right) \begin{bmatrix} i_s \\ i_t \\ i_r \end{bmatrix} \quad (6.59)$$

lo que se traduce en que nuestro filtro de entrada es como se dibuja en Fig. 6.22:

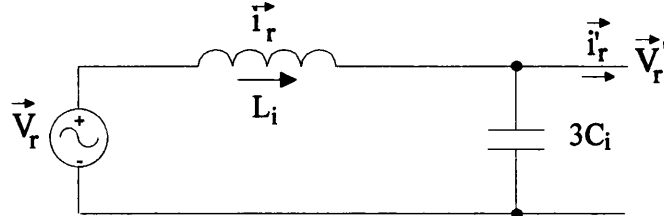


Fig. 6.22: Filtro de entrada en el marco de referencia fijo y para magnitudes vectoriales. Obsérvese que el condensador de entrada se ha triplicado.

Este filtro se ha simplificado y maneja magnitudes vectoriales, pero su estructura es equivalente a la de un filtro de entrada de los utilizados en los convertidores DC-DC clásicos. Para mantener la estabilidad de nuestro rectificador, la impedancia de salida del filtro de entrada debe ser menor que la impedancia de entrada del convertidor.

La condición de estabilidad se traduce en que, en todo el rango de frecuencias, se ha de cumplir la siguiente desigualdad:

$$|Z_s| < |Z_i| \quad (6.60)$$

A efectos de diseñar el filtro de entrada se puede considerar la teoría del diseño del filtro de entrada de un convertidor Buck con “Conductance Control”. Lo diseñaremos por tanto siguiendo [6.6].

Así, para el tipo de filtro elegido, y según [6.6]:

$$|Z_i| = \frac{R_m}{D^2} \quad (6.61)$$

Esta impedancia es la impedancia DC y, por tanto, podemos considerar que también es la que se tiene en el caso de carga R-L. En el diseño propuesto en [6.6], el cual se ha seguido aunque con alguna modificación, se aconseja el tomar unos márgenes para el rizado de corriente y tensión de entrada dados, pero que, en nuestro caso, resultan en unos condensadores de alto valor, hecho que a nivel práctico, es difícil de conseguir para tensiones

de red y condensadores sin polaridad. La impedancia de salida del filtro de entrada con red de amortiguamiento es:

$$|Z_s| = 1.05(2\pi f_0)L_i \quad (6.62)$$

donde la red de amortiguamiento es una asociación en serie de un condensador $C_d = 3C_i$ y una resistencia de valor R_d .

Las ecuaciones de diseño son:

frecuencia de corte del filtro,

$$f_0 = f_s \sqrt{\beta} \quad (6.63)$$

donde el rizado de la corriente de entrada es:

$$\beta = \frac{\Delta i_{pp}}{I_0} \quad (6.64)$$

y, a partir de aquí, la inductancia del filtro vale:

$$L_i = \frac{V_m \delta}{8 f_s \Delta i_{pp}} \quad (6.65)$$

donde δ es el rizado relativo de tensión de entrada:

$$\delta = \frac{\Delta V}{V_m} \quad (6.66)$$

y

$$C_d = 3C_i = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_i} \quad (6.67)$$

$$\frac{R_d}{3} = 0.72 \sqrt{\frac{L_i}{3C_i}} \quad (6.68)$$

Fijadas β y δ , podemos calcular L_i y C_i , y, si el tamaño es físicamente realizable, nos queda por comprobar si se cumple el criterio de estabilidad con (6.60), (6.61) y (6.62). La desigualdad de (6.60) debe cumplirse rigurosamente por lo que se aconseja que haya un buen margen de seguridad. Recordemos, además, que cuanto menor sea el condensador de entrada menor será el desfase que debemos corregir. Aunque es imprescindible que filtremos adecuadamente la

entrada para no inyectar ruido a la red y además para no inyectar ruido en nuestro circuito de control que debe sensar la tensión de fase V_R .

En nuestro caso se va a utilizar un transformador de entrada de 50Hz, para tener aislamiento galvánico, en el calculo de L_i hay que tener en cuenta la inductancia de dispersión en secundario de dicho transformador. El transformador de 50Hz utilizado tenía una inductancia de dispersión en secundario de $L_i=1.2\text{mH}$, de forma que el diseño de nuestro filtro de entrada ya nos obligaba a utilizar esta inductancia como la de filtro. De igual manera para el diseño del condensador nos fijamos una capacidad de valor máximo $4.7\mu\text{F}$. El resultado fue un filtro con:

$$L_i=1.3\text{mH}$$

$$C_i=1.5\mu\text{F}$$

$$C_d=3C_i \cong 4.7\mu\text{F}$$

$$\text{y } R_d=33 \Omega$$

Para el diseño se utilizaron las expresiones antes descritas, siendo los datos utilizados los siguientes:

$$f_s= 26\text{kHz}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_d}} = 2036.1\text{Hz}$$

$$\beta = \left(\frac{f_o}{f_s}\right)^2 = 0.0061327$$

$$\Delta_{ipp} = \beta I_o \cong 50\text{mA}$$

$$\delta = \frac{8 f_s L_i \Delta i}{V_m} = 0.211$$

Para que el sistema sea estable se ha de cumplir la siguiente desigualdad:

$$Z_i = \frac{R_m}{D_d^2} > Z_{s,\text{max}} = 1.05 \cdot 2\pi f_o L_i = 17.46\Omega \quad (6.69)$$

Para una carga de $R_m = 18\Omega$ y $L_m = 500\text{mH}$, podemos obtener el rango de ciclos de trabajo en que el sistema será estable.

$$D_d = m < \sqrt{\frac{R_m}{Z_{s,max}}} = 1.015 \tag{6.70}$$

Luego, el sistema es siempre estable pues vamos a hacer trabajar el sistema con m variando entre 0 y 0.8.

Si no fuese necesario el transformador de aislamiento a la entrada, el inductor de entrada podría ser menor y también podríamos haber reducido la capacidad de entrada, para no tener un desfase tan acusado.

Para atenuar la resonancia del filtro, incluiremos la red R_d-3C_i serie de amortiguamiento que se muestra en Fig. 6.23.

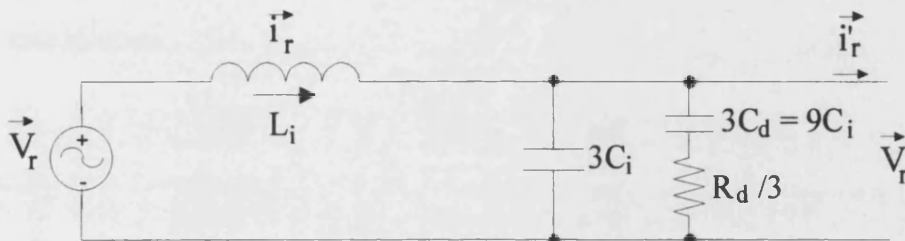


Fig. 6.23: Filtro de entrada en el marco de referencia fijo y para magnitudes vectoriales. Se ha añadido la red de amortiguamiento. El filtro de entrada en el sistema trifásico tendrá como elementos, C_i , $C_d= 3C_i$ y R_d .

6.5. Corrección del factor de potencia.

6.5.1. Limitaciones.

Consideremos nuevamente el rectificador trifásico de Fig. 6.20. Como ya se ha visto, dicho rectificador necesita un filtro a su entrada para filtrar el ruido de conmutación debido a que su corriente de entrada es pulsante. Sabemos que el filtro desfazará la corriente a su entrada degradando el factor de desplazamiento. Además, también sabemos que la corriente a la entrada del rectificador en promedio está en fase con la tensión.

Partiendo del hecho que la corriente en promedio siempre está en fase con la tensión de entrada se puede realizar un circuito que “engaña” a nuestro DSP. El DSP está sincronizado con el cruce por cero de la tensión de red V_R . Si ahora hacemos un circuito que genere un cruce por cero adelantado con el de la tensión de fase V_R , si la corriente está retrasada, entonces la corriente que demande el rectificador estará adelantada con respecto a la tensión. Este adelanto compensará el retraso de la corriente de entrada al filtro del rectificador, que,

por tanto, tendrá un factor de desplazamiento unidad. De la misma manera, si el filtro adelanta la corriente a su entrada, entonces nuestro circuito debe generar un cruce por cero retrasado para retrasar la corriente promedio de entrada al rectificador y así compensar la corriente total de entrada del filtro. De esta manera la corrección del factor de potencia se hace de forma independiente de la rutina del DSP y se corrige con un circuito en lazo cerrado aparte.

Habrán limitaciones de la corrección del factor de desplazamiento que no existen teóricamente si la bobina de salida se supone una fuente de corriente pero que sí existen si la bobina es una bobina real. Esta limitación se traduce en que la potencia suministrada por la fuente, P , debe ser siempre mayor que la potencia a la salida, P_o .

$$P = \frac{P_o}{\eta} \quad (6.71)$$

y además,

$$I_i = m I_{dc} \quad (6.72)$$

donde sabemos que,

$$P = \frac{3}{2} V_i I_i \cos \varphi \quad (6.73)$$

$$P_o = V_{dc} I_{dc}$$

sustituyendo en (6.73) las expresiones que hemos mostrado llegamos a que, el ángulo que podemos desplazar nuestra corriente promedio a la entrada del rectificador, fijada la tensión de entrada (V_i) y el rendimiento (η) puede ser expresada en función de m e I_{dc} como,

$$\varphi = \arccos \left(\frac{V_{dc}}{\frac{3}{2} \eta m V_i} \right) = \arccos \left(\frac{I_{dc} R_m}{\frac{3}{2} \eta m V_i} \right) \quad (6.74)$$

Ahora, la corrección máxima de la que seríamos capaces dependería de la corriente reactiva debida a nuestro filtro de entrada que debemos compensar, ya que la corriente reactiva que es capaz de suministrar nuestro rectificador está limitada, para cada par de valores m - I_{dc} por φ . Se puede observar que, si la corriente de salida varía, entonces también variará el ángulo máximo que somos capaces de desfazar la corriente de entrada de nuestro rectificador.

6.5.2. Implementación de la corrección del factor de potencia.

El diagrama de bloques del circuito utilizado es básicamente un detector de fase que diferencia entre retraso y adelanto, un filtro pasa baja para convertir el desfase en un nivel de tensión, un amplificador operacional con una red de realimentación adecuada que compara el nivel con una referencia que indica el desfase deseado y un modulador PWM que genera la señal cuadrada (cruce por cero) con el desfase opuesto con el desfase que se pretende corregir. Esta señal es la que sincroniza nuestro DSP y, de esta manera, el desfase se corregirá. Al tener un sistema en lazo cerrado, el circuito nos dará una señal desfasada la cantidad apropiada para que la corriente de entrada al filtro tenga el desfase fijado por nuestra referencia. Aunque el principio de funcionamiento es como el de un PLL, se puede implementar de forma discreta para tener más libertad sobre el circuito. El diagrama de bloques se muestra en Fig. 6.24:

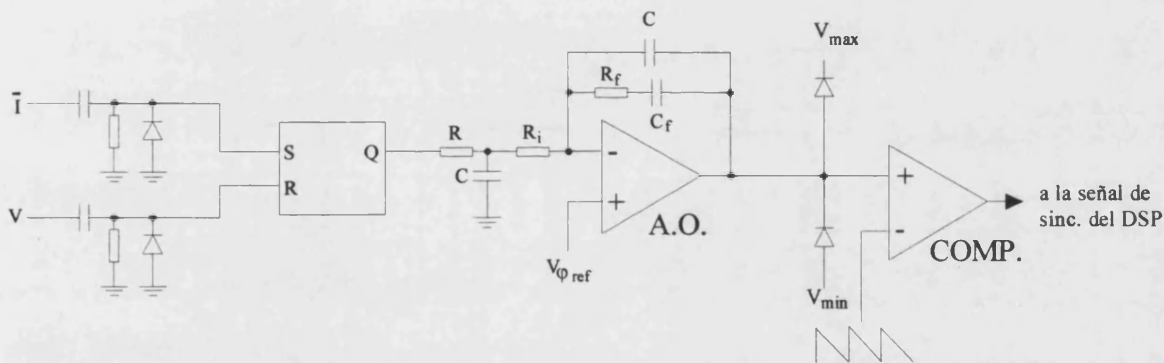


Fig. 6.24: Diagrama de bloques del circuito de corrección del factor de potencia. V_{\max} y V_{\min} son dos tensiones que limitan el desfase máximo que puede aplicar el circuito para corregir el desfase inicial. $V_{\phi_{\text{ref}}}$ es la tensión que indica al circuito cual es el desfase deseado. Generalmente valdrá $V_{\text{cc}}/2$ que equivale a un desfase de 0° .

Las formas de onda se muestran en Fig. 6.25. La señal que sincroniza el DSP es rectangular y lo que se detecta es el cruce por cero, que se corresponde con el flanco de subida. Si necesitáramos una onda cuadrada (lo cual no es nuestro caso), se podría añadir un biestable D a la salida.

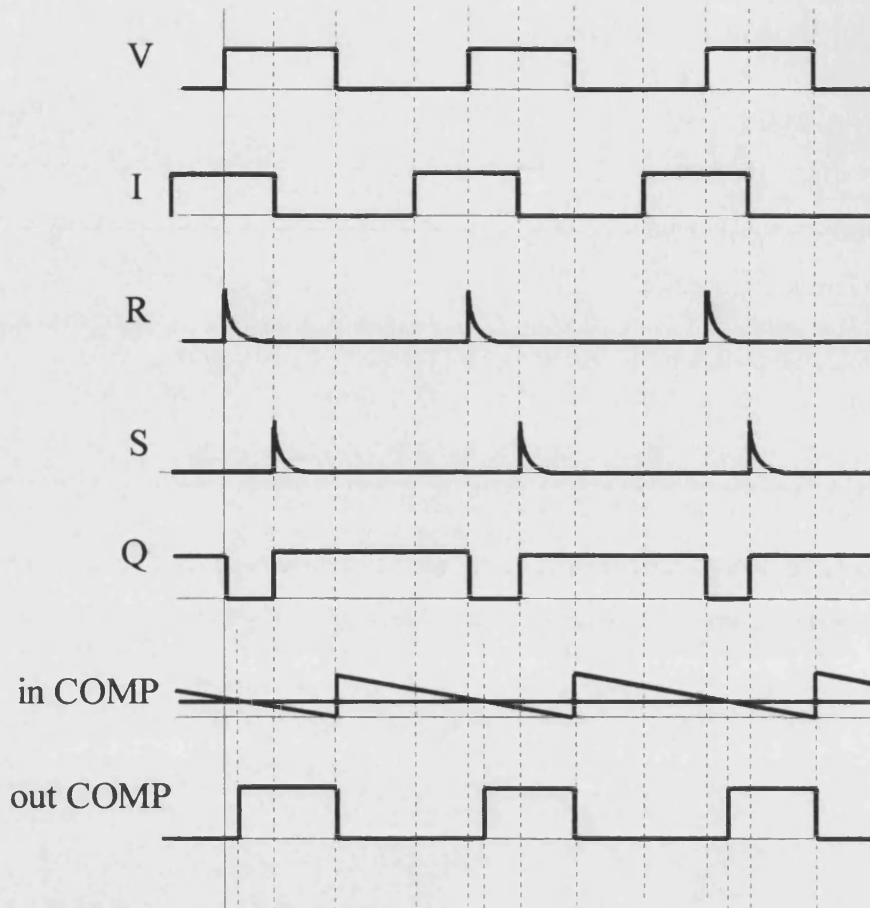


Fig. 6.25: Formas de onda del circuito de sincronismo del rectificador.

Se va a describir a continuación el diseño del lazo de realimentación del circuito. Para simplificar el diseño se va a mostrar primeramente el diagrama de bloques. Después se darán las funciones de transferencia de cada uno de los bloques y gracias a dichas funciones de transferencia se podrá analizar la función de transferencia en lazo abierto y estabilizarla. El diagrama de bloques es mostrado en Fig. 6.26:

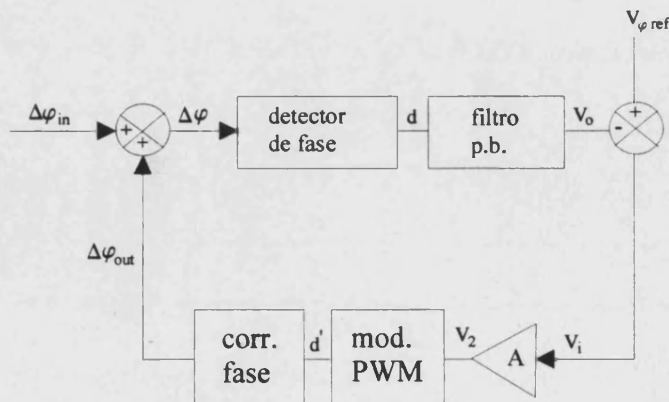


Fig. 6.26: Diagrama de bloques del circuito de sincronización para calcular la función de transferencia. Nos hemos puesto en el caso más sencillo en el que la amplitud de la corriente desfasada por el filtro es igual a la amplitud de la corriente de entrada del rectificador.

Las funciones de transferencia de los distintos bloques son:

detector de fase,

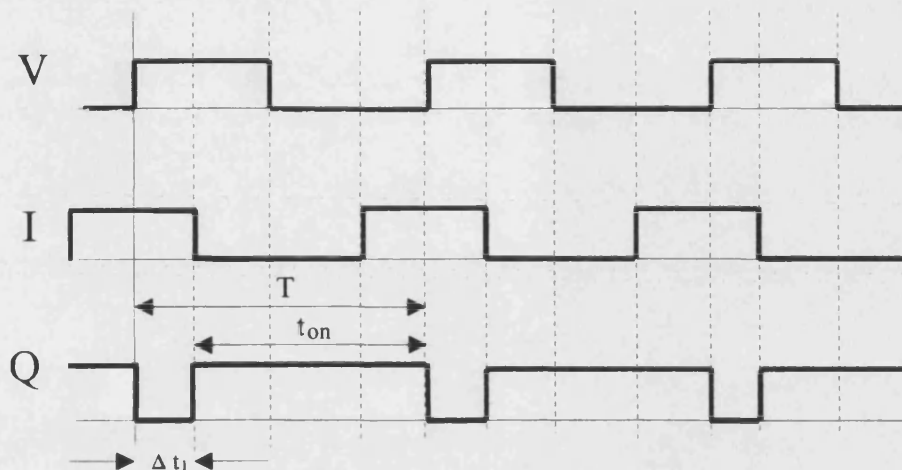


Fig. 6.27.: Detector de fase.

$$d = \frac{t_{on}}{T} = \frac{T - \Delta t_1}{T} = 1 - \frac{\Delta t_1}{T} = 1 - \frac{\Delta \varphi}{\omega T} = 1 - \frac{\Delta \varphi}{360^\circ} \quad (6.75)$$

filtro pasa baja,



Fig. 6.28: Filtro pasa - baja.

$$V_0 = d \frac{V_{DD}}{RCs + 1} \quad (6.76)$$

amplificador,

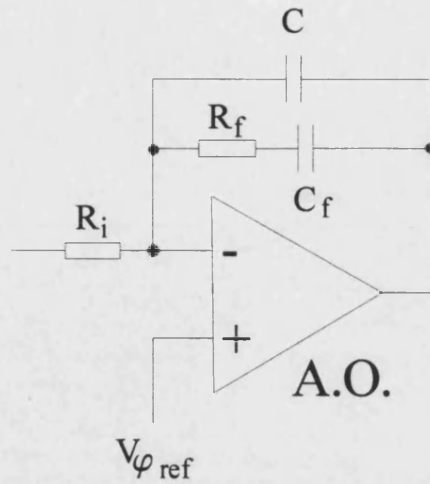


Fig. 6.29: Amplificador.

$$V_2 = V_i \frac{R_f C_f s + 1}{R_i C_f s} + V_{offset} (V_{\phi ref}) \tag{6.77}$$

En la función de transferencia del amplificador no se ha tenido en cuenta C que sólo se ha colocado para recortar el ancho de banda del amplificador y así atenuar la frecuencia de muestreo (50Hz) a la salida del filtro. La señal a la salida del filtro pasa baja no será continua totalmente y tendrá un rizado triangular.

Modulador PWM,

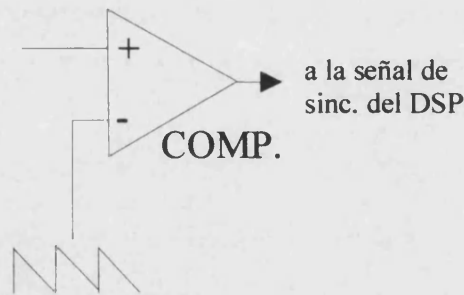


Fig. 6.30: Modulador PWM.

Podemos obtener con facilidad la función de transferencia a partir de Fig. 6.31:

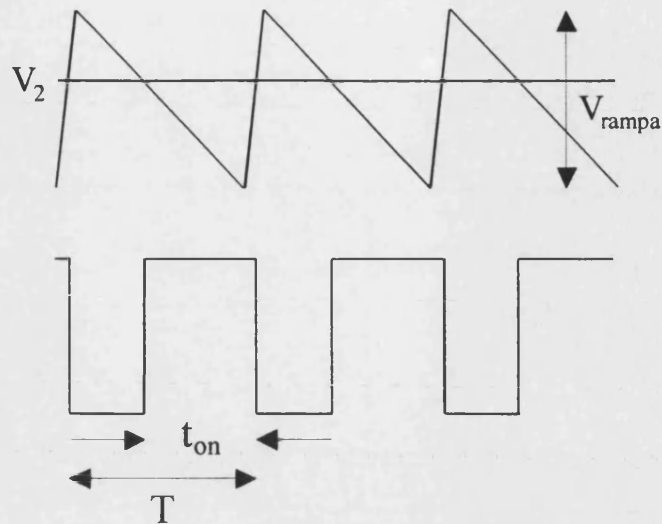


Fig. 6.31: Obtención de la función de transferencia del modulador PWM.

$$d' = \frac{t_{on}}{T} = V_2 \frac{1}{V_{rampa}} \tag{6.78}$$

y corrector de fase,

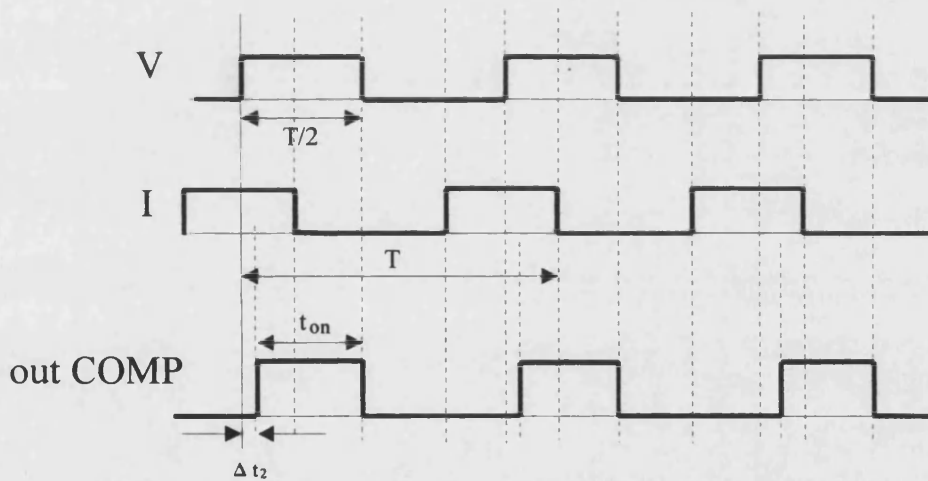


Fig. 6.32: Obtención de la función de transferencia del corrector de fase.

$$d' = \frac{t_{on}}{T} = \frac{\frac{T}{2} - \Delta t_2}{T} = 0.5 - \frac{\Delta t_2}{T} = 0.5 - \frac{\Delta \varphi_{out}}{\omega T} = 0.5 - \frac{\Delta \varphi_{out}}{360^\circ} \tag{6.79}$$

y, en consecuencia:

$$\Delta \varphi_{out} = -360^\circ d' + 180^\circ \tag{6.80}$$

La función de transferencia total será el producto de todos los bloques. Para hacer el análisis de estabilidad se va a realizar el análisis en pequeña señal y, por tanto, perturbaremos

las expresiones anteriores. De esta manera, desaparecen los términos DC. Las funciones de transferencia en pequeña señal quedan entonces como:

detector de fase:

$$\frac{\tilde{d}}{\Delta\tilde{\varphi}} = -\frac{1}{360^\circ} \quad (6.81)$$

filtro pasa baja:

$$\frac{\tilde{V}_o}{\tilde{d}} = \frac{V_{DD}}{RCs+1} \quad (6.82)$$

amplificador:

$$\frac{\tilde{V}_2}{\tilde{V}_i} = \frac{R_f C_f s + 1}{R_i C_f s} \quad (6.83)$$

modulador PWM:

$$\frac{\tilde{d}}{\tilde{V}_2} = \frac{1}{V_{rampa}} \quad (6.84)$$

corrector de fase:

$$\frac{\Delta\tilde{\varphi}_{out}}{\tilde{d}'} = -360^\circ \quad (6.85)$$

y la función de transferencia total vale:

$$A_{i/a} = \frac{V_{DD}}{V_{rampa}} \frac{R_f C_f s + 1}{R_i C_f s} \frac{1}{RCs + 1} \quad (6.86)$$

para simplificar tomamos $R_f = R$ y $C_f = C$, entonces

$$A_{i/a} = \frac{V_{DD}}{V_{rampa}} \frac{1}{R_i C s} \quad (6.87)$$

Esta expresión corresponde a un sistema de primer orden y, por tanto, siempre estable y cuya frecuencia de corte corresponde a:

$$f_c = \frac{V_{DD}}{V_{rampa}} \frac{1}{2\pi R_i C} = \frac{\Delta V}{V_{DD}} \frac{1}{2\pi R_i C} \quad (6.88)$$

Para determinar la frecuencia de corte hay que tener en cuenta que V_{DD} en realidad no es la alimentación del circuito, si no que es la diferencia de las tensiones V_{\min} y V_{\max} ($\Delta V = V_{\max} - V_{\min}$) que limitan la salida del operacional y que la amplitud de la rampa es V_{DD} . Además, el sistema sólo es estable si el rizado de la tensión a compara con el diente de sierra tiene una pendiente menor que la del diente de sierra. Esto es debido a que el filtro pasa baja no es ideal y a su salida tiene una componente de continua con un rizado triangular. Esta tensión triangular pasa, a continuación, por el amplificador, que amplifica dicho rizado. El rizado a la salida del filtro pasa baja se puede demostrar que vale:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{V_{DD}}{2RC} \quad (6.89)$$

y el rizado de la rampa, donde f es la frecuencia de red, que coincide con la frecuencia de la rampa:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = 2V_{DD} f \quad (6.90)$$

Teniendo en cuenta la ganancia proporcional del amplificador (R/R_i), y que además queremos que la pendiente esté dentro de los márgenes definidos por V_{\min} y V_{\max} , por tanto la expresión (6.90) se convierte en $2 \Delta V f$, para que el sistema no pierda la linealidad. La comparación entre pendientes se traduce en,

$$\frac{\Delta V}{V_{DD}} \frac{1}{2\pi R_i C} < \frac{2}{\pi} \left(\frac{\Delta V}{V_{DD}} \right)^2 f < \frac{2}{\pi} f \quad (6.91)$$

que queda, teniendo en cuenta (6.88) como:

$$f_c < \frac{2}{\pi} \left(\frac{\Delta V}{V_{DD}} \right)^2 f < \frac{2}{\pi} f \quad (6.92)$$

Conociendo cuales son los desfases máximos que se pueden exigir al rectificador se pueden determinar V_{\max} y V_{\min} . La siguiente expresión nos da la relación entre la tensión que se compara con la rampa y el desfase que obtendremos en nuestro rectificador y se obtiene a partir de (6.78) y (6.80).

$$V_2 = V_{DD} \frac{180^\circ - \Delta\phi_{out}}{360^\circ} \quad (6.93)$$

Si, por ejemplo el desfase máximo que le queremos pedir a nuestro rectificador es 30° de retraso y 0° de adelanto (el filtro provoca un adelanto siempre que $1/C\omega > L\omega$, por lo que no será necesario corregir adelantos en nuestro caso), entonces eso resulta ($V_{DD} = 15V$) $V_{max} = 8.75V$ y $V_{min} = 7.5V$. Utilizando ahora la expresión (6.92) obtenemos $f_c < 0.9Hz$. Observamos que la frecuencia de corte es muy baja, pero tampoco necesitamos una corrección rápida del factor de desplazamiento. El sistema se ajustará para obtener un factor de desplazamiento lo más cercano a la unidad que le sea posible. Dependiendo de la ganancia del convertidor y de la corriente reactiva del filtro, el sistema no siempre es capaz de obtener un factor de desplazamiento unidad, es decir tenemos que tener en cuenta las amplitudes de las corrientes que estamos sumando.

Veamos las limitaciones de la corrección del factor de desplazamiento. Supondremos que la inductancia de entrada del sistema es tan pequeña que el desplazamiento lo produce sólo la capacidad del filtro LC. Dicho de forma más exacta ($f=50Hz$),

$$f > \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow \text{retraso} \tag{6.94}$$

$$f < \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow \text{adelanto} \tag{6.95}$$

Como la frecuencia de corte de nuestro filtro es del orden de $f_0 = 918.88Hz$ y $f=50Hz$ estamos claramente en el caso de un adelanto de la corriente con respecto a la tensión, es decir, un comportamiento capacitivo.

La corriente de entrada al filtro se puede calcular utilizando Fig. 6.33, en la cual se representa el filtro de entrada de forma simplificada. Aunque las corrientes son magnitudes de entrada vectoriales sólo se va a tener en cuenta una de las fases, ya que siendo el sistema equilibrado las demás fases se comportarán igual.

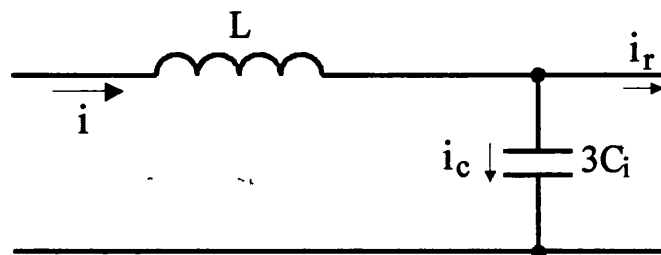


Fig. 6.33: Filtro de entrada del rectificador. Se vio en el apartado correspondiente al filtro de entrada como se puede modelar con un filtro de entrada monofásico con magnitudes vectoriales.

$$i = i_c + i_r \quad (6.96)$$

donde

$$i = I_m \cos(\omega t + \psi) \quad (6.97)$$

$$i_r = I_o \cos(\omega t - \varphi) \quad (6.98)$$

$$i_c = V_i \frac{3C_i \omega}{1 - 3LC_i \omega^2} \cos(\omega t + 90^\circ) \quad (6.99)$$

De aquí, la corriente total de entrada, que es la suma de ambas, tiene una amplitud y un desfase igual a,

$$I_m = \sqrt{V_i^2 \left(\frac{3C_i \omega}{1 - 3LC_i \omega^2} \right)^2 + g^2 I_o^2 - 2gI_o V_i \frac{3C_i \omega}{1 - 3LC_i \omega^2} \sin \varphi} \quad (6.100)$$

$$\psi = \arctan \left(\frac{V_i \frac{3C_i \omega}{1 - 3LC_i \omega^2} - gI_o \sin \varphi}{gI_o \cos \varphi} \right) \quad (6.101)$$

Donde $g = \sqrt{D_d^2 + D_q^2}$ es el índice de modulación efectivo teniendo también en cuenta la componente reactiva D_q para considerar el desfase entre la tensión y la corriente de entrada [6.7] Para que la corrección del factor de potencia sea total $\psi = 0$, lo que significa que, después de operar y tener en cuenta que $\tan \varphi = D_q / D_d$ y que $V_q = 0$, la expresión (6.101) se convierte en:

$$\tan \varphi = \frac{3 V_i^2}{2 R_m I_o^2} \frac{3C_i \omega}{1 - 3LC_i \omega^2} \quad (6.102)$$

Representando φ frente a I_o podemos ver a partir de qué carga la corrección será completa.

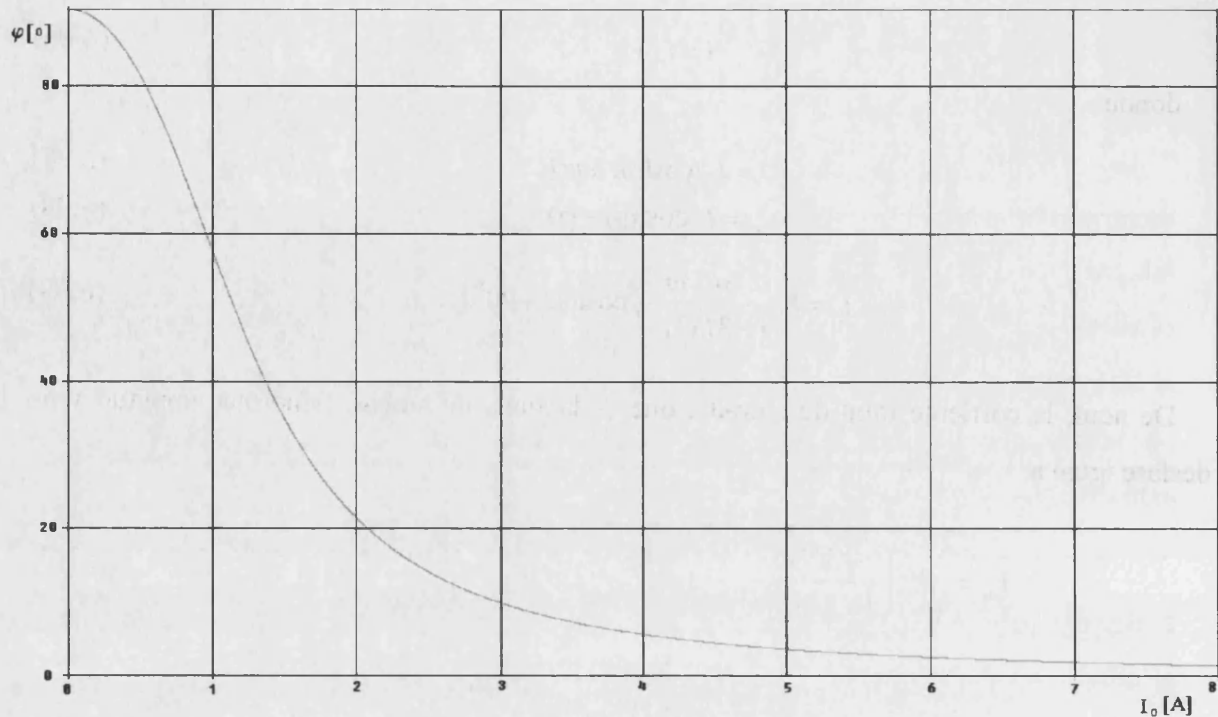


Fig. 6.34: Desfase que se tiene que aplicar al rectificador con $\eta=0.75$, $V_{i,RMS}=80V$, para que corrija el desfase producido por el filtro de entrada, en función de la carga del convertidor.

Si limitamos el desfase de nuestro convertidor a 30° , corregiremos completamente el factor de desplazamiento de entrada a partir de $I_o \cong 1.7A$. La Fig. 6.34 se corresponde con el caso real y, por tanto, con un rendimiento menor de la unidad. Conforme aumente el rendimiento o la resistencia de salida, el desfase que podremos corregir será menor para un mismo filtro de entrada. Aunque en principio pueda parecer que podemos corregir cualquier desfase hasta su valor máximo, debemos ser muy cuidadosos, debido a los transitorios y al arranque. Hay que evitar de cualquier forma el que en algún instante la bobina de salida se quede sin poder circular su corriente.

Para el diseño fijaremos por tanto $f_c=0.9Hz$ que es el valor extremo que hemos calculado antes y la frecuencia de corte del filtro pasa baja en $f_{c_f.p.b.}= 2.5Hz$. A partir de estos datos fijamos $C=2\mu F$ y $\Delta V= 1.5V$ (que se corresponde con una corrección de 36°), obtenemos, teniendo en cuenta que $V_{DD}=15V$:

$$R_i \cong 9k\Omega \quad (6.103)$$

$$R = 33k\Omega \quad (6.104)$$

Si quisiéramos aumentar el margen de corrección del desfase variaríamos ΔV y esto además aumentaría nuestra frecuencia de corte sin alcanzar inestabilidades por que no habríamos modificado las pendientes ni de la rampa ni de la señal filtrada.

6.6. Conclusión

El diseño nos ha permitido utilizar bastantes de las expresiones ya conocidas para el convertidor DC-DC de tipo Buck, aunque se han tenido que tener en cuenta algunas modificaciones importantes para considerar el caso particular que significa estar diseñando un rectificador trifásico y el estar trabajando con carga inductiva. El paralelismo existente nos ha permitido aplicarle el control de corriente promedio confiriendo una mayor estabilidad y un funcionamiento más robusto debido al lazo de corriente.

La utilización del control híbrido permite alcanzar frecuencias de conmutación mayores, aunque el retraso debido al uso de control digital reduce el ancho de banda. Aunque, en la actualidad, la complicación del control vectorial impide el uso de electrónica analógica si que sería deseable avanzar en ese sentido, para poder desprenderse de las limitaciones propias del control digital a alta frecuencia.

6.7. Bibliografía.

- [6.1] S. Hiti, V.¹ Vlatkovic, D. Borojevic, F.C. Lee, "A New Control Algorithm for Three-Phase PWM buck Rectifier with Input Displacement Factor Compensation", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 9, n^o, March 1994, pp. 173-180.
- [6.2] X. Wang, B. Ooi, "Real-Time Multi-DSP Control of Three Phase Current-Source Unity Power Factor PWM Rectifier", Proc. of IEEE PESC, 1992, pp. 1376-1383.
- [6.3] D. O'Sullivan, H. Spruijt, A. Crausaz, "Pulse-Width-Modulation Conductance Control" ESA Journal 1989, vol. 13, pp. 33-46.
- [6.4] E. Sanchis Kilders, Investigations in Space Power Electronics: Auxiliary Circuits, The Meteosat SIC Converter and Low Power Topologies:, Final Report, Power Conditioning Section, European Space Agency, publ. N^o ESA-X1143, August 1994, pp. 9-49.

- [6.5] A. Crausaz, E. Sanchis, E. Gasquet, “Power MOSFET: ESA Driving License”, Proc. of the 4th European Space Power Conference 1995, vol. 1, pp. 227-233.
- [6.6] P.Perol, A. Crausaz, “Input Filter Design Made Easy with Averaged Current Conductance Control”, Proc. of European Space Power Conference, 1991, pp. 33-38.
- [6.7] E. Sanchis Kilders, “Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia”, Tesis Doctoral, Universitat de València, Junio 1997.

7. Resultados experimentales.

7.1. Introducción.

A fin de corroborar los resultados teóricos que se han obtenido se van a presentar diferentes parámetros del prototipo que han sido medidos. Primeramente se va a medir el rendimiento a fin de conocer el consumo de potencia del rectificador. Al tratarse de un circuito procesador de energía lo deseable sería que su consumo propio fuese mínimo.

Comprobaremos como el contenido armónico es reducido a alta frecuencia (es decir, a la frecuencia de conmutación).

Se ha calculado previamente cual es la limitación de la corrección del factor de desplazamiento, la cual está en función de la corriente reactiva que absorba el filtro de entrada y la corriente activa que absorba el rectificador. Las medidas demostrarán lo calculado.

Por último se verá que la respuesta en frecuencia concuerda perfectamente con lo predicho por la teoría, por lo que el modelado es correcto. El modelo se puede reducir al modelo del convertidor DC-DC con control de corriente promedio o “conductance control”, ya conocido, con las peculiaridades debido a estar conectado a la red trifásica y las características de la carga.

Se ha de tener en cuenta que todas estas medidas se han obtenido para una carga inductiva de $R_m = 18\Omega$ en serie con $L_m = 0.5H$, con la complejidad añadida que supone el manejo de una carga inductiva.

7.2. Medidas del rendimiento

El rendimiento nos va a indicar la buena utilización de la energía que hace el rectificador. Para evaluarlo de forma teórica, se van a considerar primeramente las pérdidas. Se va a distinguir entre las pérdidas de conducción y las pérdidas de conmutación. Mientras que las pérdidas de conducción son propias de los interruptores utilizados, las de conmutación son debidas al proceso de conmutación en si.

Para evaluar las pérdidas de conducción se he de tener en cuenta la caída de tensión en los interruptores. Recordemos que se tiene un interruptor de cuatro cuadrantes formado por dos diodos y dos Mosfets.

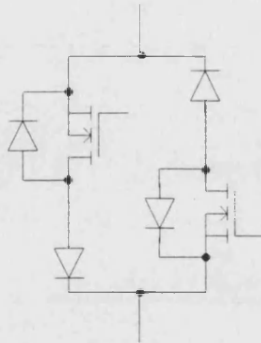


Fig.7.1: Interruptor utilizado.

Según los datos del fabricante, la caída de tensión en el diodo RURG3060 es de $V_{FM}=1.3V$. Para el Mosfet STY30NA50 se tiene que $R_{DS(ON)}=0.175\Omega$. La corriente, sin tener en cuenta las transiciones para la conmutación segura de los conmutadores de cuatro cuadrantes sino sólo el caso estacionario, circulará por dos de estos interruptores de dos cuadrantes, Mosfet en serie con un diodo:

$$P_{cond_D} = I_F \cdot V_{FM} = \begin{cases} 10.4W, I_o = 8A \\ 5.2W, I_o = 4A \end{cases} \quad (7.1)$$

$$P_{cond_Mosfet} = I_D \cdot R_{DS(ON)} = \begin{cases} 1.4W, I_o = 8A \\ 0.7W, I_o = 4A \end{cases} \quad (7.2)$$

Las pérdidas de conducción totales en los interruptores son, entonces:

$$P_{cond} = 2 \cdot (P_{cond_D} + P_{cond_Mosfet}) = \begin{cases} 23.6W, I_o = 8A \\ 11.8W, I_o = 4A \end{cases} \quad (7.3)$$

Si no se tienen en cuenta otras pérdidas, el rendimiento total vale,

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{cond}} = \begin{cases} \frac{150V \cdot 8A}{150V \cdot 8A + 23.6W} = 98\%, & I_o = 8A \\ \frac{75V \cdot 4A}{75V \cdot 4A + 11.8W} = 96.21\%, & I_o = 4A \end{cases} \quad (7.4)$$

Si a esto añadimos la estimación de pérdidas totales de conducción, se obtiene el desglose que se muestra en la siguiente tabla.

Pérdidas	$I_o = \pm 4A, V_o = \pm 75V$	$I_o = \pm 8A, V_o = \pm 150V$
P_{Mofet}	4 x 0.35W	4 x 0.7W
P_D	4 x 2.6W	4 x 5.2W
$P_L (75m\Omega)$	1.2W	4.8W
$P_{filtro \text{ en modo común } (20m\Omega)}$	0.32W	1.28W
$P_{filtro \text{ de entrada}}$	30W	30W
P_{total}	43.32W	59.68W
η	93.27%	95.26%

Tabla 7.1.: Cálculo del rendimiento estimado del rectificador teniendo en cuenta sólo las pérdidas de conducción.

En cuanto a las pérdidas en conmutación hay que tener en cuenta que la transición de un estado estacionario a otro se produce siguiendo una serie de cuatro etapas. Supongamos el caso de una corriente por la bobina de salida positiva y que el modulador requiere una transferencia de corriente desde un conmutador de cuatro cuadrantes A hasta otro que llamaremos B. Las transiciones que se producen en la primera y cuarta etapa son a cero de tensión y de corriente pues se pone a ON o a OFF un conmutador de dos cuadrantes cuando el conmutador de dos cuadrantes en antiparalelo está a ON y conduciendo toda la corriente de salida. En la segunda y tercera etapa se produce la transferencia de corriente del conmutador A al B. En la segunda etapa se pone a ON la mitad positiva del conmutador B. Toda la corriente estaba circulando por la mitad positiva de A por lo que la conmutación es a cero de corriente. Es entonces cuando empieza la transferencia de corriente. En la tercera etapa la mitad positiva del conmutador A pasa a OFF. Las pérdidas en esta transición serán tanto menores cuanto más avanzada esté la transferencia de corriente del conmutador A al B, lo cual depende de la relación entre las tensiones de entrada en el instante de la conmutación.

En resumidas cuentas, de las cuatro conmutaciones únicamente una puede presentar pérdidas apreciables dependiendo del instante en que se produzca la conmutación.

En el peor de los casos, el conmutador correspondiente a la parte positiva de A se pondría a OFF conduciendo toda la corriente (transferencia de corriente apenas empezada).

$$P_{OFF} \cong \frac{V_{DS} \cdot I_D}{2} \cdot t_f \cdot f_s = \frac{150 \cdot 8}{2} \cdot 30ns \cdot 26kHz = 0.468W \quad (7.5)$$

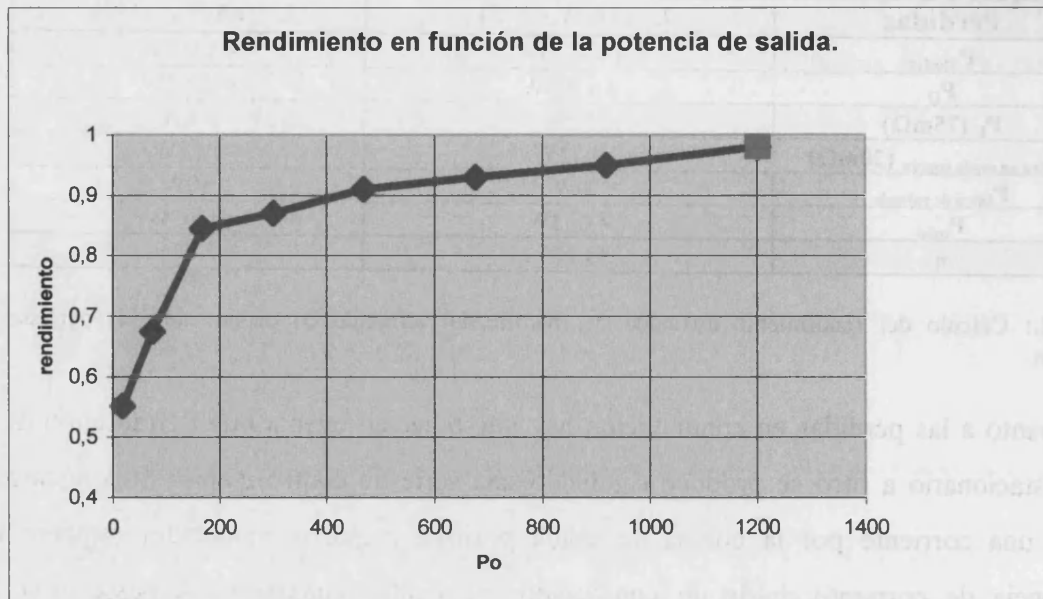


Fig. 7.2.: Rendimiento medido del rectificador.

7.3. Medidas del factor de potencia

El factor de potencia está compuesto de dos factores, el factor de desplazamiento y el factor de distorsión armónica. Al ser el sistema un rectificador tipo Buck, la corriente de entrada es pulsante, por lo que se necesita un filtro de entrada. Dicho filtro de entrada degrada el factor de desplazamiento, degradación que se debe corregir. El control vectorial permite corregir el factor de desplazamiento. En este caso, la corrección se ha realizado con un circuito PLL discreto.

Por otra parte, el factor de distorsión armónica debe ser muy cercano a la unidad, ya que el contenido armónico se reduce a alta frecuencia, es decir a frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación. El filtro de entrada además reduce el contenido armónico a un mínimo por lo que se cumple la normativa vigente como se verá más adelante. Aún así se debe tener en cuenta que aunque la normativa explicada sólo hace referencia a los primeros 40 armónicos y, por tanto, hasta una frecuencia de 2kHz, existen otras normativas que hacen referencia a las emisiones en el espectro radioeléctrico y que también limitan estas emisiones. En consecuencia, el filtro de entrada es absolutamente necesario.

7.3.1. Factor de desplazamiento

Para la medida del factor de desplazamiento, se debe tener en cuenta que la capacidad de corrección está limitada, debido a que dependiendo de la potencia activa que necesitemos a la salida, la potencia aparente que podemos pedir a la entrada del rectificador tiene un valor máximo no superable. Si esta potencia aparente máxima, que corresponde a una potencia reactiva determinada no es suficiente para contrarrestar la potencia reactiva que consume el filtro de entrada, entonces la corrección del factor de desplazamiento no será completa. Esto se observa claramente en Fig. 7.3 que muestra el factor de potencia con el circuito de corrección. Se observa que para bajas potencias el circuito de corrección del factor de desplazamiento no hace nada ya que la potencia activa que consume el rectificador es muy baja comparada con la potencia reactiva que consumen los condensadores de entrada.

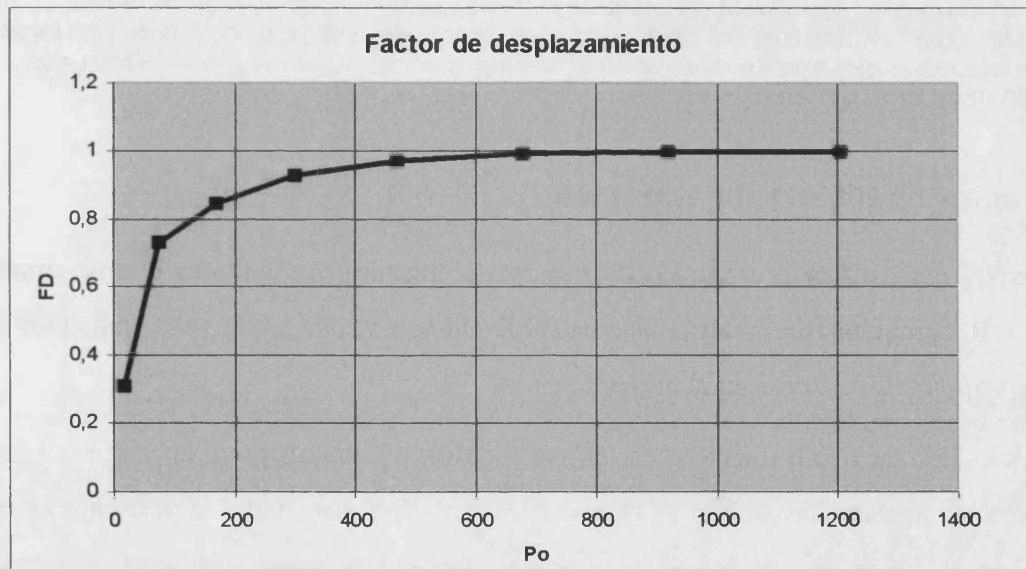


Fig. 7.3.: Factor de desplazamiento (FD) del rectificador con el filtro de entrada.

Las formas de onda de corriente a la entrada del filtro de entrada muestran como actúa el circuito de corrección del factor de desplazamiento. Recordemos que el principio consistía en desplazar la corriente de entrada del rectificador y la que entra al filtro de entrada del rectificador un desfase tal que la suma de la corriente reactiva que demanda el rectificador y la que entra al filtro de entrada se compensen (Figura 7.4).

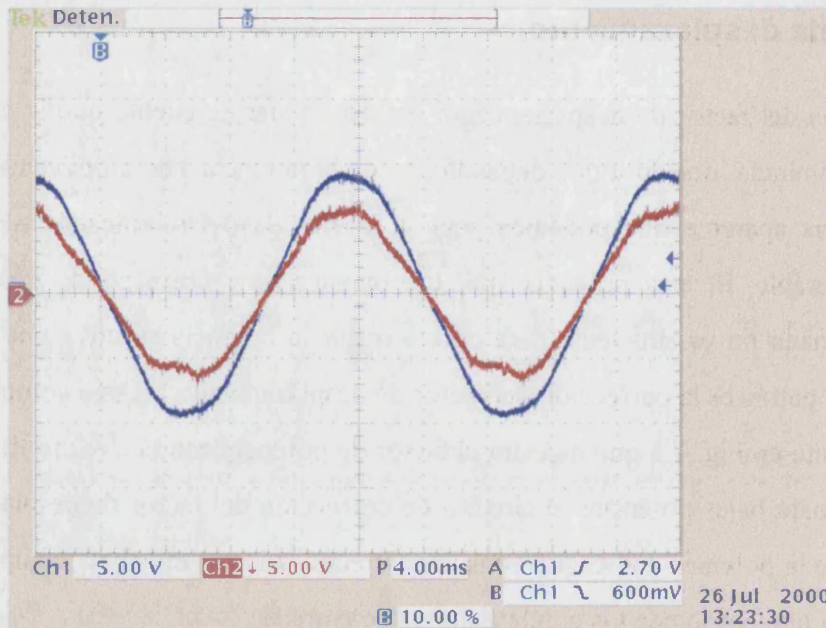


Figura 7.4.: Formas de onda de la corriente de entrada y la tensión de entrada de la fase R, donde se aprecia como el circuito de corrección del factor de potencia consigue un factor de desplazamiento cercano a la unidad. Condiciones de medida: $V_{in}=113V_p$, $V_o=150V$, $I_o=8A$. Ch1: $0.088V_R$ (5V/div), Ch2: I_R (5A/div)

7.3.2. Factor de distorsión armónica

La medida del contenido armónico de nuestro rectificador nos muestra que se cumple la normativa. Recordemos que nuestro sistema es de clase A y, por tanto, tiene que cumplir los límites de armónicos descritos en el primer capítulo.

El contenido armónico medido en el rectificador se muestra en la Figura 7.5. Las condiciones de medida fueron $V_R=113V_p$, $V_o=150V$, $I_o=8A$ y se midió la corriente antes del filtro de entrada, es decir, a la entrada de todo el sistema. Las barras representan el contenido armónico medido en la corriente de entrada y las líneas son el límite que dicta la norma. La primera barra corresponde al armónico fundamental y, por tanto, no está limitado por la normativa.

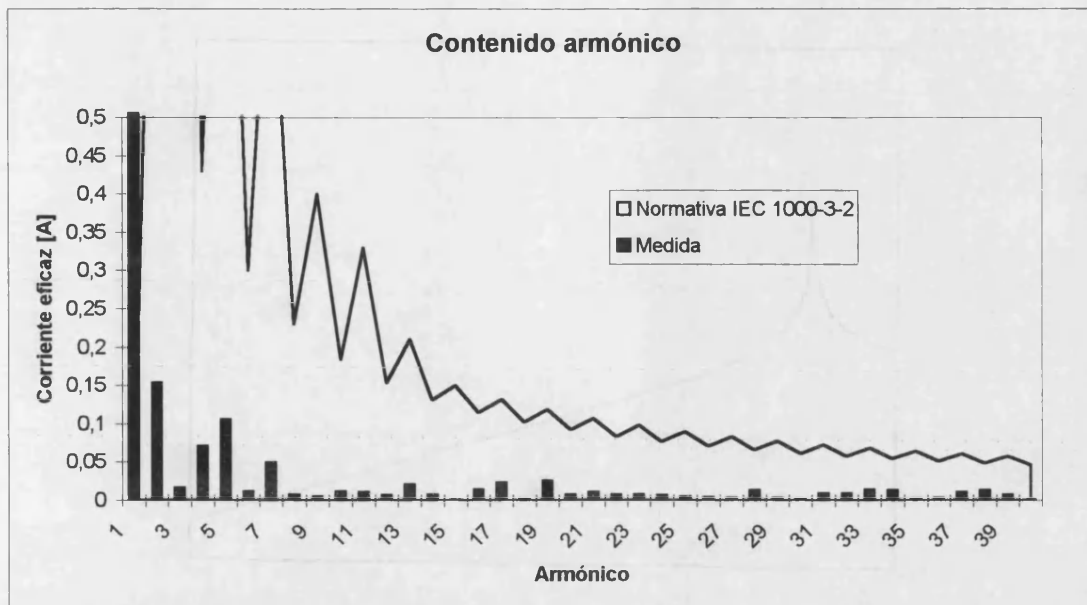


Fig. 7.5.: Contenido armónico de la corriente de entrada del rectificador.

De la figura se extrae que se cumple la normativa.

THD
11.02%

Tabla 7.2.: Distorsión armónica total del circuito.

7.4. Medidas de la respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia del convertidor se ajusta de forma aproximada con la predicha por el modelo en pequeña señal utilizado.

Se presentan a continuación las respuestas en frecuencia teóricas, ya vistas en el capítulo anterior para compararlas mejor con la respuesta en frecuencia medida experimentalmente. Se observa la similitud existente entre ambas, lo cual confirma el modelo utilizado.

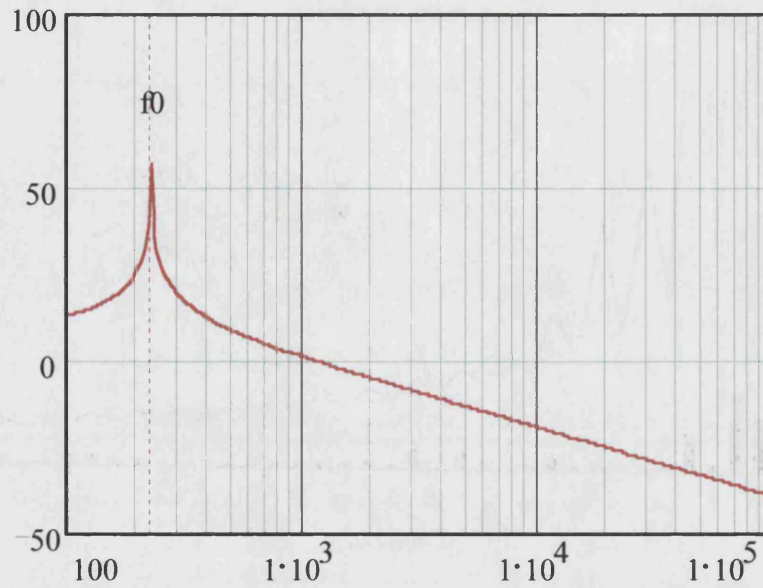


Fig. 7.6: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente del rectificador. Debido a la degradación de fase, que podemos observar en la siguiente figura, el ancho de banda del sistema se limita a aproximadamente 1KHz. Ancho de banda = 1kHz.

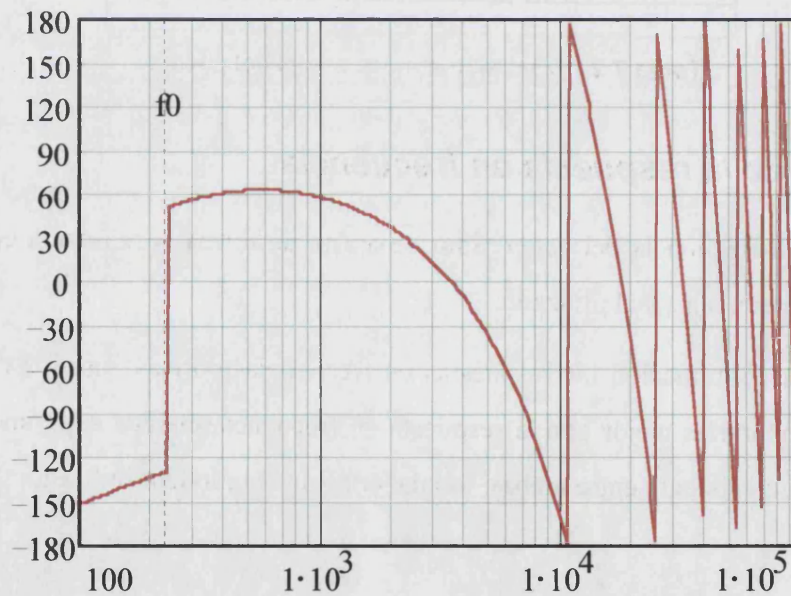


Fig. 7.7: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente del rectificador cambiada de signo. La razón del cambio de signo es porque esta fase será la que, debido al procedimiento de medida, se va a obtener experimentalmente. Con ello obtenemos directamente el margen de fase. En esta podemos observar la degradación de fase debida al muestreo, Margen de fase $\cong 60^\circ$

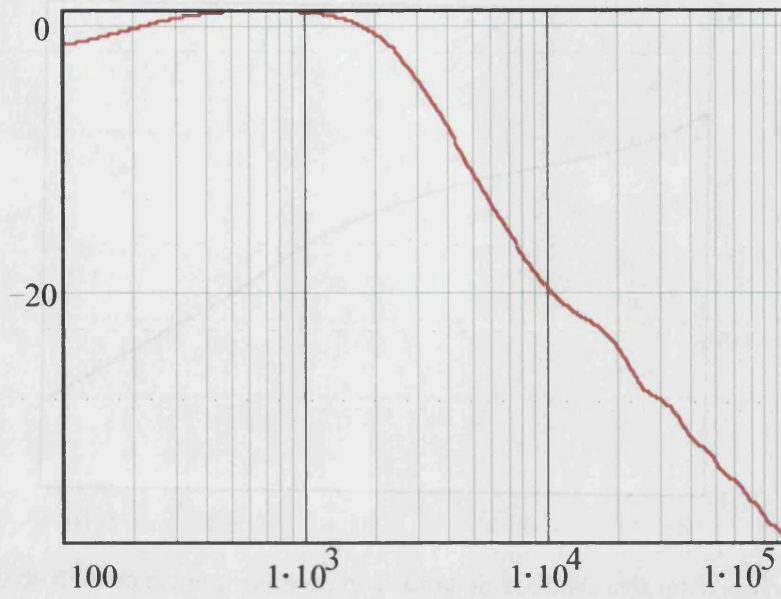


Fig. 7.8.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de corriente del rectificador.

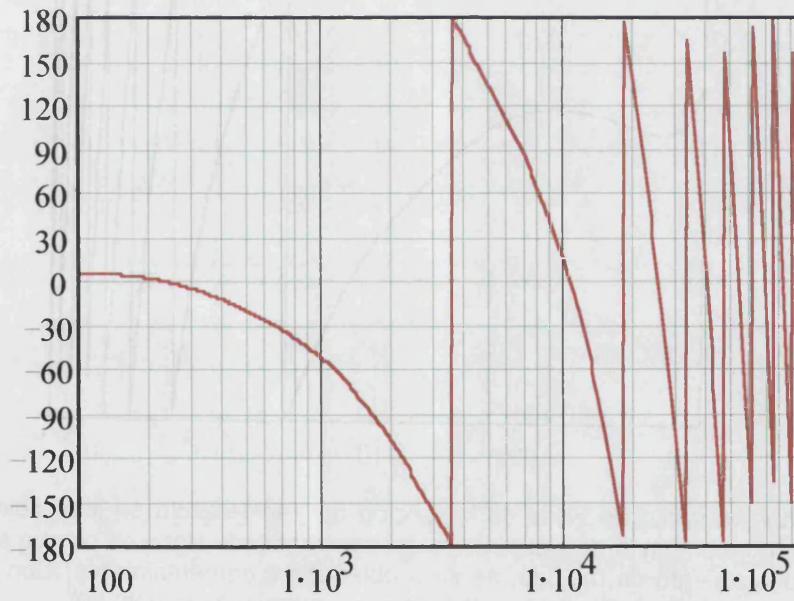


Fig. 7.9.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de corriente del rectificador.

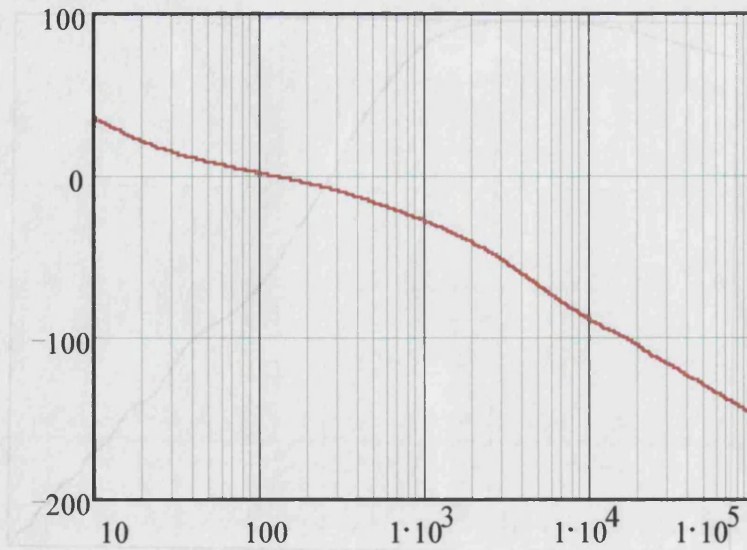


Fig. 7.10.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión del rectificador. El ancho de banda alcanzado es de unos 100Hz.

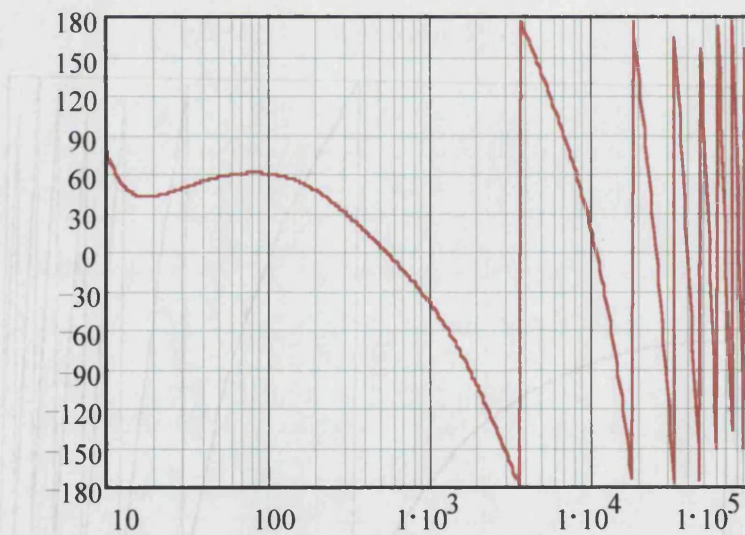


Fig. 7.11.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión del rectificador cambiada de signo. La razón del cambio de signo es porque esta fase será la que, debido al procedimiento de medida, se va a obtener experimentalmente. Con ello obtenemos directamente el margen de fase. El margen de fase es de aproximadamente 60° .

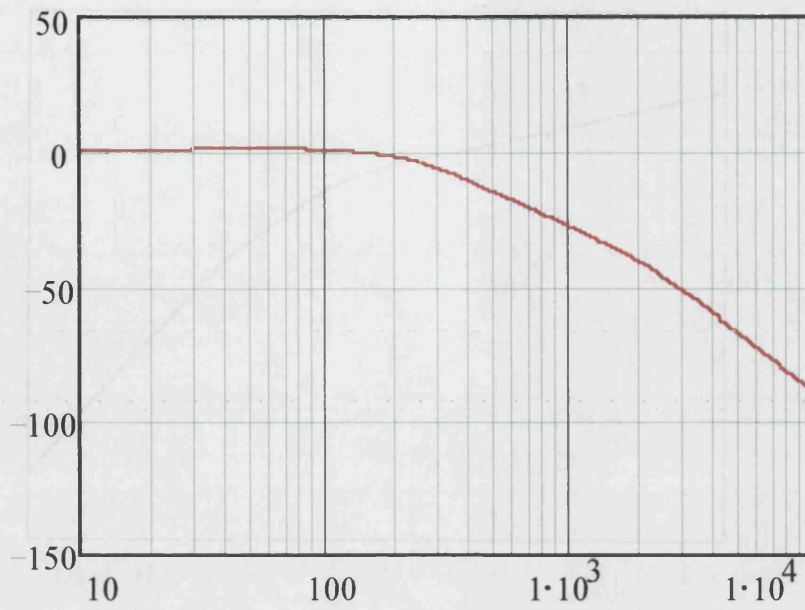


Fig. 7.12.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de tensión del rectificador.

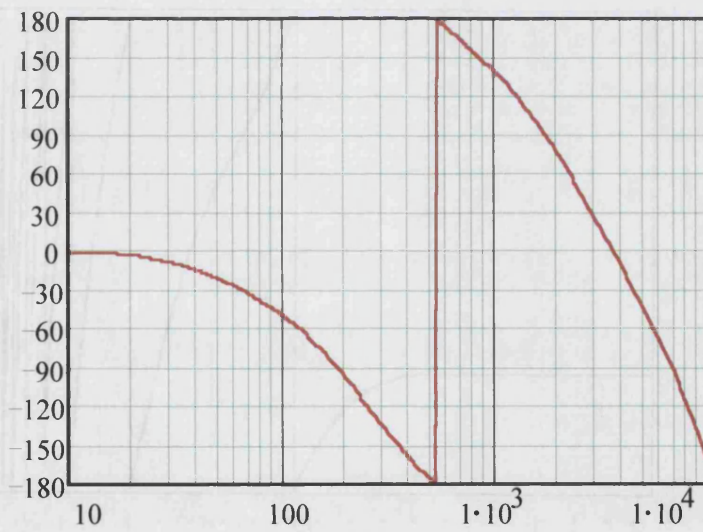


Fig. 7.13.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de tensión del rectificador.

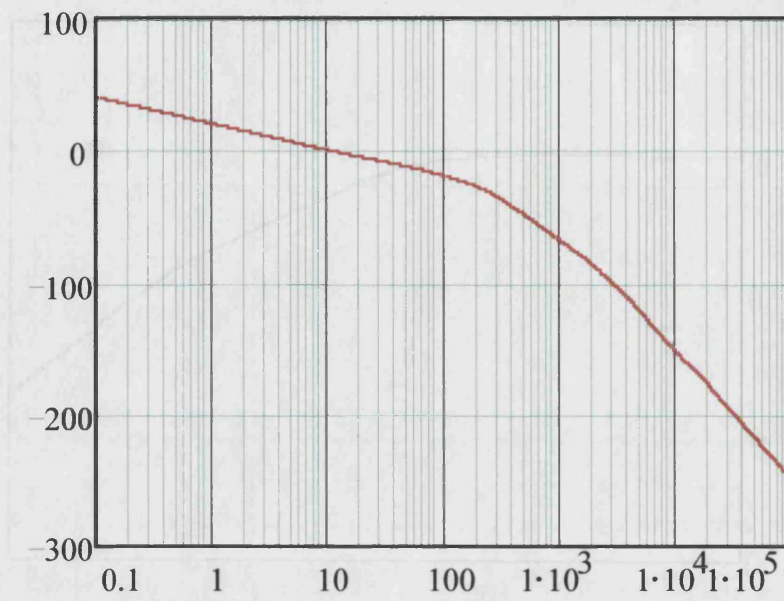


Fig. 7.14.: Magnitud del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo externo de corriente del convertidor.

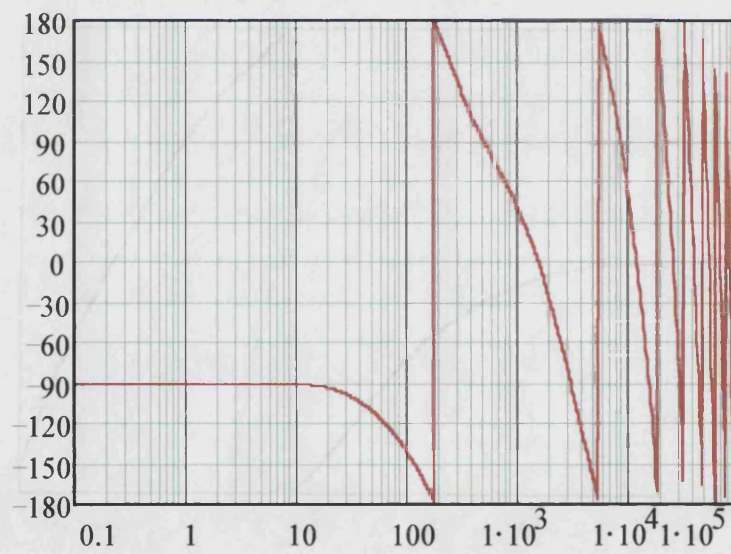


Fig. 7.15.: Fase del diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo externo de corriente del convertidor.

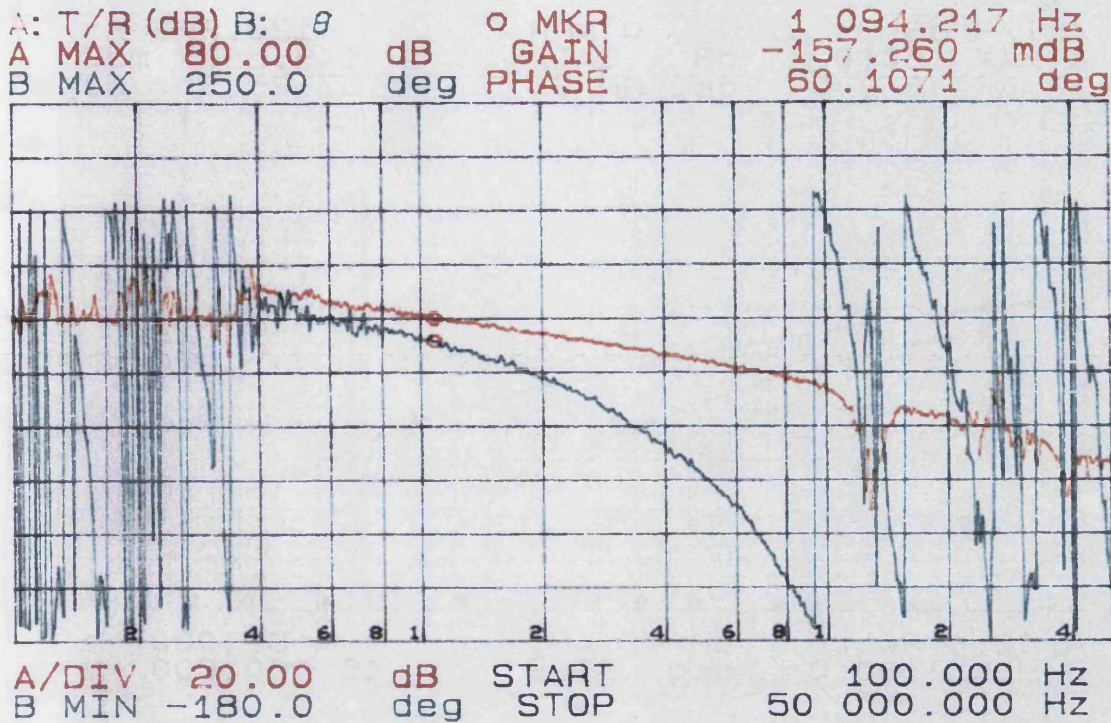


Fig. 7.16.: Medida de la respuesta en frecuencia en lazo abierto del lazo de corriente.

Dado que es imposible realizar una medida fiable a tan bajas frecuencias, en Fig. 7.16 no observamos la resonancia que debería aparecer en $f_0 = 230\text{Hz}$ y que podemos apreciar en Fig. 7.6. La fase medida corresponde a la fase de la función de transferencia cambiada de signo, por lo que nos da directamente el margen de fase.

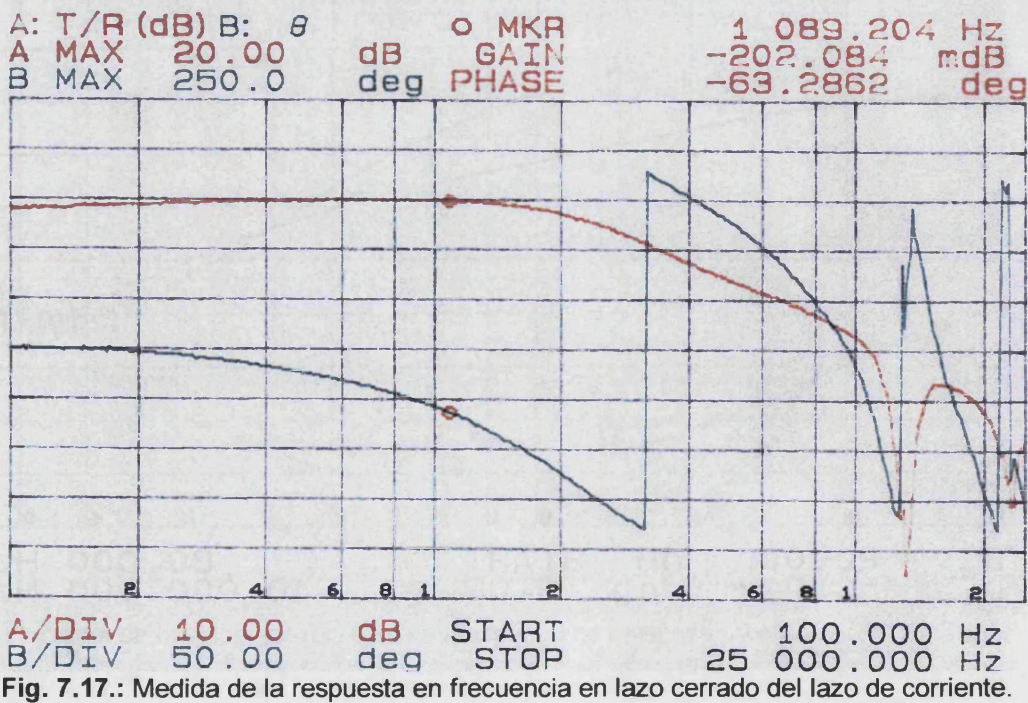


Fig. 7.17.: Medida de la respuesta en frecuencia en lazo cerrado del lazo de corriente.

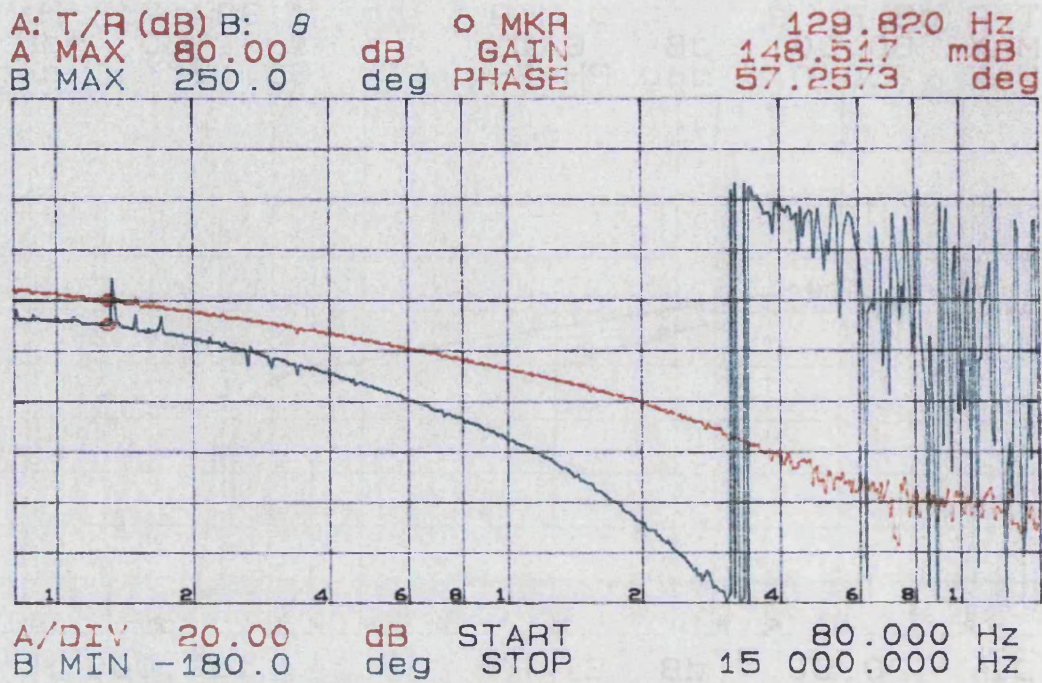


Fig. 7.18.: Medida de la respuesta en frecuencia en lazo abierto del lazo de tensión.

La fase medida corresponde a la fase de la función de transferencia cambiada de signo, por lo que nos da directamente el margen de fase.

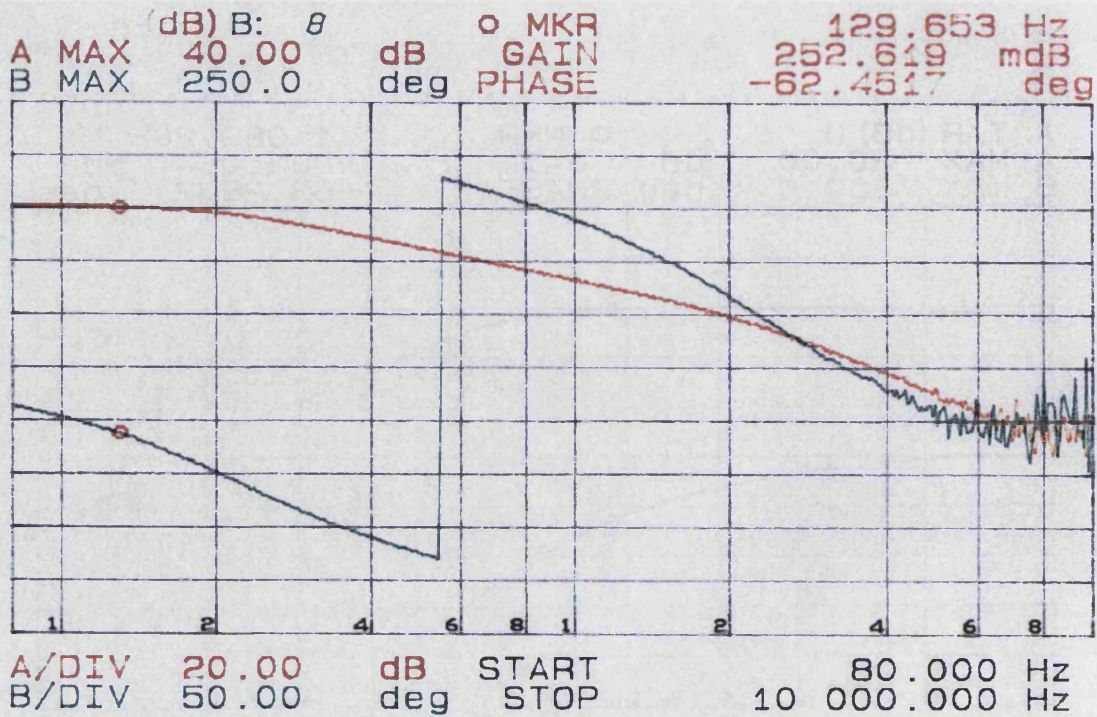


Fig. 7.19.: Medida de la respuesta en frecuencia en lazo cerrado del lazo de tensión.

7.5. Formas de onda

Por último se presentan unas formas de onda que ilustran el funcionamiento del rectificador. Se ha medido la tensión V_{pn} , que es la tensión rectificadora que aplicamos a la inductancia de salida. A su vez vemos la corriente por la inductancia de salida.

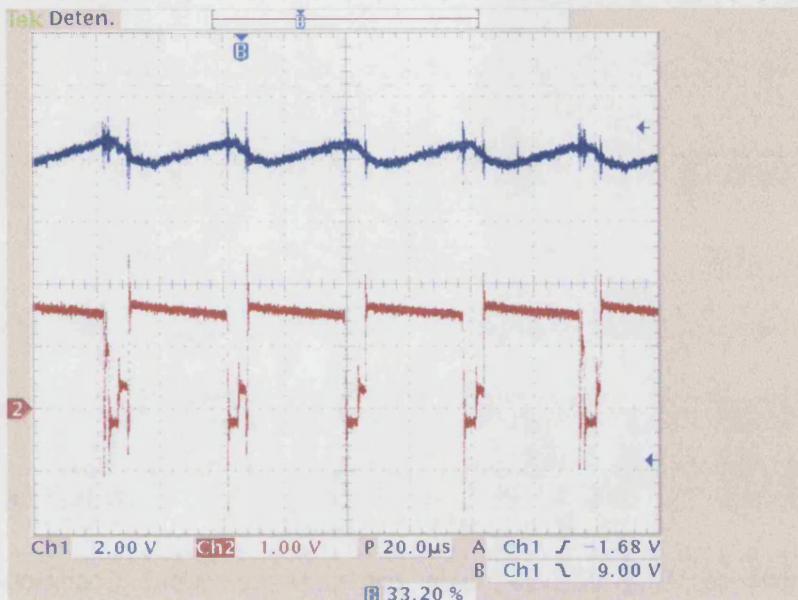


Figura 7.20.: Medida de V_{pn} e I_L . Condiciones de medida: $V_{in}=113V_p$, $V_o=150V$, $I_o=8A$, Ch1: I_L (2A/div), Ch3: $0.1V_{pn}$ (1V/div)

A media carga (4A):

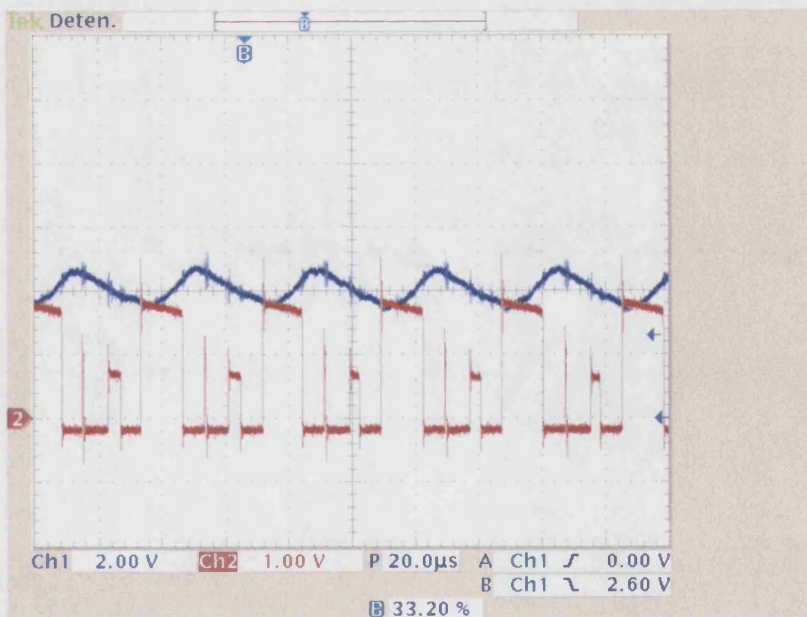


Figura 7.21.: Medida de V_{pn} e I_L para media carga (4A de salida). Condiciones de medida: $V_{in}=113V_p$, $V_o=75V$, $I_o=4A$, Ch1: I_L (2A/div), Ch3: $0.1V_{pn}$ (1V/div)

En la siguiente figura podemos observar la tensión de entrada y la tensión rectificada antes del filtro, a media carga:

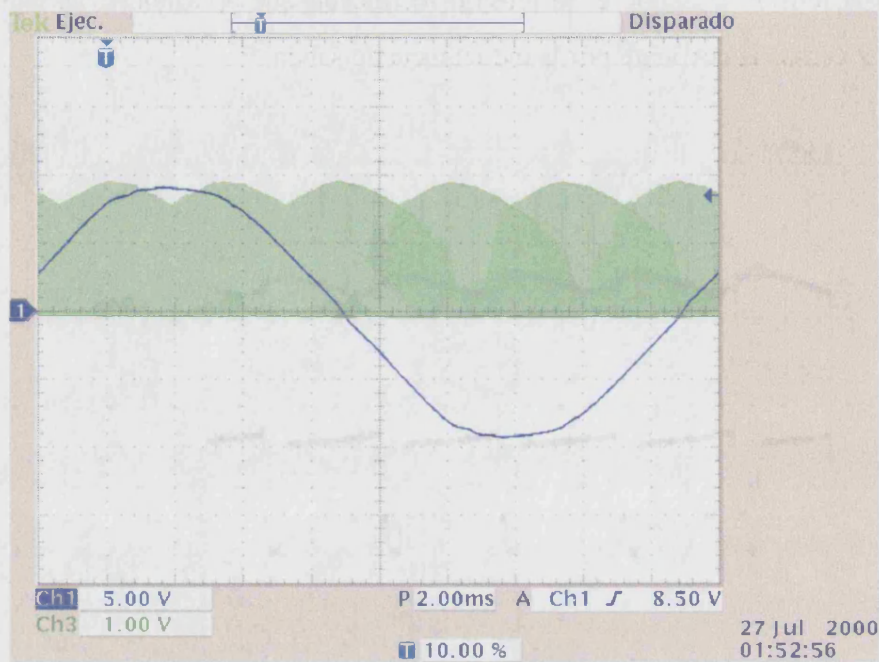


Figura 7.22.: Medida de V_{pn} y V_R para media carga (4A de salida). Condiciones de medida: $V_{in}=113V_p$, $V_o=75V$, $I_o=4A$, Ch1: $0.088V_R$ (5V/div), Ch2: $0.1V_{pn}$ (1V/div)

El rizado de la tensión a la salida a plena carga:

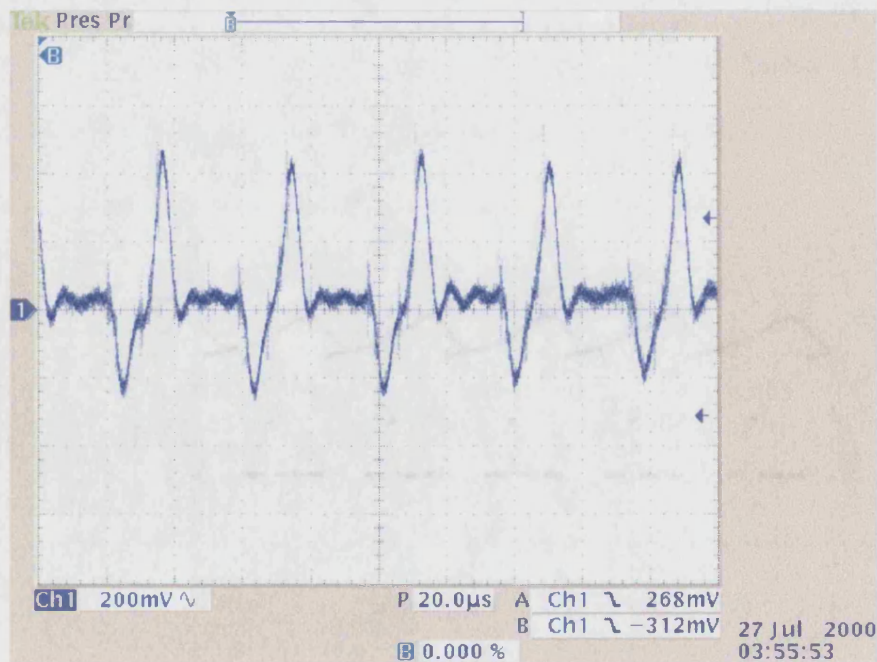


Figura 7.23.: Rizado de la tensión de salida a plena carga. Condiciones de medida: $V_{in}=113V_p$, $V_o=150V$, $I_o=8A$, Ch1: $0.1V_o$ (200mV_{AC}/div)

El rizado máximo a plena carga es de aproximadamente el 4%.

Seguidamente se van a comparar la corriente de salida y corriente por el inductor de salida:

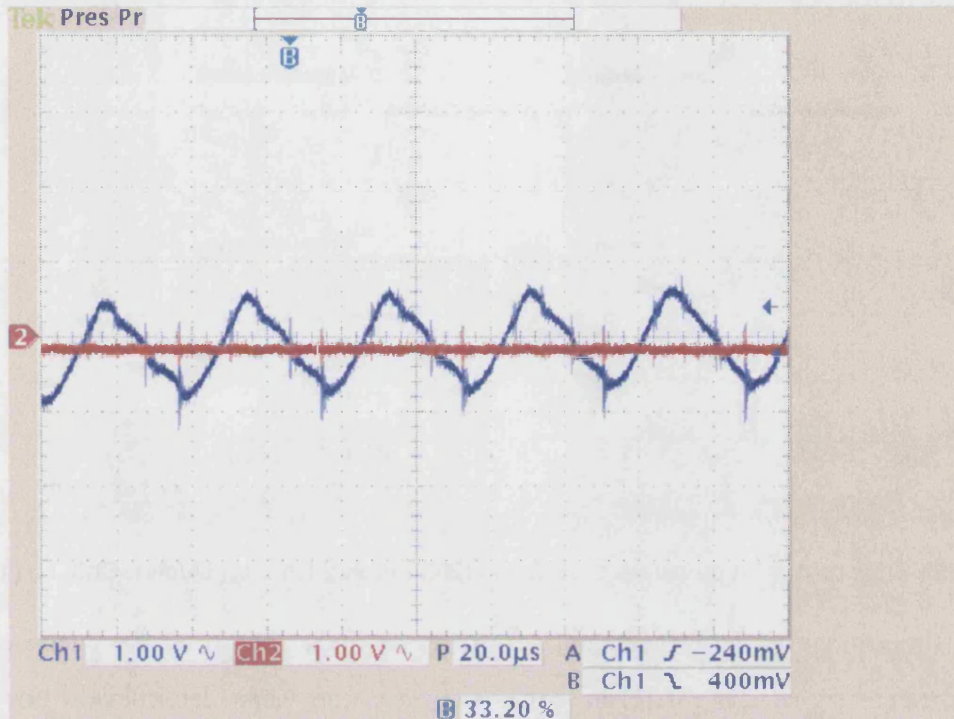


Figura 7.24.: Corriente de salida y corriente por el inductor de filtrado. Condiciones de medida: $V_{in}=113V_p$, $V_o=150V$, $I_o=4A$, Ch1: I_L (1Aac/div), Ch2: I_o (1Aac/div)

Se puede observar que la corriente de salida no presenta tanto rizado como presenta la corriente por el inductor de filtrado pues la carga inductiva actúa como filtro.

Por último se ha utilizado el lazo externo de corriente para introducir señales de referencia, observando como la señal de salida sigue la referencia de forma adecuada.

En Fig. 7.25 observamos un salto de la tensión de salida entre 1 y 3A. La pendiente de subida de la señal de referencia está limitada por el ancho de banda del lazo externo de corriente para un funcionamiento correcto del convertidor.

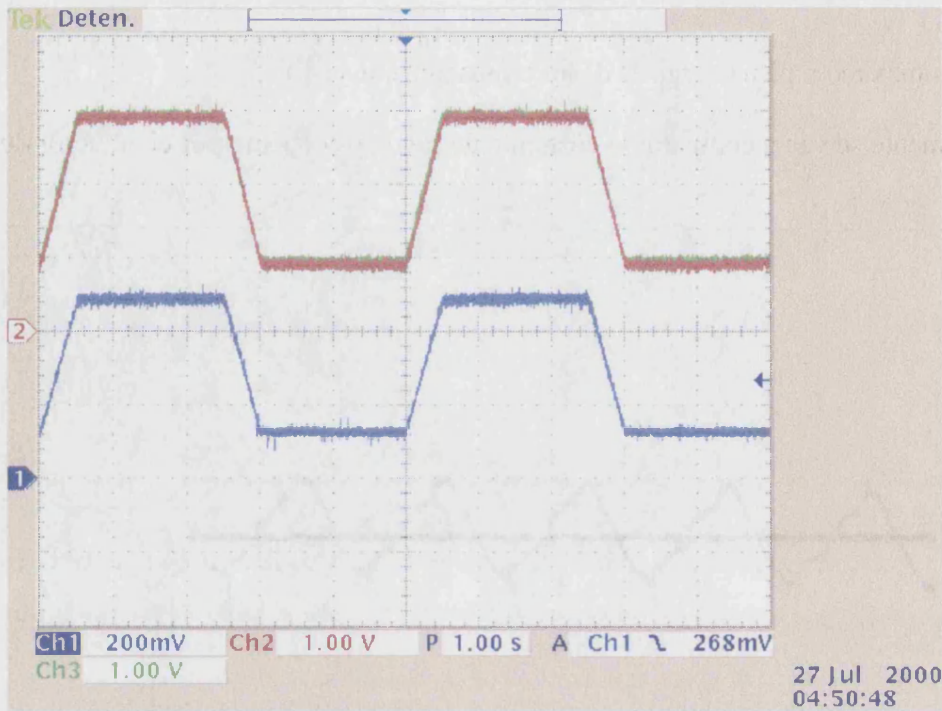


Figura 7.25.: Salto de 1 a 3A de salida. Ch1: $0.1V_o$ (200mV/div), Ch2: I_o (1A/div), Ch3: I_{ref} (1A/div)

Fig. 7.26 muestra más detalladamente las formas de onda anteriores. Se puede observar como la corriente sigue a la referencia con un desfase que viene determinado por el lazo externo de corriente.

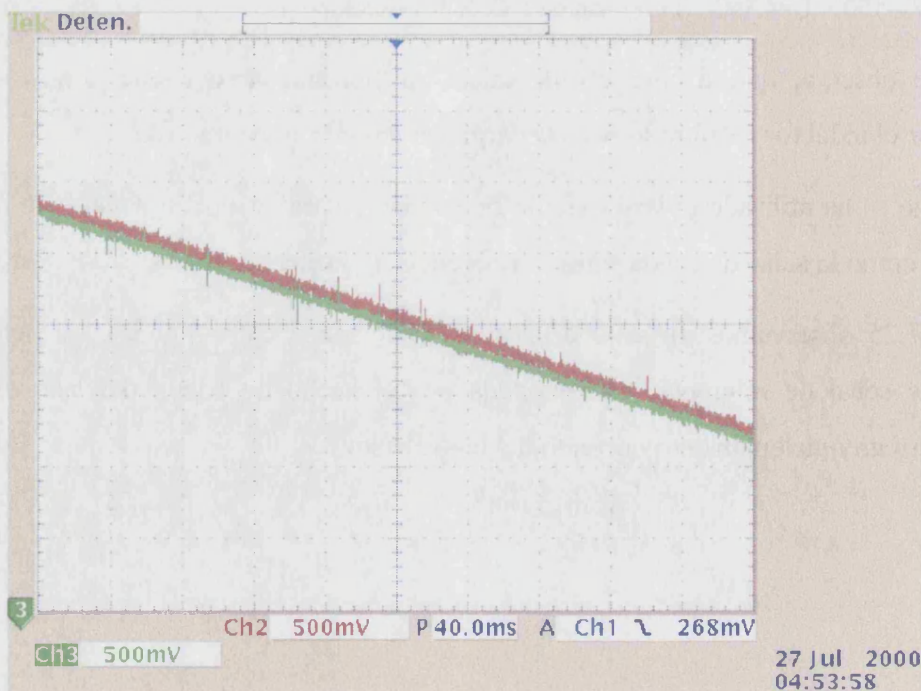


Figura 7.26.: Detalle del salto de 1 a 3A de salida. Ch2: I_o (500mA/div), Ch3: I_{ref} (500mA/div)

Fig. 7.27 muestra un salto de la corriente de salida de 3 a 5A.

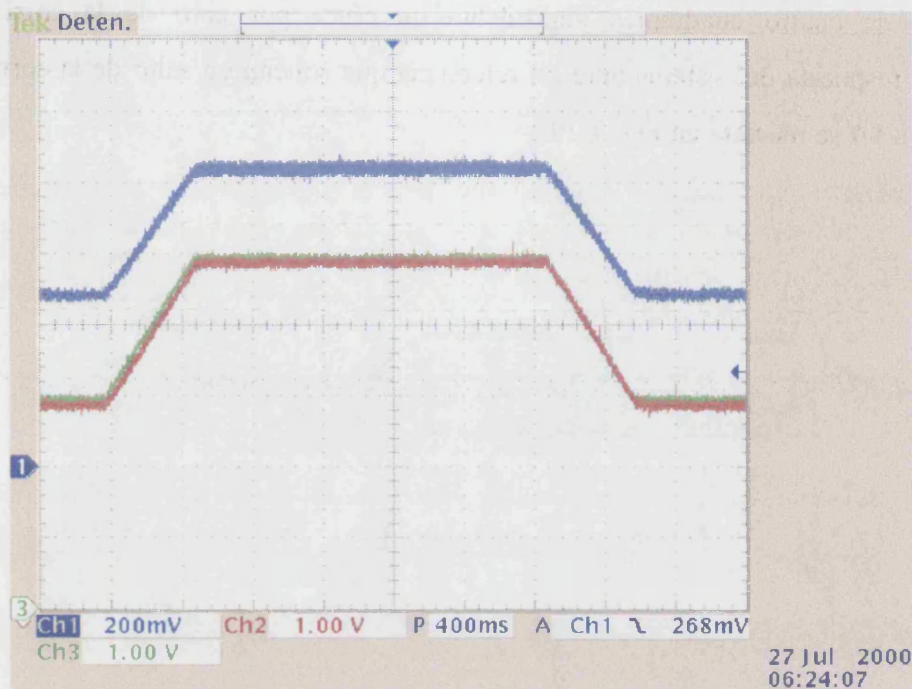


Figura 7.27.: Salto de 3 a 5A de salida. Ch1: $0.1V_o$ (200mV/div), Ch2: I_o (1A/div), Ch3: I_{ref} (1A/div)

Fig. 7.28 muestra un salto de la corriente de salida entre $-3A$ y $-5A$.

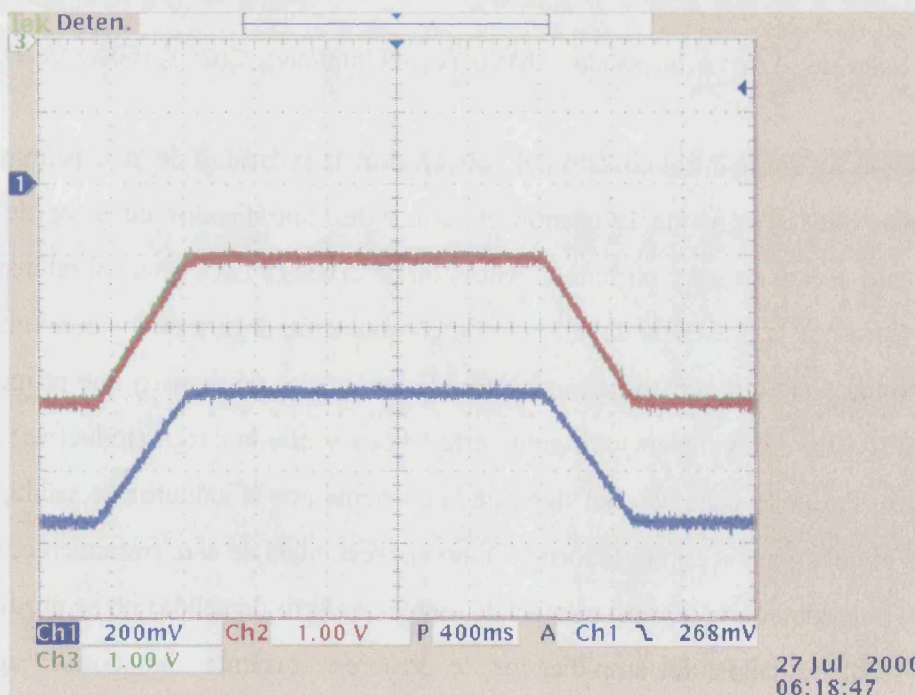


Figura 7.28.: Salto de -3 a -5A de salida. Ch1: $0.1V_o$ (200mV/div), Ch2: I_o (1A/div), Ch3: I_{ref} (1A/div)

Por último vamos a comprobar como el circuito de conmutación segura de los conmutadores de cuatro cuadrantes imposibilita un cruce por cero de la corriente sin distorsión. La respuesta del sistema ante un referencia que solicita un salto de la corriente de salida de -1A a 1A se muestra en Fig. 7.29.

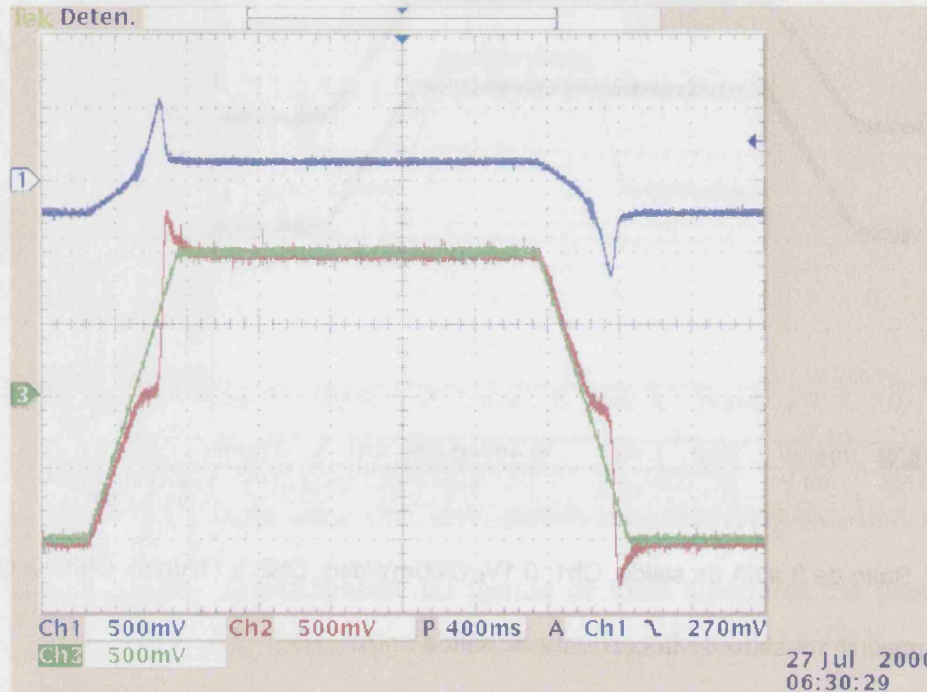


Figura 7.29.: Salto de -1 a 1A de salida. Ch1: $0.1V_o$ (500mV/div), Ch2: I_o (500mA/div), Ch3: I_{ref} (500mA/div)

Tal y como se ha diseñado el control del convertidor, la polaridad de la tensión a la salida debería cambiar con el signo de la tensión de salida del amplificador de error del lazo de corriente. Y esto sucedería así y no habría distorsión de cruce (y excesivas sobretensiones a la salida) si no fuera por la presencia del circuito de conmutación segura de los conmutadores de cuatro cuadrantes. Este circuito toma como entrada las señales de disparo que proporciona el DSP y las trata a fin de evitar cortocircuitos entre fases y que la carga (inductiva) quede en circuito abierto. Para ello hace uso del signo de la corriente por el inductor de salida, que es la corriente que circula por los conmutadores. Como consecuencia de este tratamiento, el cambio efectivo de la polaridad de la tensión rectificadora (antes del filtro de salida) no se produce con el signo de la señal de salida del amplificador de error de corriente sino con el signo de la corriente por el inductor de salida y de ahí el comportamiento del sistema en el cruce por cero.

7.6. Conclusión

Se ha podido observar primeramente el alto rendimiento que presenta el rectificador.

El factor de desplazamiento se corrige casi por completo con el circuito empleado, obteniéndose en consecuencia un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica. Obviamente el circuito no es capaz de corregir el factor de desplazamiento para potencias de salida muy bajas, pero el factor de desplazamiento es excelente ya incluso a media carga.

El factor de distorsión armónica también resulta ser muy bajo por lo que se cumple sobradamente la normativa internacional correspondiente.

La respuesta en frecuencia del sistema se adecúa, aunque con alguna variación, a la de un convertidor Buck DC-DC con carga inductiva. Su estabilidad es fácil de conseguir y además es posible implementar un control de corriente con todas las ventajas que esto significa. El sistema se comportará por tanto como una fuente de corriente controlada por tensión.

El estudio realizado pretende ser aplicado en el campo de los aceleradores de partículas. Para ello se requiere gobernar la corriente de salida con la mayor precisión posible, razón por la cual se utiliza un lazo externo de precisión de corriente. Se ha comprobado como el convertidor es capaz de alimentar una carga inductiva proporcionando una salida regulada directamente desde una entrada trifásica y además con corrección del factor de potencia.

Sin embargo, si lo que se pretende es utilizar nuestro convertidor como fuente correctora de dipolo se habría de introducir alguna modificación en el circuito para evitar la existencia de distorsión de cruce pues dichas fuentes requieren de un cruce por cero sin distorsión, como se verá en el capítulo 8.

8. Conclusiones.

8.1. Aportaciones de este trabajo

En el presente trabajo se ha estudiado, diseñado y construido un rectificador trifásico bidireccional basado en la teoría del convertidor matricial. Dicho rectificador puede ser útil en aquellas aplicaciones en que se necesite un sistema reductor de la tensión de entrada y que además requieran un control de la corriente de entrada. En dicho rectificador se ha utilizado un control de tipo vectorial.

El utilizar control vectorial ha tenido las siguientes ventajas:

- Se puede corregir el factor de desplazamiento, con un mayor índice de modulación en amplitud y así mejorar el factor de potencia.
- Permite de manera inherente disponer de unas corrientes de entrada con carácter sinusoidal, desplazando la distorsión de dichas corrientes hacia la frecuencia de conmutación y superiores, manteniéndose por debajo de los niveles mínimos exigidos por la norma EN 61000-3-2, por lo que el factor de potencia está influido casi únicamente por el factor de desplazamiento. Por el contrario, un rectificador trifásico con tiristores clásico, sin filtro de entrada, tiene un contenido armónico de baja frecuencia mucho mayor que además no cumple la normativa vigente. Además para bajas potencias el factor de desplazamiento está completamente degradado.

Se ha realizado el estudio teórico del rectificador tipo Buck y su modelado en pequeña señal. Se ha comprobado que las respuestas en frecuencia medidas sobre el rectificador confirman el modelo obtenido. El rectificador se comporta como una fuente de corriente controlada por tensión gracias a su lazo de corriente.

Se ha implementado un controlador mixto para el rectificador trifásico. Sus características más importantes son:

- Utilización conjunta de control digital y analógico, obteniendo de esta manera el máximo rendimiento de ambos. El control analógico está formado por amplificadores operacionales que implementan el lazo de tensión y el lazo de corriente (así como un lazo externo de corriente), descargando así la carga computacional del DSP. La parte digital del

control nos permite generar con un número mínimo de circuitos las señales de disparo de los interruptores.

- El control digital nos permite aplicar el control vectorial para hacer el cálculo de los ciclos de trabajo y su correcta distribución. Además nos permite corregir el factor de desplazamiento de forma dinámica.

Para la corrección del factor de desplazamiento se ha utilizado un circuito comparador de fase con las siguientes ventajas:

- Se aplica como lazo de realimentación adicional de forma que el factor de desplazamiento se corrige de forma automática independientemente de los otros lazos de control.

- La corrección es óptima obteniéndose valores para el factor de desplazamiento cercanos a la unidad, aún teniendo un condensador de filtro relativamente grande a la entrada.

Todo ello se ha comprobado experimentalmente construyendo un prototipo. Todos los resultados teóricos han quedado confirmados con los resultados experimentales obtenidos a partir de este rectificador prototipo de $P_o=1.2\text{kW}$ que funciona con una tensión trifásica de entrada de $V_{\text{línea}}=380\text{V}$ (reducida por un transformador con $n=2.75$) y una tensión de salida regulada variable entre -150V y 150V y carga inductiva.

En la bibliografía han podido encontrarse aplicaciones prácticas del convertidor matricial reducido a VSI y a CSI, sin embargo no se ha encontrado ninguna aplicación del convertidor matricial AC-DC bidireccional con la novedad que esto supone.

8.2. Aplicaciones futuras. Convertidor matricial ac-dc bidireccional como sistema acondicionador de potencia por SMES

8.2.1. Sistemas acondicionadores de potencia basados en unidades SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage).

Una unidad SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) contiene una bobina superconductora de gran valor de inductancia, de manera que pueden ser almacenados en la bobina de cientos a miles de megawatios.hora de energía. La principal función de una unidad SMES es absorber y almacenar la energía excedente del sistema de potencia cuando su demanda de potencia es baja, y devolver la energía almacenada al sistema de potencia cuando

su demanda de potencia es alta. Operando de esta manera, una unidad SMES puede mantener la generación de potencia del sistema de potencia a un nivel relativamente constante. La utilización de un sistema SMES para nivelación de carga tiene las ventajas potenciales de un almacenamiento y devolución de energía altamente eficiente (alrededor de un 96% de rendimiento por vuelta) y una rápida respuesta (unos pocos ciclos) a variaciones de carga. Conceptualmente, los sistemas SMES pueden ser considerados como los equivalentes en potencia real a los Compensadores estáticos de Reactiva (Static Reactive Compensators), los cuales son comúnmente utilizados en redes de potencia como fuentes/sumideros de potencia reactiva para controlar la tensión del sistema y la estabilidad.

A fin de realizar la nivelación de carga son necesarios circuitos acondicionadores de potencia como interface entre la bobina SMES y la red de potencia. Dichos acondicionadores de potencia son circuitos que deben ser capaces de cambiar la cantidad y sentido del flujo de potencia muy rápidamente. También es deseable que dichos circuitos tengan la capacidad de controlar de forma independiente el flujo de potencial real y reactiva.

Los circuitos acondicionadores de potencia están constituidos por puentes reversibles de forma que la potencia ac de entrada pueda convertirse en potencia dc, en la bobina SMES, o la potencia dc en potencia ac, a fin de almacenar o recuperar la energía almacenada debida al campo magnético del bobinado SMES.

Los sistemas SMES han sido objeto de investigación desde hace más de 30 años. La idea de que dichos sistemas SMES podrían servir como sistemas estabilizadores fue propuesta por Mohan [8.1]. Seguidamente Byerly y Juves [8.2] hicieron un estudio detallado de las unidades SMES para estabilización de sistemas de potencia.

En los años 70 empezaron diversos programas de investigación llevados a cabo por la Universidad de Wisconsin y por el Departamento de Energía del Laboratorio Nacional de Los Alamos [8.3].

En los 80 el Electric Power Research Institute (EPRI) esponsorizó un estudio para investigar la viabilidad técnica y económica de un sistema SMES para aplicaciones de red. En 1983, el Departamento de Energía, conjuntamente con el Bonneville Power Administration testeó una unidad SMES de 30MJ en el Western U.S. Power System para amortiguar las oscilaciones de potencia en el Pacific Inertie [8.4].

A mediados de los 80 el Departamento de Defensa de los EEUU se interesó por la tecnología SMES como fuente potencial de potencia pulsada para ser proporcionada a sistemas de potencia [8.5]. Como consecuencia, empezó un programa que acometía el diseño, fabricación y test de un modelo SMES de test, Engineering Test Model (ETM), de 22MWh-400 MW cuyos resultados fueron obtenidos a principios de los 90 [8.6].

Los primeros sistemas acondicionadores de potencia estaban basados en un doble puente rectificador a tiristores, operando en modo rectificador cuando la potencia real fluía hacia la bobina superconductora y en modo inversor cuando la potencia real fluía desde la bobina a la red. Tales sistemas presentaban una serie de inconvenientes:

- Factor de potencia siempre retrasado.
- Velocidad de respuesta relativamente limitada.
- Significativos armónicos de ordenes inferiores causados por el patrón de disparo de 12 etapas de los tiristores (los dos puentes son conectados o en serie o en paralelo para crear el patrón de disparo de 12 etapas).

Posteriormente se paso a utilizar dispositivos GTO en el sistema acondicionador de potencia. El beneficio mayor de estos dispositivos es su característica de paso a corte controlada, lo cual permite que la potencia reactiva pueda ser variada desde atraso a adelanto, independientemente de la potencia real transferida entre la bobina y la red. Han sido investigadas numerosas topologías de convertidor utilizando estos dispositivos. Por ejemplo, en [8.7] se describe un sistema basado en dos convertidores GTO conectados en paralelo. Cada puente opera con un patrón de disparo de 6 etapas, con un puente operando con un factor de potencia adelantado y el otro operando con un factor de potencia atrasado. Esto permite el control tanto del flujo de potencia real como del reactivo entre el sistema SMES y la red.

En [8.8] se presenta una estrategia PWM para el control de un puente GTO asociado a un sistema SMES. El método consiste en linearizar una estrategia de modulación óptima de forma que los intervalos de On de los conmutadores GTO puedan ser calculados on-line en tiempo real para unos determinados índice de modulación y ángulo de fase. Este control separado y lineal del índice de modulación y ángulo de fase, permite obtener un control independiente de la potencia activa y reactiva que fluye entre el sistema SMES y la red del sistema de potencia,



en un ancho rango de operación, produciendo muy pocos armónicos de ordenes bajos en las corrientes de fase. Etapas de cálculo adicionales son incluidas para el control independiente de la potencia activa y reactiva a través del puente, a fin de determinar un nuevo índice de modulación y ángulo de fase en cada ciclo de cálculo.

Variaciones de dicho método han sido utilizadas con posterioridad [8.9] y [8.10].

8.2.2. Control del acondicionador de potencia.

Fig. 8.1 muestra el diagrama de bloques del control del circuito acondicionador de potencia.

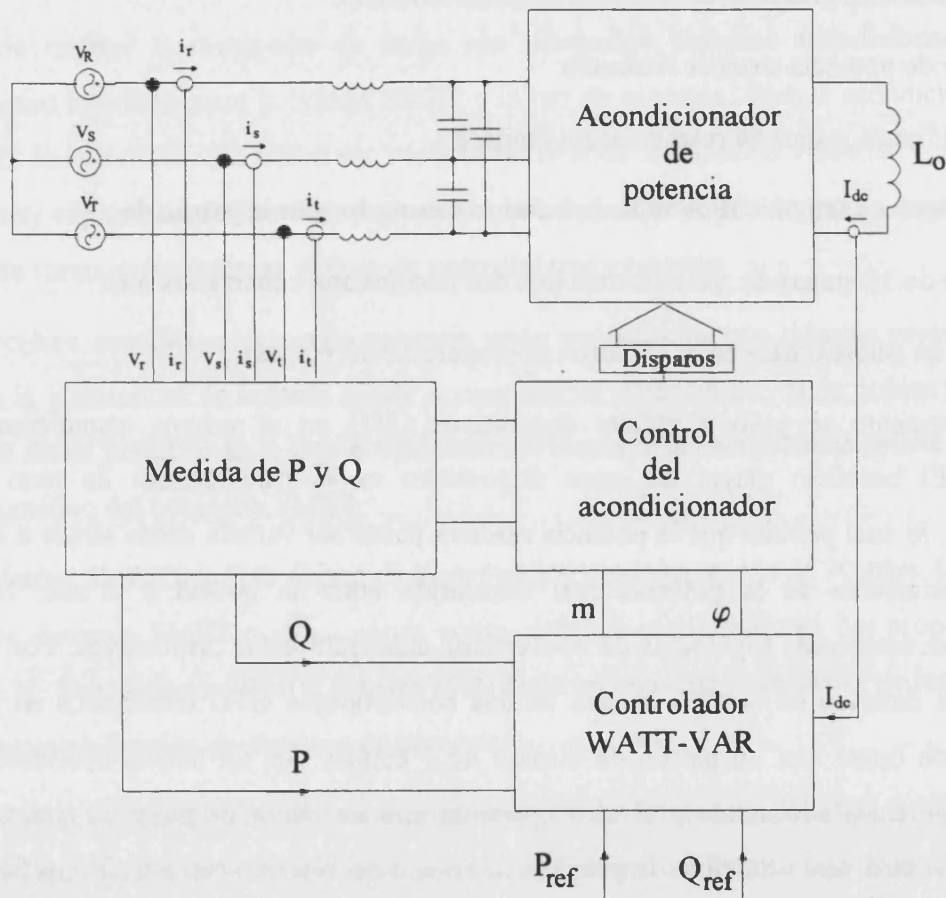


Fig. 8.1: Diagrama de bloques del control del acondicionador de potencia.

El control del índice de modulación (m) y ángulo de fase (φ), permite obtener un control de la potencia activa y reactiva que fluye entre el sistema SMES y la red del sistema de potencia.

Fig. 8.2, muestra el diagrama de bloques del esquema de control de P y Q [8.11]. Tanto P como Q son controladas por unas entradas de referencia P_r y Q_r . T_r y T_m son las constantes de tiempo de los filtros pasa-baja para la eliminación del ruido de las señales de entrada. P_{bias} y

Q_{bias} son añadidas para compensar las pérdidas de potencia y la potencia reactiva del filtro de entrada.

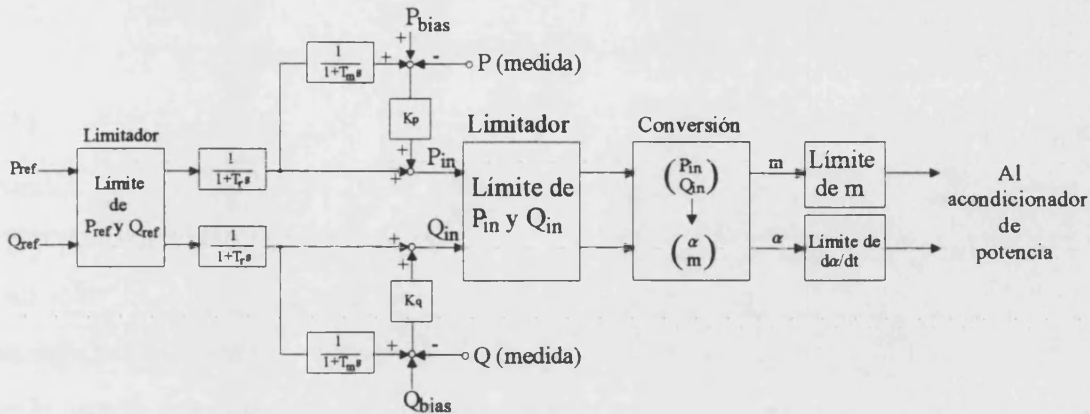


Fig. 8.2: Diagrama de bloques del esquema de control de P y Q.

Los valores finales de P y Q utilizados para calcular m y ϕ deben ser limitados, debido a que existe un límite para la potencia aparente máxima determinado por I_{dc} ($S_{max} = V_{do} I_{dc}$, como se verá en el siguiente apartado). Existen muchos esquemas para la limitación de P y Q. En Fig. 8.3 se describen tres esquemas de limitación.

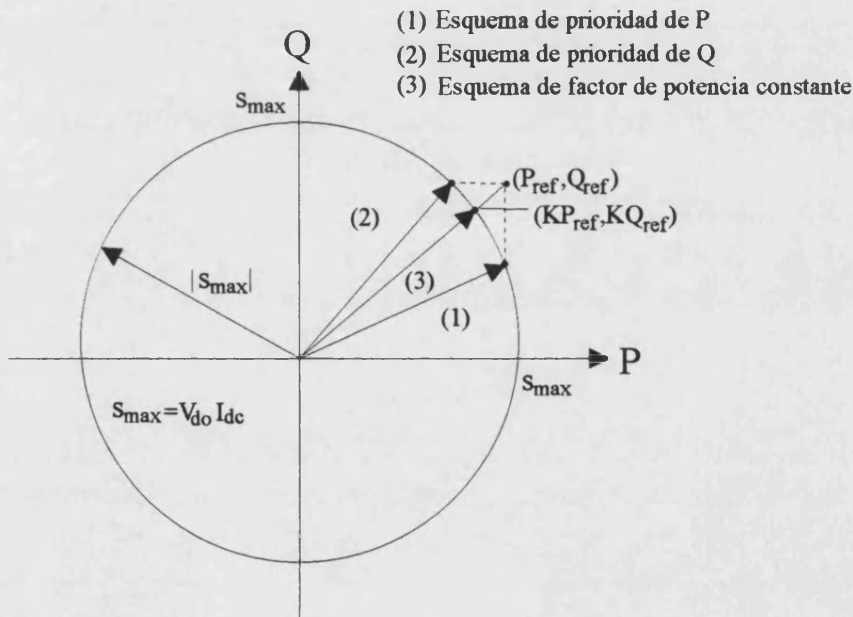


Fig. 8.3: Esquemas de limitación de P y Q.

El esquema de prioridad de P trabaja de manera que se obtenga el valor máximo de P reduciendo Q. El esquema de prioridad de Q trabaja al contrario. El esquema de factor de potencia constante limita simultáneamente P y Q. Este último esquema es el más sencillo y

efectivo para un control simultáneo de P y Q. Cuando $P_{ref}^2 + Q_{ref}^2 \geq S_{max}^2$, los valores de P_{in} y Q_{in} están limitados a KP_{ref} y KQ_{ref} respectivamente, donde la constante K viene dada por la siguiente expresión:

$$K = \left(\frac{S_{max}^2}{P_{ref}^2 + Q_{ref}^2} \right) \quad (8.1)$$

Para el cálculo de los valores requeridos de P y Q (P_{in} y Q_{in} después del limitador), m y φ son calculados siguiendo las ecuaciones que veremos en el siguiente apartado. El valor de m está limitado entre 0 y 1 y la velocidad de cambio de φ debe estar limitada a un determinado número de grados por ciclo de control para prevenir fallos de disparo causados por un rápido cambio del ángulo de fase. Los valores finales de m y φ son enviados al circuito de control del acondicionador de potencia. El valor de φ puede ser leído directamente de una tabla para realizar el cálculo dentro de un ciclo de control.

No se ha encontrado en la literatura ninguna referencia en la que se haga uso de un convertidor matricial aplicado a un SMES. En el siguiente apartado vamos a ver como esto es posible y constituye una aplicación totalmente novedosa del trabajo realizado.

8.2.3. Convertidor matricial ac-dc bidireccional como sistema acondicionador de potencia por SMES

Para la aplicación de nuestro convertidor como sistema acondicionador de potencia por SMES hay que tener en cuenta la expresión obtenida en el capítulo 3:

$$V_{dc} = \frac{3}{2} m V_i \cos \varphi \quad (8.2)$$

donde φ es la diferencia de fase entre las corrientes de entrada y las tensiones de entrada AC.

En consecuencia, para carga L-R la corriente DC de salida puede ser expresada como:

$$I_{dc} = \frac{3}{2} m \frac{V_i}{R_o} \cos \varphi \quad (8.3)$$

y, por consiguiente, la potencia activa:

$$P = R_o I_{dc}^2 = (R_o I_{dc}) I_{dc} = \frac{3}{2} m V_i I_{dc} \cos \varphi \quad (8.4)$$

Por definición, la potencia aparente puede ser expresada como:

$$S = \sqrt{3} V_{ll,rms} I_{i,rms} \quad (8.5)$$

donde $V_{ll,rms}$ es la tensión rms fase - fase y $I_{i,rms}$ es el valor rms de la corriente de entrada:

$$V_{ll,rms} = \sqrt{3} V_{i,rms} = \sqrt{3} \frac{V_i}{\sqrt{2}} \quad \text{y} \quad I_{i,rms} = \frac{I_i}{\sqrt{2}} \quad (8.6)$$

Sustituyendo (8.6) en (8.5) llegamos a que:

$$S = \frac{3}{2} V_i I_i = \frac{3}{2} m V_i I_{dc} \quad (8.7)$$

Sustituyendo (8.7) en (8.4) obtenemos:

$$P = S \cos \varphi \quad (8.8)$$

Lo cual no es mas que la corroboración de la definición de potencia activa. La potencia reactiva puede ser expresada como:

$$Q = S \sin \varphi = \frac{3}{2} m V_i I_{dc} \sin \varphi \quad (8.9)$$

A su vez la potencia aparente puede ser reescrita de la forma:

$$S = m S_{\max} \quad (8.10)$$

con $S_{\max} = V_{do} I_{dc}$, el valor máximo de la potencia aparente y $V_{do} = \frac{3}{2} V_i$, el valor máximo de la tensión de salida.

Resumiendo, para el convertidor matricial ac-dc las potencias activa, reactiva y aparente son descritas por las siguientes ecuaciones:

$$P = S \cos \varphi \quad (8.11)$$

$$Q = S \sin \varphi \quad (8.12)$$

$$S = m S_{\max} \quad (8.13)$$

$$S_{\max} = V_{do} I_{dc} \quad (8.14)$$

A partir de estas ecuaciones es obvio que P y Q dependen de I_{dc} , m y φ . La ecuación (8.14) muestra como la máxima potencia disponible depende en gran manera de I_{dc} . I_{dc} debería poder mantenerse suficientemente grande para poder obtener una gran potencia cuando esta se requiera.

Según la ecuación (8.3), si φ es mantenido constante, I_{dc} debe ser proporcional a m. En la práctica esto es así, excepto para pequeños valores de m ($m \leq 0.1$), en que la corriente no puede ser controlada debido a que la anchura del pulso es mínima. Existe, por tanto, un límite de potencia mínima controlable.

Para hacer actuar nuestro convertidor matricial ac-dc como acondicionador de potencia para SMES se hace variar el índice de modulación, m, entre 0 y 1 y el ángulo φ entre 0° y 360° . Anteriormente manteníamos fijo φ a 0° ($\cos \varphi=1$) por lo que, atendiendo a (8.3), para obtener corrientes de salida negativas era necesario un cambio en las leyes de modulación, el cual era equivalente a cambiar m por -m. Si queremos hacer actuar nuestro convertidor como acondicionador de potencia para SMES no es necesario ningún cambio en las leyes de modulación pues, aun manteniendo siempre m positivo y entre 0 y 1, la corriente de salida podrá ser negativa por la variación del ángulo φ .

Despreciando el efecto del filtro de entrada, la corriente de entrada siempre estará en fase con la tensión de entrada. Si queremos desplazar la corriente de entrada un ángulo φ , “engañamos” a nuestro DSP haciendo que la corriente promedio esté en fase con una tensión de entrada desplazada un ángulo φ con respecto a la verdadera. Esto supone simplemente el movimiento de un puntero en una tabla de valores de una serie de cosenos para el cálculo de las distintas leyes de modulación en función de φ .

Para tener en cuenta el efecto del filtro de entrada, son añadidos P_{bias} y Q_{bias} como ya se ha comentado anteriormente, Fig. 8.2.

En el bloque de conversión de Fig. 8.2, m y φ son calculados a partir de los valores de P y Q (P_{in} y Q_{in} después del limitador), atendiendo a las siguientes ecuaciones:

$$m = \frac{P_{in}^2 + Q_{in}^2}{(V_{do} I_{dc})^2} = \frac{\sqrt{P_{in}^2 + Q_{in}^2}}{V_{do} I_{dc}} \quad (8.15)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{in}}{P_{in}} \right) \quad (8.16)$$

8.3. Aplicaciones futuras. Imanes de corrección de dipolo.

En el campo de los aceleradores de partículas, la trayectoria del haz es controlada por un preciso campo magnético creado por un gran número de imanes. Estos imanes requieren de fuentes de alimentación capaces de proporcionar corrientes con muy poca deriva y bajo nivel de ruido. Para obtener un control fino de la trayectoria del haz es necesaria la presencia de los llamados imanes correctores de baja energía con una especificación de 1000ppm. El campo corrector en estos imanes debe poder ser tanto positivo como negativo, por lo que se necesitan fuentes de alimentación bipolares. Estos convertidores tienen que proporcionar un cruce por cero no problemático de la corriente por la carga y una rápida respuesta para generar la función en corriente requerida.

El rectificador puede ser utilizado para alimentar una carga inductiva por lo que puede ser empleado en aplicaciones de aceleradores de partículas. Sin embargo, para poder utilizarlo como fuente correctora de dipolo habría que hacer una ligera modificación pues dichas fuentes requieren un cruce por cero sin distorsión.

Para la aplicación a imanes correctores de dipolo, una posible solución es la empleada en [8.12] [8.13]. En esta, es utilizada una etapa de salida lineal, la cual es situada entre el convertidor y la carga, para evitar la distorsión en el cruce por cero.

Esta etapa de salida lineal debería estar constituida por un conmutador bidireccional en corriente el cual operaría en modo de saturación (con escasas pérdidas) excepto en el cruce por cero en que trabajaría en modo lineal evitando de esta forma la distorsión a la salida.

8.4. Aplicaciones futuras. Filtrado activo.

En el capítulo 2 se ha hablado de la teoría de la potencia reactiva instantánea y de su aplicación a un filtro activo VSI. En éste, el elemento de almacenamiento de energía era un condensador (con una tensión DC a su través prácticamente constante) y, mediante la utilización de un circuito compensador, se obtenían las corrientes compensadoras corrigiendo

de esta forma las corrientes suministradas por la red, las cuales se veían afectadas por la conexión a la de la carga no lineal que supone un convertidor.

El convertidor objeto de este trabajo puede ser utilizado como filtro activo. En este caso, el elemento de almacenamiento de energía sería un inductor superconductor (para evitar tener pérdidas en la parte resistiva de la carga) el cual mantendría la corriente a su través prácticamente constante. Aplicando la teoría de la potencia reactiva instantánea obtendríamos las corrientes de compensación que deberían circular por cada una de las fases de entrada del convertidor.

8.5. Otras aplicaciones futuras.

La utilización de control digital ha puesto de manifiesto su gran desventaja, que es el retraso producido por el muestreo. Para evitar este problema una posibilidad sería diseñar un control analógico alternativo con las mismas funciones. Esto permitiría tener controles más robustos además de resultar en una respuesta más rápida.

Una aplicación importante del convertidor podría ser como sistema acondicionador de potencia por SMES. En este caso, el valor del índice de modulación es siempre positivo y la corriente de salida será positiva o negativa dependiendo del ángulo φ de desfase entre la tensión y la corriente de entrada.

El rectificador puede ser utilizado para alimentar una carga inductiva por lo que puede ser empleado en aplicaciones de aceleradores de partículas. Sin embargo, para poder utilizarlo como fuente correctora de dipolo debe introducirse una etapa de salida lineal para evitar la distorsión de cruce.

Otra aplicación podría ser como filtro activo haciendo uso de la teoría de la potencia reactiva instantánea.

Actualmente se sigue en contacto con el CERN y se continúa en el estudio del convertidor objeto de este trabajo a fin de poder aplicarlo tanto como fuente correctora de dipolo como como filtro activo.

8.6. Bibliografía.

- [8.1] "Superconducting energy storage inductors for power system", N. Mohan, Ph. D. Dissertation, University of Wisconsin, Dept. Elec. Eng. , Madison, WI, 1973.
- [8.2] "Effects of SMES units on power system stability" R.T. Byerly and J.A. Juves, in Proc. Mech., Mag., and Underground Energy Storage 1980 Annual Contractors' Rev. Meet. (Washington, DC, Nov. 10-13, 1980), CONF-801128, p. 249.
- [8.3] "Superconductive energy storage for power systems", R.W. Boom and H.A. Peterson, IEEE Trans. Magn., vol. MAG-8, 1972, pp. 701-703.
- [8.4] "30-MJ superconducting magnetic energy storage system for electric Utility transmission stabilization", J.D. Rogers, R. I. Schermer, B.L. Miller and J.F. Hauer, Proc. IEEE, vol. 71, 1983, pp. 1099-1107.
- [8.5] "U.S. program to develop superconducting magnetic energy Storage", S.M. Schoenung, W.V. Hassenzahl, and P.G. Filios, in Proc. 23rd Int. Society Energy Conversion Engin. Conf., vol. 2, 1988, pp. 537-540.
- [8.6] "400 MW SMES Power Conditioning System Development and Simulation", I.D. Hassan, R.M. Bucci and K.T. Swe, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, No. 3, July 1993.
- [8.7] "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using GTO Converter", T. Ise, Y. Murakami and K. Tsuji, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. PWRD-1, No 1, 1986.
- [8.8] "A Linearised Optimal Modulation Strategy For a GTO Converter to Allow Real-Time Control of Active and Reactive Power Flows into a SMES System", Q. Jiang, D.B. Giesner, D.G. Holmes, Conf. Rec. EPE'91, pp. 504-509.
- [8.9] "Comparative Study Between Six and Twelve Pulse Current Converters for SMES Systems", I.J. Iglesias, J. Acero, A. Bautista, M. Visiers., , Conf. Rec. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'95, Vol. 2, pp. 552-557
- [8.10] "Experimental Results of a SMES Fed by Current Souce Inverter", I.J. Iglesias, A. Bautista, M. Visiers., APEC'96

- [8.11] "Power System Stabilization By SMES Using Current-Fed PWM Power Conditioner", M. Ishikawa, S. Akita, H. Taniguchi, S. Kohso and T. Tanaka, Conf. Rec. IEEE Power Elec. Spec. Conf. 1988, pp. 334-341.
- [8.12] "Switched Mode Power Amplifier with Active Filter for Low Energy Correction Magnets", Rafael de la Calle, J. B. Ejea, Montse Pol, Proc. of the EP2 Forum'98. Electrical Power Technology in European Physics Research, 1998, pp. 148-153.
- [8.13] "Amplificador de Potencia Conmutado con Filtro Activo para Imanes Correctores de Baja Energía", J. B. Ejea, Montse Pol, Rafael de la Calle, J.A. Carrasco, E. Sanchis, R. García , Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI) 1998, pp. 515-518.

Anexos

Anexo 1 : Programa del DSP

A1.1. Introducción

El programa del DSP está realizado en ensamblador para así optimizar el código. Como ya se ha explicado está implementado con una rutina de servicio de interrupción. La interrupción que lo activa es la interrupción de fin de periodo. El periodo es fijado por nosotros dependiendo de la frecuencia de conmutación deseada. El periodo debe ser mayor o igual que la duración de la rutina, si no lo fuese el programa sólo se ejecutaría cada dos periodos y la frecuencia de muestreo sería la mitad mientras la frecuencia de conmutación permanecería inalterada.

Al realizar la corrección del factor de potencia de forma independiente del DSP, gracias al circuito implementado para ello, el cálculo del DSP se simplifica.

Primeramente se va a presentar cada bloque del programa explicando su función y al final del anexo se incluirá el programa completo con la inicialización. La inicialización del programa depende de la placa donde está incluido el DSP y, por tanto, cambiará de un control a otro.

A1.1.1. Rutina del servicio de interrupción

El programa principal es un bucle infinito en espera de la interrupción. Este programa se ejecutará muy poco ya que generalmente se ajusta la longitud de la rutina al periodo que buscamos, es decir, se busca la mayor frecuencia posible. Se activarán las interrupciones (la única que se deja es la de fin de periodo, todas las demás están desactivadas) y se espera a que llegue la interrupción.

```
;          bucle infinito a la espera de la interrupción

    eint          ; activar interrupciones
w_i    b    w_i    ; bucle infinito en espera de
          ;la siguiente interrupción
```

Una vez activada la interrupción, el programa salta a la dirección propia de las rutinas de servicio de interrupción y comienza a ejecutarse. Lo primero que hace es desactivar las interrupciones,

```
;
;  rutina de servicio de interrupción
;
program
```

```
dint          ; desactivar interrupciones
```

y a continuación comienza la lectura de los convertidores A/D. Una de las lecturas nos da D_a , la otra la tensión de la fase V_R que necesitamos para sincronizar la rutina y la otra el signo para poder trabajar con tensiones de salida negativas. La lectura del signo se realiza con un convertidor A/D de 16 bits por lo que se realiza con posterioridad. En la sincronización se quiere detectar el cruce por cero de más a menos de la tensión y para ello se comprueba el signo de V_R y del producto de V_R y V_R de la adquisición anterior. Se debe guardar por tanto la adquisición anterior de la tensión de fase.

```
;          leer convertidor AD
;          empezar una nueva conversion AD
;          para ahorrar tiempo leemos primero los convertidores AD
;          de 8 bits y despues el de 12 bits
lack strobe    ; señalar puerto strobe
tblw start_adc ; activamos convertidores AD
nop           ; debemos esperar a que acaben la conversion
nop           ; esto dura aprox. 1us (los de 8 bits)
nop
lack adc3_addr ; lac nueve, 1
               ; señalamos AD3 del DS1101 (AD de 8 bits)
               ; Acumulador=adc3_addr
tblr m         ; sacl m leer convertidor A/D y guardar su
               ; contenido en m como fraccionario
;
;          Guardar las variables de sincronización
;
lac vr_ini     ; cargar vr
sacl vr_old_ini ; guardar vr_anterior
;
;          Continuar la conversión A/D
;
lack adc4_addr ; señalar a ADC4 de DS1101 (8 bit A/D)
tblr vr_sync   ; leer y guardar vr_sync como fraccionario
```

El paso siguiente es la sincronización en la cual se detecta el cruce por cero de la tensión de fase V_R y su cambio de más a menos, ya que el cruce por cero no es único. El detectar el cruce por cero de más a menos se debe a que la fase V_R llega invertida al convertidor A/D debido a la presencia de un optoacoplador.

```
;          Sincronización
;          Esta parte es la que se encarga de la corrección
;          del factor de potencia, gracias al circuito exterior
;
lt vr_old_ini  ; cargar el vr anterior en el registro T
lac vr_sync
sacl vr_ini    ; actualizar vr_ini
mpy vr_ini    ; multiplicar vr por vr_old
lac vr_old_ini ; cargar vr_old
blz out       ; si vr_old<0 entonces salir del bucle
pac           ; sino comprobar si vr x vr_old > 0
```

```

sach *, 1      ; guardar el producto
lac *         ; guardar el producto en el acumulador
bgz out       ; si vr_old x vr > 0 entonces salir del bucle
lac tot      ; inicializar el contador i
sac1 i       ;
out          ; cargar el contador con (i = 276x5 -1
            ; = 1379d = 0563h)
            ; si el producto > 0 entonces no hay cambio de signo
            ; ==> comenzar

```

Seguidamente se sigue con la conversión A/D con el convertidor de 16 bits para el bit de signo. Dicha señal vale 5V si es positivo el signo o 0V si es negativo. Se carga una la variable `I_sign` con el valor 1 si el signo es positivo o -1 si es negativo.

```

;           Continuamos con la conversión AD

lac uno, 1   ; Cargamos en el acumulador la máscara del "busy
bit"(10b)
call wait   ; testeamos si "busy ADC" está preparado
lack adc2_addr ; señalamos AD2 del DS1101 (AD de 12 bits)
            ; Acumulador = adc2_addr
tblr cs     ; Leer convertidor AD y guardar su contenido
            ; en cs como fraccionario
            ; CS = 5V (0.5 en Q15) si corriente es
            ; positiva ó 0V si corriente es negativa
lac cs      ; cs --> Acc
sub tres   ; acc = cs - 3 (tres es 0.3 en Q15)
bgez pos   ; Si (CS -3)>=0 entonces saltar a pos
lac menos  ; menos (-1 en Q15) --> Acc
sac1 I_sign ; I_sign = -1
b s_fin

pos
lac one    ; one (1 en Q15) --> Acc
sac1 I_sign ; I_sign = 1

s_fin

lac I_sign
sac1 I_sign_ini ; Actualizamos I_sign_ini

```

Una vez sincronizada la rutina se leen las funciones coseno de una tabla. De esta forma las tensiones no tienen ningún tipo de distorsión ni ruido y al restarlas o sumarlas no se produce la saturación del acumulador.

```

;           Leer cosenos de la tabla

lac i      ; carga el contador (i) en el acumulador
add mem_loc ; Se suma el offset de memoria (+180h)
tblr vb    ; leer vb
sub uno    ; siguiente elemento de la tabla
tblr va    ; leer va
sub uno    ; siguiente elemento de la tabla

```

```

tblr vt          ; leer vt
sub uno         ; siguiente elemento de la tabla
tblr vs        ; leer vs
sub uno         ; siguiente elemento de la tabla
tblr vr        ; leer vr
sub uno         ; siguiente elemento de la tabla
sub mem_loc    ; recuperar valor de i
sac1 i         ; con i = 276x5 -1 = 1379d = 0563h
                ; no necesitamos el fin de tabla ya que
                ; tenemos demasiados puntos y reseteamos i
                ; antes de llegar al final de la tabla

```

A continuación se actualiza el “watchdog timer”, un temporizador para evitar que el programa se cuelgue. Si esto ocurre el temporizador llega al final y activa una interrupción que resetea el DSP.

```

;
;           Actualizar el temporizador watchdog
;
out wdt_bnk, PA7 ; cargar wdt_bank en bsr
out wdt_rf1, PA0 ; wdt_rf1 = ABCDh
out wdt_rf2, PA0 ; wdt_rf2 = 2345h

```

Una vez obtenido m se calculan m_{11} , m_{12} , m_{13} , m_{31} , m_{32} y m_{33} .

```

;           Calcular m11, m12, m13, m31, m32 y m33.
lt I_sign   ; Cargamos el contenido de la posición de
            ; memoria de datos I_sign en el registro
            ; temporal T
mpy vr      ; multiplica el contenido del registro T por el
            ; contenido de la posición de memoria vr,
            ; situando el resultado en el registro P.
pac         ; [P]--> Acc
sach prod1,1 ; (Acc)high --> prod1 (Vr x I_sign)
            ; Un bit a la izquierda.
            ; Para eliminar uno de los dos bits de signo.
lac prod1   ; prod1 --> Acc
add va      ; prod1 + va --> Acc
sac1 *      ; Acc --> pila
lt m        ; m --> [T]
mpy *       ; m x pila -> [P]
pac         ; [P] --> Acc
sach *, 1   ; (Acc)high --> pila
lac *       ; pila --> Acc
add tercio  ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m11    ; guardar m11
lac va      ; va --> Acc
sub prod1   ; Acc = va - (vr x I_sign)
sac1 *      ; Acc --> pila
lt m        ; m --> [T]
mpy *       ; m x pila -> [P]
pac         ; [P]--> Acc
sach *, 1   ; (Acc)high --> pila
lac *       ; pila --> Acc
add tercio  ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m31    ; guardar m31
lt I_sign   ; Cargamos el contenido de la posición de
            ; memoria de datos I_sign en el registro
            ; temporal T

```

```

mpy vs          ; multiplica el contenido del registro T por el
                ; contenido de la posición de memoria vs,
                ; situando el resultado en el registro P.
pac            ; [P]--> Acc
sach prod2,1   ; Acc --> prod2
                ; Un bit a la izquierda.
                ; para eliminar uno de los dos bits de signo.
lac prod2      ; prod2 --> Acc
add vb         ; Acc --> prod2 + vb
sac1 *         ; Acc --> pila
lt m           ; m --> [T]
mpy *         ; m x pila -> [P]
pac           ; [P] --> Acc
sach *, 1     ; (Acc)h ---> pila
lac *         ; pila ---> Acc
add tercio    ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m12      ; guardar m12
lac vb        ; vb --> Acc
sub prod2     ; Acc = vb - (vs x I_sign)
sac1 *        ; Acc --> pila
lt m          ; m --> [T]
mpy *         ; m x pila -> [P]
pac           ; [P]--> Acc
sach *, 1     ; (Acc)h -->pila
lac *         ; pila ---> Acc
add tercio    ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m32      ; guardar m32
lac one       ; Acc = 1 (Q15)
sub m11       ; Acc = 1 - m11
sub m12       ; Acc = 1 - m11 - m12
sac1 m13      ; Guardar m13
lac one       ; Acc = 1 (Q15)
sub m31
sub m32
sac1 m33

```

Seguidamente se determina en que sector nos encontramos, para asignarle los ciclos de trabajo a los transistores correspondientes.

```

;
;           Calcular el sector de 60 grados
;
p1_s
zalh vr       ; cargar vr en la parte alta del acumulador,
              ; limpiar la parte baja del acumulador

blz p2_s     ; saltar si vr<0

or b_3       ; si no activar el bit 3 de la parte baja del
acumulador   ; b_3 = 0000 1000

p2_s
and clutch   ; limpiar la parte alta del acumulador y
              ; mantener la parte baja.

addh vs      ; cargar vs en la parte alta del acumulador y
              ; mantener la parte baja.

```

```

    blz p3_s          ; saltar si vs<0
    or b_4            ; si no activar el bit 4 de la parte baja del
acumulador,          ; b_4 = 0001 0000

p3_s
    and clutch       ; limpiar la parte alta del acumulador y
                    ; mantener la parte baja.
    addh vt           ; cargar vt en la parte alta del acumulador y
                    ; mantener la parte baja.
    blz s_end        ; saltar si vt<0
    or b_5            ; si no activar el bit 5 de la parte baja del
acumulador,          ; b_5 = 0010 0000

s_end
    sacl sector      ; guardar la parte baja del acumulador en sector
                    ; sector = 0_0_vt_vs_vr_0_0_0

```

Conociendo los signos se hace una llamada a una rutina que calcula los ciclos de trabajo correspondientes. La llamada a la rutina se hace llamando a una dirección de memoria determinada que está formada por un offset y la dirección propiamente dicha. Dicha dirección se calcula sumando la palabra que contiene la información de los signos de d y el offset. Si el bit está a uno es positivo y si está a cero es negativo el componente correspondiente de d. La subrutina devuelve da, db, dc y dd.

```

;
;           Calcular la dirección de comienzo de las subrutinas
;           para determinar los ciclos de trabajo da, db, dc y dd.
;
    and offs_mask    ; extraer los bits de signo de las tensiones de
                    ; fase de sector
    sacl *            ; Metemos en la pila el acumulador
    lac *, 1         ; Multiplico por 2
    add tbl_base     ; sumar la dirección base de la subrutina
    cala             ; llamar a la subrutina MUX (cálculo del
                    ; sector).
                    ; El contenido del acumulador especifica la
                    ; dirección de la subrutina
                    ; Devuelve da, db, dc y dd.

```

El siguiente paso consiste en transformar los ciclos de trabajo en tiempo, escalando da, db, dc y dd apropiadamente.

```

;
;           Escalar los ciclos de trabajo y convertirlos en tiempo
;
    lt pwm_scale     ; cargar el factor de escala
    mpy da           ; multiplicar da por el factor de escala
    pac             ; convertir da a ta
    addh tmin        ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
    sach ta, 1      ; guardar en ta
                    ; para obtener el resultado correcto

```

```

; corremos el resultado un bit
mpy db      ; multiplicar db por el factor de escala
pac         ; convertir db a tb
addh tmin   ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach tb, 1  ; guardar en tb
; para obtener el resultado correcto
; corremos el resultado un bit
mpy dc      ; multiplicar dc por el factor de escala
pac         ; convertir dc a tc
addh tmin   ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach tc, 1  ; guardar en tc
; para obtener el resultado correcto
; corremos el resultado un bit
mpy dd      ; multiplicar dd por el factor de escala
pac         ; convertir dd a td
addh tmin   ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach td, 1  ; guardar en td
; para obtener el resultado correcto
; corremos el resultado un bit

```

Seguidamente se escriben los tiempo calculados en los registros adecuados, para que en la siguiente rutina salgan las señales PWM por sus salidas correspondientes.

```

;
;           Calcular los ciclos de trabajo para los generadores PWM
;
out act_bank, PA7 ; cargar el banco del registro
; de acción en bsr
out ta, PA0       ; escribir el resultado en PWM0 (A=da) (act0)
out tb, PA1       ; escribir el resultado en PWM1 (B=db) (act1)
out tc, PA2       ; escribir el resultado en PWM2 (C=dc) (act2)
out td, PA3       ; escribir el resultado en PWM3 (D=dd) (act3)
out iop_bank, PA7 ; cargar iop_bank en bsr
lac sector, 10    ; sector es iop10-iop15
sac1 *
out *, PA0        ; enviar sector al decodificador
out sync_bit, PA2 ; Pone a 1 el bit de sincronismo

```

Por último nos queda por limpiar las interrupciones, activarlas y volver a la rutina infinita de espera, hasta que acabe el periodo.

```

;           limpiar las interrupciones no aceptadas
out if_clr, PA6  ; limpiar el registro FCLR, if_clr=DFFFh
eint             ; activar interrupciones
ret
;
;           fin de la rutina de servicio de interrupciones
;

```

Seguidamente se muestra la subrutina utilizada para testear si el convertidor A/D de 12 bits está ocupado.

```

;           subrutina "wait" para testear si el ADC de 12 bits está ocupado
wait in *, PA0   ; ver contenido del bit "busy"
; Cargamos en la pila los 16 bits
; del puerto 0 de I/O
and *            ; testear su valor

```



```

                                ; and del contenido de la pila con el acumulador
bnz  wait                       ; esperar hasta que el ADC esté preparado
ret

```

Las subrutinas que devuelven d_a , d_b , d_c y d_d se muestran a continuación. También hay implementadas dos subrutinas que devuelven cero y se corresponden con combinaciones no válidas.

```

; subrutinas que devuelven da=db=dc=dd=0 por una combinación errónea
; para vt_vs_vr

```

```

    .asect "fallo1", 10Ah; combinación no permitida
                                ; vt_vs_vr = 000
zac                               ; limpiar acumulador
sacl *                            ; poner cero en la pila
ret                               ; devolver da=db=dc=dd=0

```

```

    .asect "fallo2", 17Ah; combinación no permitida
                                ; vt_vs_vr = 111
zac                               ; limpiar acumulador
sacl *                            ; poner cero en la pila
ret                               ; devolver da=db=dc=dd=0

```

```

;
; subrutinas de MUX que devuelven da, db, dc y dd.
; Para cada sector tenemos una rutina.
;

```

```

    .asect "sec1", 11Ah ; -30 a 30 grados
                                ; vt_vs_vr = 001
lac m13                          ; cargar m13 en el acumulador
sacl da                           ; guardar da
                                ; m13 --> da
lac m33                          ; cargar m33 en el acumulador
sacl db                           ; guardar db
                                ; m33 --> db

lac m31
sacl *
lac m33
add *
sacl dc
lac m11
sacl *
lac m13
add *
sacl dd
ret

```

```

    .asect "sec2", 13Ah ; 30 a 90 grados
                                ; vt_vs_vr = 011
lac m11                          ; cargar m11 en el acumulador
sacl da                           ; guardar da
lac m31                          ; cargar m31 en el acumulador
sacl db                           ; guardar db
lac m31
sacl *
lac m33

```

```
add *
sac1 dc
lac m11
sac1 *
lac m13
add *
sac1 dd
ret
```

```
.asect "sec3", 12Ah ; 90 a 150 grados
; vt_vs_vr = 010
lac m11 ; cargar m11 en el acumulador
sac1 da ; guardar da
lac m31 ; cargar m31 en el acumulador
sac1 db ; guardar db
lac m31
sac1 *
lac m32
add *
sac1 dc
lac m11
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
ret
```

```
.asect "sec4", 16Ah ; 150 a 210 grados
; vt_vs_vr = 110
lac m12 ; cargar m13 en el acumulador
sac1 da ; guardar da
lac m32 ; cargar m33 en el acumulador
sac1 db ; guardar db
lac m31
sac1 *
lac m32
add *
sac1 dc
lac m11
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
ret
```

```
.asect "sec5", 14Ah ; 210 a 270 grados
; vt_vs_vr = 100
lac m12 ; cargar m12 en el acumulador
sac1 da ; guardar da
lac m32 ; cargar m32 en el acumulador
sac1 db ; guardar db
lac m32
sac1 *
lac m33
add *
sac1 dc
lac m13
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
```



```

ret

        .asect "sec6", 15Ah ; 270 a 330 (=-30) grados
                                ; vt_vs_vr = 101
lac m13                ; cargar m13 en el acumulador
sacl da                ; guardar da
lac m33                ; cargar m33 en el acumulador
sacl db                ; guardar db
lac m32
sacl *
lac m33
add *
sacl dc
lac m13
sacl *
lac m12
add *
sacl dd
ret

```

A1.1.2. Rutina completa.

El programa completo se presenta a continuación. Se ha incluido toda la inicialización y la lista de variables. Al final de todo el programa encontramos el principio de la tabla que contiene las funciones coseno.

```

;
; Programa de control del rectificador trifásico bidireccional
; basado en un convertidor matricial
;
;
; INICIALIZACION
;

        .asect "start",0h      ; para inicializar la placa DS1101
        b          start
        .asect "interrupt",2h ; rutina de servicio de interrupción
        b          program
        .asect "program",10h   ; programa

;
; direcciones en memoria de programa
;
adc2_addr .set 09h      ; convertidor A/D de 12 bits
adc3_addr .set 0Ah      ; convertidor A/D de 8 bits
adc4_addr .set 0Bh      ; convertidor A/D de 8 bits
strobe    .set 0Ah      ; dirección del puerto strobe

;
; constantes que se escriben en la memoria de programa
; y que durante la inicializacion se transfieren a la
; memoria de datos

iop_bank  .set 00h      ; dirección en memoria del banco de registros iop
          .word 0        ; iop_bank=0
start_adc .set 01h      ; bits para comenzar la conversion A/D
          .word 1111b    ; start_adc=1111b
wdt_bnk   .set 02h      ; dirección de memoria del banco
          .word 1        ; para seleccionar el "watch dog timer"
          ; wdt_bnk = 1

```

```

wdt_rf1      .set 03h
             .word 0ABCDh ; wdt_rf1 = ABCDh
wdt_rf2      .set 04h
             .word 2345h ; wdt_rf2=2345h
b_3          .set 05h ; bit 3 de sector que corresponde a Vr
             .word 00001000b
b_4          .set 06h ; bit 4 de sector que corresponde a Vs
             .word 00010000b
b_5          .set 07h ; bit 5 de sector que corresponde a Vt
             .word 00100000b
clatch       .set 08h ; dirección de memoria de clatch
             ; (FFFFh=todo unos)
             .word 0FFFFh ; máscara para limpiar
             ; la parte alta del acumulador
             ; y mantener la parte baja
offs_mask    .set 09h ; dirección de memoria de la máscara de offset
(0011_1000b)
             .word 00111000b ; sólo lee las tensiones de fase,
             ; los tres bits correspondientes
tbl_base     .set 0Ah ; dirección de memoria de tbl_base
             .word 010Ah ; define el offset de las subrutinas (010Ah)
act_bank     .set 0Bh ; dirección de memoria del banco de registro
             .word 4 ; de acción (4)
if_clr       .set 0Ch ; dirección de memoria de if_clr
             .word 0DFFFh ; 0000_DFFFh sirve para
             ; limpiar todas las interrupciones
             ; (1101_1111_1111_1111b)
             ; (bit 13 de IF debe valer cero)
tmin         .set 0Dh ; dirección de memoria de
             ; tmin = 40ns / 40ns = 1 que es el tiempo
             ; correspondiente al ciclo de trabajo mínimo.
             .word 010b ; Da un ciclo de trabajo mínimo
             ; (0.1% ó 40ns/ 40us = 0.001)
             ; 40ns es la precisión, ya que
             ; estamos en el modo PWM de
             ; alta precisión. (160ns/4)
             ; tmin será igual a 2 = 10b
             ; ya que lo sumamos antes de sumar con
             ; desplazamiento y, por lo tanto,
             ; despues se dividirá por 2.

uno          .set 0Eh ; dirección de memoria de 1
             .word 1h
im_mask      .set 0Fh ; dirección de memoria de im_mask=7FEFh
             .word 07FEFh ; im_mask = 0111_1111_1110_1111b
tcon         .set 10h ; dirección de memoria del registro tcon
             .word 05D06h ; tcon= 0101_1101_0000_0110b = 5D06h
             ; Se selecciona TMR1, prescalado de 1
             ; con el reloj interno,
             ; TMR2 deshabilitado, se activa el modo
             ; PWM de alta precisión y
             ; se selecciona TMR1, para comparar
             ; se activan todas las
             ; las salidas de comparación.
vr_ini       .set 11h ; dirección de memoria de vr_ini
             .word 01h ; debe ser positivo al principio
mem_loc      .set 12h ; dirección de memoria de la localización en
memoria de la tabla
             .word 0180h ; offset de la tabla 384d=180h
tercio       .set 13h ; constante con valor 1/3
             .word 02AAAh ; 1/3 en Q15
one          .set 14h

```

```

menos      .word 07FFFh ; uno (en Q15)
           .set 15h
tres       .word 08000h ; -1 (en Q15)
           .set 16h
I_sign_ini .word 02666h ; 0.3 en Q15
           .set 17h
           .word 07FFFh ; Valor inicial del signo
           ; de la corriente (1 en Q15)
ddr        .set 18h ; dirección de memoria de ddr
           .word 0FF00h ; iop0-iop7 entrada del DS1101
           ; iop8-iop15 salida
           ; iop8: sync bit
           ; iop10-iop15 sector

sync_bit   .set 19h ; direccion de memoria
           ; de sync_bit (1_0000_0000b)
           .word 100h ; el bit 8 de iop es utilizado como sync
           ; El periodo de esta señal me da
           ; la duracion del programa,
           ; el cual es de 75.84us.

pwm_per    .set 1Ah ; dirección de memoria de pwm_per
           .word 0EDh ; pwm_per= 37.92us / 160ns = 237d = 0EDh
           ; Como se busca aceptar
           ; cada segunda interrupcion y que
           ; el bit de sincronismo este a 1
           ; me indica esperando
           ; interrupcion, se debe ajustar PWM_Period
           ; a la mitad del periodo de sync_bit
           ;, es decir, a la mitad de la
           ; duracion del programa.
           ; Si se cambia pwm_per ==> se debe
           ; cambiar pwm_scale.
           ; T = 37.92us <====> f = 26.371kHz

pwm_scale  .set 1Bh ; dirección de memoria de pwm_scale
           .word 03B4h ; periodo x 4 (ya que comparamos los 14 MSB)
           ; 237 x 4 = 948d = 03B4h
           ; el ciclo de trabajo está limitado al 100%
           ; si hubiese un factor 0.5
           ; el ciclo de trabajo estaría limitado al 50%

tot        .set 1Ch ; constante para inicializar el contador
           .word 0531h ; = 266x5 -1 = 1329d = 0531h
           ; la tabla necesita
           ; (20ms/(Duracion del programa))x5=
           ; (20ms/75.84us)x5= 1319 valores
           ; ==> 1329 entradas

;          variables no inicializadas
vr_old_ini .set 25h ; dirección de memoria de vr_old_ini
vr_sync    .set 26h ; dirección de memoria de vr_sync,
           ; necesaria para sincronizar la rutina
i          .set 27h ; dirección de memoria de i, contador de la tabla
sector     .set 28h ; dirección de memoria de sector
m          .set 29h ; dirección de memoria de adc3_data,
           ; contiene m (8 bits)
vr         .set 2Ah ; dirección de memoria de vr=(1/2)coswt
vs         .set 2Bh ; dirección de memoria de vs=(1/2)cos(wt-120)
vt         .set 2Ch ; dirección de memoria de vt=(1/2)cos(wt+120)
va         .set 2Dh ; dirección de memoria de
           ; va =(7/36)cos2wt-(1/36)cos4wt
vb         .set 2Eh ; dirección de memoria de

```

```

; vb=(7/36) cos (2wt+120)-(1/36) cos (4wt-120)
prod1      .set 2Fh      ; prod1=I_sign*(1/2)*cos(wt)
prod2      .set 30h      ; prod2=I_sign*(1/2)*cos(wt-120)
m11        .set 31h      ; dirección de memoria de m11
m31        .set 32h      ; dirección de memoria de m31
m12        .set 33h      ; dirección de memoria de m12
m32        .set 34h      ; dirección de memoria de m32
m13        .set 35h      ; dirección de memoria de m13 = 1 - (m11 + m12)
m33        .set 36h      ; dirección de memoria de m33 = 1 - (m31 + m32)
da         .set 37h      ; dirección de memoria de da
db         .set 38h      ; dirección de memoria de db
dc         .set 39h      ; dirección de memoria de dc
dd         .set 3Ah      ; dirección de memoria de dd
ta         .set 3Bh      ; dirección de memoria de ta = A
tb         .set 3Ch      ; dirección de memoria de tb = B
tc         .set 3Dh      ; dirección de memoria de tc = C
td         .set 3Eh      ; dirección de memoria de td = D
I_sign     .set 3Fh      ; dirección de memoria
; del signo de la corriente
; I_sign = 1 = 7FFFh
; (en Q15) --> Corriente positiva
; I_sign = -1 = 8000h
; (en Q15)--> Corriente negativa
cs         .set 40h      ; dirección de memoria del
; signo de la corriente, CS (adc2_data)
; Vale 5V si la corriente > 0
; ó 0V si la corriente < 0

;          rutina de inicializacion

start

dint       ; desactivar interrupciones
;          preinicializar uno y copiar la tabla de constantes
;          a la memoria de datos
lack 1     ; cargar 1 en el acumulador
sacl uno   ; guardar en uno
lark ar1,20h ; inicializar el contador con
;          el numero de constantes
lark ar0,0h ; puntero de la memoria de datos (posicion 0h)
lack 10h   ; puntero de la memoria de programa

transfer

larp ar0   ; seleccionar el puntero destino
tblr +,ar1 ; transferir palabra
add uno,0  ; incrementar el puntero origen
banz transfer ; repetir hasta que la transferencia
;          esté completada

;          inicializar los registros auxiliares
lark ar1,0B0h ; inicializar el puntero a la pila de software
lark ar0,50h  ; inicializar ar0
larp ar1     ; hacer accesible la pila de software
ldpk 00h    ; seleccionar la página de datos

;          inicializar el bus I/O:
;          iop0-iop7 entrada del DS1101
;          iop8-iop15 salida
;          iop15 es el bit de sincronismo
;          iop10-iop15 es la info del sector

```

```

out iop_bank, PA7; seleccionar el banco iop
out ddr, PA1      ; cargar FF00h en ddr

;          enmascarar todas las interrupciones excepto timint1
;          0111_1111_1110_1111b = 7FEFh
out im_mask, PA5; desenmascarar timint1 via IM

;          limpiar todas las flags excepto bit 13
;          ;(pero sólo está activa timint1)

out if_clr, PA6  ; limpiar todas las flags via FCLR
;               ; reset bit 13 como sugiere el fabricante

;inicializar timer1 como temporizador de PWM y para las interrupciones

lac uno, 1      ; cargar 2 en el acumulador
sac1 *         ; guardar 2 en la pila
out *, PA7     ; seleccionar el banco del timer (2)
out pwm_per, PA1 ; preparar el periodo de TMR1
out tcon, PA4  ; preparar timer1 y el
;             ;modo PWM de alta precisión
out iop_bank, PA7

;          resetear ADCs
lack adc2_addr ; leer de ADC2 (12 bit)
tblr *
lack adc3_addr ; leer de ADC3 (8 bit)
tblr *
lack adc4_addr ; leer de ADC4 (8 bit)
tblr *

;          inicializacion del contador para obtener datos de la tabla
;          que necesitamos para evitar problemas de ruido
lac tot      ; Carga tot en el acumulador (06D5h),
;           ;longitud de la tabla
sac1 i      ; Lleva tot a i (i= 276x5 -1 = 1379d = 0563h)
;          fin de la inicializacion

;          bucle infinito a la espera de la interrupción

w_i      eint      ; activar interrupciones
;          b      w_i      ; bucle infinito en espera de
;          ;la siguiente interrupción

;
;          rutina de servicio de interrupción
;
program

dint      ; desactivar interrupciones

;          leer convertidor AD
;          empezar una nueva conversion AD
;          para ahorrar tiempo leemos primero los convertidores AD
;          de 8 bits y despues el de 12 bits
lack strobe ; señalar puerto strobe
tblw start_adc ; activamos convertidores AD
nop         ; debemos esperar a que acaben la conversion

```

```

nop                ; esto dura aprox. lus (los de 8 bits)
nop
lack adc3_addr    ; lac nueve, 1
                  ; señalamos AD3 del DS1101 (AD de 8 bits)
                  ; Acumulador=adc3_addr
tblr m            ; sacl m      leer convertidor A/D y guardar su
                  ; contenido en m como fraccionario
;
;               Guardar las variables de sincronización
;
lac vr_ini        ; cargar vr
sacl vr_old_ini  ; guardar vr_anterior
;
;               Continuar la conversión A/D
;
lack adc4_addr    ; señalar a ADC4 de DS1101 (8 bit A/D)
tblr vr_sync      ; leer y guardar vr_sync como fraccionario
;
;               Sincronización
;               Esta parte es la que se encarga de la corrección
;               del factor de potencia, gracias al circuito exterior
;
lt vr_old_ini     ; cargar el vr anterior en el registro T
lac vr_sync
sacl vr_ini       ; actualizar vr_ini
mpy vr_ini        ; multiplicar vr por vr_old
lac vr_old_ini    ; cargar vr_old
blz out           ; si vr_old<0 entonces salir del bucle
pac              ; sino comprobar si vr x vr_old > 0
sach *, 1         ; guardar el producto
lac *             ; guardar el producto en el acumulador
bgz out           ; si vr_old x vr > 0 entonces salir del bucle
lac tot           ; inicializar el contador i
sacl i            ;
out              ; cargar el contador con (i = 276x5 -1
                  ; = 1379d = 0563h)
                  ; si el producto > 0 entonces no hay
                  ; cambio de signo
                  ; ==> comenzar
;
;               Inicializo el signo de la corriente
lac I_sign_ini    ; I_sign_ini --> Acc
sacl I_sign       ; I_sign_ini --> I_sign
;
;               Continuamos con la conversión AD
lac uno, 1        ; Cargamos en el acumulador la máscara del "busy
bit"(10b)
call wait         ; testeamos si "busy ADC" está preparado
lack adc2_addr    ; señalamos AD2 del DS1101 (AD de 12 bits)
                  ; Acumulador = adc2_addr
tblr cs          ; Leer convertidor AD y guardar su contenido
                  ; en cs como fraccionario
                  ; CS = 5V (0.5 en Q15) si corriente es
                  ; positiva ó 0V si corriente es negativa
lac cs           ; cs --> Acc
sub tres         ; acc = cs - 3 (tres es 0.3 en Q15)
bgez pos         ; Si (CS -3)>=0 entonces saltar a pos
lac menos        ; menos (-1 en Q15) --> Acc
sacl I_sign      ; I_sign = -1
b s_fin
pos
lac one          ; one (1 en Q15) --> Acc

```



```

sac1 I_sign      ; I_sign = 1

s_fin

lac I_sign
sac1 I_sign_ini  ; Actualizamos I_sign_ini

; Leer cosenos de la tabla

lac i            ; carga el contador (i) en el acumulador
add mem_loc     ; Se suma el offset de memoria (+180h)
tblr vb        ; leer vb
sub uno        ; siguiente elemento de la tabla
tblr va        ; leer va
sub uno        ; siguiente elemento de la tabla
tblr vt        ; leer vt
sub uno        ; siguiente elemento de la tabla
tblr vs        ; leer vs
sub uno        ; siguiente elemento de la tabla
tblr vr        ; leer vr
sub uno        ; siguiente elemento de la tabla
sub mem_loc    ; recuperar valor de i
sac1 i         ; con i = 276x5 -1 = 1379d = 0563h
               ; no necesitamos el fin de tabla ya que
               ; tenemos demasiados puntos y reseteamos i
               ; antes de llegar al final de la tabla

;
; Actualizar el temporizador watchdog
;

out wdt_bnk, PA7 ; cargar wdt_bank en bsr
out wdt_rf1, PA0 ; wdt_rf1 = ABCDh
out wdt_rf2, PA0 ; wdt_rf2 = 2345h

; Calcular m11, m12, m13, m31, m32 y m33.

lt I_sign      ; Cargamos el contenido de la posición de
               ; memoria de datos I_sign en el registro
               ; temporal T
mpy vr        ; multiplica el contenido del registro T por el
               ; contenido de la posición de memoria vr,
               ; situando el resultado en el registro P.
pac          ; [P]--> Acc
sach prodl,1 ; (Acc)high --> prodl (Vr x I_sign)
               ; Un bit a la izquierda.
               ; Para eliminar uno de los dos bits de signo.
lac prodl    ; prodl --> Acc
add va      ; prodl + va --> Acc
sac1 *     ; Acc --> pila
lt m      ; m --> [T]
mpy *     ; m x pila -> [P]
pac      ; [P] --> Acc
sach *, 1 ; (Acc)high --> pila
lac *    ; pila --> Acc
add tercio ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m11  ; guardar m11
lac va   ; va --> Acc
sub prodl ; Acc = va - (vr x I_sign)
sac1 *   ; Acc --> pila
lt m    ; m --> [T]
mpy *   ; m x pila -> [P]
pac    ; [P]--> Acc
sach *, 1 ; (Acc)high --> pila
lac *   ; pila --> Acc

```

```

add tercio      ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m31        ; guardar m31
lt I_sign      ; Cargamos el contenido de la posición de
                ; memoria de datos I_sign en el registro
                ; temporal T
mpy vs         ; multiplica el contenido del registro T por el
                ; contenido de la posición de memoria vs,
                ; situando el resultado en el registro P.
pac            ; [P]--> Acc
sach prod2,1   ; Acc --> prod2
                ; Un bit a la izquierda.
                ; para eliminar uno de los dos bits de signo.
lac prod2      ; prod2 --> Acc
add vb         ; Acc --> prod2 + vb
sac1 *         ; Acc --> pila
lt m           ; m --> [T]
mpy *          ; m x pila -> [P]
pac           ; [P] --> Acc
sach *, 1     ; (Acc)h ----> pila
lac *         ; pila ----> Acc
add tercio    ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m12      ; guardar m12
lac vb        ; vb --> Acc
sub prod2     ; Acc = vb - (vs x I_sign)
sac1 *        ; Acc --> pila
lt m          ; m --> [T]
mpy *         ; m x pila -> [P]
pac          ; [P]--> Acc
sach *, 1     ; (Acc)h -->pila
lac *         ; pila ----> Acc
add tercio    ; Añade 1/3 al contenido del acumulador
sac1 m32      ; guardar m32
lac one       ; Acc = 1 (Q15)
sub m11       ; Acc = 1 - m11
sub m12       ; Acc = 1 - m11 - m12
sac1 m13      ; Guardar m13
lac one       ; Acc = 1 (Q15)
sub m31
sub m32
sac1 m33

;
;           Calcular el sector de 60 grados
;

p1_s

zalh vr        ; cargar vr en la parte alta del acumulador,
                ; limpiar la parte baja del acumulador

blz p2_s       ; saltar si vr<0

or b_3         ; si no activar el bit 3 de la parte baja del
acumulador     ; b_3 = 0000 1000

p2_s

and clatch     ; limpiar la parte alta del acumulador y
                ; mantener la parte baja.

addh vs        ; cargar vs en la parte alta del acumulador y
                ; mantener la parte baja.

blz p3_s       ; saltar si vs<0

```

```

    or b_4          ; si no activar el bit 4 de la parte baja del
acumulador,      ;
                ; b_4 = 0001 0000

p3_s
and clatch       ; limpiar la parte alta del acumulador y
                ; mantener la parte baja.
addh vt         ; cargar vt en la parte alta del acumulador y
                ; mantener la parte baja.
blz s_end       ; saltar si vt<0
or b_5          ; si no activar el bit 5 de la parte baja del
acumulador,    ;
                ; b_5 = 0010 0000

s_end

sac1 sector     ; guardar la parte baja del acumulador en sector
                ; sector = 0_0_vt_vs_vr_0_0_0
;
;           Calcular la dirección de comienzo de las subrutinas
;           para determinar los ciclos de trabajo da, db, dc y dd.
;
and offs_mask   ; extraer los bits de signo de las tensiones de
                ; fase de sector
sac1 *          ; Metemos en la pila el acumulador
lac *, 1        ; Multiplico por 2
add tbl_base    ; sumar la dirección base de la subrutina
cala           ; llamar a la subrutina MUX (cálculo del
                ; sector).
                ; El contenido del acumulador especifica la
                ; dirección de la subrutina
                ; Devuelve da, db, dc y dd.
;
;           Escalar los ciclos de trabajo y convertirlos en tiempo
;
lt pwm_scale    ; cargar el factor de escala
mpy da         ; multiplicar da por el factor de escala
pac           ; convertir da a ta
addh tmin      ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach ta, 1     ; guardar en ta
                ; para obtener el resultado correcto
                ; corremos el resultado un bit
mpy db         ; multiplicar db por el factor de escala
pac           ; convertir db a tb
addh tmin      ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach tb, 1     ; guardar en tb
                ; para obtener el resultado correcto
                ; corremos el resultado un bit
mpy dc         ; multiplicar dc por el factor de escala
pac           ; convertir dc a tc
addh tmin      ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach tc, 1     ; guardar en tc
                ; para obtener el resultado correcto
                ; corremos el resultado un bit
mpy dd         ; multiplicar dd por el factor de escala
pac           ; convertir dd a td
addh tmin      ; sumar el ciclo de trabajo mínimo
sach td, 1     ; guardar en td
                ; para obtener el resultado correcto
                ; corremos el resultado un bit
;
;           Calcular los ciclos de trabajo para los generadores PWM
;
out act_bank, PA7 ; cargar el banco del registro

```

```

; de acción en bsr
out ta, PA0      ; escribir el resultado en PWM0 (A=da) (act0)
out tb, PA1      ; escribir el resultado en PWM1 (B=db) (act1)
out tc, PA2      ; escribir el resultado en PWM2 (C=dc) (act2)
out td, PA3      ; escribir el resultado en PWM3 (D=dd) (act3)
out iop_bank, PA7 ; cargar iop_bank en bsr
lac sector, 10   ; sector es iop10-iop15
sacl *
out *, PA0       ; enviar sector al decodificador
out sync_bit, PA2 ; Pone a 1 el bit de sincronismo

; limpiar las interrupciones no aceptadas
out if_clr, PA6  ; limpiar el registro FCLR, if_clr=DFFFh
eint             ; activar interrupciones
ret

;
; fin de la rutina de servicio de interrupciones
;

; subrutina "wait" para testear si el ADC de 12 bits está ocupado
wait in *, PA0   ; ver contenido del bit "busy"
                ; Cargamos en la pila los 16 bits
                ; del puerto 0 de I/O
and *           ; testear su valor
                ; and del contenido de la pila con el acumulador
bnz wait       ; esperar hasta que el ADC esté preparado
ret

; subrutinas que devuelven da=db=dc=dd=0 por una combinación errónea
; para vt_vs_vr
    .asect "fallo1", 10Ah; combinación no permitida
        ; vt_vs_vr = 000
    zac             ; limpiar acumulador
    sacl *         ; poner cero en la pila
    ret           ; devolver da=db=dc=dd=0

    .asect "fallo2", 17Ah; combinación no permitida
        ; vt_vs_vr = 111
    zac             ; limpiar acumulador
    sacl *         ; poner cero en la pila
    ret           ; devolver da=db=dc=dd=0

;
; subrutinas de MUX que devuelven da, db, dc y dd.
; Para cada sector tenemos una rutina.
;

    .asect "secl", 11Ah ; -30 a 30 grados
        ; vt_vs_vr = 001
    lac m13        ; cargar m13 en el acumulador
    sacl da        ; guardar da
                    ; m13 --> da
    lac m33        ; cargar m33 en el acumulador
    sacl db        ; guardar db
                    ; m33 --> db

    lac m31
    sacl *
    lac m33
    add *
    sacl dc

```

```
lac m11
sac1 *
lac m13
add *
sac1 dd
ret
```

```
    .asect "sec2", 13Ah ; 30 a 90 grados
                                ; vt_vs_vr = 011
lac m11                        ; cargar m11 en el acumulador
sac1 da                        ; guardar da
lac m31                        ; cargar m31 en el acumulador
sac1 db                        ; guardar db
lac m31
sac1 *
lac m33
add *
sac1 dc
lac m11
sac1 *
lac m13
add *
sac1 dd
ret
```

```
    .asect "sec3", 12Ah ; 90 a 150 grados
                                ; vt_vs_vr = 010
lac m11                        ; cargar m11 en el acumulador
sac1 da                        ; guardar da
lac m31                        ; cargar m31 en el acumulador
sac1 db                        ; guardar db
lac m31
sac1 *
lac m32
add *
sac1 dc
lac m11
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
ret
```

```
    .asect "sec4", 16Ah ; 150 a 210 grados
                                ; vt_vs_vr = 110
lac m12                        ; cargar m13 en el acumulador
sac1 da                        ; guardar da
lac m32                        ; cargar m33 en el acumulador
sac1 db                        ; guardar db
lac m31
sac1 *
lac m32
add *
sac1 dc
lac m11
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
ret
```

```

    .asect "sec5", 14Ah ; 210 a 270 grados
lac m12          ; vt_vs_vr = 100
sac1 da         ; cargar m12 en el acumulador
lac m32         ; guardar da
sac1 db         ; cargar m32 en el acumulador
lac m32         ; guardar db
sac1 *
lac m33
add *
sac1 dc
lac m13
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
ret

```

```

    .asect "sec6", 15Ah ; 270 a 330 (=-30) grados
lac m13          ; vt_vs_vr = 101
sac1 da         ; cargar m13 en el acumulador
lac m33         ; guardar da
sac1 db         ; cargar m33 en el acumulador
lac m32         ; guardar db
sac1 *
lac m33
add *
sac1 dc
lac m13
sac1 *
lac m12
add *
sac1 dd
ret

```

```

;          TABLA
.asect "table", 180h; tabla que contiene los cosenos
tu1360_0    .set  0180h
            .word 04000h
tu2360_0    .set  0181h
            .word 0E000h
tu3360_0    .set  0182h
            .word 0E000h
tu4360_0    .set  0183h
            .word 01555h
tu5360_0    .set  0184h
            .word 0F555h
tu1358_6    .set  0185h
            .word 03FFBh
tu2358_6    .set  0186h
            .word 0DEB3h
...

```

A1.2. Bibliografía

[A2.1] V. Vlatkovic, D. Borojevic, "Digital-Signal-Processor-Based Control of Three-Phase, Space Vector Modulated Converters", Proc. of IEEE APEC, 1993, pp. 888-894.

[A2.2] Texas Instruments, "TMS320C1x User's Guide"

Anexo 2 : Programa MathCad

A2.1. Introducción

A continuación se muestra el fichero MathCad utilizado para el diseño de las diferentes compensaciones:

Estudio del lazo de control de la salida Vo

Filtro de salida L-C y carga:

$$C := 400 \cdot 10^{-6} \quad R_m := 18$$

$$L := 1.2 \cdot 10^{-3} \quad L_m := 500 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de entrada y de salida:

$$V_i := 170$$

$$D_d := 0.8$$

$$f_s := 26000$$

Impedancia de entrada del filtro de salida :

$$Leq := \frac{L \cdot L_m}{L + L_m}$$

$$B := \frac{L}{L_m}$$

$$Leq = 0.001$$

$$\omega_0 := \frac{1}{\sqrt{Leq \cdot C}}$$

$$Q := \frac{L_m \cdot \omega_0}{R_m}$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2 \cdot \pi}$$

$$\omega_{0p} := \frac{1}{\sqrt{L_m \cdot C}}$$

$$Q_p := \frac{L_m \cdot \omega_{0p}}{R_m}$$

$$f_{0p} = \frac{\omega_{0p}}{2 \cdot \pi}$$

$$Z_0(s) := L_m \cdot \omega_0 \cdot (B + 1) \cdot \left[\frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \frac{1}{(B + 1) \cdot Q}}{\left(\frac{s}{\omega_{0p}}\right)^2 + \frac{1}{Q_p} \cdot \frac{s}{\omega_{0p}} + 1} \right]$$

$$Z_a(s) := R_m + L_m \cdot s$$

$$Z_1(s) := \frac{Z_a(s) \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{Z_a(s) + \frac{1}{C \cdot s}}$$

Etapas de Potencia:

$$P(s) := \frac{V_i}{Z_0(s)}$$

Función de transferencia del modulador

$$\text{Mod} := \frac{1}{10}$$

$$M(s) := e^{-\frac{s}{f_s} \cdot (1 + Dd)} \cdot \text{Mod}$$

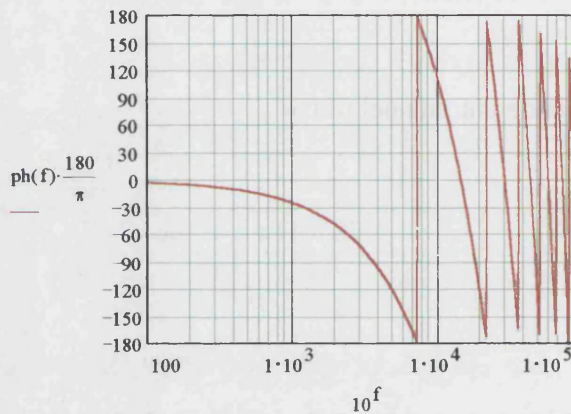
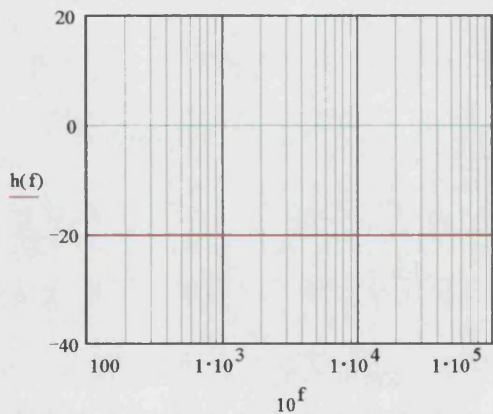
$$R_s = 1$$

$$K = 0.0625 \quad f := -1, -0.99..5$$

Respuesta en frecuencia del modulador M(s)

Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(M(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

Fase: $ph(f) := \arg(M(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

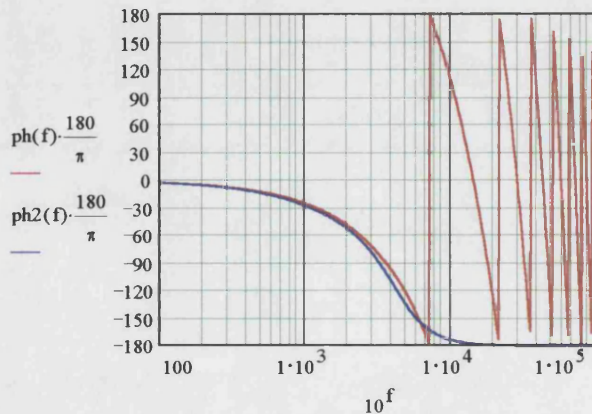


Circuito equivalente para las simulaciones PSpice del modulador M2(s)

$$T = \frac{2}{f_s}$$

$$M2(s) = \text{Mod} \cdot \frac{1 - \frac{T}{2} \cdot s + \frac{T^2}{4} \cdot s^2}{1 + \frac{T}{2} \cdot s - \frac{T^2}{4} \cdot s^2}$$

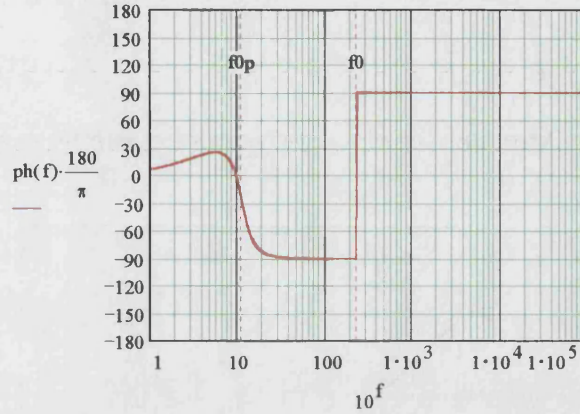
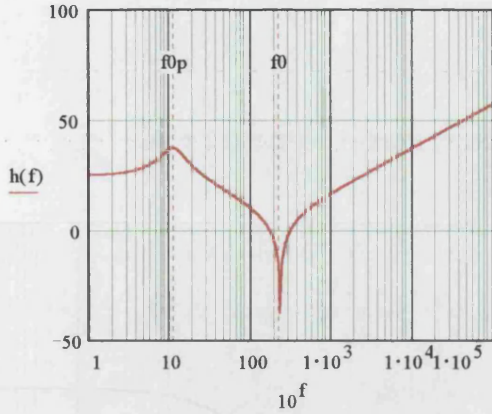
Fase: $ph2(f) := \arg(M2(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Impedancia de salida Z0(s)

Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(Z_0(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

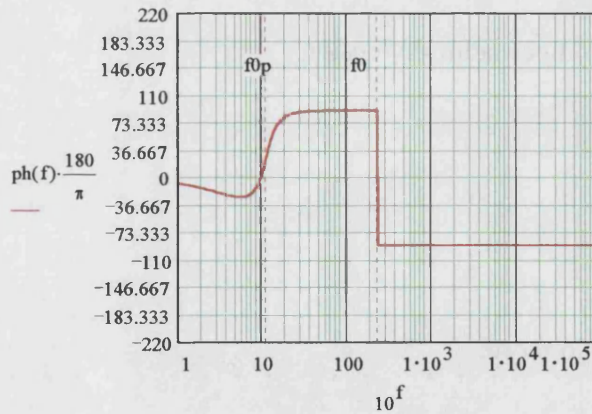
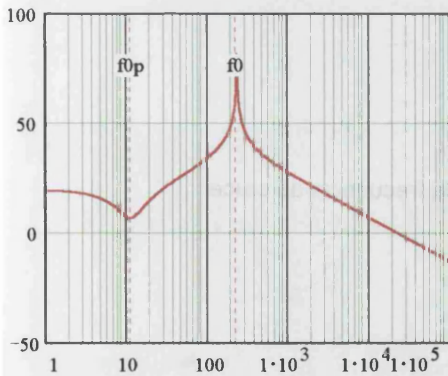
Fase: $ph(f) := \arg(Z_0(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Respuesta en frecuencia de la etapa de potencia P(s)

Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(P(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

Fase: $ph(f) := \arg(P(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Diseño de los compensadores

$\omega z1 := 2 \cdot \pi \cdot f0$ $\omega z2 := 2 \cdot \pi \cdot f0$

$\omega p1 := 1.5 \cdot \omega z1$

$R1 := 6.8 \cdot 10^3$

$C1 := \frac{1}{\omega z1 \cdot R1}$ $C1 = 1.018 \cdot 10^{-7}$

$C2 := 100 \cdot 10^{-9}$

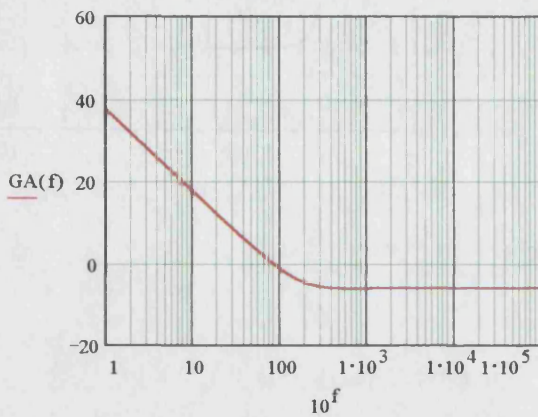
$R2 := \frac{1}{\omega z2 \cdot C2}$ $R2 = 6.92 \cdot 10^3$

$$R_p := \frac{1}{\omega p_1 \cdot C_1} \quad R_p = 4.533 \cdot 10^3$$

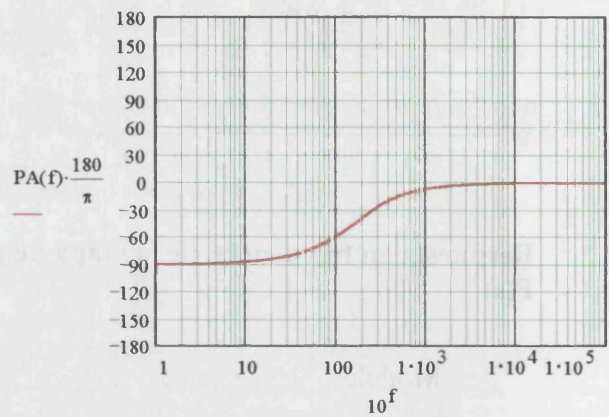
$$R_{11} := \frac{R_1 \cdot R_p}{R_1 - R_p} \quad R_{11} = 1.36 \cdot 10^4$$

$$A_c(s) := \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2) \cdot (1 + s \cdot R_1 \cdot C_1)}{(s \cdot C_2 \cdot (R_1 + R_{11})) \cdot \left(1 + s \cdot C_1 \cdot \frac{R_1 \cdot R_{11}}{R_1 + R_{11}}\right)}$$

Módulo: $GA(f) := 20 \cdot \log(|Ac(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$



Fase: $PA(f) := \arg(Ac(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Compensador de tensión

$$R_3 := 10 \cdot 10^3$$

$$A_v := 6.8$$

$$R_4 := A_v \cdot R_3$$

Para ajustar la frecuencia de cruce

$$R_4 = 6.8 \cdot 10^4$$

Fijo fcorte

$$f_{cv} := \frac{f_0}{10}$$

$$f_{cv} = 23$$

$$\omega_{cv} := 2 \cdot \pi \cdot f_{cv}$$

$$C_3 := \frac{1}{\omega_{cv} \cdot R_4}$$

$$C_3 = 1.018 \cdot 10^{-7}$$

$$f_{pv} := f_0$$

$$\omega_{pv} := 2 \cdot \pi \cdot f_{pv}$$

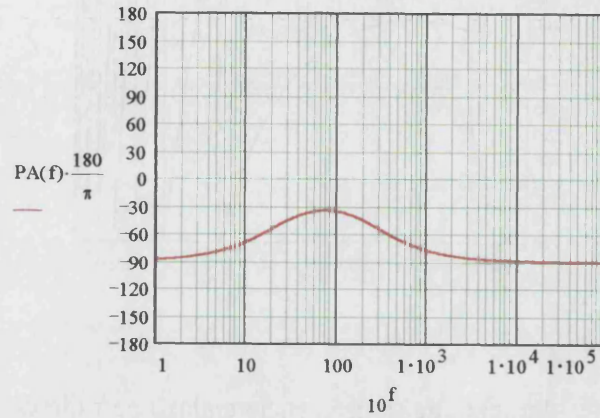
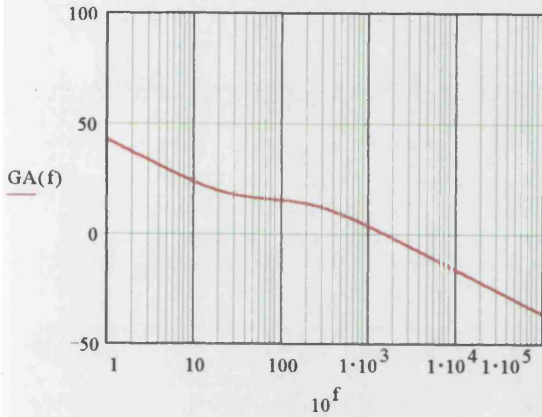
$$C_4 := \frac{1}{\omega_{pv} \cdot R_4}$$

$$C_4 = 1.018 \cdot 10^{-8}$$

$$Av(s) = \frac{1 + s \cdot R4 \cdot C3}{s \cdot R3 \cdot (C3 + C4) \cdot \left[1 + s \cdot R4 \cdot \left(\frac{C3 \cdot C4}{C3 + C4} \right) \right]}$$

Módulo: $GA(f) := 20 \cdot \log(|Av(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$

Fase: $PA(f) := \arg(Av(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

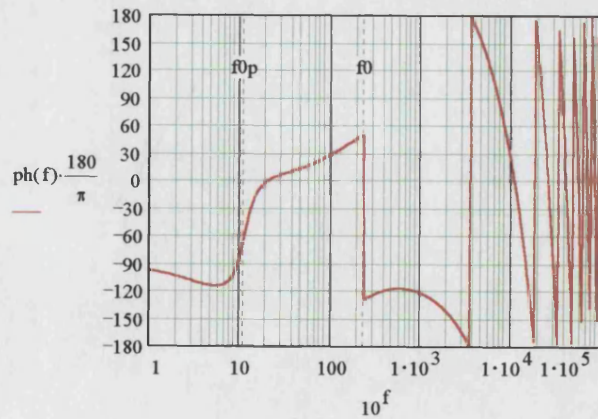
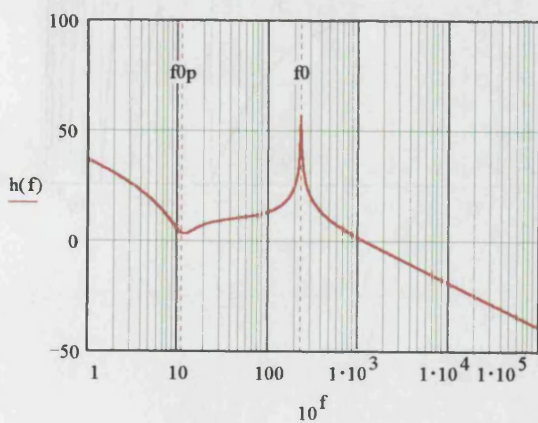


Función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente Aolc(s):

$$Aolc(s) = P(s) \cdot R_s \cdot M(s) \cdot Ac(s)$$

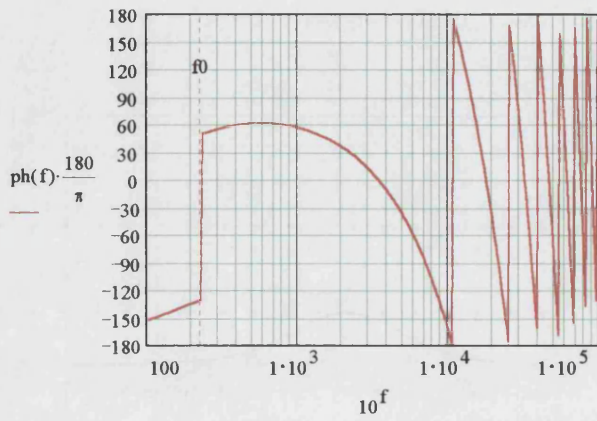
Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(|Aolc(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$

Fase: $ph(f) := \arg(Aolc(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Fase de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente $A_{olc}(s)$ cambiada de signo:

$$ph(f) := \arg(-A_{olc}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

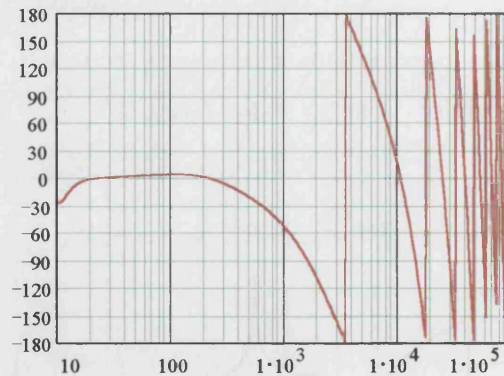
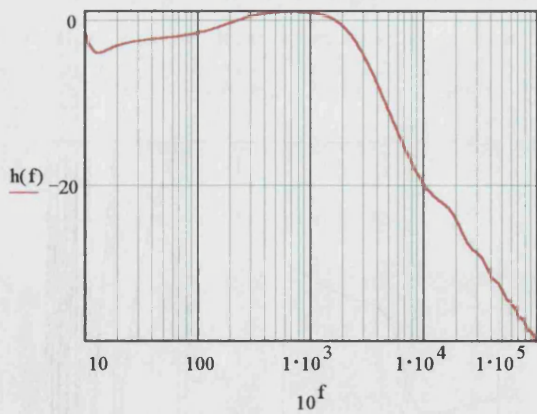


Función de transferencia en lazo cerrado del lazo de corriente $A_{clc}(s)$:

$$A_{clc}(s) := \frac{1}{R_s} \frac{A_{olc}(s)}{1 + A_{olc}(s)}$$

Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(A_{clc}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

Fase: $ph(f) := \arg(A_{clc}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

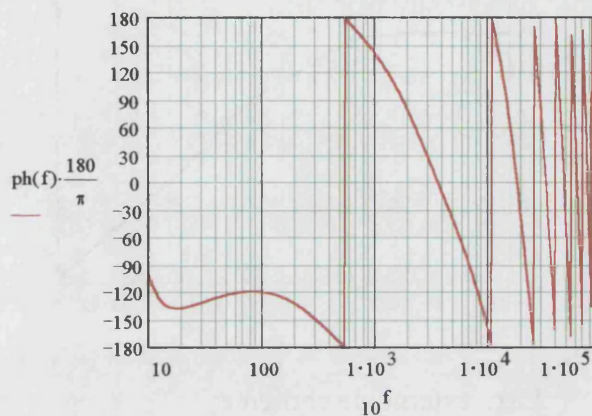
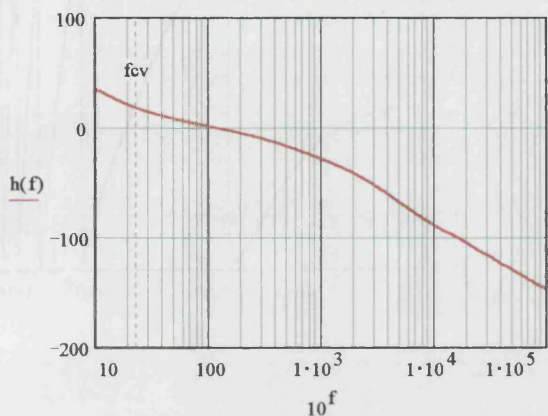


Función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión Aol_v(s):

$$Aol_v(s) := K \cdot Av(s) \cdot Acl_c(s) \cdot Z1(s)$$

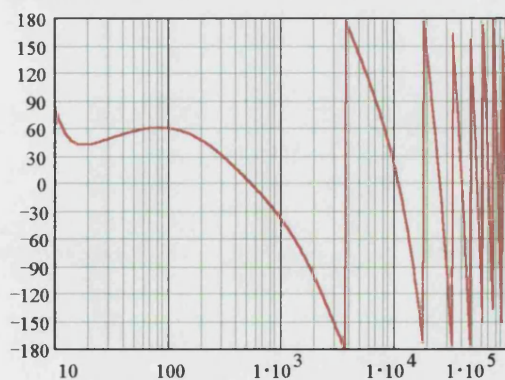
Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(Aol_v(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

Fase: $ph(f) := \arg(Aol_v(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Fase de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de tensión Aol_v(s) cambiada de signo:

$$ph(f) := \arg(-Aol_v(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

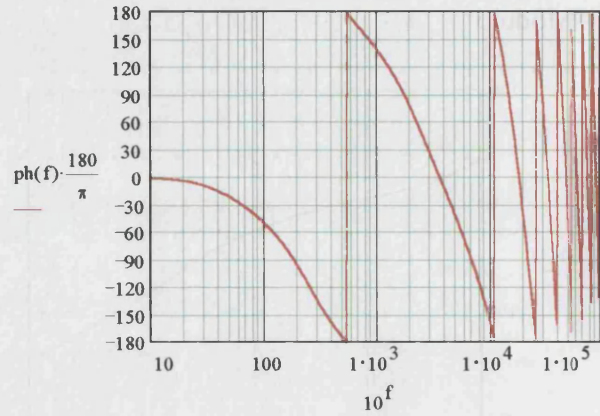
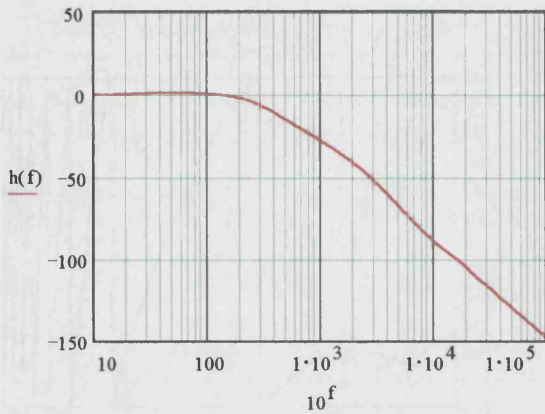


Función de transferencia en lazo cerrado del lazo de tensión $A_{clv}(s)$:

$$A_{clv}(s) = \frac{A_{olv}(s)}{1 + A_{olv}(s)}$$

Módulo: $h(f) := 20 \cdot \log(A_{clv}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

Fase: $ph(f) := \arg(A_{clv}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



Lazo externo de corriente:

$$G_v := \frac{1}{K}$$

$$H_i := 1$$

$$f_{ci} := 10$$

$$CC2 := 1 \cdot 10^{-9}$$

$$\tau_m := \frac{L_m}{R_m} \quad \tau_m = 0.028$$

Fijo: $CC4 := 100 \cdot 10^{-9}$

$$RR3 := \frac{\tau_m}{CC4} \quad RR3 = 2.778 \cdot 10^5$$

$$KI := \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_m}{H_i \cdot G_v} \quad KI = 70.686$$

Fijo: $RR1 := 10 \cdot 10^3$

$$RR2 := KI \cdot RR1 \cdot RR3 \cdot CC4 \quad RR2 = 1.963 \cdot 10^4$$

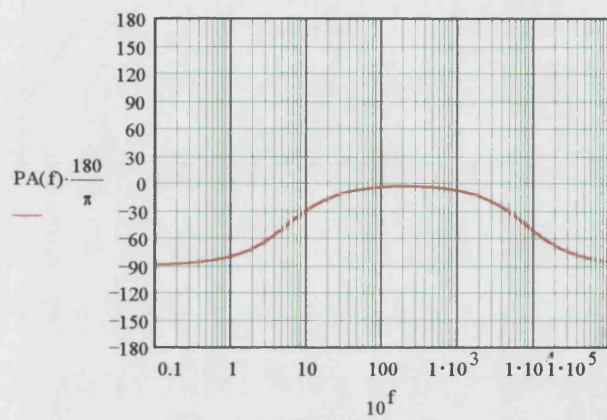
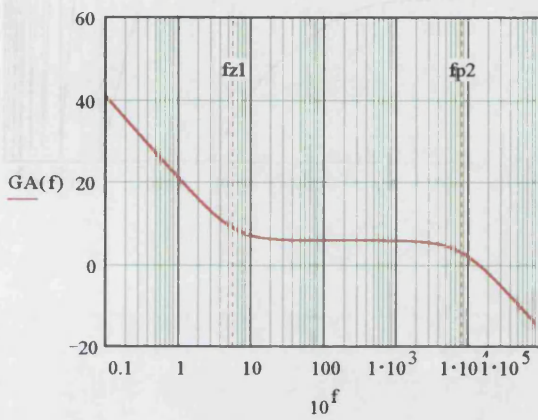
$$I_{PID}(s) := \frac{RR2}{RR1} \cdot \frac{1}{1 + RR2 \cdot CC2 \cdot s} \cdot \frac{1 + RR3 \cdot CC4 \cdot s}{RR3 \cdot CC4 \cdot s}$$

$$fz1 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RR3 \cdot CC4}$$

$$fp2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RR2 \cdot CC2}$$

Módulo: $GA(f) := 20 \cdot \log(|IPID(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$

Fase: $PA(f) := \arg(IPID(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

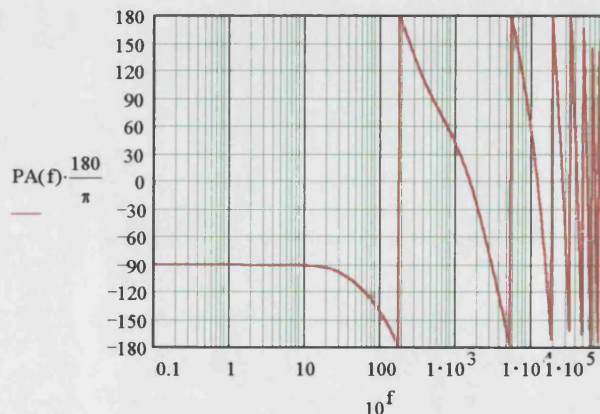
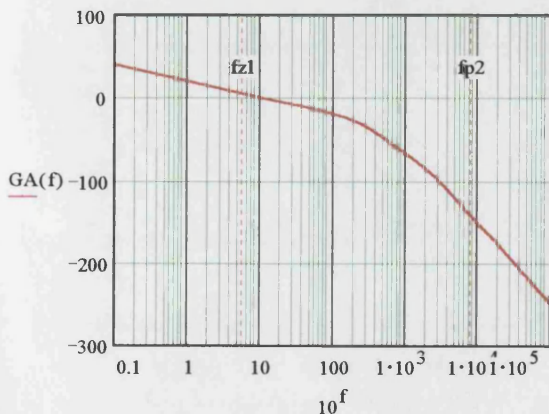


$$Magnet(s) := \frac{1}{Rm} \cdot \frac{1}{1 + \tau m \cdot s}$$

$Aoext(s) := IPID(s) \cdot \frac{Aclv(s)}{K} \cdot Hi \cdot Magnet(s)$ En lugar de Gv utilizo directamente Aclv(s)/K

Módulo: $GA(f) := 20 \cdot \log(|Aoext(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$

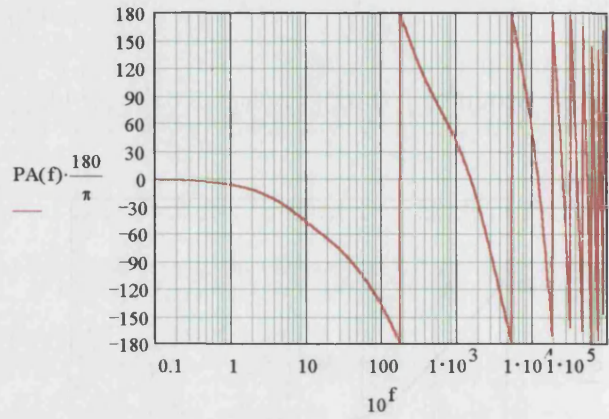
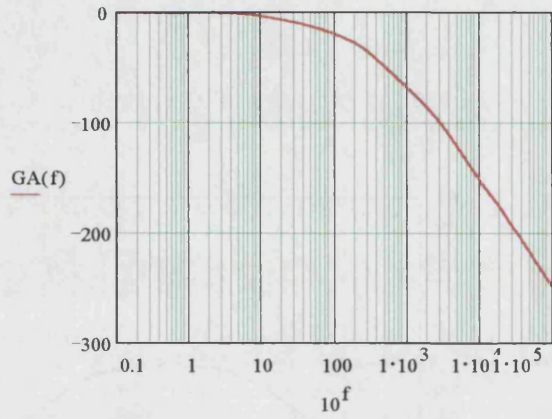
Fase: $PA(f) := \arg(Aoext(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$



$$Acext(s) := \frac{Aoext(s)}{1 + Aoext(s)}$$

Módulo: $GA(f) := 20 \cdot \log(|Acext(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$

Fase: $PA(f) := \arg(Acext(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$

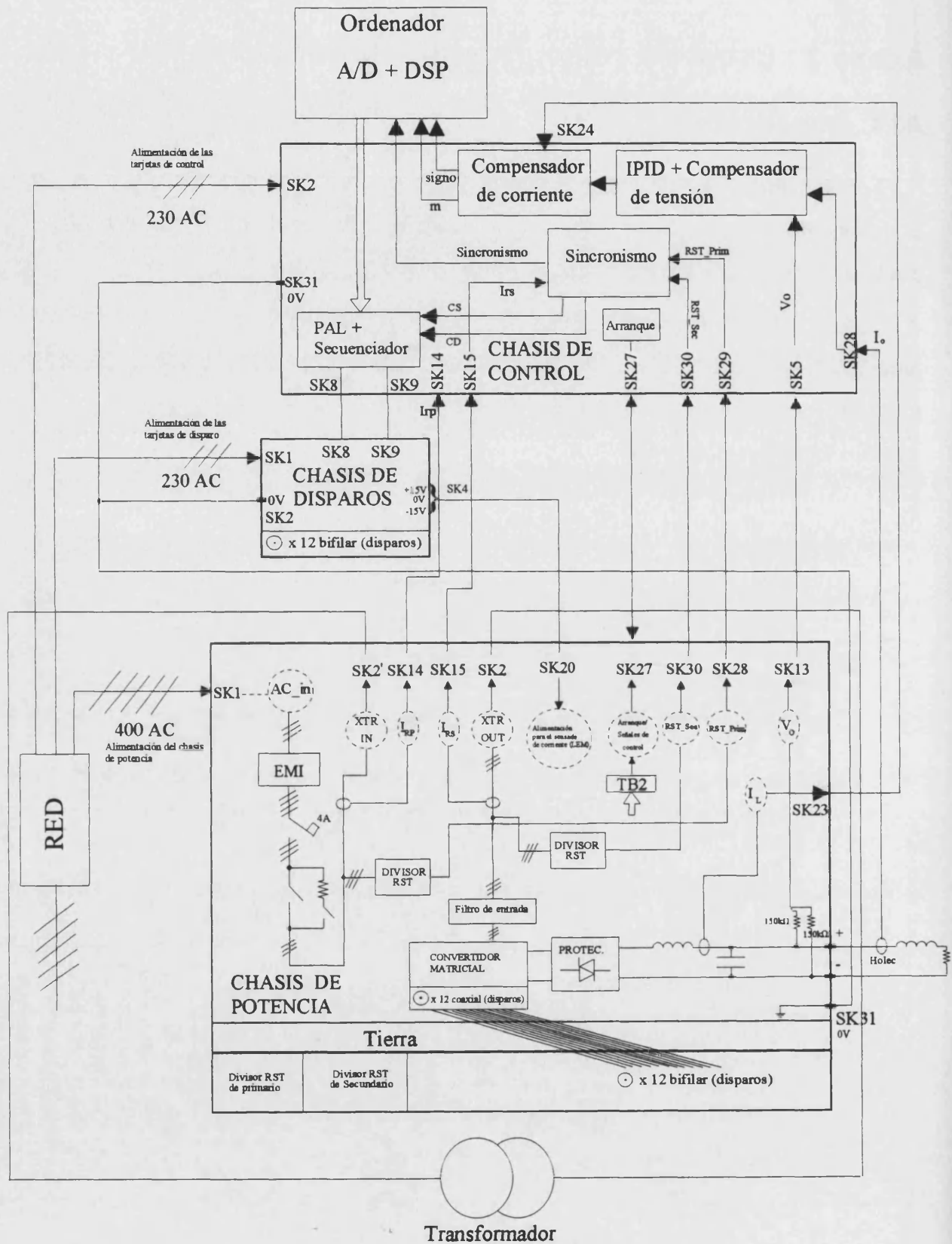


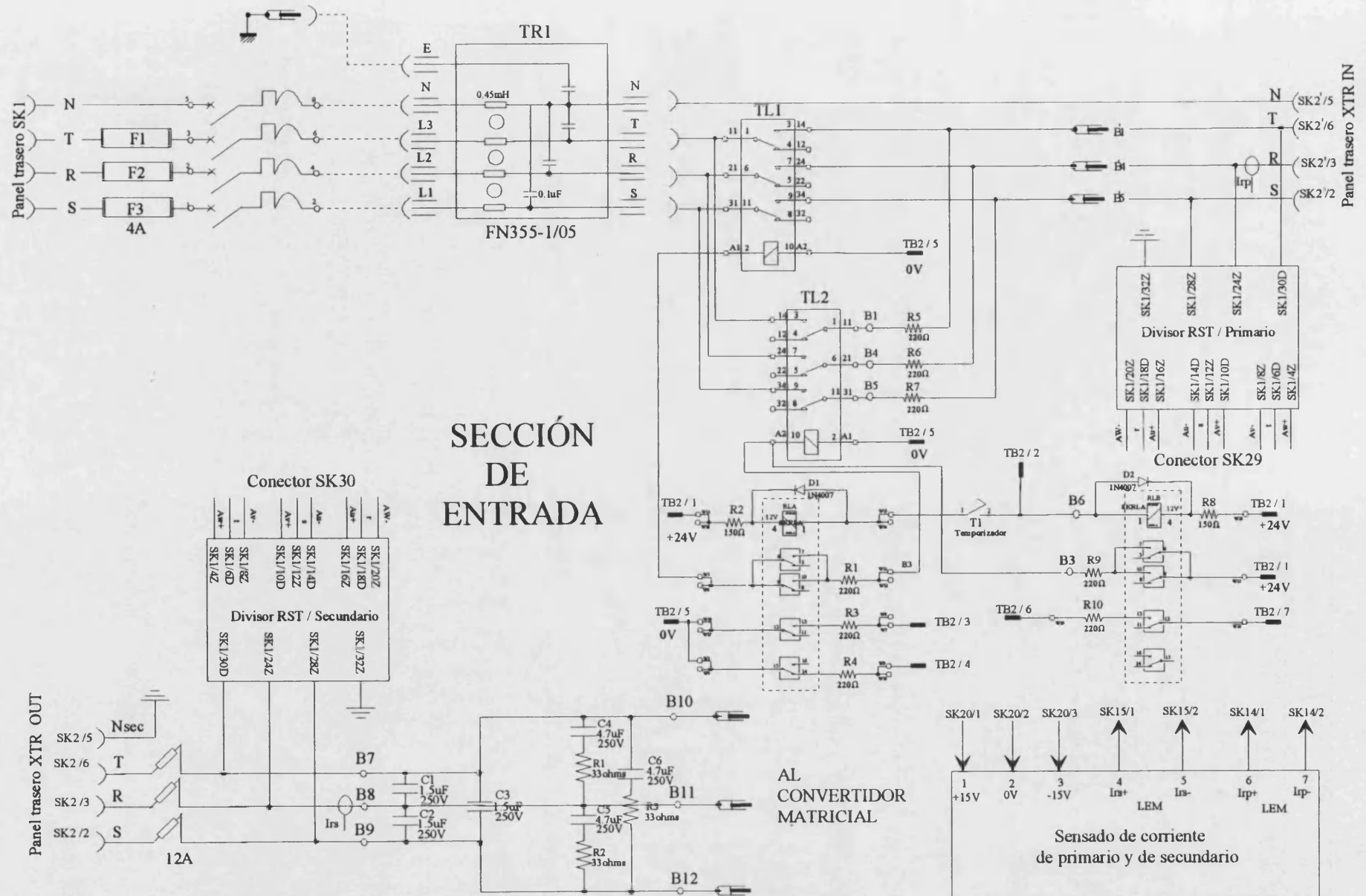
Anexo 3 : Esquemas eléctricos del convertidor.

A3.1. Introducción

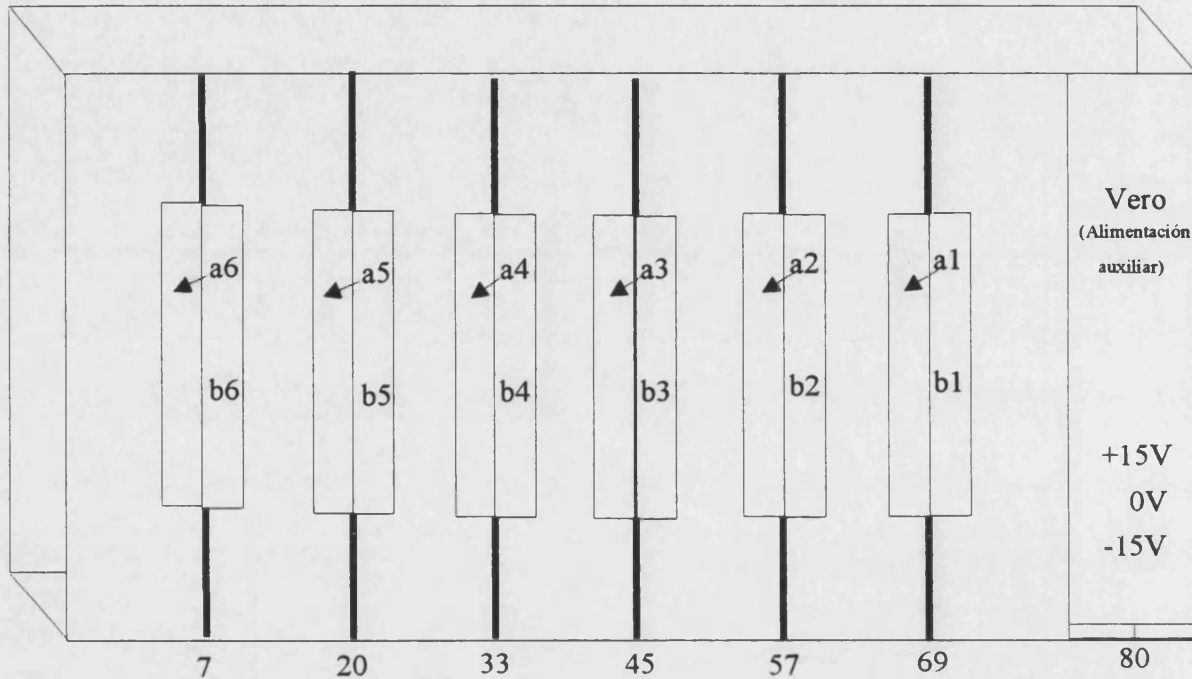
El convertidor está distribuido en 3 chasis. Uno de ellos contiene toda la parte de potencia, el siguiente los circuitos de disparo y el último toda la circuitería de control. Se muestra un detalle de la disposición mecánica de los distintos circuitos.

A continuación se presentan los planos eléctricos del convertidor. Para ello se ha utilizado el programa "Design Lab 8.0" de MicroSim. Dicho programa incluye en el mismo paquete un programa para hacer esquema eléctricos, un simulador (PSpice) y un programa para diseñar circuitos impresos (PCBoards).

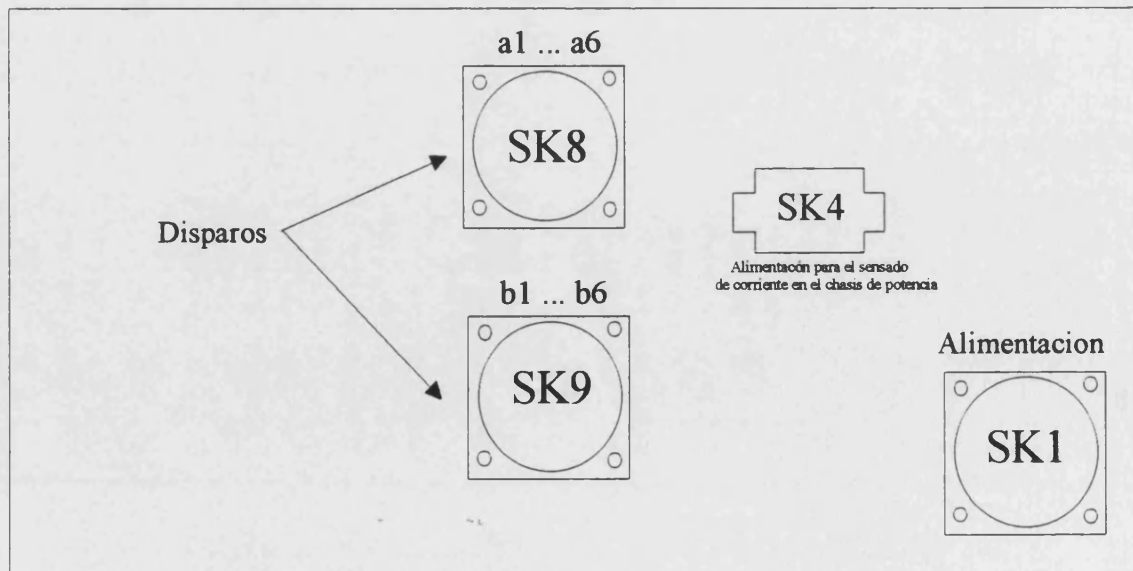


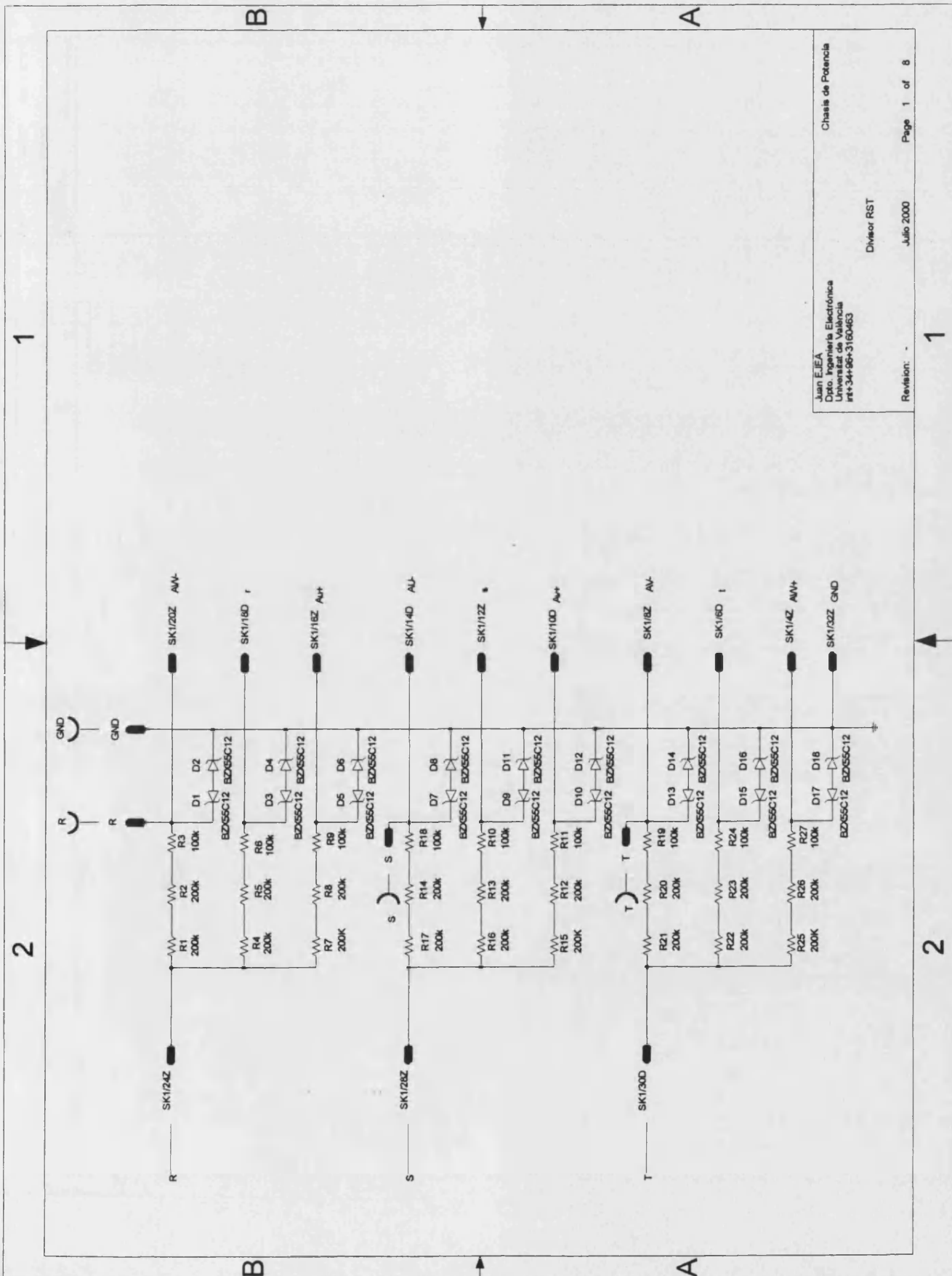


Chasis de disparos



Panel trasero





Juan E.JEA
Dpto. Ingeniería Electrónica
Universitat de València
ref-34-96-3160463

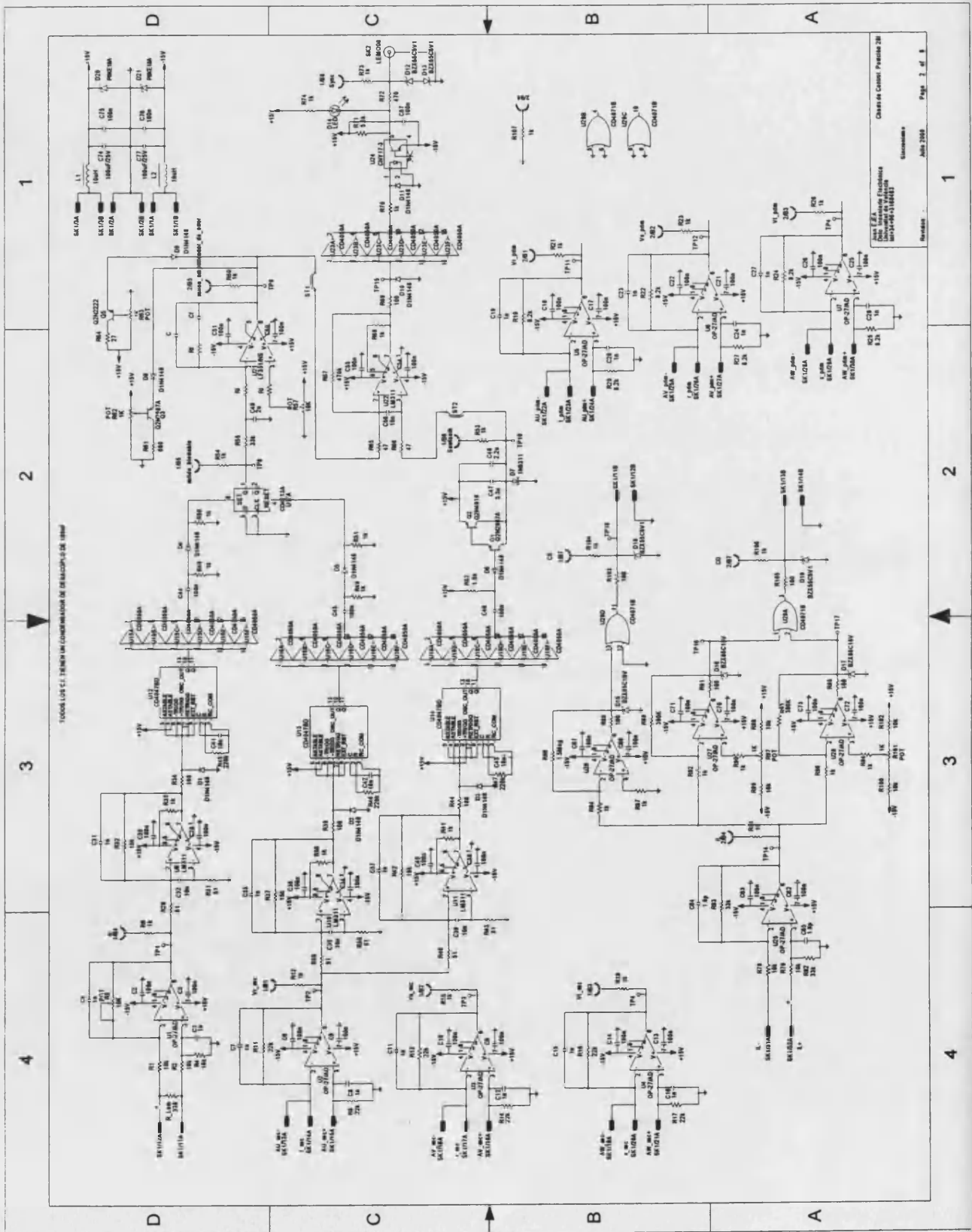
Chasis de Potencia

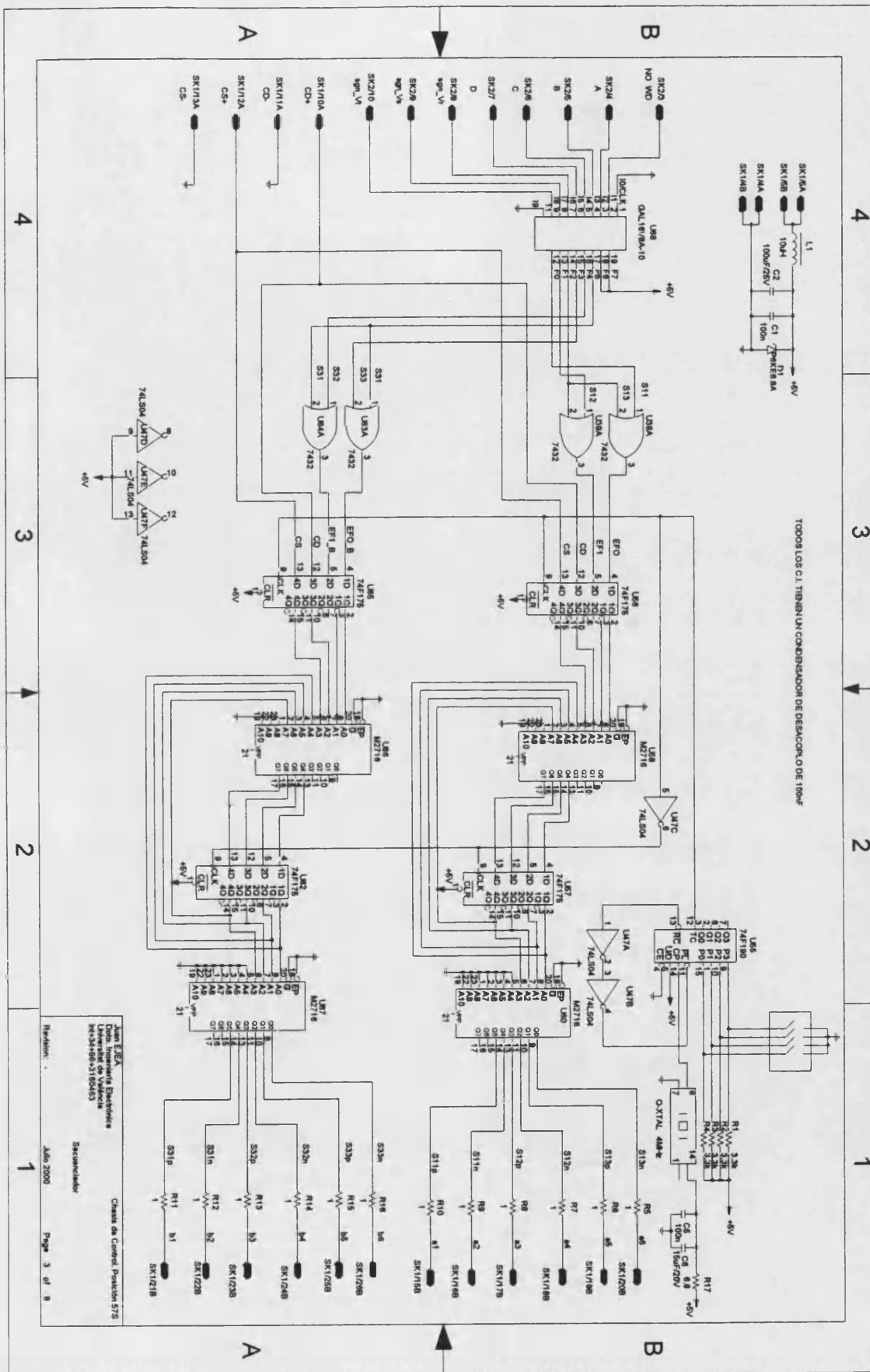
Director RST

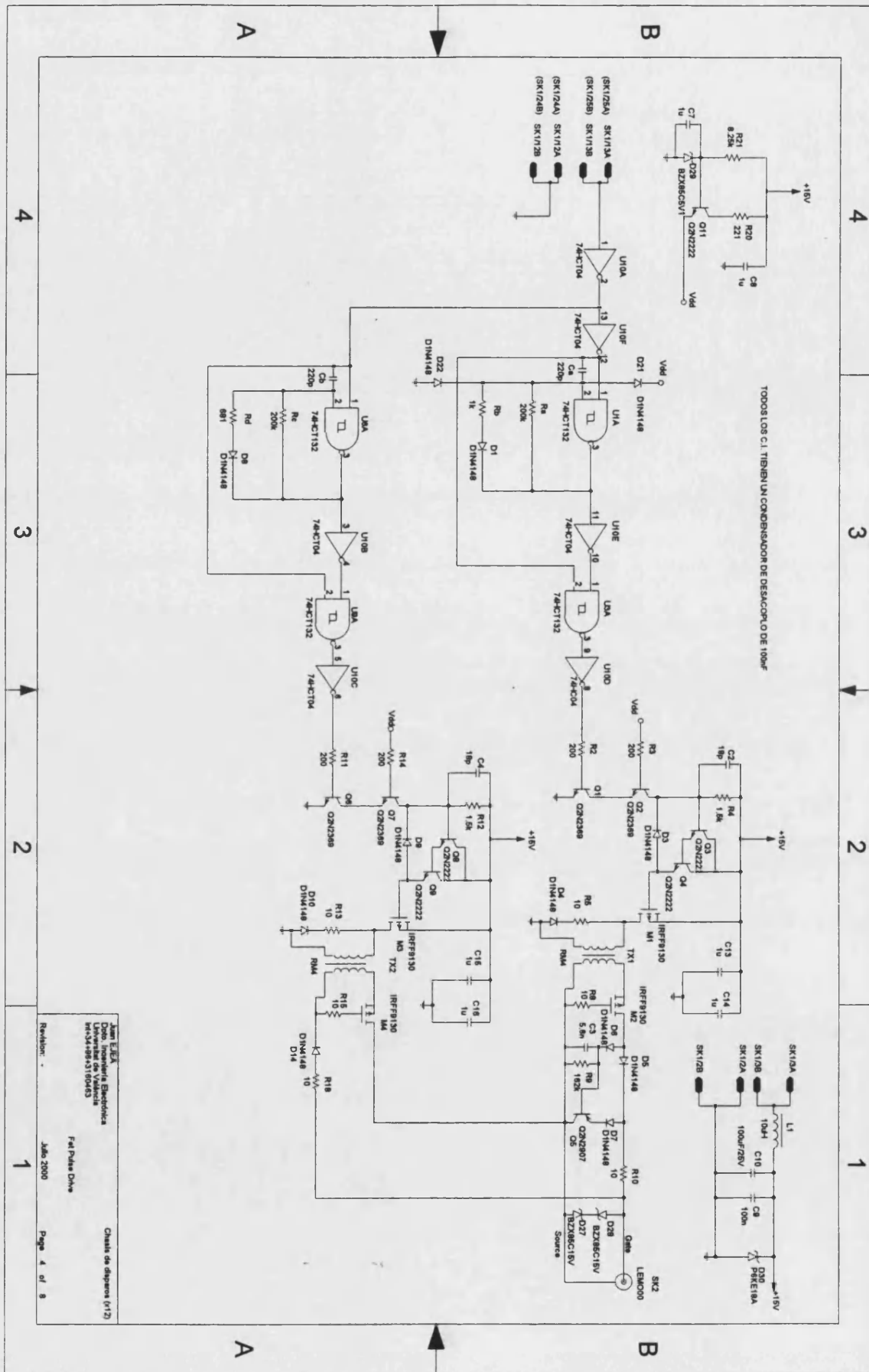
Julio 2000

Page 1 of 8

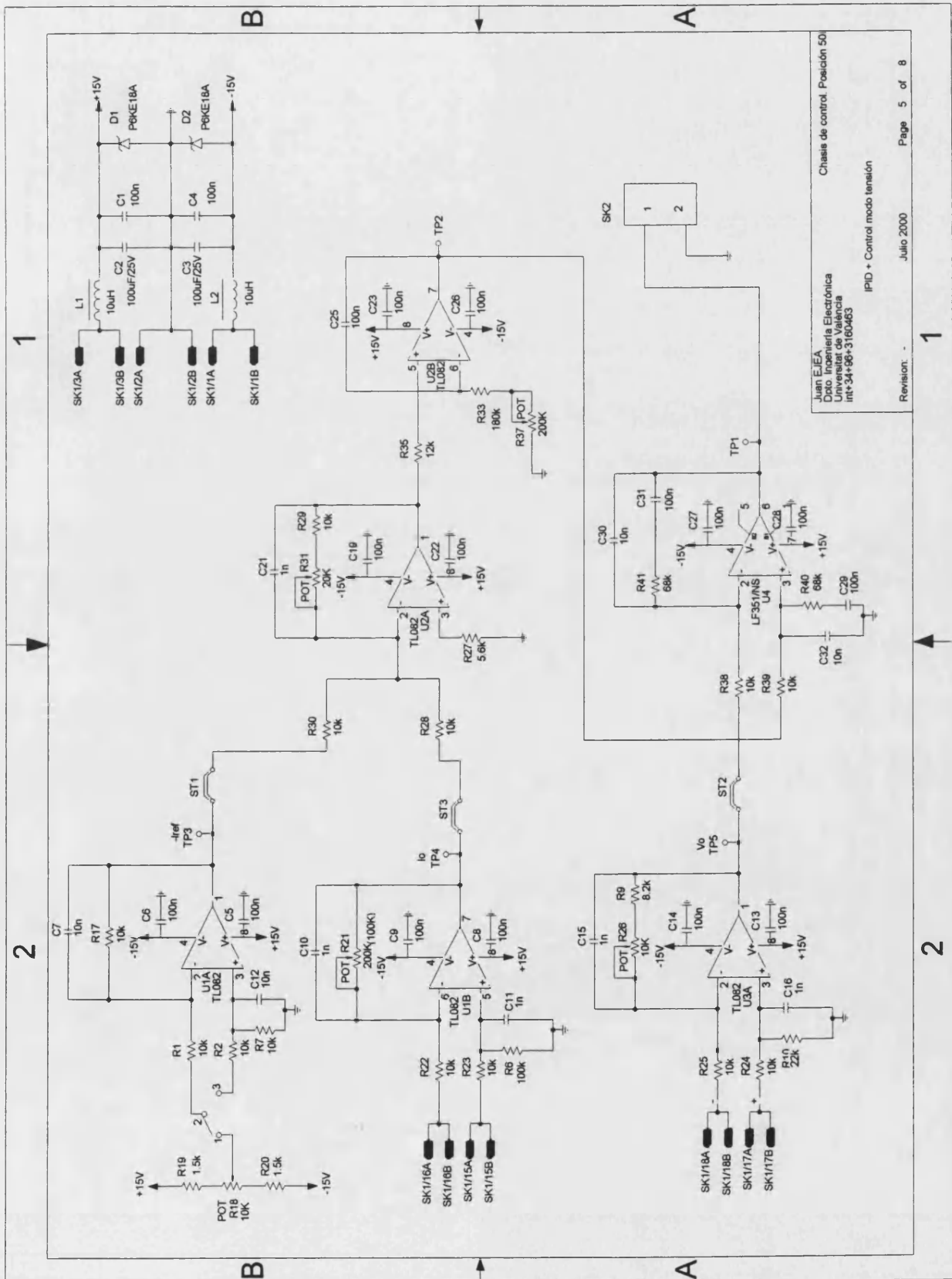
Revision: -







Juan E. E. A.
 Dpto. Ingeniería Eléctrica
 Universidad de Valencia
 46100-Burjassot (Valencia)
 FdP Dpto. Dpto.
 Junio 2000
 Page 4 of 8



Juan E.JEA
 Dpto. Ingeniería Electrónica
 Universidad de Valencia
 int+34+96+3160463

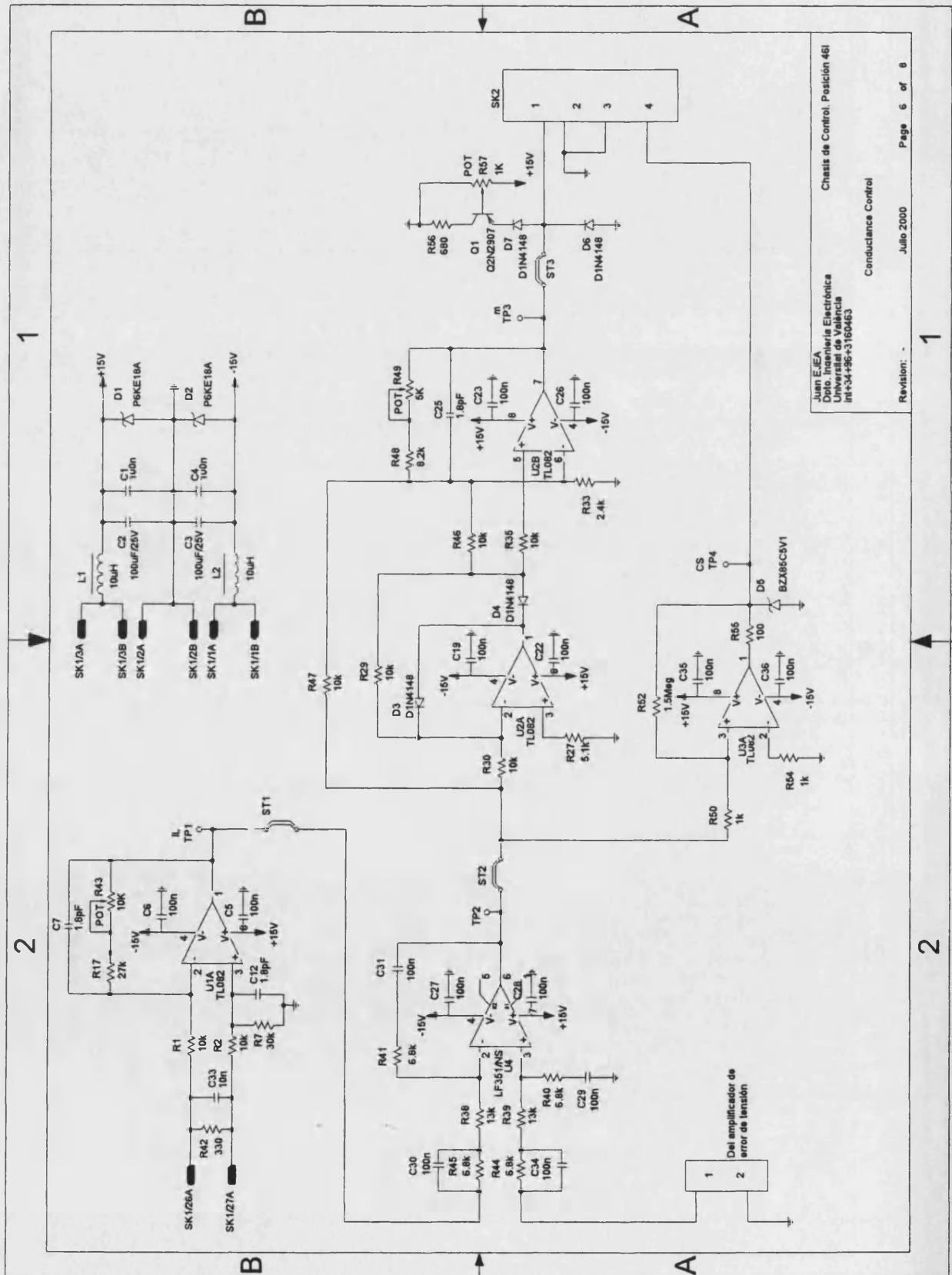
Chasis de control. Posición 50

IPID - Control modo tensión

Julio 2000

Page 5 of 8

Revision: -

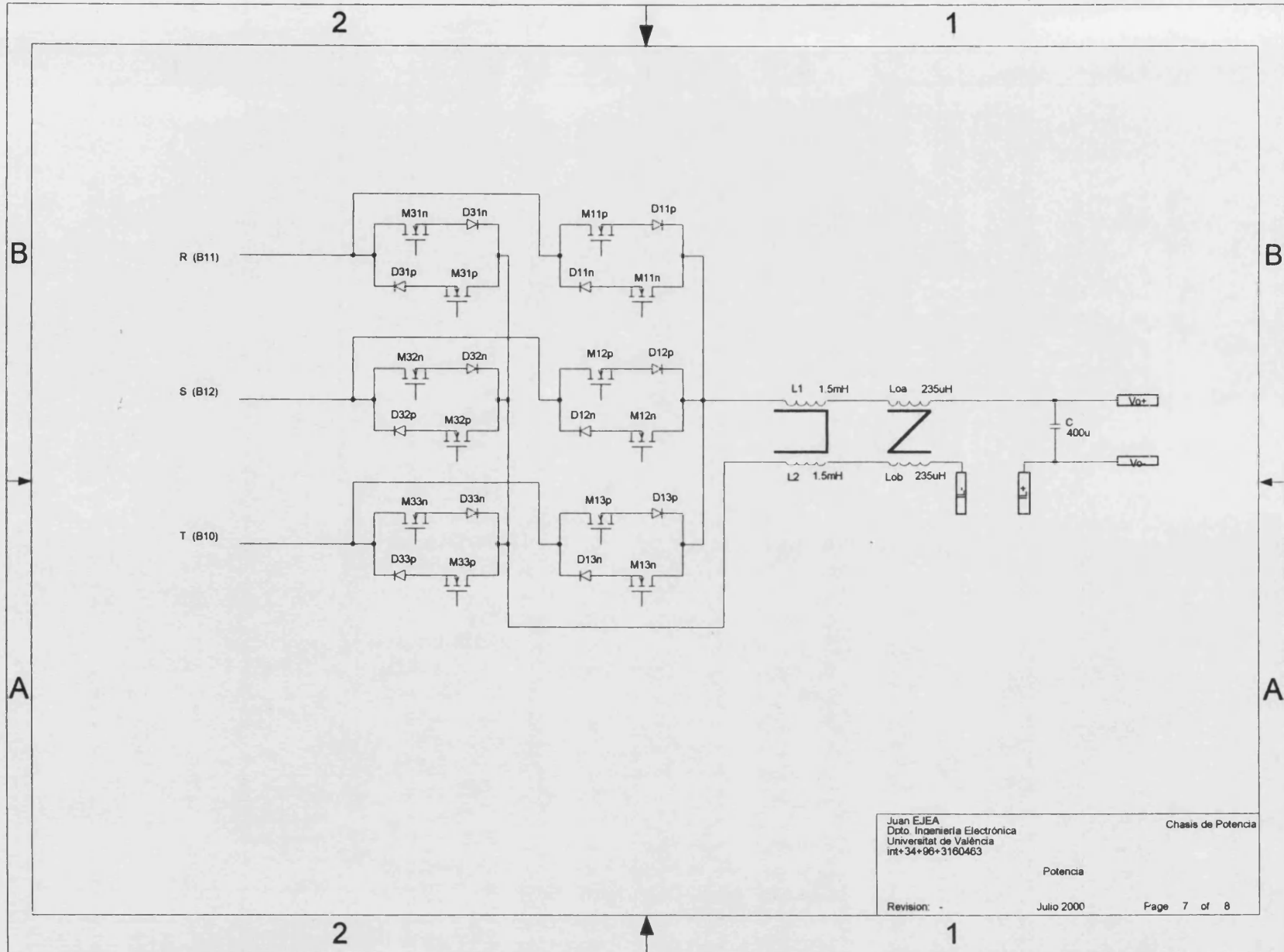


Juan E.I.E.A.
 Dpto. Ingeniería Electrónica
 Universitat de València
 info@eiea-3160663

Chasis de Control, Posición 461
 Conducance Control

July 2000
 Page 6 of 8
 Revision: -

236

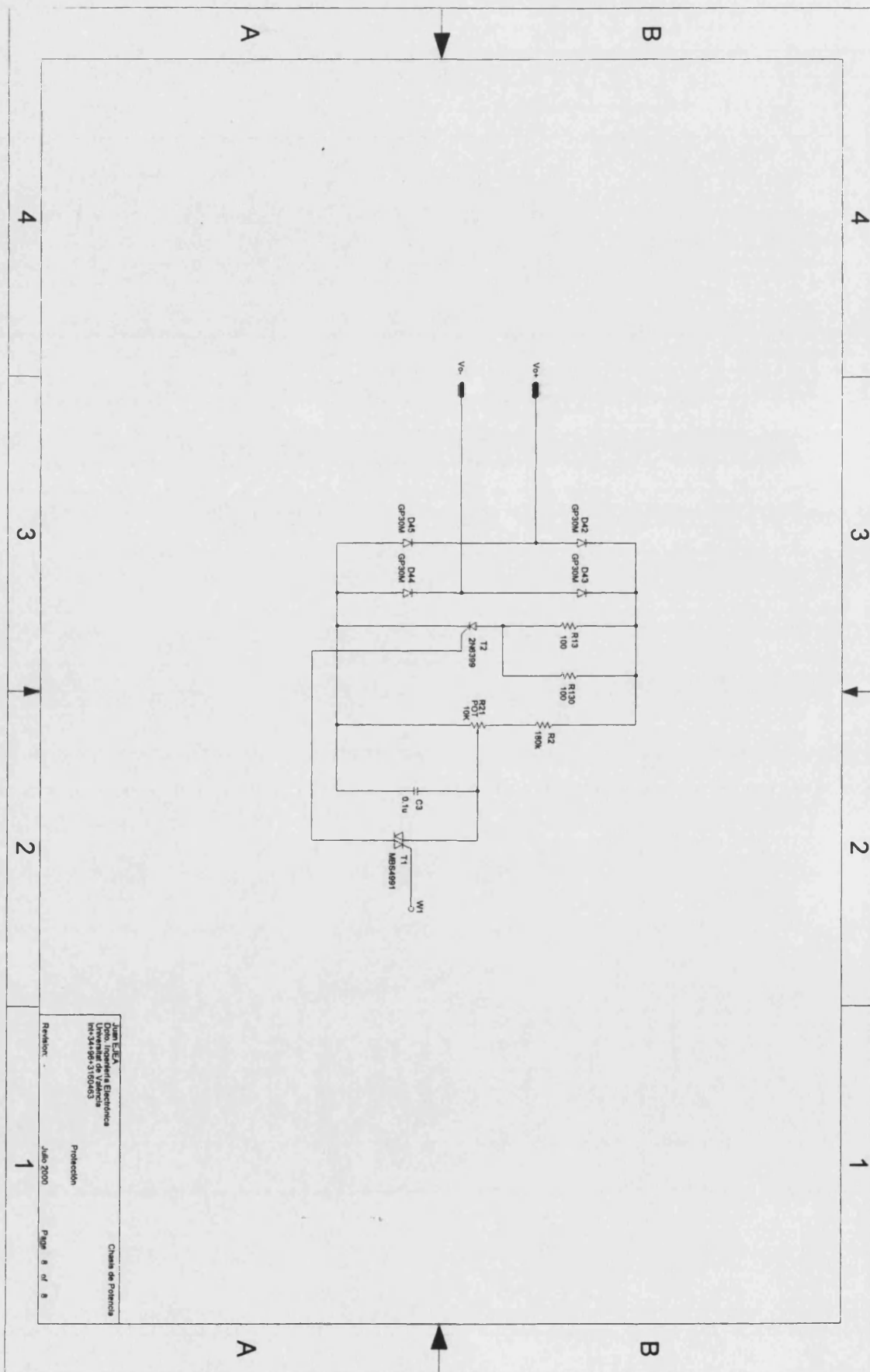


Juan EJE
 Dpto. Ingeniería Electrónica
 Universitat de València
 int+34+96+3160463

Chasis de Potencia

Potencia

Revision: - Julio 2000 Page 7 of 8



Juan L. EA
 Dpto. Ingeniería Eléctrica
 Int. 341-405-3150463

Protección

Revisión

Julio 2000

Clase de Potencia
 Página 8 de 8

UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

FACULTAD DE CIÈNCIES FÍSQUES

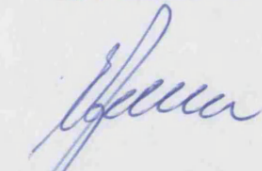
Reunit el Tribunal que subscriu, en el dia de la data,
acorda d'atorgar, per unanimitat, a aquesta Tesi Doctoral
d'En/ Na/ N' JUAN BAUTISTA EJEJA MARTÍ
la qualificació d'.....

València a 18 d' DIEMBRE de 19 ~~20~~ 20

El Secretari,

JOSÉ MIGUEL ESPÍ HUERTA

El President,


E. J. EJEJA

