

FUENTE DE CORRIENTE CON FILTRO ACTIVO HÍBRIDO PARA ACELERADORES DE PARTÍCULAS

Ing. Mario Benedetti

Este Trabajo de Tesis fue presentado al Departamento de Electrónica
de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata
el 17/12/2014, como requisito parcial para la obtención del título de
Doctor en Ingeniería, Mención Electrónica.

Director: Dr. Daniel Oscar Carrica

Jurado Internacional compuesto por:

Dr. Frederick Bordry
CERN's Director for Accelerators and Technology

Dr. Claudio Rivetta
Stanford Linear Accelerator Center

Dr. Roberto Petrocelli
ALBA Synchrotron, Barcelona, España



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

FUENTE DE CORRIENTE CON FILTRO ACTIVO HÍBRIDO PARA ACELERADORES DE PARTÍCULAS

Ing. Mario Benedetti

Este Trabajo de Tesis fue presentado al Departamento de Electrónica
de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata
el 17/12/2014, como requisito parcial para la obtención del título de
Doctor en Ingeniería, Mención Electrónica.

Director: Dr. Daniel Oscar Carrica

Jurado Internacional compuesto por:

Dr. Frederick Bordry
CERN's Director for Accelerators and Technology

Dr. Claudio Rivetta
Stanford Linear Accelerator Center

Dr. Roberto Petrocelli
ALBA Synchrotron, Barcelona, España

Índice general

Agradecimientos	XXI
Resumen	XXIII
Nomenclatura	XXV
1. Introducción	1
1.1. Objetivos de la tesis	8
1.2. Organización de la tesis	8
2. Convertidores controlados en Fase	11
2.1. Introducción	11
2.2. Conceptos Teóricos	12
2.2.1. Rectificación en modo <i>CCM</i>	12
2.2.2. Característica de transferencia	18
2.2.3. Linealización	20
2.2.4. Ripple de salida	21
2.2.5. Topología “Diodo de Rueda Libre” (<i>DRL</i>) (<i>free-wheel dio-</i>	
<i>de</i>). Modo <i>CCM</i>	24
2.2.6. Linealización	28
2.2.7. Ripple de salida	30

2.3. Caracterización del ripple	32
2.3.1. Caracterización del ripple a la salida del rectificador con-	
trolado	32
2.3.2. Transferencia del Filtro Pasivo LCR	33
2.3.3. Deducción del ripple en la carga V_{L_r} a la salida del Filtro	
Pasivo LCR	35
2.3.4. Cálculo del ripple residual en la corriente de salida I_{L_r} . . .	39
2.4. Topologías de Rectificadores Controlados	41
2.5. Comportamiento dinámico del convertidor	50
2.5.1. Análisis de pequeña señal	50
2.5.2. Modelo de pequeña señal	53
3. Sistema de disparo	59
3.1. Introducción	59
3.2. Análisis de los sistemas de disparo	60
3.2.1. Técnicas circuitales de lazo cerrado	61
3.2.2. Técnicas de lazo abierto	68
3.2.3. Conclusiones	71
3.3. Implementación de un nuevo TGC	71
3.3.1. TGC de lazo abierto Digital	72
3.3.2. Solución de mínima complejidad	74
3.3.3. Solución de mínima complejidad para el bloque DIFF . . .	83
3.3.4. Obtención del clock sincrónico	87
4. Control	91
4.1. Introducción	91
4.2. Lazo externo de corriente.	92
4.3. Lazo de tensión	95

4.4. Determinación de las perturbaciones producidas por la tensión, V_p	
y el ripple en la corriente de salida I_L .	97
4.4.1. Determinación de la contribución en la corriente de salida,	
I_{Lr} , debida a perturbaciones del tipo escalón de tensión, V_{Pr} .	98
4.4.2. Valor admisible de la variación de la corriente de carga, de-	
bido a la perturbación de tensión tipo escalón, de amplitud,	
ΔV_{Pr}	104
4.4.3. Determinación de la contribución en la corriente de salida	
I_{Lr} , debida a la tensión de ripple V_{Pr}	105
4.4.4. Valor admisible de la corriente, $I_{L_{rpp}}$, de carga, debido a la	
tensión de ripple V_{Pr} a la salida del convertidor	106
4.5. Conclusiones del Capítulo 4	107
5. Control con Filtro Activo Híbrido	109
5.1. Introducción	109
5.1.1. Potencia disipada en un filtro activo serie	111
5.2. Transferencia del Filtro Activo Híbrido	114
5.2.1. Identificación de bloques	120
5.2.2. Expresiones de V_L y V_{R_3} en función de I_P y V_{TH}	121
5.2.3. Para $I_P = 0$	121
5.2.4. Para $V_{TH} = 0$	124
5.2.5. Lazo Tiristor	127
5.2.6. Diagrama de Flujo	132
5.3. Filtro Activo Híbrido HAF	138
5.3.1. Lazo de Tensión	148
6. Resultados	151
6.1. Especificaciones	151

6.1.1. Especificaciones generales	151
6.1.2. Especificaciones particulares	154
6.2. Cálculos	155
6.2.1. Tensión de alimentación del puente a tiristores	155
6.2.2. Ripple de corriente	158
6.2.3. Perturbación de corriente I_{Lr}	162
6.2.4. Determinación de la corriente I_p que debe entregar el Filtro	
Activo	164
6.2.5. Cálculo del Filtro Pasivo L_F , C_F y R_T	168
6.3. Control	173
6.3.1. Lazo Corriente	173
6.3.2. Lazo Tiristor	176
6.3.3. Lazo de tensión	180
6.4. Resumen de los valores calculados	188
6.4.1. Valores de diseño	189
6.4.2. Valores adoptados para el Filtro Pasivo	190
6.4.3. Valores adoptado para los controladores y constantes de los	
lazos	191
6.5. Simulaciones	193
6.6. Diagramas bloque	193
6.6.1. Lazos de control	196
6.6.2. Lazo tiristor	196
6.6.3. Etapa de potencia	197
6.6.4. <i>Filtro_Carga</i>	200
6.7. Resultados de simulaciones	201
6.7.1. Secuencia de arranque y seguimiento de la referencia	201
6.7.2. Tensión a salida del convertidor V_{TH}	204

6.7.3. Tensión en la carga V_L	206
6.7.4. Corriente de salida I_L	208
6.7.5. Tensión de error de corriente ε_I	209
6.7.6. Corriente del filtro activo I_P	210
6.7.7. Tensión sobre la resistencia de amortiguamiento Filtro Pa-	
sivo $V_{R_{23}}$	211
7. Conclusiones y trabajos futuros	215
7.1. Conclusiones	215
7.2. Trabajos futuros	217
Bibliografía	221
Apéndices	227
A. Programas de MATLAB	229
A.1. <i>lin_FWD.m</i>	229
A.2. <i>TGC_control02.m</i>	230
A.3. <i>Datos_DIPOLO.m</i>	238
A.4. <i>Datos_NELLY.m</i>	239
A.5. Figuras de simulación para la fuente con <i>HAF</i>	240
A.5.1. Diagrama general	241
A.5.2. Bloque controlador de lazo corriente, G_I	242
A.5.3. Bloque controlador de lazo tensión, G_V	242
A.5.4. Bloque <i>Tiristor + Carga + Filtro</i>	242
A.5.5. Lazo tiristor	243
A.5.6. Bloque <i>TGC + Puente</i>	244
A.5.7. Bloque <i>Fuente trifásica</i>	244
A.5.8. Bloque <i>TGC</i>	245

A.5.9. Bloque <i>Puente de 12 pulsos</i>	246
A.5.10. Bloque <i>Filtro-Carga</i>	246
A.6. Figuras de simulación para la fuente sin <i>HAF</i>	246
A.6.1. Diagrama general	247
A.6.2. Bloque controlador de lazo corriente, G_I	248
A.6.3. Bloque controlador de lazo tensión, G_V	248
A.6.4. Bloque <i>Tiristor + Carga + Filtro</i>	248
A.6.5. Lazo tiristor	249
A.6.6. Bloque <i>TGC + Puente</i>	250
A.6.7. Bloque <i>TGC</i>	251
A.6.8. Bloque <i>Fuente trifásica</i>	252
A.6.9. Bloque <i>Puente de 12 pulsos</i>	252
A.6.10. Bloque <i>Filtro + Carga</i>	253
B. Publicaciones	255
B.1. Artículos en revistas	255
B.2. Artículos en Congresos	257
B.3. Informes Técnicos CERN	260

Índice de Tablas

2.1. Ángulo de cruce ϕ entre V_0 y V_1 en función del número de pulsos p .	16
2.2. Valor de la tensión continua de salida maxima E_{D_0} normalizado respecto el valor pico E_{MAX} en función del número de pulsos p .	19
2.3. Valor de la tensión de ripple pico a pico de salida maxima E_{ppMAX} normalizada respecto el valor pico E_{MAX} , (K_p) en función del número de pulsos p .	24
2.4. Valor de α_{LIM} con diodo de rueda libre en función del número de pulsos p .	27
2.5. Valor de la tensión continua máxima E_{D_0} en función de V_N y V_F para p igual a 3, 6 y 12 pulsos	50
6.1. Especificaciones de las corrientes máximas y nominales de salidas así como las características de carga para las dos fuentes, DIPOLLO y NELLY.	155
6.2. Valores de diseño resultantes para las dos fuentes, DIPOLLO y NELLY.	190
6.3. Valores de diseño filtro pasivo resultantes para las dos fuentes, DIPOLLO y NELLY.	191
6.4. Valores de diseño de las constantes y trasferencias de los contola- dores para las dos fuentes, DIPOLLO y NELLY.	192

Índice de figuras

1.1. Diagrama bloque de fuente de alta precisión.	2
1.2. Filtros Pasivos <i>LCR</i> y <i>LCRC</i>	3
1.3. Diagrama bloque con la inclusión de un Filtro Activo.	4
1.4. Diagrama funcional de los montajes de filtros activos tipo SERIE.	5
1.5. Diagrama bloque Filtro Híbrido.	8
2.1. Rectificador polifásico de p fases.	13
2.2. Tensión de salida sobre la carga.	13
2.3. (a) Convertidor a tiristores; (b) V_0 , V_1 y V_2 como función de ωt	14
2.4. Relaciones de fase.	16
2.5. Tensión de salida de un convertidor.	18
2.6. Tensión de salida E_D normalizada a E_{D0} en función de α para modo <i>CCM</i>	20
2.7. Evaluación del ripple de salida (pico a pico) para $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{p}$ (Caso 1).	22
2.8. Evaluación del ripple de salida (pico a pico) para $\frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p}$ (Caso 2).	23
2.9. Evaluación del ripple de salida (pico a pico) para $\pi - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi$ (Caso 3).	25

2.10. Ripple de salida pico a pico normalizado a E_{MAX} para diferentes	
p en modo de CCM .	25
2.11. Convertidor a tiristores con diodo de rueda libre.	26
2.12. límite de α_{LIM} en función de p .	26
2.13. Tensión media de salida en función de α para diferente cantidad	
de pulsos.	28
2.14. Ripple normalizado de salida en función de α con DRL .	32
2.15. Ripple en la tensión de salida del convertidor a tiristores, para	
ángulos de disparo comprendidos entre $\pi/p \leq \alpha \leq \pi - \pi/p$ [rad].	33
2.16. Filtro Pasivo LCR .	34
2.17. Bode del Filtro Pasivo LCR .	35
2.18. Ripple en la tensión de salida V_{Lr} , cuadrático,	37
2.19. Ripple en la tensión de salida V_{Lr} , cuadrático, con relación de am-	
plitudes 2/3, 1/3 para valor medio nulo.	39
2.20. Ripple en la corriente de salida I_{Lr} , cuasi sinusoidal, con prepon-	
derancia de primera armónica.	41
2.21. (a) Convertidor de 3 pulsos ($p = 3$); (b) Diagrama fasorial de	
tensiones.	42
2.22. Fases del convertidor de $p = 3$.	43
2.23. (a) Rectificador trifásico de onda completa tipo puente; (b) Dia-	
grama Fasorial.	43
2.24. Conducción de los tiristores para $\alpha = 0$ en un puente de $p = 6$	45
2.25. Topología serie, 12 pulsos	46
2.26. Fasores para $p = 12$	47
2.27. Tensión rectificada con $\alpha = 0$ para $p = 12$	48
2.28. Analogía de un convertidor a tiristores con un sistema de ganancia	
constante y un <i>sample and hold</i> en serie.	51

2.29. Variación del período entre pulsos en función de un atraso o adelanto del ángulo de disparo.	53
2.30. Magnitud y fase del ROC en función de $\frac{\omega}{\omega_r}$, ($\omega_r = \frac{2\pi}{T_r}$).	55
2.31. Efecto de promediación al muestrear y retener.	56
2.32. Magnitud y fase de un ROC en función de la frecuencia f (azul) y del retardo puro de $T_r/2 = 1/300$ (rojo), ($f_r = 600Hz$) para un sistema de 12 pulsos.	57
3.1. Diagrama esquemático en bloque del generador de disparo, TGC en conjunto con el Convertidor controlado en fase.	60
3.2. Diagrama en bloque de un TGC de lazo cerrado del tipo PLL .	62
3.3. Diagrama en bloque de un TGC de lazo cerrado del tipo INTEGRAL.	66
3.4. principio funcional de un TGC de lazo abierto.	68
3.5. formas de onda de un TGC de lazo abierto.	69
3.6. diagrama bloque de un TGC de lazo abierto digital.	72
3.7. Representación de un convertidor controlado por fase de p pulsos como una maquina de estados unidireccional.	75
3.8. TGC digital multirampa con comparador único.	76
3.9. Obtención de las porciones de rampas de comparación a partir de un contador único C_U de 360° partiendo de ϕ_0 para $p = 6$ con V_α constante.	78
3.10. Obtención de los niveles de comparación NM_K a partir de un contador único C_U de 360° partiendo de ϕ_0 y los valores del número de rampa NR_i .	81
3.11. Obtención de los niveles de comparación NM_k a partir de un contador único C_U de 360° partiendo de ϕ_0 con una señal V_α variable (en blanco) para $p=12$.	82

3.12. Bloque <i>DIFF</i> para un sistema de $p = 24$	84
3.13. Bloque <i>DIFF</i> definitivo para un sistema de $p = 24$	85
3.14. Bloque <i>DIFF</i> definitivo para un sistema de $p = 12$	86
3.15. Bloque <i>DIFF</i> definitivo para un sistema de $p = 6$	86
3.16. Diagrama en bloque nuevo <i>TGC</i> de lazo abierto propuesto	88
4.1. Diagrama en bloques de una fuente de corriente de un acelerador de partículas.	91
4.2. Diagrama en bloque simplificado del lazo de corriente	92
4.3. Diagrama de Bode asintótico de las transferencias de lazo abierto y cerrado del lazo de corriente	94
4.4. Diagramas de Bode del compensador G_I , la transferencia de lazo abierto T_{OLoopI} y la admitancia de carga G_L	95
4.5. Diagrama en bloque del lazo de tensión	96
4.6. Diagrama Bode representativo de la atenuación mínima aproxima- da a una Perturbación $V_P = V_{Pr}$ en escalón.	99
4.7. Diagrama Bode representativo de la atenuación adicional a una perturbación $V_P = V_{Pr}$ en escalón.	100
4.8. Respuesta temporal a la salida, teniendo en cuenta solamente la atenuación adicional a una Perturbación $V_P = V_{Pr}$ tipo, escalón unitario.	102
4.9. Ripple de la corriente de salida, I_{Lr}	105
5.1. Diagrama en bloque con la inclusión de un Filtro Activo.	110
5.2. Diagrama funcional de los montajes de filtros activos tipo SERIE.	111
5.3. Diagrama simplificado del Filtro Activo Híbrido <i>HAF</i>	115
5.4. Diferencias entre la transferencia resultante de bloques en serie, a la de bloques en adición.	116

5.5. Bode de las transferencias independientes.	117
5.6. Bode de la transferencia resultante de dos bloques en cascada para tres casos diferentes de R_{23} .	118
5.7. Bode de la transferencia resultante de dos bloques en suma para tres casos diferentes de ω_{CRU} .	119
5.8. Diagrama simplificado Filtro Activo Híbrido.	121
5.9. Filtro Pasivo LCR .	122
5.10. Bode del Filtro Pasivo LCR .	123
5.11. Contribución de I_P a V_{R3} y a V_L , cuando $V_{TH} = 0$.	124
5.12. Diagrama de bode de la relación $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ para $\frac{R_1}{R_{23}} = 0, 1$.	125
5.13. Características del circuito de inyección.	126
5.14. Diagrama Bloque del lazo tiristor	127
5.15. Bodes asintóticos del lazo Tiristor.	129
5.16. Diagrama donde se observa la interrelación del filtro pasivo, el lazo tiristor y el filtro activo con las variables de ajuste K_{TH} y Y .	130
5.17. Bode representativo de las distintas alternativas de ω_{CRU}	132
5.18. Diagrama de flujo.	133
5.19. Diagrama de Bloques reagrupando las transferencias entre puntos de suma o bifurcación.	134
5.20. Diagrama de Bloques .	134
5.21. Cruce de transferencias de las dos ramas del nodo N1 para distintos valores de K_{CRU} .	135
5.22. Transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ para $K_{TH} = 3, 75$ y distintos valores de K_{CRU} .	137
5.23. Root Locus con distintos valores de K_{CRU} .	138
5.24. Diagrama de bloques completo.	139
5.25. Diagrama de bloques del HAF propuesto.	140
5.26. Diagrama de Bloques nueva Propuesta.	140

5.27. Diagrama de Bloques Nueva Propuesta Reducido.	141
5.28. Cruce de Transferencias de las dos ramas del Nodo N1 con $K_{TH} =$	
3, 75 y distintos valores de K_{CRU} .	144
5.29. Transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ para distintos valores de K_{CRU} .	145
5.30. Root Locus con distintos valores de K_{CRU} .	145
5.31. Transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ para $K_{TH} = 3, 75$ y K_{CRU} adecuado.	146
5.32. Transferencia G_V típica.	149
5.33. Diagrama de Bode asintótico de la transferencia G_V resultante	
generica.	150
6.1. Topología serie, 12 pulsos	152
6.2. Especificaciones de la corriente en función del tiempo en el arranque.	154
6.3. Diagrama bode representativo de la atenuación mínima aproxima-	
da a una perturbación V_{Pr} en escalón, sobre la tensión de salida	
V_{Lr} .	165
6.4. Filtro Pasivo.	168
6.5. Diagrama en bloque del lazo de corriente	173
6.6. Transferencia de lazo abierto y cerrado del lazo de corriente	174
6.7. Diagrama Bloque Lazo Corriente DIPOLLO.	175
6.8. Diagrama Bloque Lazo Corriente NELLY.	176
6.9. Diagrama Bloque del Lazo Tiristor.	177
6.10. Bode Lazo Tiristor DIPOLLO	178
6.11. Bode Lazo Tiristor NELLY.	179
6.12. Bode de verificación del cruce de transferencias para la alimenta-	
ción DIPOLLO.	183
6.13. Diagrama de Bode de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ resultante para el caso	
DIPOLLO.	183

6.14. Bode de verificación del cruce de transferencias para la alimenta-	
ción NELLY.	184
6.15. Diagrama de Bode de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ resultante para el caso	
NELLY.	184
6.16. Diagrama de Bode de la transferencia G_V resultante para el caso	
DIPOLO.	187
6.17. Diagrama de Bode de la transferencia G_V resultante para el caso	
NELLY.	188
6.18. Diagrama Bloque completo para la simulación de la versión doble	
lazo con Filtro Activo Híbrido para DIPOLO y NELLY.	194
6.19. Diagrama Bloque completo para la simulación de la versión doble	
lazo sin Filtro Activo Híbrido para DIPOLO y NELLY.	195
6.20. Bloque de simulación para el Lazo Tiristor	197
6.21. Bloque: $TGC + Puente$. Sistema de disparo de tiristores TGC y	
convertidor de 12 pulsos.	198
6.22. Detalle de la implementación de la Fuente trifásica.	199
6.23. Diagrama de simulación puente de $p = 12$ pulsos.	199
6.24. Bloque: <i>Filtro_carga</i> . Filtro LCR y carga inductiva, sin Filtro Híbrido.	200
6.25. Bloque: <i>Filtro_carga</i> . Filtro LCR y carga inductiva, con Filtro	
Híbrido.	201
6.26. Tensión de referencia de Corriente V_{REF_I} a la entrada del lazo de	
corriente.	202
6.27. Corriente de Salida I_L y tensión V_L como resultado de la referencia	
V_{REF_I} para los casos de doble lazo con y sin Filtro Activo Híbrido.	203
6.28. Detalle de la tensión de alimentación convertidor, $\sqrt{2} \cdot V_F$, entre	
30 s y 39,5 s.	204

6.29. Simulación de la tensión de salida del convertidor V_{TH} .	205
6.30. Detalle de la tensión de salida del convertidor V_{TH} , alrededor de	
39 s.	206
6.31. Tensión de ripple sobre la carga con $I_L = I_{L_{NOM}}$, SIN HAF y CON	
HAF .	207
6.32. Comparación de la corriente de salida I_L , SIN HAF respecto a	
CON HAF .	208
6.33. Comparación de las tensiones de error de corriente entre el caso	
SIN HAF y el caso CON HAF .	210
6.34. Simulación de la corriente I_P del Filtro Activo.	210
6.35. Simulación de la corriente I_P del Filtro Activo.	211
6.36. Tensión en la resistencia de amortiguamiento del Filtro Pasivo	
$V_{R_{23}}$, SIN HAF y CON HAF .	212
6.37. Detalle de la tensión en la resistencia de amortiguamiento del Filtro	
Pasivo $V_{R_{23}}$, SIN HAF y CON HAF .	213
7.1. Placa del nuevo Sistema de disparo TGC con el control de lazos y	
circuitos de adquisición, en etapa de desarrollo.	218
7.2. Prototipo NELLY.	219
A.1. Diagrama Bloque de simulación en Simulink para el montaje con	
Filtro Activo.	241
A.2. Detalle del bloque controlador G_I .	242
A.3. Detalle del bloque controlador del lazo tensión G_V , con HAF .	242
A.4. Bloque Representativo del Filtro Activo Híbrido.	243
A.5. Diagrama Bloque del Lazo Tiristor.	243
A.6. Bloque: $TGC + Puente$. Sistema de disparo de tiristores TGC y	
convertidor de 12 pulsos.	244

A.7. Fuente trifásica.	244
A.8. Diagrama de simulación del TGC con el detalle de direccionamien- to de pulsos.	245
A.9. Diagrama de simulación puente de $12p$ en montaje serie.	246
A.10. Diagrama de simulación de la Carga más el Filtro Pasivo con in- yección de corriente I_P	246
A.11. Diagrama Bloque General del control de la alimentación de doble lazo sin HAF	247
A.12. Detalle del bloque controlador G_I	248
A.13. Controlador lazo de tensión G_V , sin Filtro Activo	248
A.14. Bloque representativo del convertidor y su carga.	249
A.15. Diagrama Bloque del Lazo Tiristor.	249
A.16. Bloque: $TGC + Puente$. Sistema de disparo de tiristores TGC y convertidor de 12 pulsos.	250
A.17. Diagrama de simulación del TGC con el detalle de direccionamien- to de pulsos.	251
A.18. Fuente trifásica.	252
A.19. Diagrama de simulación puente de $12p$ en montaje serie.	252
A.20. Diagrama de simulación de la Carga más el Filtro Pasivo.	253

Agradecimientos

La concreción de esta Tesis ha sido posible gracias a la fructífera interrelación de muchas personas.

En el plano institucional, me gustaría agradecer a la Universidad Nacional de La Plata, a la Facultad de Ingeniería y al Departamento de Electrotecnia como así también a la Universidad Nacional de Mar del Plata, a la Facultad de Ingeniería y al Departamento de Electrónica. En la primera recibí mi título y las herramientas iniciales necesarias, y en la segunda, una formación especializada y la experiencia en dirección de recursos humanos y gestión, lo que permitió el desarrollo de las investigaciones a nivel internacional que he realizado.

Quiero agradecer al Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), al Ministerio de Ciencia Tecnología e Innovación Productiva, (MINCyT), a la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), al Centre Européen de Recherche Nucleaire (CERN), al programa High Energy physics Latinamerica European Network (HELEN) y al Programa European Particle physics LatinAmerica NETwork (EPLANET) por darme la posibilidad de trabajar a primer nivel mundial en los últimos 37 años. Esto significó experiencia y metodología que me ha enriquecido profesionalmente.

Un agradecimiento muy especial a Carlos Christiansen, Lito, fue quien me dirigió en mis inicios y su ejemplo me sigue acompañando hoy sin él saberlo, hasta qué punto...

A mis colegas del LEICI, Chacho y Eugenio, que me incentivaron en ésta apasionante profesión.

A mis primeros discípulos y amigos del Laboratorio de Electrónica Industrial Control e Instrumentación LEICI de La Plata donde me inicié en la investigación.

A mis colegas del CERN, con los que he compartido importantes momentos de mi vida, trabajando codo a codo, lejos de mi país.

A mis colegas del Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC), que fueron mis discípulos, con quienes he crecido, aprendido y disfrutado en su compañía y con su excelente calidad humana, conformando un equipo envidiable.

A Daniel Carrica y Gustavo Uicich, por haberme secundado en estos años, compañeros inigualables tanto en lo profesional como en lo humano.

A mis discípulos actuales, Sebastián Maestri , Rogelio García Retegui, Nicolás Wassinger y Olivier Goudard, que con sus exigencias y su empeño por aprender, han logrado actualizarme día a día haciéndome sentir joven.

Y muy especialmente a mi numerosa familia, comenzando con mis padres por haberme educado y haber confiado en mí dándome la posibilidad de estudiar.

A Cristina compañera incondicional.

A mis hijos Mariana, Fernando, Nicolás Gregorio, Nicolás Elías, Juan Diego, Juan Cruz y Alexander. Gracias por estar en la vida acompañándome, aún en sus ausencias, en mis largas jornadas de trabajo y muy presentes en mí.

A mis hijos políticos, Eduardo, Luciana, Mariana, Mariano, Romina y Valeria.

A mis nietos Braian, Kevin, Joaquina, Alexis, Eneko, Valentino, Marko, Josefina, Simón, Benjamin y ... que con solo pensarlos, iluminan mis días....

A la preciosa compañía de mis amigos, expectantes, para reunirnos y brindar, como tantas otras veces.

Por último, a los que se me fueron y todavía los extraño.

Resumen

Las numerosas fuentes de corriente que se utilizan en los aceleradores de partículas se caracterizan por tener que asegurar una gran precisión de la corriente, sobre cargas muy inductivas, ya sea en el Flat Top en las pulsadas o en su Valor Final en aquellas continuas. Casi todas ellas deben manejar altas corrientes y tensiones. Estos dos requerimientos asociados a la alta precisión necesaria del orden de 100 ppm son imposibles de conseguir en muchas oportunidades con estructuras simples.

Cuando la atenuación del ripple de salida o la capacidad dinámica de estos convertidores no es suficiente para poder asegurar las especificaciones, es necesario el agregado de filtros activos, tipo serie o paralelo, de alta velocidad a continuación de los convertidores de alta potencia. Estos filtros, además de poseer una fuente auxiliar de alimentación, deben manejar la corriente nominal o la tensión nominal, respectivamente, para poder realizar su tarea. Este hecho representa una limitación ya que la velocidad de respuesta de estas estructuras está en compromiso con la tensión o la corriente máxima que manejan.

En esta Tesis se analiza la topología de una fuente de corriente constante y su control, que permite alcanzar una precisión de 20 ppm utilizando un tipo especial de filtro activo del tipo paralelo, integrado al filtro pasivo, conformando un montaje Híbrido (Activo-Pasivo), con el objetivo de disminuir las exigencias del filtro activo desde el punto de vista de sus límites máximos de tensión y

corriente. Con este montaje híbrido, el filtro activo maneja bajas tensiones y corrientes, comparadas con las de la carga, y no utiliza ningún circuito magnético en su estructura. Esto permite mejorar las características dinámicas globales de estas fuentes.

La estructura topológica y el método de control propuesto fueron verificados por medio de las simulaciones. Las características de las simulaciones fueron cuidadosamente elegidas para reflejar lo más exactamente posible la implementación práctica.

Nomenclatura

ACRÓNIMOS

CCM	Modo de Conducción Continua (<i>Continuous Conduction Mode</i>)
DCM	Modo de Conducción Discontinua (<i>Discontinuous Conduction Mode</i>)
DSP	Procesador Digital de Señales (<i>Digital Signal Processor</i>)
PLL	Lazo Enganchado en Fase (<i>Phase Locked Loop</i>)
LUT	Tabla de Datos (<i>Look-up Table</i>)
PCTC	Etapas de Potencia controlada por Tiristores (<i>Power Control Thyristor Converter</i>)
DC	Corriente Continua
AC	Corriente Alterna
TGC	Control de Disparo de tiristores (<i>Thyristor Gate Control</i>)
ROC	Retenedor de Orden Cero
FWD	Diodo de rueda libre (<i>Free Wheel Diode</i>)
PWM	Modulación de ancho de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
ppm	Partes por millón

LCR	Filtro Pasivo compuesto por Inductancia L, Capacitor y Resistencia
LCRC	Filtro Pasivo compuesto por Inductancia L, Capacitor más Resistencia y Capacitor serie, en paralelo
HVDC	Transmisión de Continua en Alta Tensión (<i>High Voltage Direct Current transmission</i>)
HAF	Filtro Activo Híbrido (<i>Hybrid Active Filter</i>)
HAPF	Filtro Activo Híbrido de Potencia (<i>Hybrid Active Power Filter</i>)
DRL	Diodo de Rueda Libre
VCO	Oscilador Controlado por Tensión (<i>Voltage Controlled Oscillator</i>)
PI	Controlador Proporcional Integral
I	Controlador Integral
DCCT	Medidor de corriente continua con transformador (<i>Direct Current, Current Transformer</i>)
kV	Kilo Volts
kA	Kilo Amperes
M	Módulo del contador digital

NOMENCLATURA

p	Número de pulsos del convertidor
ω_L	Pulsación de línea
f_L	Frecuencia de línea
T_L	Período de línea $T_L = \frac{1}{f_L}$

t_d	Duración de las rampas de disparo, $t_d = \frac{1}{2 \cdot f_L}$
T_r	Período angular de ripple, $T_r = \frac{2\pi}{p}$
ϕ	Primer ángulo de conmutación natural
θ	Segundo ángulo de conmutación natural
α_{max}	Ángulo de disparo máximo posible
α_{min}	Ángulo de disparo mínimo posible
α_0	Ángulo de disparo que produce la máxima tensión de salida
α_F	Ángulo de extinción intermedio
α_{LIM}	Ángulo límite para encendido puente con DRL.
V_{TH}	Tensión de salida del convertidor
E_D	Tensión media de salida del convertidor
E_{MAX}	Tensión instantánea máxima de entrada del convertidor
E_{DO}	Tensión media máxima de salida del convertidor
E_{pp}	Tensión pico a pico de ripple de salida del convertidor
I_{TH}	Corriente media de salida del convertidor
I_{REF}	Corriente de referencia para la carga
I_L	Corriente media sobre la carga
R_L	Resistencia de carga
L_L	Inductancia de carga
C_F	Capacidad del Filtro Pasivo
R_T	Resistencia total del Filtro Pasivo
L_F	Inductancia del Filtro Pasivo

G_I	Compensador del lazo Corriente
G_V	Compensador del lazo Tensión
K_V	Constante de realimentación de Tensión
K_I	Constante de realimentación de Corriente
$H_V(s)$	Transferencia de la realimentación de Tensión
$H_I(s)$	Transferencia de la realimentación de Corriente
ε_V	Tensión de Error Lazo de Tensión
ε_I	Tensión de Error Lazo de Corriente
f_s	Frecuencia de muestreo
T_s	Período de muestreo
$G_F(s)$	Función de Transferencia del Filtro Pasivo
$G_L(s)$	Función de Transferencia de la Carga
$G_{FA}(s)$	Función de Transferencia del Filtro Activo
$G_{TH}(s)$	Función de Transferencia Aproximada del convertidor a Tiristores
I_P	Corriente de Salida Filtro Activo
V_{CE}	Tensión Colector Emisor del Filtro Activo Serie
V_P	Tensión de Perturbación
$D_{N0}(s)$	Transferencia del Denominador del Filtro Pasivo
$D_{N1}(s)$	Transferencia del Numerador del Filtro Pasivo
V_{REF}	Tensión de Referencia
f_{clk}	Frecuencia de Clock
C_{M_i}	Contador de modulo M, número (i)

C_{M_p}	Contador de modulo M, número (p)
R_i	Rampa número (i)
G_{TH}	Ganancia del convertidor a Tiristores
K_{TH}	Ganancia de ajuste lazo tiristores
f_r	Frecuencia de ripple
ω_r	Pulsación frecuencia de ripple
ω_{CRU}	Pulsación frecuencia de Cruce de transferencias en suma
f_{Le}	Frecuencia de línea de entrada al PLL
f_{Lr}	Frecuencia de línea de realimentación del PLL
S_i	Secuencia de disparo de tiristores
$f_{0_{max}}$	Máxima frecuencia de corte a lazo abierto genérica
T_c	Período de conducción
V_N	Tensión de línea, respecto al neutro, eficaz
V_F	Tensión entre fases, eficaz
V_{COM}	Tensión compuesta total, eficaz
$V_{G0}...V_{Gp-1}$	Rampas digitales
$C_0...C_{p-1}$	Contadores de rampas digitales
V_u, V_v, V_w y V_a, V_b, V_c	Tensiones eficaces respecto a neutro de valor, V_N .
$V_{uv}, V_{vw}, ...V_{ab}, ..V_{ca}$	Tensiones eficaces entre líneas
$V_{uvac}, V_{vwba}, ...$	Tensiones eficaces Compuestas totales de alimentación del convertidor
$D_0...D_{p-1}$	Diodos del convertidor
$TH_0...TH_{p-1}$	Tiristores del convertidor

$G_{TH}(j\omega)$	Respuesta en frecuencia aproximada del TGC
f_{Carga}	frecuencia característica polo en la carga
ω_{Carga}	Pulsación frecuencia característica polo en la carga
T_{Carga}	Período frecuencia característica polo en la carga
V_{AUX}	Tensión de Alimentación del Filtro Activo
V_V	Tensión de salida Bloque compensador de Tensión
V_I	Tensión de salida Bloque compensador de Corriente
ω_P	Pulsación frecuencia de corte Filtro Activo
f_P	Frecuencia del Filtro Activo
ω_F	Pulsación frecuencia del Filtro Pasivo
T_F	Período frecuencia del Filtro Pasivo
f_F	Frecuencia del Filtro Pasivo
K_{SP}	Constante de Set Point utilizada solo en el arranque

Capítulo 1

Introducción

Los convertidores de alta potencia y elevada precisión son utilizados en una gran variedad de aplicaciones, entre las cuales se encuentran los aceleradores de partículas destinados a investigación en física de altas energías o con fines médicos [1-13]. En los aceleradores de partículas se requiere realizar acciones como acelerar, enfocar y/o deflectar paquetes de partículas con elevada precisión. Esto se realiza mediante la aplicación de campos magnéticos, los cuales se generan alimentando electroimanes con elevadas corrientes. Para generar estas corrientes, las fuentes que se utilizan en los aceleradores de partículas requieren un convertidor de potencia primario de elevada potencia y gran precisión.

La estructura topológica de estos convertidores depende del rango de potencia que deben manejar y de su aplicación.

Las fuentes necesarias en los circuitos de desviación son del tipo pulsado y se caracterizan por una corriente de tipo trapezoidal, con tiempo de subida de algunos milisegundos, tiempos de palier (Flat Top) muy cortos y precisiones del orden de las 500 ppm, [4,8,9]. Estas fuentes fueron implementadas en un principio con circuitos de descarga capacitiva y recientemente este tesista y su grupo usaron una nueva topología multi-estructura, del tipo PWM, que ha sido aprobada por

el CERN y se está implementando en los nuevos aceleradores [2, 14-16].

En cuanto a las fuentes de corriente de los imanes de trayectoria del tipo bipolar, éstas trabajan en forma continua aumentando su corriente en concordancia con el aumento de energía de las partículas aceleradas [17, 18]. Son más lentas pero más precisas, alcanzando las 100 ppm. Las mismas, alimentan a varios imanes en serie por lo que la carga presenta un gran valor de inductancia y resistencia con constantes de tiempo del orden del segundo.

En general todas ellas poseen una estructura de control de doble lazo, uno de tensión interno más rápido y otro externo de corriente más lento como se muestra el diagrama de bloques de la Figura 1.1.

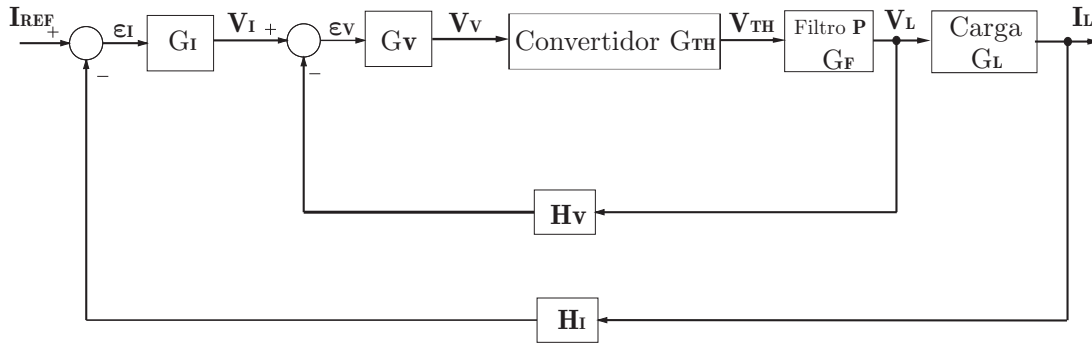


Figura 1.1: Diagrama bloque de fuente de alta precisión.

El lazo externo es el que asegura el valor y la precisión de la corriente de salida I_L y el lazo rápido interno de tensión es necesario para controlar las perturbaciones de alta velocidad a que está expuesto este tipo de fuentes como ser:

1. Variaciones rápidas de la tensión de alimentación principal.
2. Perturbaciones externas producidas por la interacción con otras fuentes del mismo sistema (apagado o encendido de sistemas asociados, por ejemplo).
3. Reducción del ripple de conversión generado por los convertidores utilizados.

4. Seguimiento de las variaciones rápidas de la referencia de corriente.

En todas estas fuentes de gran potencia, se utilizan convertidores conmutados para asegurar un alto rendimiento de conversión y su velocidad de respuesta está asociada a la frecuencia de conmutación. Por lo tanto la corriente de salida posee un ripple superpuesto producido por el propio convertidor. Este ripple no puede ser rechazado por el lazo de tensión, ya que es inherente a su funcionamiento, por lo que se requiere la utilización de filtros pasivos pasabajos del tipo *LCR* o *LCRC* como se muestra en la Figura 1.2

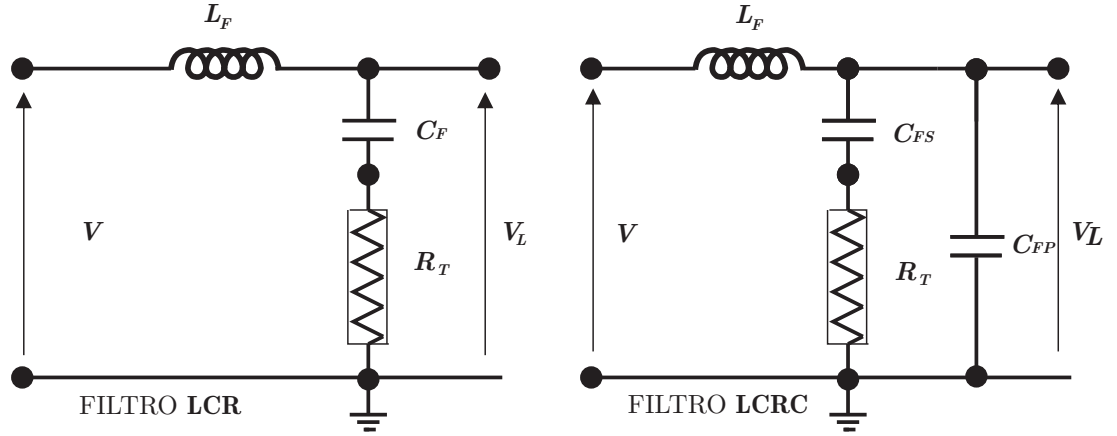


Figura 1.2: Filtros Pasivos *LCR* y *LCRC*.

En muchas aplicaciones el uso de un filtro pasivo junto con los lazos de realimentación de tensión y corriente es suficiente para cumplir las especificaciones, sobre todo por el filtrado adicional de la carga fuertemente inductiva. Cuando no es suficiente, es necesario el agregado de un filtro activo continuo de alta velocidad capaz de reducir el ripple residual y absorber las perturbaciones rápidas en el lazo de tensión. Estos filtros activos funcionan de manera complementaria a la fuente de potencia primaria, ampliando su ancho de banda, conformando en conjunto un amplificador de ancho de banda extendido, como se muestra en diagrama de bloques en la Figura 1.3.

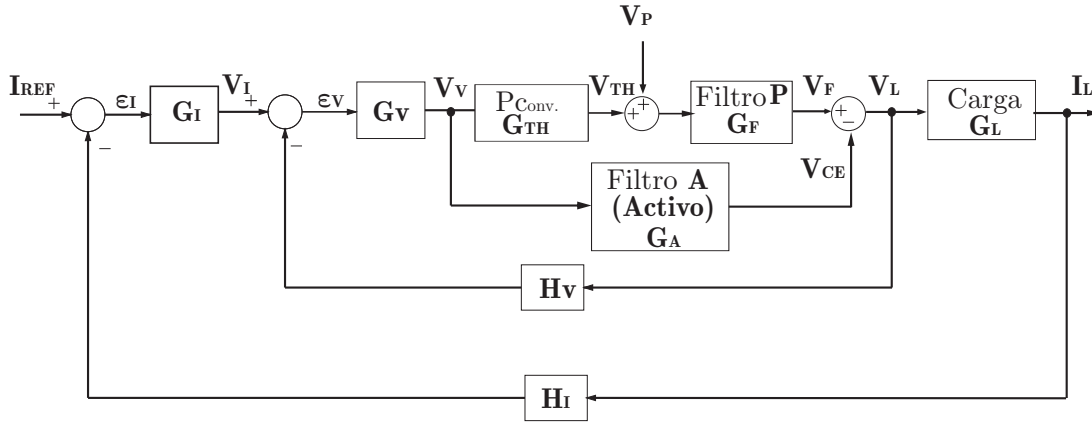


Figura 1.3: Diagrama bloque con la inclusión de un Filtro Activo.

Estos filtros pueden ser del tipo serie con topología multi-transistor o con inductores serie excitados por un devanado auxiliar funcionando como un inductor de impedancia variable para oponerse a las fluctuaciones de la tensión de salida, como se muestra en la Figura 1.4. Todas estas soluciones presentan el inconveniente de tener que conducir la corriente nominal al ser conectados en serie con la carga y tener que soportar la tensión nominal en los transitorios. Para hacer realizables estos sistemas, se utilizan técnicas de preregulación de la tensión del filtro activo, con el objetivo de reducir la potencia disipada. Por otro lado el uso de circuitos magnéticos no es una solución deseada por su tamaño y costo.

El conjunto convertidor-filtro pasivo-filtro activo se diseña para que se comporte como un amplificador de tensión de gran ancho de banda. Donde la porción del espectro de baja frecuencia debe ser cubierta por el Convertidor de potencia y su circuito asociado y el espectro de alta frecuencia por el sistema compuesto por el filtro activo. Adicionalmente el convertidor de potencia conmutado debe poder funcionar en forma aislada para el arranque o para tests de funcionamiento.

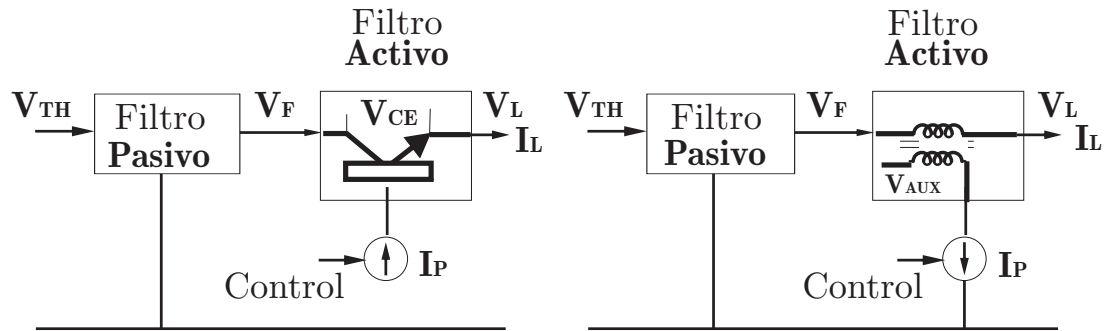


Figura 1.4: Diagrama funcional de los montajes de filtros activos tipo SERIE.

Existe un tipo particular de acelerador de electrones en el cual se aprovecha la emisión de rayos x, tangenciales a la trayectoria circular, para su utilización en precisos e intensos microscopios de investigación. Estos aceleradores llamados de Luz Synchrotron requieren de fuentes de corriente continua con una precisión, de 20ppm [19]. Estos convertidores alimentan decenas de imanes de trayectoria conectados en serie. Las corrientes deben ser muy altas, del orden del kA , para lograr el campo magnético necesario para curvar la trayectoria sobre una carga muy inductiva. Además, la resistencia de carga es muy elevada ya que está compuesta por la suma de las resistencias de cada uno de los imanes distribuidos a lo largo del acelerador más la de los largos cables de interconexión, del orden de los kms, llegándose a resistencias de varios ohms. Por lo tanto, las altas corrientes y las elevadas resistencias imponen tensiones de miles de volts. Para lograr conjugar estas características de operación (altas tensiones, altas corrientes, altas potencias y exigente precisión) las estructuras que mejor se adaptan por su simplicidad, robustez y factibilidad tecnológica son las fuentes multi-pulso controladas por fase. Estas se usan también para muchas otras aplicaciones industriales como la transmisión de energía eléctrica de corriente continua en alta tensión (*HVDC*) [20], el control de motores de *CC* [21], la motorización de trenes eléctricos [22], los procesos de electrólisis del aluminio y cobre [23].

Sin embargo estos convertidores son lentos, ya que su velocidad esta relacionada a la frecuencia de línea y su topología, definida por el número de pulsos p . El ripple residual de baja frecuencia pico a pico E_{pp} llega a ser del orden del valor máximo de la tensión instantánea de salida E_{MAX} . Son además sensibles a las variaciones de la tensión y frecuencia de la red que los alimentan.

Para poder lograr la exigencia adicional de altísima precisión que requieren las fuentes de los aceleradores de partículas del tipo continuo es necesario extender el ancho de banda del lazo de tensión por lo que la utilización de un Filtro Pasivo más un Filtro Activo en el lazo de tensión es excluyente.

Debe tenerse en cuenta que la función del Filtro Activo es reducir las perturbaciones residuales de alta frecuencia y por consecuencia de baja amplitud, siendo éstas mucho menores que los valores estáticos de la fuente. Es por ello que sería deseable que el filtro activo solo deba soportar la tensión y corriente necesarios para contrarrestar la perturbación excluyendo los valores estáticos.

Una posible solución radica en el uso de Filtros Activos de Potencia Híbridos (Hybrid Active Power Filter, *HAPF*) [24]; [25]; [26]; [27], [28-32] ; [33]. Sin embargo, como consecuencia de ejercer la acción de control a través del filtro pasivo, la complejidad del sistema de control resulta superior en comparación con un esquema de filtro activo clásico. Esta característica conduce a la necesidad de un análisis exhaustivo del comportamiento del sistema y del diseño de una estrategia de control más compleja.

Los *HAPFs* se utilizan tradicionalmente en redes de distribución *AC* y *DC* para cancelación, por compensación, de armónicos mono frecuencia, compensación de potencia reactiva o eliminación de distorsión en la corriente debidas a cargas no lineales, entre otras. En éstos, el filtro activo se conecta por intermedio de un circuito pasivo, el cual lo aísla de los valores estáticos, permitiendo sin

embargo aplicar la acción correctora requerida mediante subestructuras convertidoras de menor tensión y corriente lo que resulta en una ventaja importante frente a los filtros activos convencionales.

Esto hace que los *HAPF*s puedan ser atractivos para su uso en las fuentes de continua necesarias en los aceleradores de Luz Syncrotrón. Sin embargo, se debe considerar que los *HAPF* fueron concebidos para funcionar sin mucha precisión y con lazos simples de control, aplicación que dista mucho de las características necesarias en las fuentes de altísima precisión. Es por ello que resulta necesaria su adaptación para estas aplicaciones.

Por otro lado, en los Convertidores de Alta Precisión, el conjunto Filtro Activo - Filtro Pasivo forma parte del modelo de la planta e interviene en los lazos cerrados de control. La característica de transferencia de este conjunto incrementa la complejidad del sistema pudiendo conducir incluso a sistemas de no mínima fase. Por lo tanto, resulta necesario desarrollar nuevas estrategias de control y compensación.

Por ello, en esta tesis, se presentará una nueva estructura de *HAPF*, denominada Filtro Activo Híbrido, *HAF*, que aprovecha la resistencia de amortiguamiento del filtro pasivo *LCR* para disminuir las perturbaciones en la carga sin tener que soportar ni la tensión de salida ni la corriente nominal, como en los *HAPF*. Esto permite mejorar el ancho de banda del filtro activo y alcanzar las especificaciones del sistema, reduciendo el costo y eliminando la necesidad del agregado de circuitos magnéticos adicionales. (Figura 1.5)

La relación de transferencia de este sistema de inyección en conjunto con el convertidor de potencia puede comportarse como un sistema de no mínima fase por lo que se deducen los métodos de compensación y/o adaptación para su inclusión dentro de los lazos de control.

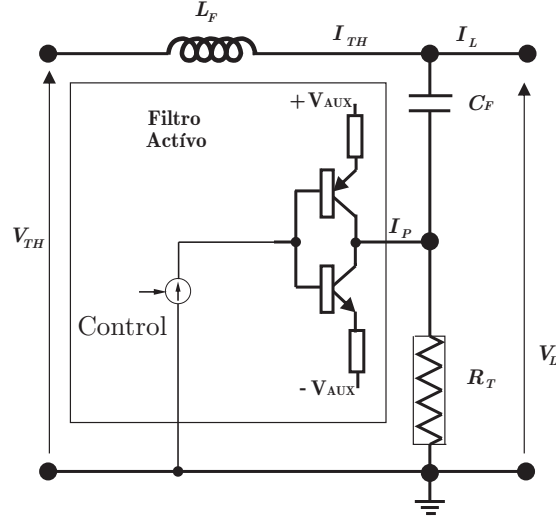


Figura 1.5: Diagrama bloque Filtro Híbrido.

1.1. Objetivos de la tesis

Entre los objetivos de esta tesis está la caracterización de una fuente de altas prestaciones que utiliza un convertidor controlado por fase, un sistema de disparo digital y un Filtro Híbrido, éste último compuesto por un filtro activo de corriente cuya salida se inyecta en la parte resistiva de un filtro pasivo LCR . Se analiza su inclusión dentro de los lazos de control, el tratamiento de los métodos de compensación a efectos de alcanzar las especificaciones solicitadas y las simulaciones tendientes a viabilizar su implementación en una fuente a escala reducida para validación de los resultados como paso previo para la implementación en un acelerador a escala real.

1.2. Organización de la tesis

La tesis está dividida en siete capítulos.

El **Capítulo 1** introduce la problemática y presenta el estado del arte, mientras que en el **Capítulo 2** se realiza una reseña de las características de los convertidores a tiristores de 1 y 2 cuadrantes. Se explicitan los modos de la operación en régimen permanente, sus características de transferencia, sus limitaciones y los métodos de linealización. En el **Capítulo 3** se presenta la implementación del circuito de disparo digital para este tipo de convertidores capaz de alimentar convertidores de distinto grado de complejidad topológica. El **Capítulo 4** presenta el análisis de los Lazos de control de una fuente de doble lazo sin filtro activo, con el objetivo de caracterizar las variables que tendrá que contrarrestar el filtro Activo Híbrido. El **Capítulo 5** presenta la deducción de la característica de transferencia del filtro Híbrido propuesto, su inclusión dentro del lazo de tensión, las técnicas de diseño para asegurar su correcto funcionamiento. El **Capítulo 6** presenta el cálculo de las partes constitutivas de las fuentes, tanto en la versión a escala real, como a escala reducida. Presenta además la implementación práctica del método a través de simulaciones, realizándose simulaciones completas del sistema **sin** Filtro Activo y **con** Filtro Activo, para cuantificar las diferencias. En este capítulo se explican detenidamente las características de la simulación y como fue diseñada para reflejar posteriormente la implementación experimental. Se presentan las diferentes señales que serán utilizadas como parámetros de calidad del método. El **Capítulo 7** está dedicado a las conclusiones y a la presentación de trabajos futuros relacionados con esta tesis juntamente con la lista de publicaciones utilizadas como referencia. Adicionalmente, se presentan dos apéndices, a saber: El **Apéndice A** se listan los programas de MATLAB utilizados en las simulaciones así como los diagramas bloque utilizados en Simulink. En el **Apéndice B** se listan las publicaciones del tesista relacionadas con esta tesis.

Capítulo 2

Convertidores controlados en Fase

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta un análisis de los convertidores AC/DC conmutados por línea, comúnmente conocidos como rectificadores controlados o convertidores controlados por fase.

Se trata el tema en forma general considerando un sistema polifásico (p generadores de tensión).

Se analizan las estructuras topológicas de 1 y 2 cuadrantes en Modo de Conducción Continua (*CCM* del inglés **Continuous Conduction Mode**). En ambas, se analiza la tensión media de salida, la ganancia de pequeña señal, el ripple asociado y las características particulares de los montajes más usuales.

Se estudia también la dinámica de estos convertidores, teniendo en cuenta su característica discreta, a fin de obtener un modelo matemático del convertidor útil para el diseño del control.

Se discuten además las técnicas de linealización en pequeña señal de las características de transferencia.

Se analizan los efectos de filtrado del filtro pasivo y de la carga sobre el ripple residual en la corriente de salida en el peor caso.

2.2. Conceptos Teóricos

2.2.1. Rectificación en modo *CCM*

A los efectos de introducir el tema se considera un rectificador polifásico de p fases, Figura 2.1, equiespaciadas en $2\pi/p$ (p-fásico). En todos los casos se asumirá que la corriente de salida es siempre mayor que cero, lo cual se conoce como Modo de Conducción Continua (*CCM*). El rectificador no controlado de la Figura 2.1 trabaja como un circuito de máxima, es decir que siempre la tensión en la carga es igual a la tensión instantánea mayor, como lo muestra la Figura 2.2. Nótese que cada diodo conduce un período de $2\pi/p$ y la secuencia natural de encendido es: $D_0, D_1, D_2, D_3, \dots, D_{p-3}, D_{p-2}, D_{p-1}, D_0$. Cada diodo se enciende cuando su tensión de fase supera a la de su antecesor, produciéndose una **conmutación natural**. El ángulo de encendido se representa por ϕ_0 .

E_{MAX} es la tensión máxima de los generadores, en éste caso coincide con la tensión instantánea máxima de salida del rectificador. Si la amplitud eficaz de fase es V_N , el valor de E_{MAX} resulta:

$$\boxed{E_{MAX} = \sqrt{2}V_N} \quad (2.2.1)$$

Considérese ahora un sistema equilibrado p-fásico idéntico al anterior pero con tiristores en lugar de los diodos, Figura 2.3(a). Al ser estos dispositivos controlados

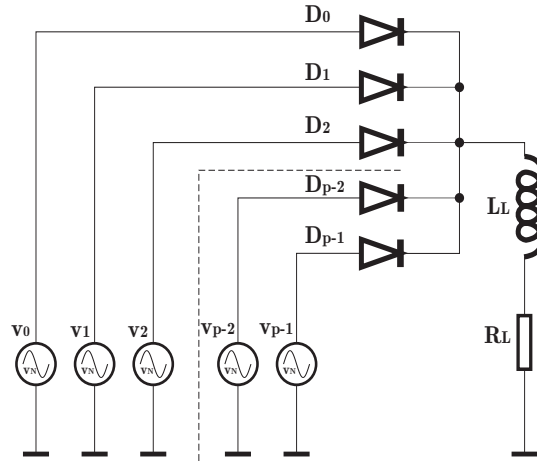


Figura 2.1: Rectificador polifásico de p fases.

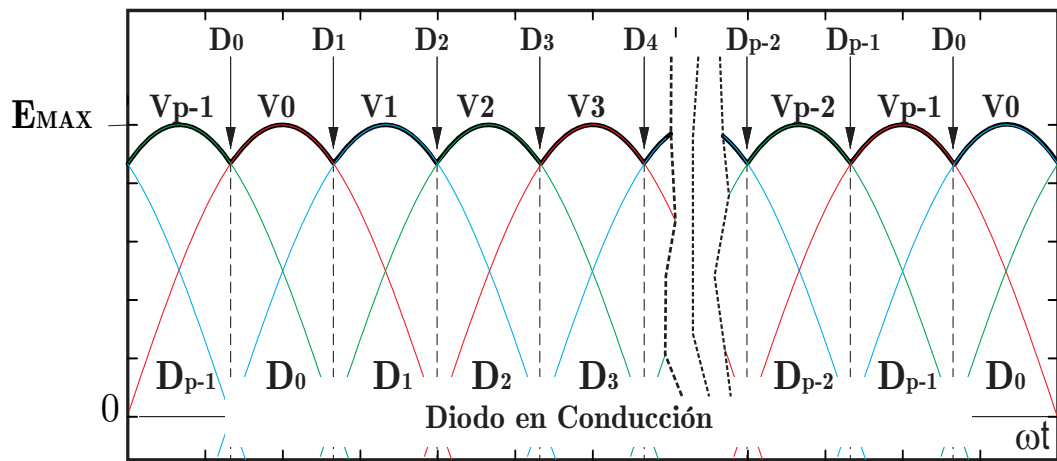


Figura 2.2: Tensión de salida sobre la carga.

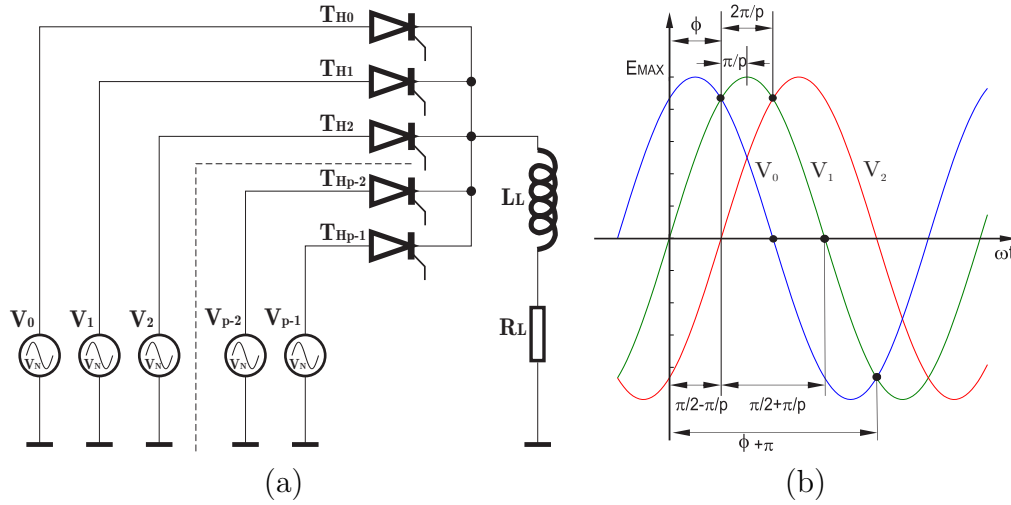


Figura 2.3: (a) Convertidor a tiristores; (b) V_0 , V_1 y V_2 como función de ωt .

al encendido es posible retardar el instante de su conmutación más allá de la conmutación natural lo que permite controlar la tensión media de salida E_D .

Si se toma V_0 , V_1 y V_2 , del conjunto de p tensiones senoidales, las ecuaciones que representan al sistema se pueden escribir como:

$$\begin{aligned} V_0 &= E_{MAX} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{p} + \varphi_i \right) \\ V_1 &= E_{MAX} \sin (\omega t + \varphi_i) \\ V_2 &= E_{MAX} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{p} + \varphi_i \right) \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

Definiendo al generador V_1 como referencia, resulta $\varphi_i = 0$, lo que se gráfica en función de ωt en la Figura 2.3(b).

De igual manera que en el rectificador, el disparo de los tiristores debe realizarse en forma secuencial según el orden de las tensiones de fase. Entonces, el tiristor correspondiente a la fase V_0 , TH_0 , debe dispararse antes que el de la fase V_1 , que es TH_1 , el de V_2 , TH_2 , antes que el de V_3 , TH_3 , y así sucesivamente hasta V_{p-1} , TH_{p-1} . Cuando este último tiristor es disparado, la secuencia vuelve con el primero TH_0 . Cada tiristor conduce un intervalo angular equivalente a $2\pi/p$.

Sea el tiristor TH_0 en conducción, entonces para poder disparar el tiristor TH_1

debe cumplirse que $V_1 > V_0$. Considerando esto, la primer intersección entre V_0 y V_1 determina el instante a partir del cual es posible disparar el tiristor asociado a V_1 , TH_1 , (coincidente con la conmutación natural), mientras que la segunda intersección determina el instante a partir del cual ya no es posible dispararlo.

A continuación se realiza un análisis para determinar los instantes mencionados. Sea ϕ al argumento ωt que corresponde a la primera intersección entre V_0 y V_1 , y sea θ el argumento de la segunda intersección, $\theta - \phi$ es el intervalo angular en el cual el tiristor TH_1 puede ser disparado, Figura 2.3(b).

Para determinar ϕ se debe cumplir que:

$$V_1 = V_0 \quad (2.2.3)$$

$$E_{MAX} \sin \phi = E_{MAX} \sin \left(\phi + \frac{2\pi}{p} \right) \quad (2.2.4)$$

Es decir:

$$\sin \phi = \sin \left(\phi + \frac{2\pi}{p} \right) \quad (2.2.5)$$

Dos senos son iguales cuando sus ángulos son iguales o cuando son suplementarios. En nuestro caso es evidente que no son iguales, por lo tanto tienen que ser suplementarios. Dos ángulos son suplementarios cuando suman π , 3π , 5π , etc. Por lo tanto:

$$\phi + \left(\phi + \frac{2\pi}{p} \right) = \pi \quad (2.2.6)$$

Llegando a:

$$\boxed{\phi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}} \quad (2.2.7)$$

Número de pulsos	Ángulo de cruce
p=2	$\phi_2 = 00,00^\circ$
p=3	$\phi_3 = 30,00^\circ$
p=4	$\phi_4 = 45,00^\circ$
p=6	$\phi_6 = 60,00^\circ$
p=12	$\phi_{12} = 75,00^\circ$
p=24	$\phi_{24} = 82,50^\circ$
p=48	$\phi_{48} = 86,25^\circ$

Tabla 2.1: Ángulo de cruce ϕ entre V_0 y V_1 en función del número de pulsos p .

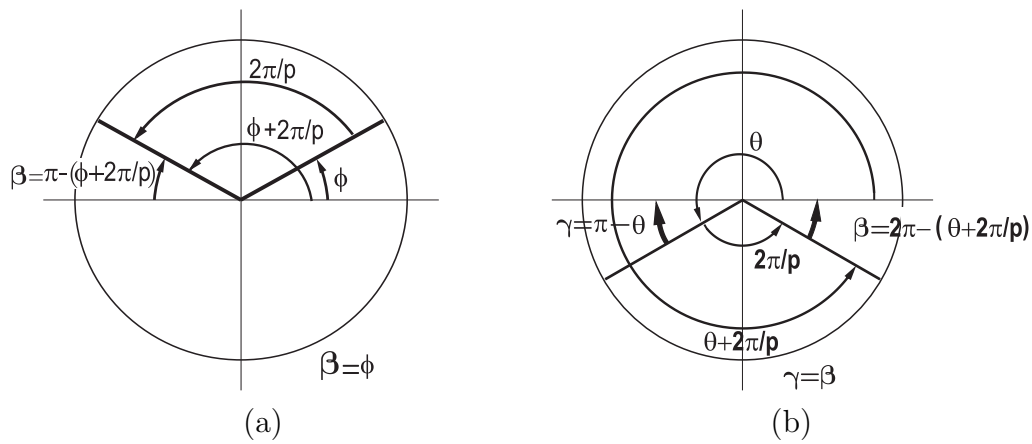


Figura 2.4: Relaciones de fase.

La relación entre dichos ángulos puede observarse en la Figura 2.4(a) y los diferentes valores de ϕ para sistemas polifásicos típicos se muestran en la tabla 2.1:

En cuanto a θ , el ángulo correspondiente a la segunda intersección entre V_0 y V_1 , se tiene:

$$V_1 = V_0 \quad (2.2.8)$$

$$E_{MAX} \sin \theta = E_{MAX} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{p} \right) \quad (2.2.9)$$

Es decir:

$$\sin \theta = \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{p} \right) \quad (2.2.10)$$

En éste caso $\theta \geq \pi$, y $2\pi/p \leq \pi$ para $p \geq 2$. Por lo tanto, para satisfacer la ecuación [2.2.10](#) y observando la Figura [2.4\(b\)](#), se debe cumplir que $\gamma = \beta$, es decir:

$$\pi - \theta = \theta + \frac{2\pi}{p} - 2\pi \quad (2.2.11)$$

Teniendo en cuenta lo anterior:

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad (2.2.12)$$

resulta,

$$\theta = \phi + \pi \quad (2.2.13)$$

$$\boxed{\theta - \phi = \pi} \quad (2.2.14)$$

Como se concluyó, para $\phi < \omega t < \pi + \phi$ se tiene $V_1 > V_0$. Por lo tanto, en éste intervalo angular, igual a π , el tiristor TH_1 asociado a la fase 1 está en condiciones de ser disparado.

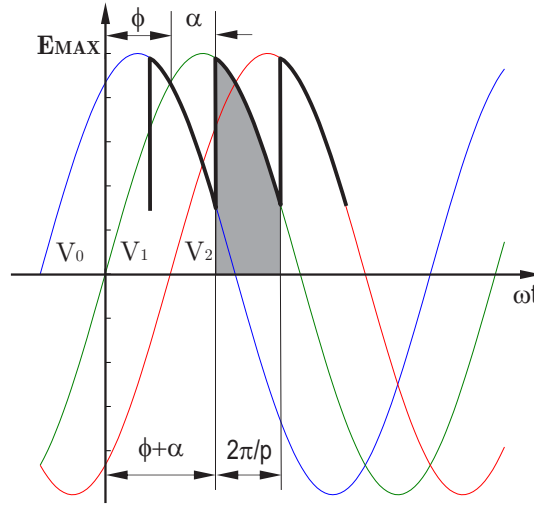


Figura 2.5: Tensión de salida de un convertidor.

Definiendo el ángulo de disparo α a partir de ϕ , el control de la tensión promedio de salida E_D se logra variando α entre 0 y 180° . Figura 2.3(b).

Sin embargo por razones de seguridad, debido al solapamiento y a la no extinción instantánea de los tiristores, hay que acotar en todos los casos el ángulo de disparo a valores inferiores a los límites teóricos, normalmente entre $\alpha_{min} \geq 15^\circ$ y $\alpha_{max} \leq 150^\circ$ en lugar de 0° a 180° .

2.2.2. Característica de transferencia

Tensión media en función de α

En modo *CCM*, el valor medio de la tensión rectificadora E_D surge de la integral promediada de la tensión V_1 en el intervalo de conducción $2\pi/p$, Figura 2.5.

$$E_D = \frac{p}{2\pi} \int_{\phi+\alpha}^{\phi+\alpha+2\pi/p} E_{MAX} \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{p}{\pi} \cdot E_{MAX} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos(\alpha) \quad (2.2.15)$$

Como se desprende de la ecuación 2.2.15, el convertidor en *CCM* puede ser modelado como una fuente de tensión variable ideal, ya que su tensión de salida

Número de pulsos	E_{D0}/E_{MAX}
p=2	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,637$
p=3	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,827$
p=4	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,900$
p=6	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,954$
p=12	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,989$
p=24	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,997$
p=48	$E_{D0}/E_{MAX} = 0,999$

Tabla 2.2: Valor de la tensión continua de salida maxima E_{D0} normalizado respecto el valor pico E_{MAX} en función del número de pulsos p .

no depende de la corriente del convertidor y el valor medio de la tensión de salida puede variarse retrasando convenientemente el ángulo de disparo. El valor máximo E_{D0} corresponde a $\alpha = 0^\circ$:

$$E_{D0} = \frac{p}{\pi} E_{MAX} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (2.2.16)$$

En la tabla 2.2 se muestran las relaciones entre E_{D0}/E_{MAX} para distintos valores de p .

La relación entre el valor de salida E_D y el valor máximo E_{D0} se puede escribir:

$$E_D = E_{D0} \cos(\alpha) \quad (2.2.17)$$

Y el valor relativo a su valor máximo:

$$\frac{E_D}{E_{D0}} = \cos(\alpha) \quad (2.2.18)$$

En la Figura 2.6 se gráfica la tensión rectificada (normalizada a E_{D0}) como función

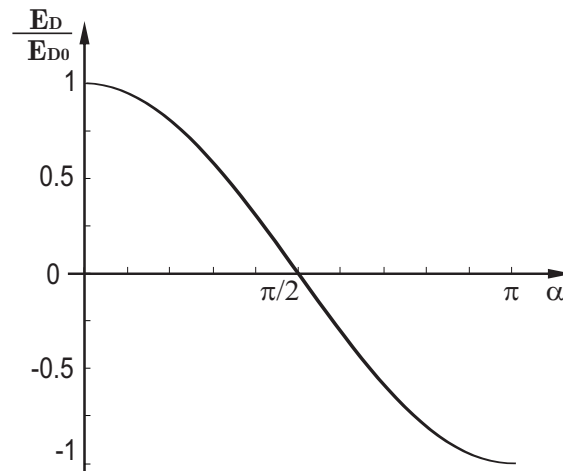


Figura 2.6: Tensión de salida E_D normalizada a E_{D0} en función de α para modo *CCM*.

de α . Como se observa ésta es una función no lineal de dos cuadrantes. Es decir, si bien la corriente de salida es uni-direccional la tensión de salida puede ser:

- Positiva ajustando α entre 0 y $\pi/2$
- Negativa para α entre $\pi/2$ y π

2.2.3. Linealización

La ley de variación de la tensión de salida E_D en función de α para modo *CCM* resultó ser una función no lineal. Esta característica suele ser no deseada, sobretodo cuando el rectificador controlado forma parte de un sistema de lazo cerrado.

A los efectos de obtener una transferencia lineal es necesario lograr que la variación del ángulo α , debido a una tensión de control V_α , responda a una ley arco coseno como se muestra en la ecuación 2.2.19:

$$\alpha = \arccos(K \cdot V_\alpha) \quad (2.2.19)$$

Donde K es una constante, lográndose en consecuencia la siguiente relación:

$$E_D = E_{D0} \cdot K \cdot V_\alpha = G_{TH} \cdot V_\alpha \quad (2.2.20)$$

$$\boxed{E_D = G_{TH} \cdot V_\alpha} \quad (2.2.21)$$

2.2.4. Ripple de salida

El presente caso corresponde al modo CCM con carga inductiva. Si el disparo se realiza con un ángulo α , el ángulo de final de conducción de esa fase será:

$$\alpha_F = \alpha + \frac{2\pi}{p} \quad (2.2.22)$$

Pueden darse tres casos para este *ripple*:

Caso 1. $\boxed{0 \leq \alpha \leq \pi/p}$

El valor máximo de la tensión de salida coincidirá con E_{MAX} , Figura 2.7 y el valor pico a pico del *ripple* esta dado por:

$$E_{pp} = E_{MAX} - E_{MAX} [\sin(\phi + \alpha_F)] \quad (2.2.23)$$

reemplazando α_F de la ecuación 2.2.22 en 2.2.23 esto es,

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = 1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \frac{2\pi}{p}\right) \quad (2.2.24)$$

o

$$\boxed{\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = 1 - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right)} \quad (2.2.25)$$

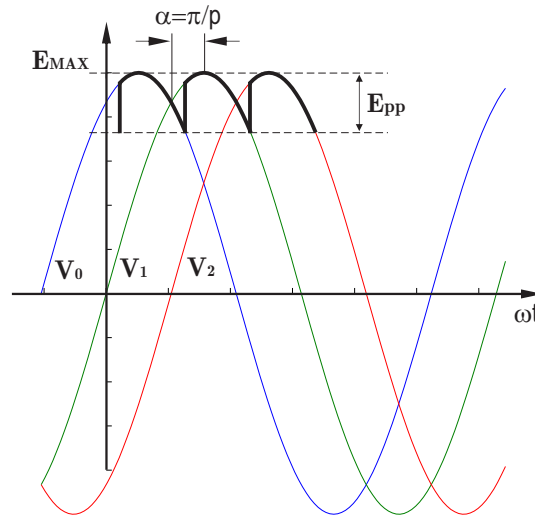


Figura 2.7: Evaluación del ripple de salida (pico a pico) para $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{p}$ (Caso 1).

Caso 2. $\frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p}$ El caso se muestra en la Figura 2.8.

$$V_2(\phi + \alpha) = V_1(\phi + \alpha_F)$$

$$E_{pp} = E_{MAX} \sin(\phi + \alpha) - E_{MAX} \sin(\phi + \alpha_F)$$

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = \sin(\pi/2 - \pi/p + \alpha) - \sin(\pi/2 - \pi/p + \alpha + 2\pi/p)$$

recordando que $\sin(\pi/2 + \alpha) = \cos \alpha$ y $\cos(\pi/2 + \alpha) = -\sin \alpha$ se simplifica a:

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right) \quad (2.2.27)$$

y utilizando la identidad trigonométrica $\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) = 2 \sin \alpha \sin \beta$ queda finalmente:

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cdot \sin(\alpha) \quad (2.2.28)$$

Nota: Este ripple puede ser aproximado a una función diente de sierra como se verá en la sección 2.3

Caso 3. $\pi - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi$ El caso se muestra en la Figura 2.9

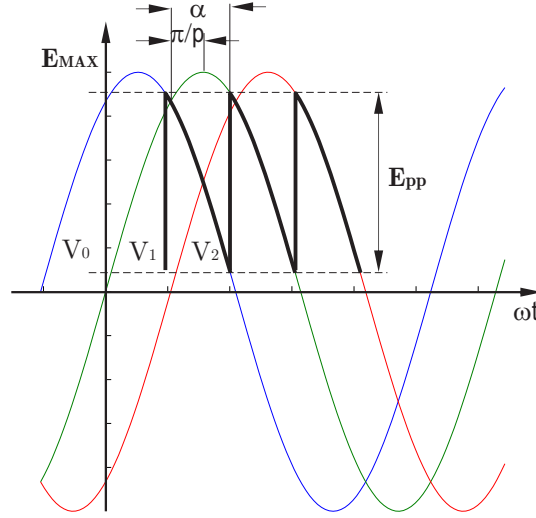


Figura 2.8: Evaluación del ripple de salida (pico a pico) para $\frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p}$ (Caso 2).

$$\begin{aligned}
 E_{pp} &= -(V_1 - V_2) \\
 E_{pp} &= -[-E_{MAX} - E_{MAX} \cdot \sin(\phi + \alpha)] \\
 \frac{E_{pp}}{E_{MAX}} &= 1 + \sin(\phi + \alpha) \\
 \frac{E_{pp}}{E_{MAX}} &= 1 + \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) \\
 \boxed{\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} &= 1 + \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)} \tag{2.2.29}
 \end{aligned}$$

El valor máximo de ripple en modo *CCM* se obtiene para $\alpha = 90^\circ$ que corresponde con el Caso 2. Su valor resulta:

$$\boxed{K_p = \frac{E_{ppMAX}}{E_{MAX}} = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} \tag{2.2.30}$$

En la tabla [2.3](#) se muestran los valores de E_{ppMAX} relativos a E_{MAX} para distintos valores de p .

Número de pulsos	$K_p = E_{pp_{MAX}}/E_{MAX}$
p=2	$K_2 = 2,00$
p=3	$K_3 = 1,73$
p=4	$K_4 = 1,41$
p=6	$K_6 = 1,00$
p=12	$K_{12} = 0,52$
p=24	$K_{24} = 0,26$
p=48	$K_{48} = 0,13$

Tabla 2.3: Valor de la tensión de ripple pico a pico de salida maxima $E_{pp_{MAX}}$ normalizada respecto el valor pico E_{MAX} , (K_p) en función del número de pulsos p .

En la Figura 2.10 se muestra el ripple de salida pico a pico normalizado a E_{MAX} en función de α para diferentes p en modo de *CCM*.

2.2.5. Topología “Diodo de Rueda Libre” (*DRL*) (*free-wheel diode*). Modo *CCM*.

En esta topología los tiristores se pueden disparar efectivamente sólo en el rango de α entre, $0 \leq \alpha \leq (\pi/2 + \pi/p)$, dado que entre $(\pi/2 + \pi/p)$ y π la tensión tiende a ser negativa, por lo que el *DRL* conduce toda la corriente de carga, no permitiendo un eventual disparo de los tiristores. Por lo tanto existe un ángulo α_{LIM} máximo posible como se muestra en la Figura 2.12. Su valor resulta:

$$\boxed{\alpha_{LIM} = \pi/2 + \pi/p} \quad (2.2.31)$$

Por lo anterior el convertidor con esta topología es un sistema de un cuadrante con corriente y tensión uni-direccionales.

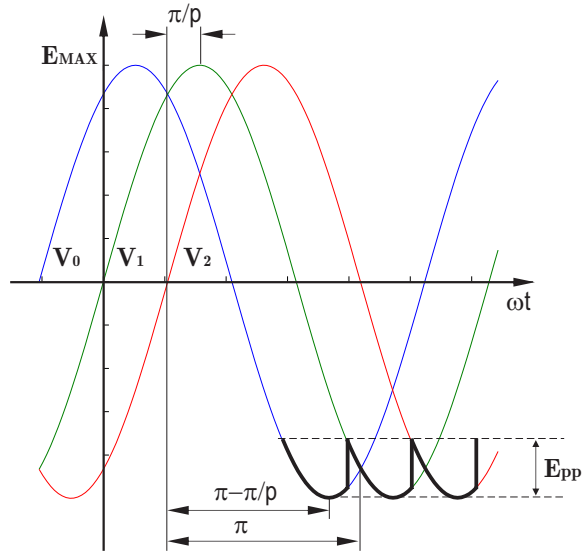


Figura 2.9: Evaluación del ripple de salida (pico a pico) para $\pi - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi$ (Caso 3).

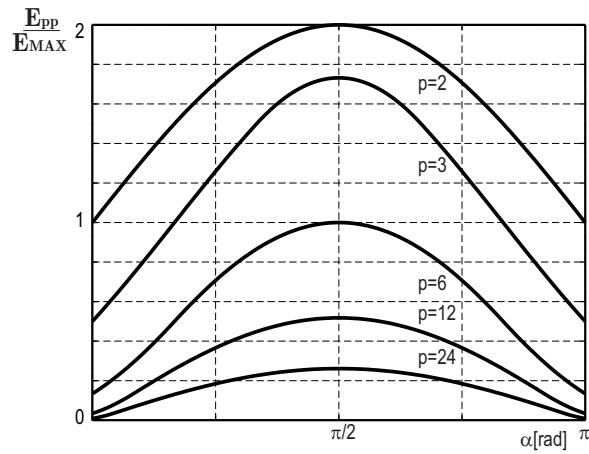


Figura 2.10: Ripple de salida pico a pico normalizado a E_{MAX} para diferentes p en modo de *CCM*.

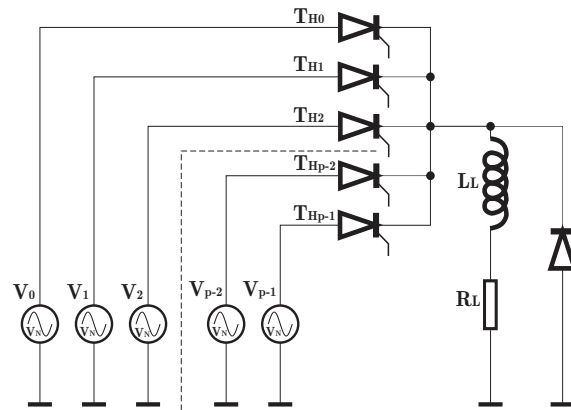
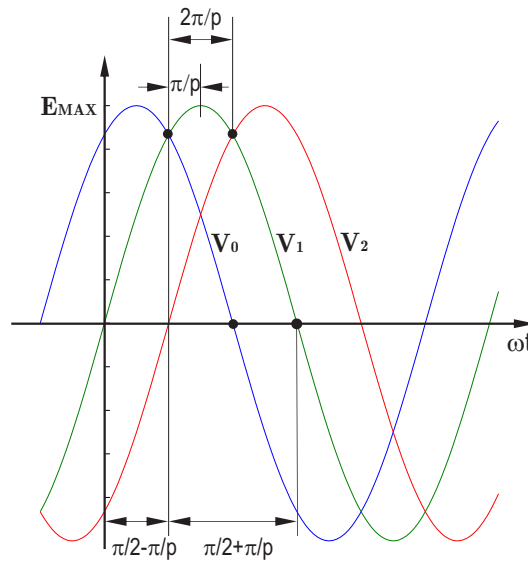


Figura 2.11: Convertidor a tiristores con diodo de rueda libre.

Figura 2.12: límite de α_{LIM} en función de p .

En la tabla 2.4 se listan los valores α_{LIM} en función del número p de pulsos.

Tensión media como función de α

Aquí se pueden presentar dos casos:

Caso 1. $0 \leq \alpha \leq \pi/2 - \pi/p$

El sistema está en modo *CCM* y coincide con el Caso 1 de la Sección 2.2.4.

Número de pulsos	α_{LIM}
p=2	$\alpha_{LIM} = 180^\circ$
p=3	$\alpha_{LIM} = 150^\circ$
p=4	$\alpha_{LIM} = 135^\circ$
p=6	$\alpha_{LIM} = 120^\circ$
p=12	$\alpha_{LIM} = 105^\circ$
p=24	$\alpha_{LIM} = 97,5^\circ$
p=48	$\alpha_{LIM} = 93,5^\circ$

Tabla 2.4: Valor de α_{LIM} con diodo de rueda libre en función del número de pulsos p .

ecuación [2.2.17](#):

$$E_D = E_{D0} \cos(\alpha) \quad (2.2.32)$$

Caso 2. $\pi/2 - \pi/p \leq \alpha \leq \pi/2 + \pi/p$

Para éste caso la tensión media de salida valdrá:

$$E_D = \frac{p}{2\pi} \int_{\alpha + \pi/2 - \pi/p}^{\pi} E_{MAX} \sin(\omega t) d\omega t \quad (2.2.33)$$

$$E_D = \frac{p}{2\pi} E_{MAX} (-\cos \omega t)|_{\alpha + \pi/2 - \pi/p}^{\pi} = \frac{p}{2\pi} E_{MAX} [1 + \cos(\alpha + \pi/2 - \pi/p)] \quad (2.2.34)$$

recordando la identidad trigonométrica:

$$\cos(\pi/2 + \alpha) = \sin(-\alpha) = -\sin(\alpha) \quad (2.2.35)$$

y reemplazando en [2.2.34](#) resulta:

$$E_D = E_{MAX} \frac{p}{2\pi} \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) \right] \quad (2.2.36)$$

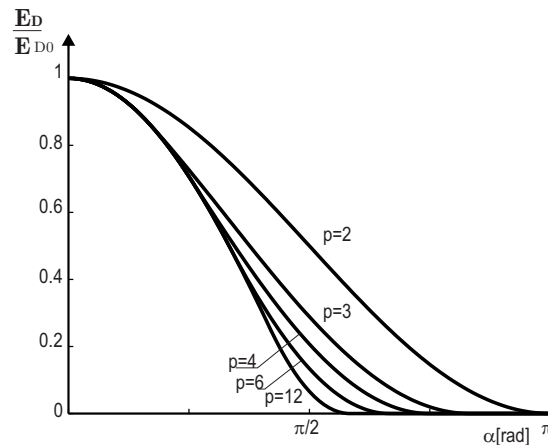


Figura 2.13: Tensión media de salida en función de α para diferente cantidad de pulsos.

El valor de E_{MAX} en función de E_{D0} se obtiene a partir de 2.2.16 reemplazando en 2.2.36 normalizando con respecto a E_{D0} resulta:

$$\frac{E_D}{E_{D0}} = \frac{\left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)\right]}{2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} \quad (2.2.37)$$

En la Figura 2.13 se muestra la tensión media de salida en función de α para distintos valores de p .

2.2.6. Linealización

Los dos casos anteriormente analizados presentan una ley no lineal de la tensión de salida E_D con respecto a la variación de α por lo que, de la misma manera que para el caso del convertidor sin diodo de rueda libre, es necesario encontrar las leyes de linealización para cada uno de los casos posibles.

Caso 1. $0 \leq \alpha \leq \pi/2 - \pi/p$

El diodo de rueda libre no actúa por lo que la característica de transferencia y su ley de linealización coincide con el caso sin diodo es decir:

Transferencia

$$\boxed{E_D = E_{D0} \cos(\alpha)} \quad (2.2.38)$$

Y la ley de linealización

$$\alpha = \arccos(K \cdot V_\alpha) \quad (2.2.39)$$

Donde K es una constante, lográndose en consecuencia la siguiente ley lineal entre la tensión de salida E_D y la señal de control V_α :

$$E_D = E_{D0} \cdot K \cdot V_\alpha = G_{TH} \cdot V_\alpha \quad (2.2.40)$$

Caso 2. $\boxed{\pi/2 - \pi/p \leq \alpha \leq \pi/2 + \pi/p}$

Para éste caso la ley de variación de E_D respecto de α , a partir de [2.2.37](#) resulta:

$$E_D = E_{D0} \cdot \frac{\left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)\right]}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} \quad (2.2.41)$$

Como en el caso anterior el objetivo es lograr que:

$$E_D = E_{D0} \cdot K \cdot V_\alpha \quad (2.2.42)$$

Por lo que se debe cumplir que:

$$\boxed{V_\alpha = \frac{\left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)\right]}{K \cdot (2) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}} \quad (2.2.43)$$

O sea operando para despejar α resulta:

$$K \cdot V_\alpha \cdot (2) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)\right] \quad (2.2.44)$$

Luego:

$$\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) = 1 - K.V_{\alpha} \cdot (2) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (2.2.45)$$

Por lo que α es igual a:

$$\alpha = \frac{\pi}{p} + \arcsin\left[1 - K.V_{\alpha} \cdot (2) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)\right] \quad (2.2.46)$$

Caso 3. $\pi/2 + \pi/p \leq \alpha \leq \pi$

Este tercer caso corresponde a salida cero por lo que no existe ley de linealización posible y debe devolver siempre un valor de α mayor que α_{LIM} .

2.2.7. Ripple de salida

Los casos posibles son tres:

Caso 1. $\alpha \leq \pi/2 - \pi/p$

A su vez éste caso puede dividirse en dos más

Caso 1a. $0 \leq \alpha \leq \pi/p$ (válido para $p > 4$)

El ripple es el mismo que para modo *CCM* sin diodo de rueda libre, ecuación

2.2.25:

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = 1 - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right) \quad (2.2.47)$$

Caso 1b. $\pi/p < \alpha < \pi/2 - \pi/p$ (válido para $p > 5$)

En este caso se puede calcular, dentro de los límites impuestos, la tensión de

ripple igual que en el caso de la ecuación [2.2.27](#):

$$E_{pp} = E_{MAX} \sin(\phi + \alpha) - E_{MAX} \sin(\phi + \alpha_F) \quad (2.2.48)$$

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = \sin(\pi/2 - \pi/p + \alpha) - \sin(\pi/2 - \pi/p + \alpha + 2\pi/p) \quad (2.2.49)$$

$$\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = \cos(\alpha - \pi/p) - \cos(\alpha + \pi/p) \quad (2.2.50)$$

recordando que $\cos(\pi/2 + \alpha) = -\sin \alpha$

$$\boxed{\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \sin(\alpha)} \quad (2.2.51)$$

Caso 2. $\boxed{\pi/2 - \pi/p \leq \alpha \leq \pi/p}$ (válido para $p = 2$ y $p = 3$)

En ésta zona teniendo en cuenta que la tensión de salida no puede invertirse, se obtiene:

$$\boxed{\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = 1} \quad (2.2.52)$$

Caso 3. $\boxed{\pi/p \leq \alpha \leq \pi/2 + \pi/p}$ (válido para $p > 2$)

$$\boxed{\frac{E_{pp}}{E_{MAX}} = \sin(\alpha + \phi) = \cos(\alpha - \pi/p)} \quad (2.2.53)$$

En la Figura [2.14](#) se muestra el ripple de salida normalizado a E_{MAX} como función de α ($0 \leq \alpha \leq \pi$) para $p = 2, 3, 6, 12, 24$ con diodo de rueda libre.

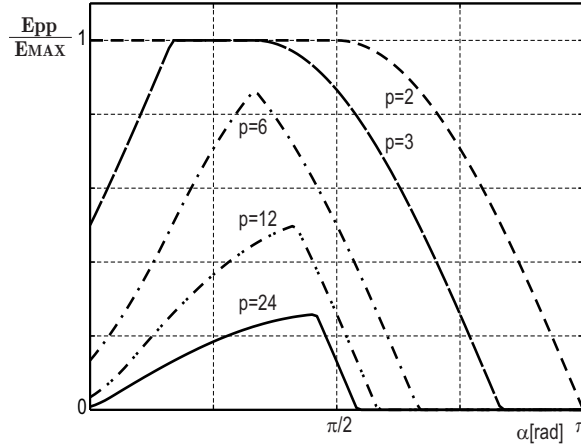


Figura 2.14: Ripple normalizado de salida en función de α con *DRL*.

2.3. Caracterización del ripple

2.3.1. Caracterización del ripple a la salida del rectificador controlado

En las fuentes de corriente de los aceleradores de partículas del tipo que se está tratando, el valor de corriente continua de la tensión de salida para $\alpha = 0$, E_{D0} , se elige de manera que con α entre 30° y 50° se tenga la tensión E_D necesaria para producir la corriente nominal de carga, aún en el caso más desfavorable de la tensión de línea. Esta circunstancia hace que, tanto para un sistema de dos cuadrantes con conducción continua (*CCM*) como para un sistema de un cuadrante del tipo diodo de rueda libre (*DRL*), el ripple de salida del convertidor corresponda al Caso 2, de la subsección 2.2.4 fórmulas 2.2.27 y 2.2.28 y Figura 2.8, que además es el caso más desfavorable.

La forma de onda del ripple es aproximadamente diente de sierra, con una amplitud pico a pico igual a E_{pp} y período $T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{6,28}{\omega_r}$, como se muestra en la Figura 2.15.

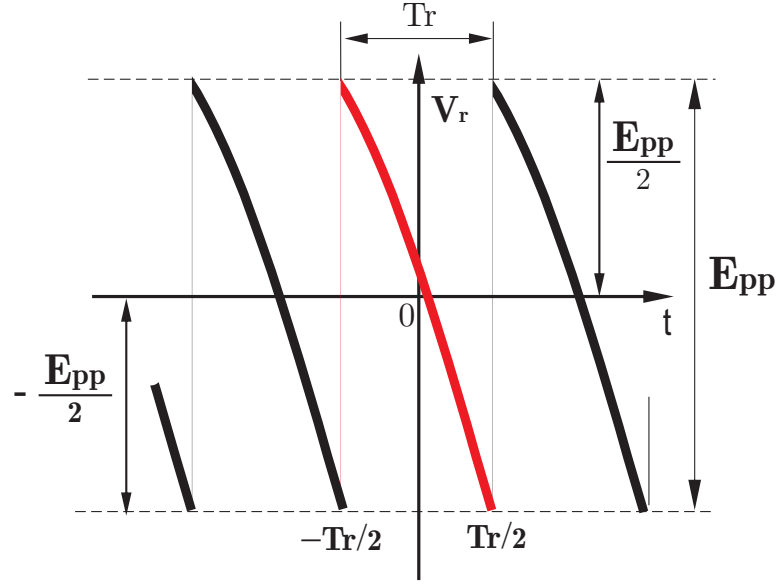


Figura 2.15: Ripple en la tensión de salida del convertidor a tiristores, para ángulos de disparo comprendidos entre $\pi/p \leq \alpha \leq \pi - \pi/p$ [rad].

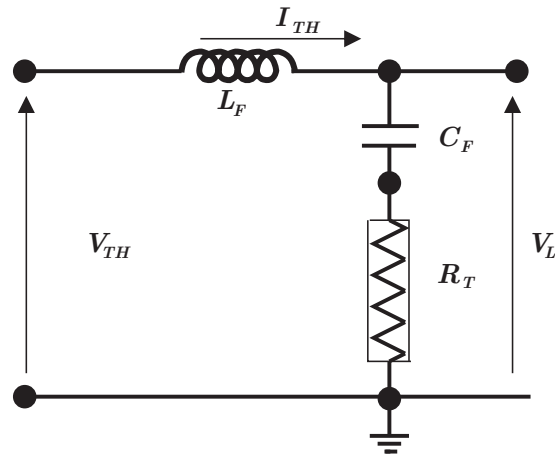
La expresión del ripple entre $-\frac{T_r}{2}$ y $\frac{T_r}{2}$ en función del tiempo, es:

$$f(t)_r = -\frac{E_{pp}}{T_r} \cdot t \quad (2.3.1)$$

La tensión de salida del convertidor está filtrada por un filtro pasivo del tipo *LCR* con el objetivo de reducir el valor del ripple.

2.3.2. Transferencia del Filtro Pasivo *LCR*

A partir de la Figura [2.16](#), la función de transferencia del filtro pasivo *LCR*, G_F , resulta:

Figura 2.16: Filtro Pasivo LCR .

$$\frac{V_L}{V_{TH}} = G_F = \frac{(1 + s \cdot C_F \cdot R_T)}{(s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot C_F \cdot R_T + 1)} \quad (2.3.2)$$

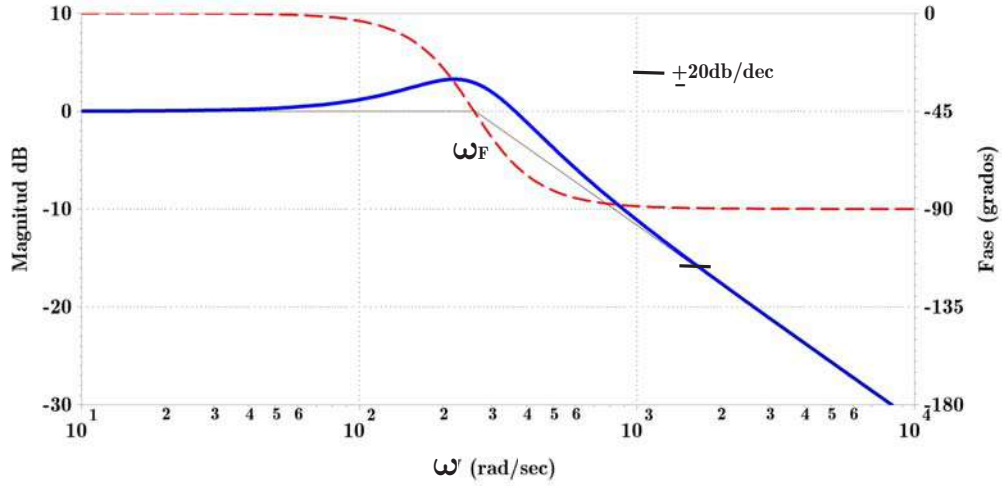
Llamando al denominador de la Ecuación (2.3.2), D_{N0} , con:

$$D_{N0} = (s^2 \cdot L_F \cdot C_F + s \cdot C_F \cdot R_T + 1) \quad (2.3.3)$$

y por lo tanto queda:

$$G_F = \frac{(1 + s \cdot C_F \cdot R_T)}{D_{N0}} \quad (2.3.4)$$

El diagrama de Bode de la transferencia del Filtro Pasivo, G_F , se encuentra representada en la Figura 2.17.

Figura 2.17: Bode del Filtro Pasivo LCR .

En este gráfico se observa que, si bien el Filtro Pasivo es un sistema de segundo orden, desde el punto de vista de la atenuación del ripple y de sus armónicos, como está fuertemente amortiguado ($\xi = 0,5$), puede ser aproximado a un sistema de primer orden con un polo simple en ω_F . Por lo tanto su ecuación aproximada es:

$$G_F \approx \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)} \quad (2.3.5)$$

2.3.3. Deducción del ripple en la carga V_{L_r} a la salida del Filtro Pasivo LCR

A partir del modelo simplificado del Filtro Pasivo LCR , visto en la subsección [2.3.2](#), la tensión de ripple mínima a la salida del filtro Pasivo, $V_{L_{rmin}}$, surge de multiplicar el valor del ripple de salida pico a pico E_{pp} por la atenuación del filtro, caracterizado por ω_F , a la primera armónica del mismo, ω_r , o sea:

$$V_{L_{rmin}} = E_{pp} \cdot \frac{\omega_F}{\omega_r} \quad (2.3.6)$$

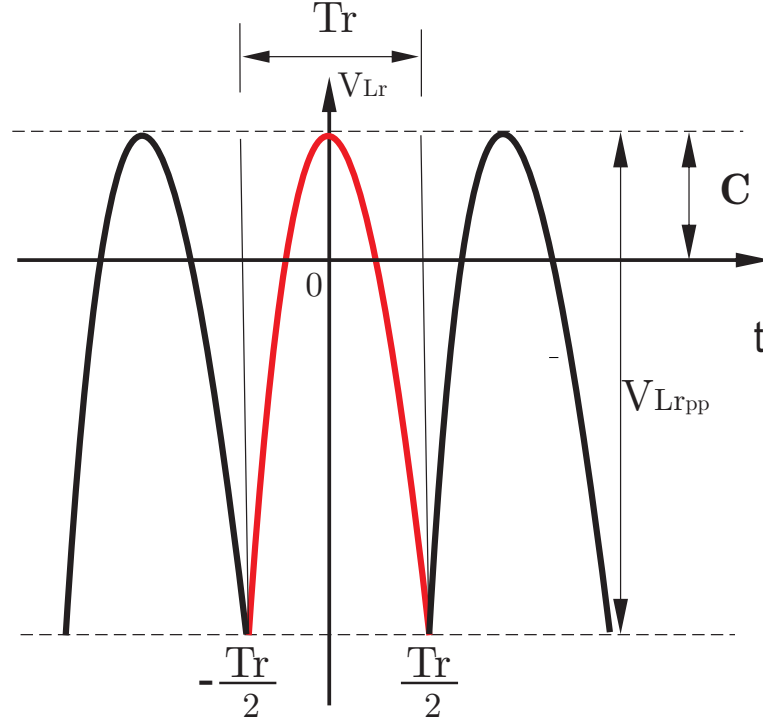
Sin embargo la atenuación es mayor por efecto de la atenuación suplementaria del filtro pasivo al resto de las armónicas superiores.

A efectos de calcular la real atenuación del Filtro Pasivo, como la frecuencia ω_F es muy inferior a las armónicas del ripple, la acción del filtro para éstas, es equivalente a una acción integral, ya que todas estarán afectadas por una característica de transferencia equivalente a $\frac{\omega_F}{s}$. Esto significa que la tensión residual de ripple en la carga V_{L_r} surge de integrar, respecto a t , la función $f(t)_r$, multiplicando el resultado por ω_F .

O sea:

$$V_{L_r} = \omega_F \int -\frac{E_{pp}}{T_r} \cdot t \cdot dt = -\frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{T_r} \int t \cdot dt = -\frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{2 \cdot T_r} \cdot t^2 + C \quad (2.3.7)$$

La integral de una función lineal da como resultado una función cuadrática más una constante como se muestra en la Figura 2.18, de frecuencia $f_r = \frac{1}{T_r} [Hz]$.

Figura 2.18: Ripple en la tensión de salida V_{Lr} , cuadrático,

Independientemente del valor de la constante C , el valor absoluto pico a pico, de la tensión de ripple en la carga, V_{Lrpp} , resulta de restar $V_{Lrmax} - V_{Lrmin}$, donde V_{Lrmax} se da para $t = 0$ y vale $V_{Lrmax} = C$. Así como V_{Lrmin} se da para $t = \pm \frac{T_r}{2}$ y vale $V_{Lrmin} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r}{8}$. Por lo tanto:

$$V_{Lrpp} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r}{8} = 0,785 \cdot E_{pp} \cdot \frac{\omega_F}{\omega_r} \quad (2.3.8)$$

Como se observa en la Ecuación (2.3.8), existe una atenuación adicional resulta de 0,785.

Cálculo de la constante C y la expresión analítica de V_{Lr}

La integral definida, con respecto a t de la tensión de ripple V_{Lr} entre $-\frac{T_r}{2}$ y $\frac{T_r}{2}$ es el valor medio $\overline{V_{Lr}}$ de la tensión de ripple. Como este valor medio debe ser

igual a cero, se puede determinar la constante C , haciendo:

$$\overline{V_{L_r}} = \int_{-\frac{T_r}{2}}^{\frac{T_r}{2}} V_{L_r} \cdot dt = \int_{-\frac{T_r}{2}}^{\frac{T_r}{2}} \left(-\frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{2 \cdot T_r} \cdot t^2 + C \right) \cdot dt = \left[-\frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{2 \cdot 3 \cdot T_r} \cdot t^3 + C \cdot t \right]_{-\frac{T_r}{2}}^{\frac{T_r}{2}} = 0 \quad (2.3.9)$$

Que resulta:

$$\overline{V_{L_r}} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r^2}{8 \cdot 3} - C \cdot T_r = 0 \quad (2.3.10)$$

despejando C y relacionando el resultado con la ecuación [2.3.8](#), se obtiene:

$$C = \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r}{8 \cdot 3} = \frac{V_{L_{rpp}}}{3} \quad (2.3.11)$$

De esta manera la tensión V_{L_r} queda:

$$V_{L_r} = -\frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{2 \cdot T_r} \cdot t^2 + \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r}{8 \cdot 3} \quad (2.3.12)$$

En la Figura [2.19](#) se observa finalmente la tensión de ripple V_{L_r} con el valor de la constante C definida, que representa la ecuación [2.3.12](#). En ella se destaca la relación de amplitudes respecto al valor medio nulo, con una amplitud de $\frac{1}{3} V_{L_{rpp}}$ en un sentido y el valor $\frac{2}{3} V_{L_{rpp}}$ en el otro.

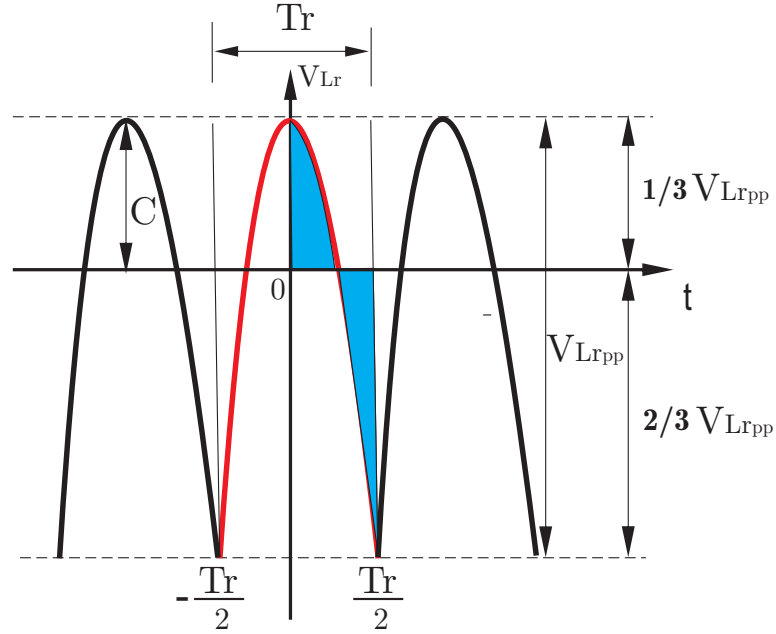


Figura 2.19: Ripple en la tensión de salida V_{Lr} , cuadrático, con relación de amplitudes 2/3, 1/3 para valor medio nulo.

El valor máximo absoluto es entonces:

$$V_{Lr_{max}} = 2 \cdot \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r}{8 \cdot 3} = 0,52 \cdot E_{pp} \cdot \frac{\omega_F}{\omega_r} \quad (2.3.13)$$

2.3.4. Cálculo del ripple residual en la corriente de salida

$$I_{Lr}$$

La tensión de salida del filtro pasivo a su vez se aplica sobre la carga, que es de primer orden del tipo LR . La carga produce una atenuación adicional. A efectos de calcular esta atenuación sobre el ripple de la corriente de salida I_{Lr} , se considera que como la frecuencia ω_L es muy inferior a las armónicas del ripple, la acción de la carga sobre éstas, es equivalente a una acción integral, ya que estarán afectadas por la característica de transferencia equivalente $\frac{\omega_L}{R_L} \cdot \frac{1}{s}$. Esto significa que la corriente residual de ripple en la carga I_{Lr} surge de integrar la función V_{Lr} ,

multiplicada por $\frac{\omega_L}{R_L}$, o sea:

$$I_{L_r} = \frac{\omega_L}{R_L} \int V_{L_r} \cdot dt = \frac{\omega_L}{R_L} \int \left(-\frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{2 \cdot T_r} \cdot t^2 + \frac{E_{pp} \cdot \omega_F \cdot T_r}{8 \cdot 3} \right) \cdot dt \quad (2.3.14)$$

$$I_{L_r} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_L \cdot \omega_F}{2 \cdot R_L} \left(-\frac{1}{3 \cdot T_r} \cdot t^3 + \frac{T_r}{12} \cdot t + C \right) \quad (2.3.15)$$

Como ambas funciones son impares y el valor medio del ripple es cero, la constante C resulta igual a cero, por lo que I_{L_r} es igual:

$$I_{L_r} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_L \cdot \omega_F}{2 \cdot R_L} \left(-\frac{1}{3 \cdot T_r} \cdot t^3 + \frac{T_r}{12} \cdot t \right) \quad (2.3.16)$$

Para calcular el valor pico a pico de la corriente residual de ripple $I_{L_{rpp}}$, se deben calcular los valores extremos (máximo y mínimo) derivando e igualando a cero

[2.3.16](#), o sea:

$$\frac{\partial I_{L_r}}{\partial t} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_L \cdot \omega_F}{2 \cdot R_L} \left(-\frac{1}{T_r} \cdot t^2 + \frac{T_r}{12} \right) = 0 \quad (2.3.17)$$

Con lo que resulta:

$$\frac{t^2}{T_r} = \frac{T_r}{12} \quad (2.3.18)$$

Despejando t :

$$t_{max}, t_{min} = \pm \sqrt{\frac{T_r^2}{12}} = \pm \frac{T_r}{3,464} = \pm 0,288 \cdot T_r \quad (2.3.19)$$

El valor pico a pico $I_{L_{rpp}}$ surge de restar $I_{L_{rmax}} - I_{L_{rmin}}$, los que se obtienen de reemplazar los tiempos por t_{max} y t_{min} de la ecuación [2.3.19](#) en la ecuación [2.3.16](#), quedando:

$$I_{L_{rpp}} = 2 \cdot \frac{E_{pp} \cdot \omega_L \cdot \omega_F}{6 \cdot R_L} \left(-T_r^2 \cdot (0,288)^3 + \frac{T_r^2 \cdot 0,288}{4} \right) \quad (2.3.20)$$

Operando queda:

$$I_{L_{rpp}} = \frac{E_{pp} \cdot \omega_L \cdot \omega_F \cdot T_r^2}{3 \cdot R_L} \left[\frac{0,288}{4} - (0,288)^3 \right] \quad (2.3.21)$$

Resolviendo, se obtiene finalmente:

$$I_{L_{rpp}} = 0,63 \cdot \frac{E_{pp} \cdot \omega_L \cdot \omega_F}{R_L \cdot \omega_r^2} \quad (2.3.22)$$

La forma de onda del ripple de salida en la corriente I_{L_r} , al ser la integral de una cuadrática, es de forma cuasi sinusoidal con predominio de primera armónica como se observa en la Figura 2.20.

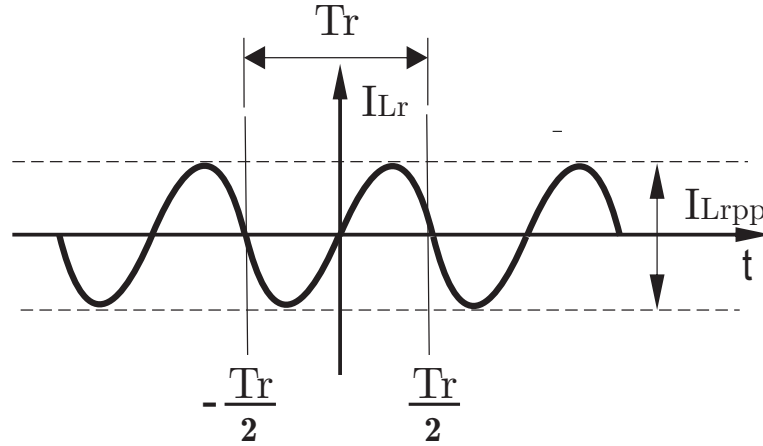


Figura 2.20: Ripple en la corriente de salida I_{L_r} , cuasi sinusoidal, con preponderancia de primera armónica.

2.4. Topologías de Rectificadores Controlados

Rectificador trifásico media onda, $p = 3$

En la Figura 2.21(a) se presenta un convertidor trifásico de 3 pulsos; en éste caso las fases resultan desfasadas en $2\pi/p = 120^\circ$. En la Figura 2.21(b) se muestra el diagrama fasorial que alimenta al convertidor de amplitud eficaz V_N con lo que

resulta que la tensión E_{MAX} para éste montaje es igual a:

$$E_{MAX} = \sqrt{2} \cdot V_N \quad (2.4.1)$$

Recordando que la tensión de continua máxima E_{D0} es igual a:

$$E_{D0} = \frac{p}{\pi} E_{MAX} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (2.4.2)$$

Resulta:

$$E_{DO} = 3/\pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_N \cdot \sin(60) \quad (2.4.3)$$

$$E_{DO} = \frac{3}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_N \quad (2.4.4)$$

$$E_{DO} = \frac{3}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_F \quad (2.4.5)$$

Por otro lado, la secuencia de disparo sería:..., $TH_1, TH_2, TH_0, TH_1, \dots$ Figura 2.22, necesitándose un solo pulso de disparo por vez. Cada tiristor conduce durante $2\pi/p$, o sea 120° en régimen permanente.

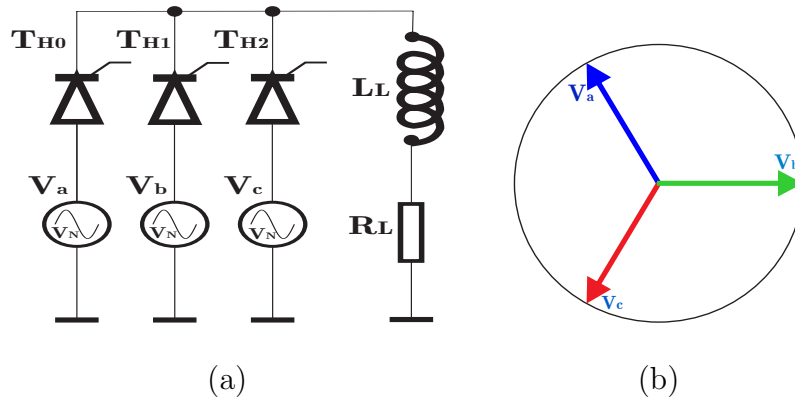


Figura 2.21: (a) Convertidor de 3 pulsos ($p = 3$); (b) Diagrama fasorial de tensiones.

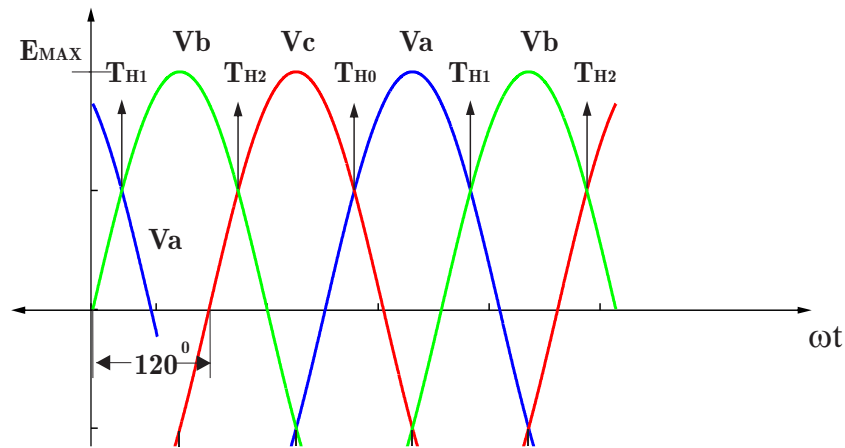
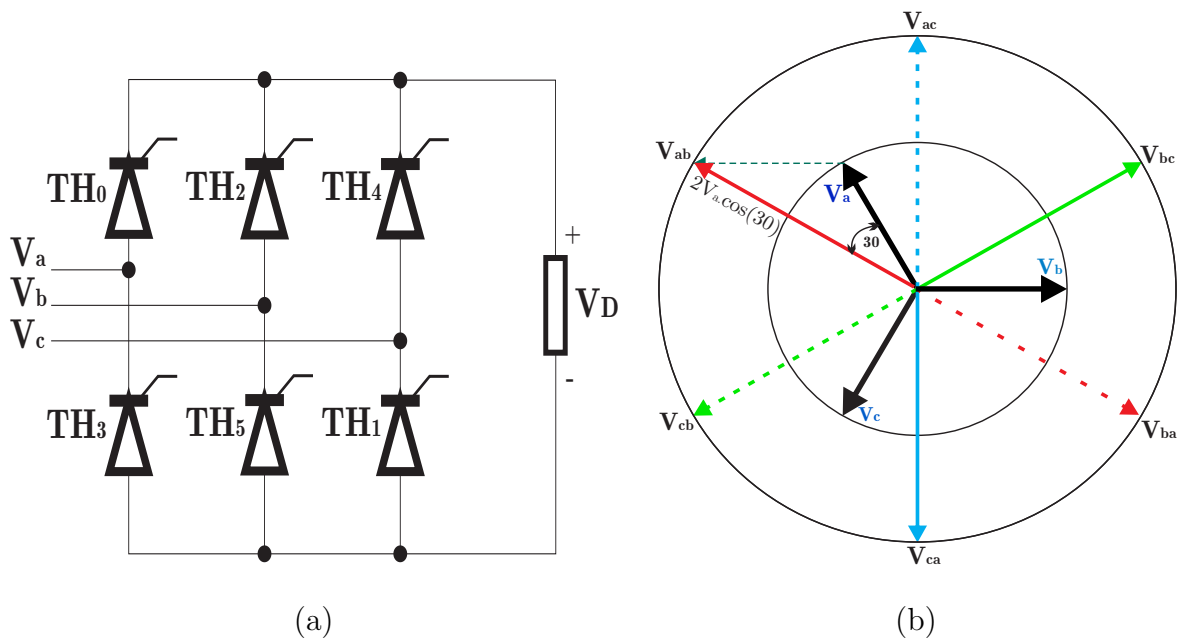
Figura 2.22: Fases del convertidor de $p = 3$.

Figura 2.23: (a) Rectificador trifásico de onda completa tipo puente; (b) Diagrama Fasorial.

Rectificador trifásico de onda completa tipo puente, $p = 6$.

En la Figura 2.23 (a) se presenta un puente de 6 pulsos y en la Figura 2.23 (b), el conjunto de fases que alimentan al convertidor. En este caso, la tensión E_{MAX} surge de la tensión compuesta formada por las tensiones de fase. Si el valor eficaz de fase respecto al neutro es V_N y el valor eficaz de línea es $V_F = \sqrt{3} \cdot V_N$,

resulta:

$$E_{MAX} = 2\sqrt{2}.V_N.\cos(30^\circ) = \sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N \quad (2.4.6)$$

$$\boxed{E_{MAX} = \sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N} \quad (2.4.7)$$

$$\boxed{E_{MAX} = \sqrt{2}.V_F} \quad (2.4.8)$$

Recordando que la tensión de continua máxima E_{D0} es igual a:

$$E_{D0} = \frac{p}{\pi} E_{MAX} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (2.4.9)$$

Resulta:

$$E_{DO} = \frac{6}{\pi}.\sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N.\sin(30) \quad (2.4.10)$$

$$\boxed{E_{DO} = \frac{6}{2.\pi}.\sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N} \quad (2.4.11)$$

$$\boxed{E_{DO} = \frac{6}{2.\pi}.\sqrt{2}.V_F} \quad (2.4.12)$$

En la Figura [2.24](#) se puede observar una secuencia de disparo con $\alpha = 0^\circ$ para este convertidor. Aunque solo se indica el nuevo tiristor que se debe disparar (en negrita), un sistema de disparo debe generar un pulso adicional que sera necesario cuando se inicia la secuencia debido al montaje serie de dos tiristores. Es decir es necesario generar dos pulsos simultáneos. Por ejemplo la secuencia sería:

... $TH_5 - \mathbf{TH_0}, TH_0 - \mathbf{TH_1}, TH_1 - \mathbf{TH_2}, TH_2 - \mathbf{TH_3}, TH_3 - \mathbf{TH_4}, TH_4 - \mathbf{TH_5}$... Nótese que en este montaje serie si bien las diferentes secuencias tienen en estado permanente una duración de $2.\pi/p$, cada tiristor, como en el caso de $p = 3$, conduce durante 120° , es decir lo hace en éste caso durante dos secuencias sucesivas.

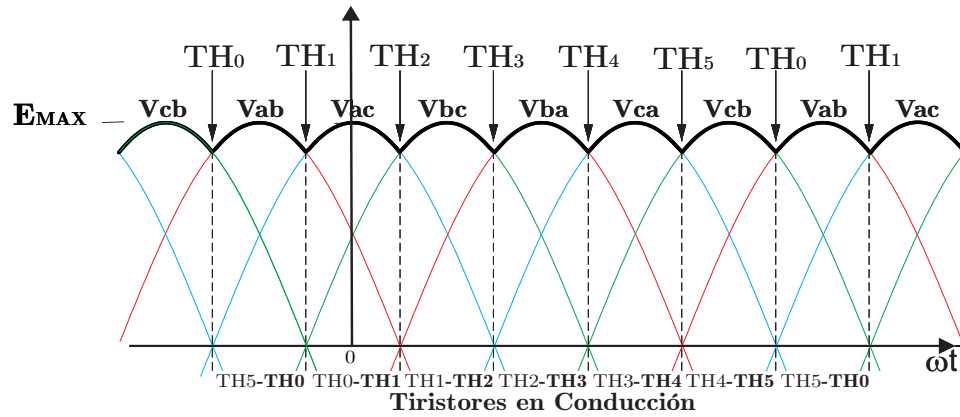


Figura 2.24: Conducción de los tiristores para $\alpha = 0$ en un puente de $p = 6$

Rectificador trifásico onda completa doble puente serie, $p = 12$

Para obtener una tensión rectificada variable de índice de pulsación p igual a 12, se utiliza la conexión en serie de dos puentes completos con 6 tiristores cada uno. Para obtener a partir de la red trifásica las tensiones correspondientes para alimentarlo, se utiliza generalmente un transformador con un secundario doble, uno estrella y el otro triángulo. Uno de los puentes de 6 pulsos se alimenta con el secundario estrella y el otro es alimentado con el secundario triángulo. Debido a que ambos secundarios están desfasados 30° entre sí, resultan 12 fases compuestas decaladas $\pi/6$, Figura [2.25](#).

En la Figura [2.26](#) se han dibujado, a partir de las tensiones de fase V_a , V_b , V_c y V_u , V_v , V_w , todas de amplitud eficaz V_N , las tensiones de línea V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} , V_{vu} , V_{vw} , V_{wu} y sus negadas. A partir de estas últimas las tensiones compuestas serie de los dos puentes de donde surge el diagrama de conducción de los doce tiristores. Si llamamos, como en los casos anteriores, V_N a la tensión de eficaz de fase con respecto al neutro del secundario estrella, los secundarios tienen una tensión eficaz entre líneas de un valor $V_F = \sqrt{3} \cdot V_N$, por lo que la tensión máxima E_{MAX} resultante de la suma vectorial de las dos tensiones compuestas de los dos

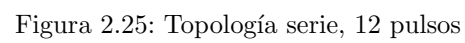


Figura 2.25: Topología serie, 12 pulsos

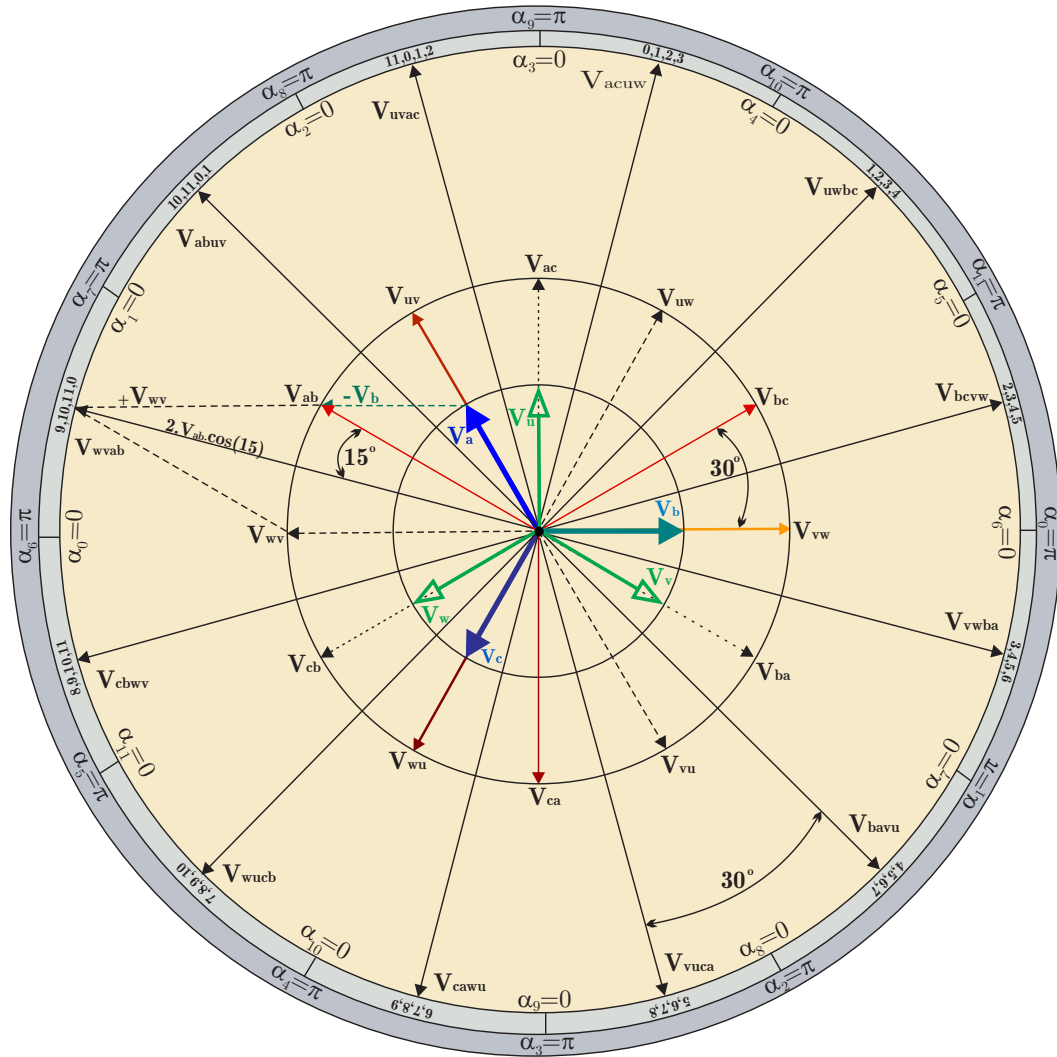


Figura 2.26: Fasores para $p = 12$

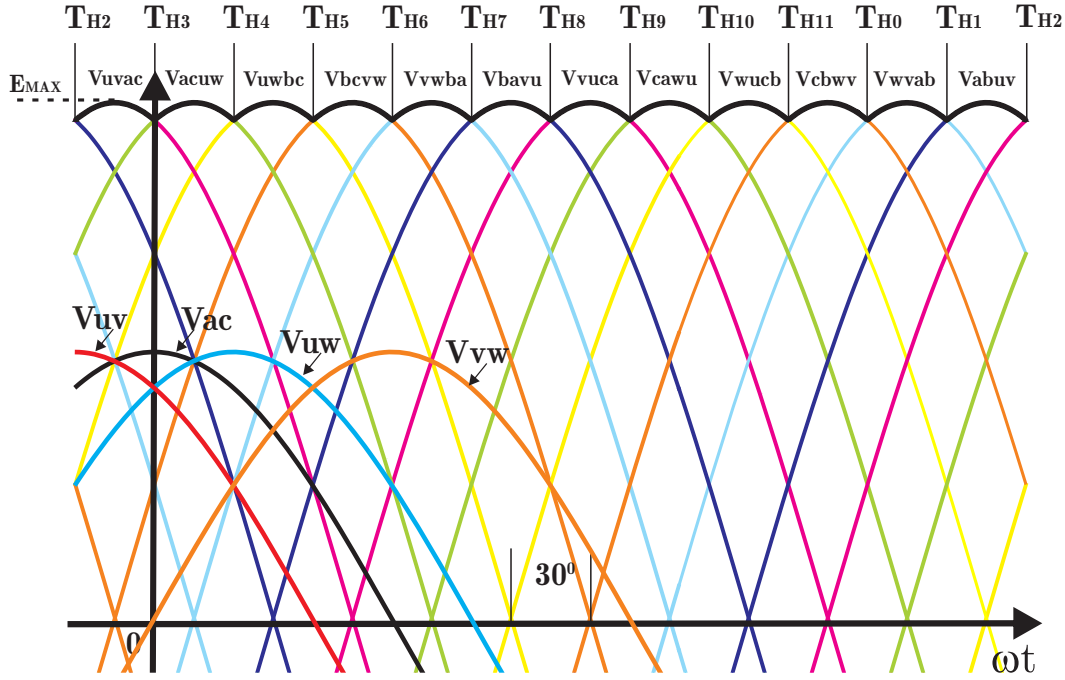


Figura 2.27: Tensión rectificada con $\alpha = 0$ para $p = 12$

puentes que están en serie, es igual a:

$$E_{MAX} = 2\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_N \cdot \cos(\pi/12) \quad (2.4.13)$$

$$E_{MAX} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})} \cdot V_N = \sqrt{2} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})} \cdot V_F \quad (2.4.14)$$

Recordando que la tensión de continua máxima E_{D0} es igual a:

$$E_{D0} = \frac{p}{\pi} E_{MAX} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (2.4.15)$$

Resulta:

$$E_{DO} = 12/\pi \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})} \cdot V_N \cdot \sin(15) \quad (2.4.16)$$

$$E_{DO} = \frac{12}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_N = \frac{12}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_F \quad (2.4.17)$$

En la Figura 2.27, se observa la forma de onda de la tensión rectificada V_{th} para

$\alpha = 0$. En la misma figura se puede observar la secuencia de las fases y a partir de allí la secuencia de los disparos de los tiristores T_i . Si bien se ha indicado el tiristor que debe ser encendido en cada caso, siempre se deben enviar 4 pulsos de disparo simultáneos para éste montaje ya que son necesarios los 4 tiristores en conducción para generar las tensiones compuestas.

La secuencia de disparos seria la siguiente:

... $TH_{11} - TH_0 - TH_1 - \mathbf{TH}_2$, $TH_0 - TH_1 - TH_2 - \mathbf{TH}_3$, $TH_1 - TH_2 - TH_3 - \mathbf{TH}_4$, $TH_2 - TH_3 - TH_4 - \mathbf{TH}_5$, $TH_3 - TH_4 - TH_5 - \mathbf{TH}_6$, $TH_4 - TH_5 - TH_6 - \mathbf{TH}_7$, $TH_5 - TH_6 - TH_7 - \mathbf{TH}_8$, $TH_6 - TH_7 - TH_8 - \mathbf{TH}_9$, $TH_7 - TH_8 - TH_9 - \mathbf{TH}_{10}$, $TH_8 - TH_9 - TH_{10} - \mathbf{TH}_{11}$, $TH_9 - TH_{10} - TH_{11} - \mathbf{TH}_0$, $TH_{10} - TH_{11} - TH_0 - \mathbf{TH}_1$, $TH_{11} - TH_0 - TH_1 - \mathbf{TH}_2$, ...

Nótese que en este montaje serie de dos puentes de 6 pulsos cada uno, si bien las diferentes secuencias tienen, en estado permanente, una duración de $2\pi/p$, cada tiristor conduce un tiempo igual a 120° , es decir durante cuatro secuencias sucesivas.

La extensión a otros montajes se realiza siguiendo el mismo razonamiento hasta aquí utilizado, teniendo especial cuidado en el análisis de la topología.

Para una topología serie de 4 puentes de seis pulsos cada uno resulta, $p = 24$, la placa generadora de pulsos de disparo debe ser capaz de enviar 8 pulsos de disparo simultáneos, en lugar de los 4 necesarios para un sistema con $p = 12$.

Resumimos en la Tabla [2.5](#) los valores de la tensión media máxima E_{D0} como función de V_N y como función de V_F . De dicha tabla se desprende la tensión máxima para un puente de p de 6 pulsos es 2 veces mayor que la de un sistema de 3 pulsos y la de 12 pulsos 4 veces mayor.

Número de pulsos	E_{D0} En función de V_N	E_{D0} En función de V_F
p=3	$E_{D0} = \frac{3}{2.\pi}.\sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N$	$E_{D0} = \frac{3}{2.\pi}.\sqrt{2}.V_F$
p=6	$E_{D0} = \frac{6}{2.\pi}.\sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N$	$E_{D0} = \frac{6}{2.\pi}.\sqrt{2}.V_F$
p=12	$E_{D0} = \frac{12}{2.\pi}.\sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N$	$E_{D0} = \frac{12}{2.\pi}.\sqrt{2}.V_F$

Tabla 2.5: Valor de la tensión continua máxima E_{D0} en función de V_N y V_F para p igual a 3, 6 y 12 pulsos

Por todo lo anterior podemos escribir, que para los montajes serie, en general el valor de E_{D0} es igual a:

$$E_{DO} = \frac{p}{2.\pi}.\sqrt{2}.\sqrt{3}.V_N = \frac{p}{2.\pi}.\sqrt{2}.V_F \quad (2.4.18)$$

2.5. Comportamiento dinámico del convertidor

Es necesario modelar los convertidores desde el punto de vista dinámico, ya sea para pequeña señal como para gran señal, a los efectos de control cuando se utilizan en los lazos de regulación de las fuentes de altas performances que nos ocupan. El modelado debe tener en cuenta la característica inherentemente discreta del sistema.

2.5.1. Análisis de pequeña señal

Como se ha visto, en estado permanente, para una tensión de entrada V_α , el convertidor genera una tensión de salida E_D , cuya relación si bien es no lineal

puede ser linealizada utilizando técnicas especiales. El período de conducción de cada una de las secuencias es igual a $2\pi/p$ y la tensión de salida se construye con la superposición de las p contribuciones de cada uno de los diferentes estados de conducción. Este tiempo coincide con el período del ripple T_r solo en estado permanente.

Las variaciones de pequeña amplitud y alta frecuencia dentro del período de conducción T_r no son detectadas. Esto impone limitaciones a lazo abierto y cerrado (por ser un sistema muestreado) en lo que respecta al ancho de banda de tales sistemas. Por otro lado el ripple de salida es inherente al funcionamiento del convertidor, por lo que no puede ser atenuado por medio de técnicas de control. Por lo tanto será necesario utilizar filtros pasivos para tal fin.

El comportamiento del convertidor en el dominio de la frecuencia puede ser caracterizado, debido a su característica discreta, como una ganancia fija G_{TH} más un *sample and hold* o retenedor de orden cero (ROC) en serie, como se observa en la Figura 2.28.

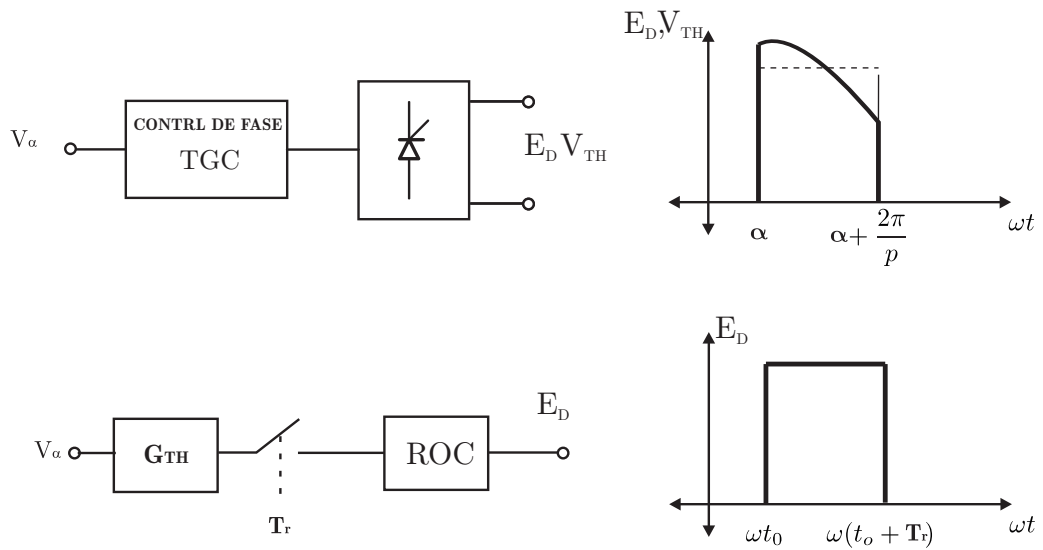


Figura 2.28: Analogía de un convertidor a tiristores con un sistema de ganancia constante y un *sample and hold* en serie.

Esta caracterización representa una muy buena aproximación del funcionamiento real a frecuencias menores a la de ripple ($f_r = p \cdot f_L$), [34].

Sin embargo, hay ciertas diferencias entre un ROC y el convertidor real. La señal de salida no es proporcional a la de entrada ni se mantiene constante durante el período de conducción siendo, por el contrario, un segmento de una señal senoidal, dando como consecuencia un valor medio con un ripple superpuesto. Adicionalmente, el período de conducción no es constante. Hasta el momento, se ha supuesto, que el período de conducción es igual a $2\pi/p$, lo cual es cierto en condiciones de régimen permanente pero, frente a cambios de V_α que producen cambios de α , responderá de manera diferente según se adelante o si se atrase el mismo.

Si disminuye V_α porque se desea aumentar la tensión de salida, entonces se adelanta α y la respuesta del convertidor se ve limitada solamente por la velocidad de respuesta del circuito de disparo, por lo que el tiempo de conducción estará comprendido entre $0 < T_C < 2\pi/p$, Figura 2.29.

Por el contrario, si disminuye V_α porque se desea disminuir o invertir la tensión de salida, se producirá un retardo, siguiendo la tensión compuesta de los tiristores ya disparados (tensión activa), durante un tiempo que dependerá de la diferencia entre el ángulo de disparo anterior y el nuevo, con lo cual el período de conducción se extenderá y estará comprendido entre $2\pi/p < T_C < \pi$, lo que se muestra en la Figura 2.29. Esta no linealidad se asemeja a un efecto de Slew-Rate y debe ser tenido en cuenta para aplicaciones de alta dinámica. Es decir que se deberá tratar como una no linealidad.

En general, estas diferencias enunciadas, limitan en la práctica el máximo ancho de banda utilizable.

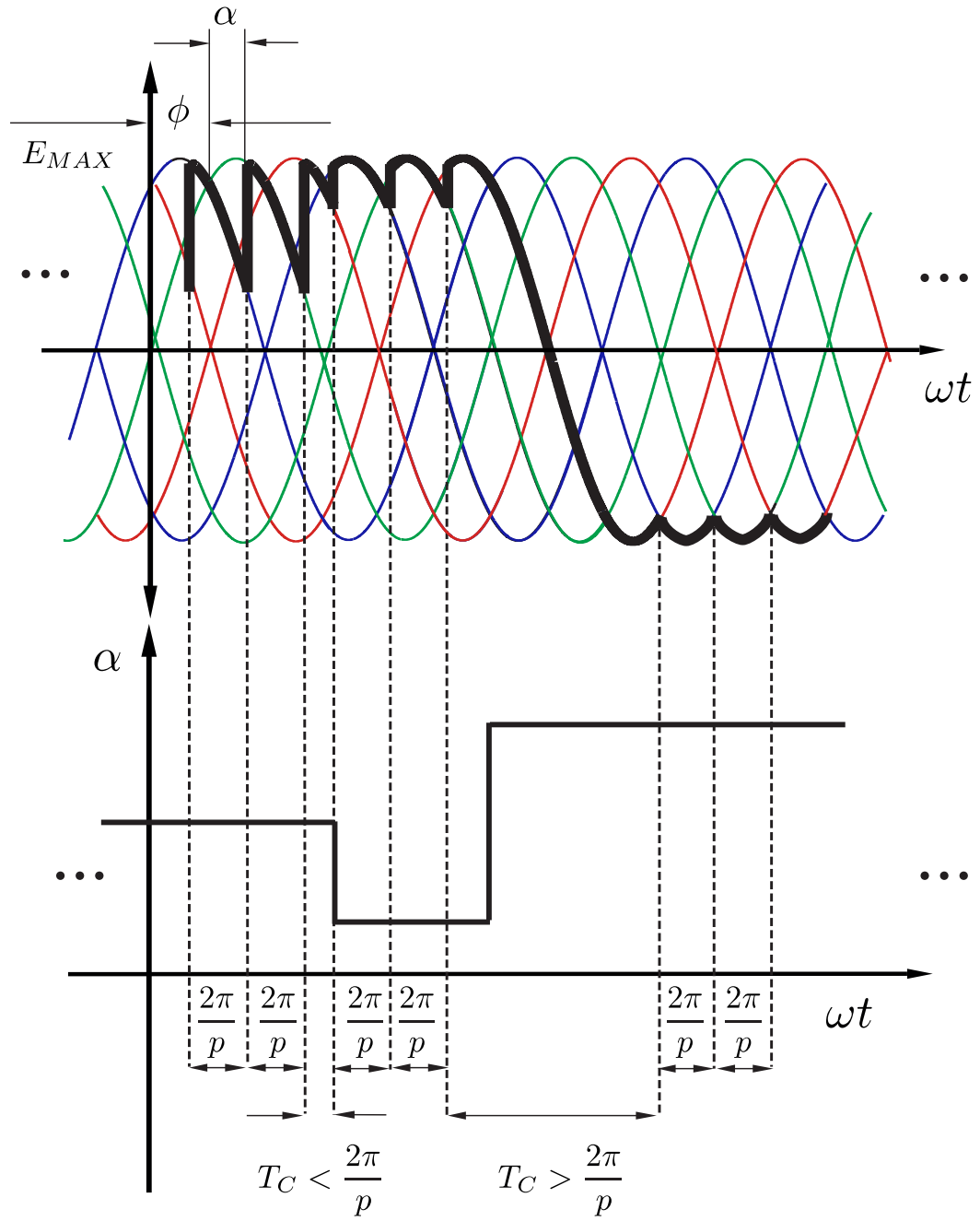


Figura 2.29: Variación del período entre pulsos en función de un atraso o adelanto del ángulo de disparo.

2.5.2. Modelo de pequeña señal

A continuación se formulará el modelo de pequeña señal del convertidor a partir de un muestreador más un ROC que constituirá un modelo simplificado

y útil para el análisis a lazo cerrado.

Para ello se debe asumir:

- Que la tensión del convertidor, durante un período de ripple T_r , varía levemente alrededor de un valor medio E_D constante; en consecuencia se puede suponer que el período de muestreo es igual a T_r .
- Que la ganancia está linealizada.

La función transferencia del ROC, en términos de la Transformada de Laplace, se muestra en la Ecuación (2.5.1).

$$G_{TH}(s) = \frac{E_D(s)}{V_\alpha(s)} = G_{TH} \frac{1 - e^{-sT_r}}{sT_r} \quad (2.5.1)$$

donde G_{TH} es la ganancia linealizada constante del convertidor como se expresa en la Ecuación (2.5.2):

$$G_{TH} = \frac{\partial E_D}{\partial V_\alpha} \quad (2.5.2)$$

En el dominio de la frecuencia, la función transferencia está determinada por la Ecuación (2.5.3):

$$G_{TH}(j\omega) = G_{TH} \frac{1 - e^{-j\omega T_r}}{j\omega T_r} \quad (2.5.3)$$

Si se expresa $G_{TH}(j\omega)$ en términos de módulo y fase, resulta:

$$\begin{aligned} |G_{TH}(j\omega)| &= G_{TH} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)} \\ \phi &= -\frac{\omega T_r}{2} \end{aligned} \quad (2.5.4)$$

Las expresiones mostradas en las ecuaciones (2.5.4) se grafican en función de ω en la Figura (2.30).

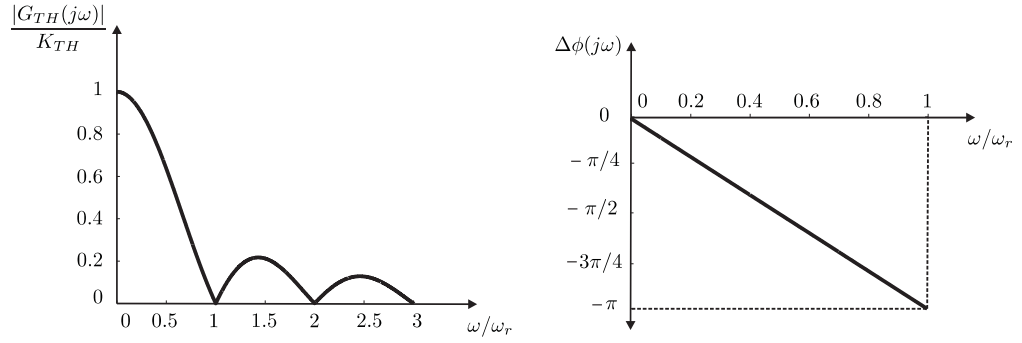


Figura 2.30: Magnitud y fase del ROC en función de $\frac{\omega}{\omega_r}$, ($\omega_r = \frac{2\pi}{T_r}$).

Se observa que la contribución de fase ϕ es negativa y aumenta, en forma lineal con la frecuencia, con una constante de proporcionalidad igual a la mitad del período del ripple.

En cuanto a la amplitud, en la Figura 2.30 se observa que, para frecuencias mucho menores que la de frecuencia de ripple, $|G_{TH}(j\omega)|$ es aproximadamente constante e igual a G_{TH} ya que la función $\sin(x)/x \approx 1$ para valores pequeños de x :

$$|G_{TH}(j\omega)| = G_{TH} \frac{\sin\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)} \approx G_{TH}$$

Por lo tanto, para $\omega \ll \omega_r$ la característica de transferencia del convertidor presenta un módulo constante y una fase lineal con la frecuencia. Esto es equivalente a una respuesta temporal con un retardo $\frac{T_r}{2}$ y con ganancia G_{TH} es decir:

$$G_{TH}(j\omega) \approx G_{TH} \cdot e^{-j(\omega \frac{T_r}{2})}$$

Esto es equivalente a suponer que al muestrear y retener, el sistema funciona promediando las señales, como se observa en la Figura 2.31

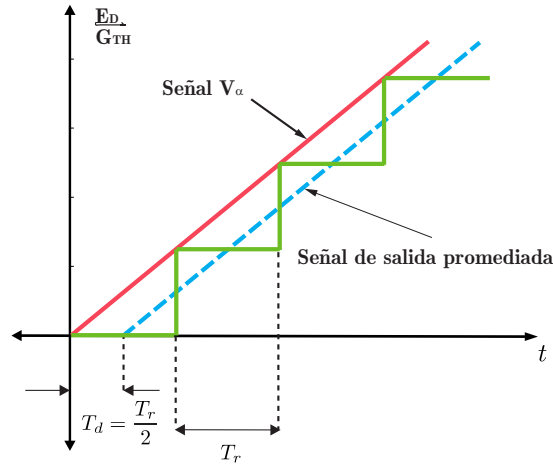


Figura 2.31: Efecto de promediación al muestrear y retener.

Solo resta diseñar el lazo de control y verificar si su ancho de banda máximo cumple con las condiciones de validez. Debido a que la respuesta en frecuencia del convertidor se ha aproximado a una constante G_{TH} más una fase lineal, válida mientras la frecuencia de interés sea mucho menor que la frecuencia de ripple, y asumiendo que se introduce un compensador del tipo integral I o proporcional e integral PI, y que el margen de fase se establece en 45° , solo se puede permitir un aporte adicional de -45° debido al retardo. Esto impone un límite a la frecuencia de corte f_0 que surge de la siguiente igualdad:

$$\Delta\phi_{max} = -\frac{\pi}{4} = -\frac{\omega T_r}{2} = -\frac{2\pi f_{0max}}{2 f_r} \quad (2.5.5)$$

Con lo que despejando f_{0max} resulta:

$$\boxed{f_{0max} = \frac{f_r}{4} = \frac{p \cdot f_L}{4}} \quad (2.5.6)$$

Por ejemplo, para una configuración de $p = 12$, el ripple se encuentra en 600Hz y la frecuencia de corte límite f_{0max} será 150Hz. En la Figura [2.32](#) se muestra la

comparación entre un ROC y un retardo puro siguiendo los lineamientos descritos. Como se observa, para frecuencias menores a $f_{0_{max}}$, los módulos difieren sólo en un 10 % y las fases son iguales.

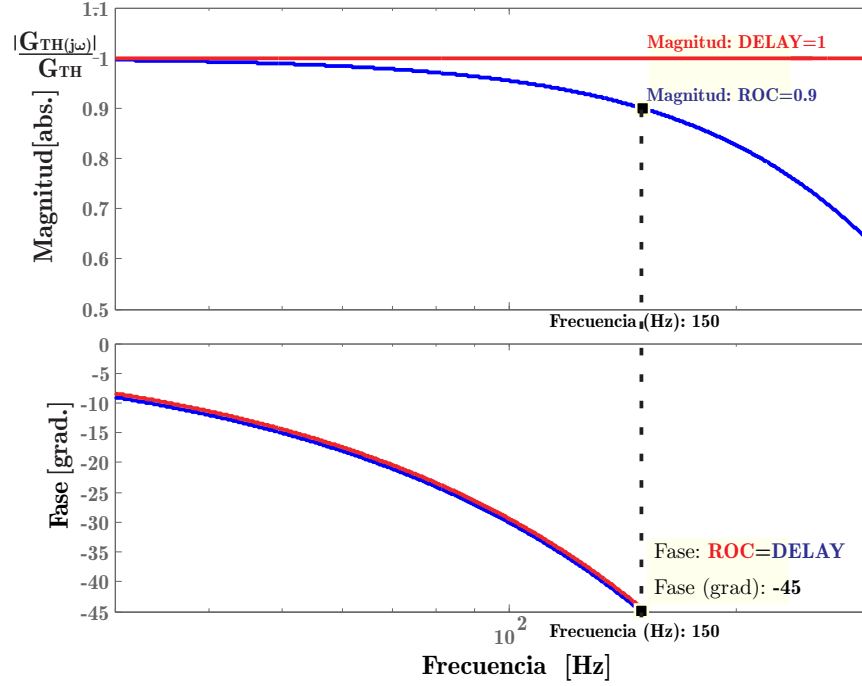


Figura 2.32: Magnitud y fase de un ROC en función de la frecuencia f (azul) y del retardo puro de $T_r/2 = 1/300$ (rojo), ($f_r = 600\text{Hz}$) para un sistema de 12 pulsos.

El análisis dinámico realizado es conservador pero permite el normal funcionamiento del convertidor dentro de un lazo de realimentación.

Conclusiones

- La tensión media de salida de los convertidores controlados en modo *CCM* depende del ángulo de disparo de los tiristores y es una función no lineal del mismo:

$$E_D = E_{D0} \cos(\alpha)$$

- La amplitud pico a pico del ripple de salida es función del ángulo de disparo. Tanto su frecuencia como su amplitud dependen del número de pulsos

$(\omega_r = p \cdot \omega_L)$. (Figura 2.14)

- En un convertidor controlado con diodo de rueda libre, el ángulo de disparo está limitado a:

$$0 < \alpha < \pi/2 + \pi/p.$$

- La cantidad de pulsos de disparo está relacionada con las topologías de conexión de los puentes de tiristores y con el número de fases.
- El rectificador controlado funciona como una máquina de estados uni-direccional y la secuencia de disparo de los tiristores debe estar en sincronismo con las fases que alimentan al mismo.
- La caracterización de la transferencia de un convertidor a tiristores puede ser aproximada a una ganancia constante igual a G_{TH} más un retardo fijo de valor $T_r/2$, mientras la frecuencia de corte máxima $f_{0_{max}}$ se limite a:

$$f_{0_{max}} = \frac{f_r}{4}.$$
- Por razones de seguridad, debido a posibles desbalances entre las fases, a las inductancias de línea y al tiempo de apagado de los tiristores, hay que acotar en todos los casos los ángulos de disparo, máximo y mínimo, a valores diferentes a los límites teóricos (0° y 180°).

Capítulo 3

Sistema de disparo

3.1. Introducción

En el capítulo anterior se vió en forma general y en detalle las características funcionales de los convertidores controlados por fase, determinando las p secuencias de disparo para tales convertidores de p pulsos en función de su topología. Se modelizó la característica de transferencia de pequeña señal y se abordaron las técnicas de linealización de su transferencia.

Estos convertidores requieren para su funcionamiento, un sistema de encendido para los tiristores que genere una señal adecuada en su gate (Thyristor Gate Control), TGC produciendo la secuencia de impulsos de disparo S_i para cada conjuntos de tiristores TH_i , en sincronismo con la frecuencia de red f_L , atrasados en un ángulo α_i , respecto del punto de conmutación natural ϕ_i , función de una tensión de control V_α . Consecuencia de ello, a la salida del convertidor se obtiene una tensión V_{TH} compuesta por una tensión continua E_D más un ripple de frecuencia $p.f_L$ y valor pico a pico E_{pp} , Ver Figura [3.1](#).

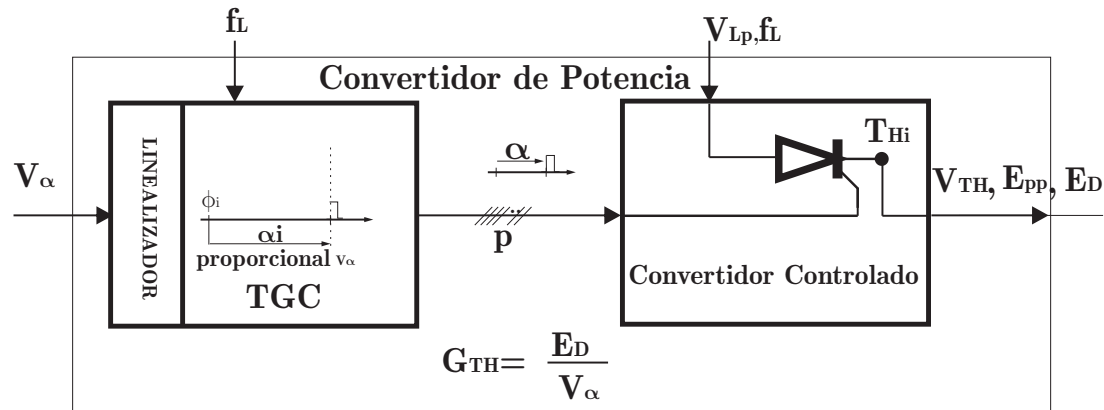


Figura 3.1: Diagrama esquemático en bloque del generador de disparo, *TGC* en conjunto con el Convertidor controlado en fase.

El comportamiento global de los convertidores controlados por fase, en cuanto a la distorsión, dinámica temporal y precisión está íntimamente relacionado con el tipo *TGC* que utiliza.

En este capítulo se tratará la problemática general de los sistemas de disparo y se presentará un *TGC* especial, de tipo digital, para convertidores controlados por fase de altas prestaciones.

3.2. Análisis de los sistemas de disparo

A fin de introducirnos en el tema se enumeran a continuación los requerimientos más importantes deseados en un *TGC*.

1. Poseer una resolución en la determinación del ángulo α compatible con la precisión requerida del sistema.
2. Introducir el menor jitter posible en el ángulo de disparo, es decir, producir pulsos equi-espaciados, en régimen permanente, con el fin de reducir los subarmónicos de la tensión de ripple en la tensión de salida.

3. Poseer un ancho de banda suficientemente elevado de modo de no alterar la frecuencia de corte máxima $f_{0_{max}}$ propia de estos convertidores.
4. Eventualmente, corregir la alinealidad del convertidor, de modo de obtener una relación constante igual a G_{TH} entre la tensión de control V_α y la tensión de continua E_D de salida.
5. Tener la posibilidad de manejar, con mínimos cambios, sistemas con 6, 12 ó 24 pulsos, en conexión serie o paralelo.
6. Poder trabajar a circuito abierto para reparación.
7. Poseer tamaño reducido, alta confiabilidad y mínimo número de componentes.
8. Ser de bajo costo y de fácil calibración.
9. Ser capaz de acompañar las variaciones de la frecuencia de línea.
10. Ser digital.

Todas estas características juntas son difíciles de lograr, por lo que a fines de encontrar la mejor configuración se analizaran las diferentes técnicas utilizadas en la realización de un *TGC*. Estas técnicas pueden ser agrupadas en dos tipos bien definidos:

- a)-Técnicas de lazo cerrado.
- b)-Técnicas de lazo abierto.

3.2.1. Técnicas circuitales de lazo cerrado

a1) *TGC* con LAZO de ENGANCHE DE FASE .

Como su nombre lo indica, estos sistemas requieren de una realimentación para poder funcionar. En este *TGC* se utiliza un lazo de enganche de fase (*PLL*) se muestra en la Figura 3.2.

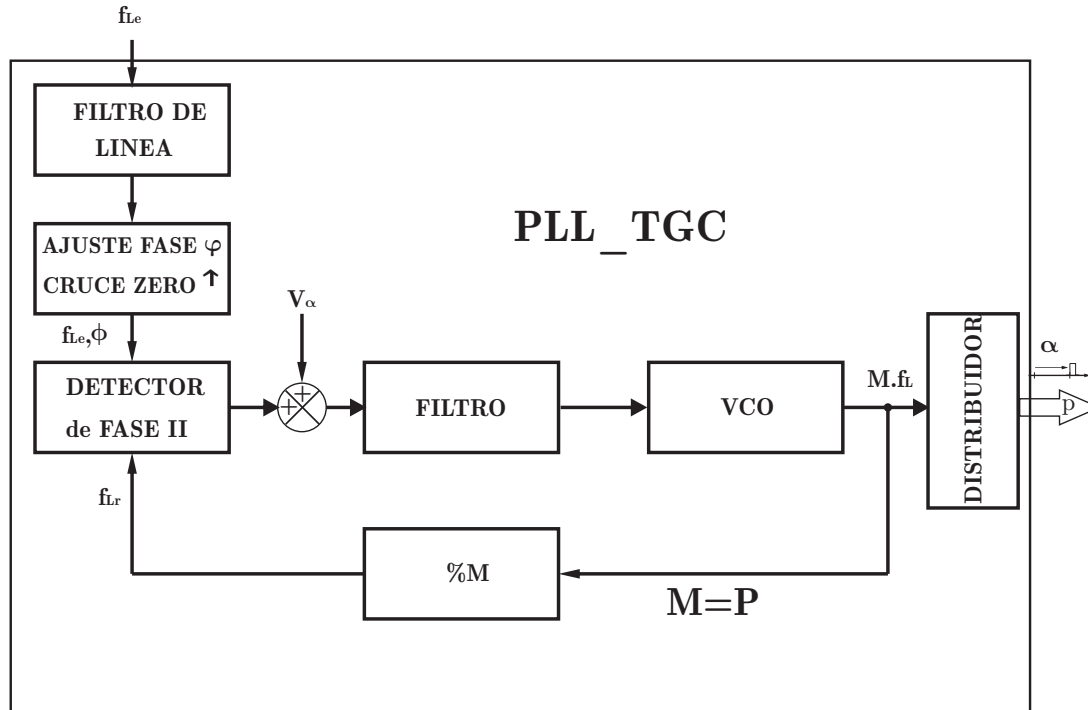


Figura 3.2: Diagrama en bloque de un *TGC* de lazo cerrado del tipo *PLL*.

Se puede ver que el lazo de control incluye un detector de fase II. En una de sus entradas recibe un tren de pulsos sincrónicos con la frecuencia de línea f_{Le} , que se obtienen luego de haber filtrado y desfasado convenientemente un ángulo φ una tensión alterna proporcional a la tensión de red y detectado los cruces por cero ascendentes de esta. En la otra entrada recibe un tren de pulsos de realimentación provenientes de la salida del *PLL* divididos por M de frecuencia f_{Lr} . En estado permanente producto de la realimentación f_{Lr} , tienen la frecuencia coincidente con la frecuencia de red f_{Le} .

EL detector de fase II carga o descarga con un δV el capacitor conectado a su salida (incluido en el filtro). Este δV es proporcional a la diferencia de fase

entre las señales de entrada. Con signo positivo si el flanco positivo del pulso de entrada antecede al flanco positivo del pulso de realimentación y negativo en caso contrario. La modificación de la tensión de salida del detector se realiza en el cortísimo tiempo que transcurre entre ambos flancos positivos. La tensión de salida del detector de fase II se mantiene constante hasta una nueva comparación. A continuación se intercala un sumador donde se inyecta la señal de control V_α . La tensión suma alimenta a un VCO que entrega pulsos a una frecuencia central $f_{clk} = M.f_L$, gracias a un circuito de polarización externo. Como el lazo de realimentación es un divisor, digital, de modulo M , la frecuencia de realimentación f_{L_r} es la misma que la de entrada f_{L_e} , en estado permanente. Todo está ajustado de forma tal que la diferencia fase de estas señales de entrada f_{L_e} y f_{L_r} sea cero si la tensión de control V_α es cero.

Si $M = p$, los p pulsos de salida presentes en un periodo de línea, resultan sincrónicos con la red y equi-espaciados.

Si el cruce por cero ascendente de la tensión alterna a la entrada del detector de fase de frecuencia f_{L_e} esta en fase con el punto de conmutación natural ϕ_0 , gracias al $\Delta\varphi$ introducido por el circuito de ajuste de fase de entrada, entonces, los p pulsos lo estarán en concordancia con los puntos de conmutación natural ϕ_j de las p fases del sistema.

Frente una variación de V_α la tensión de entrada del VCO cambia, lo que produce una modificación transitoria de la frecuencia de salida, lo que se traduce en un cambio de fase a la entrada del detector de fase II generando un cambio en la tensión de salida con igual amplitud y signo contrario al V_α introducido. De esta forma, se establece un cambio de fase permanente de la entrada de realimentación, volviendo el VCO a entregar la frecuencia $M.f_L$, ($M = p$), pero ahora con una fase α retardada respecto al punto de conmutación natural ϕ_0 .

Debe notarse aquí que el lazo de control es del *tipo1* ya que la fase es la integral

de la frecuencia y eso permite operar con error nulo a la salida del comparador de fase, de modo que V_α determina con exactitud el desplazamiento de fase α_j , entre el tren de pulsos de salida y los puntos de conmutación natural ϕ_j

Gracias a que este sistema se ajusta, solamente en cada cruce positivo de la tensión de línea, produce p pulsos equi-espaciados y funciona como un sistema muestreado con un tiempo de muestreo igual al periodo de línea T_L . Como ya se vió en el Capítulo 2, la característica de transferencia de estos sistemas puede ser asimilados a un retardo puro de $\frac{T_L}{2}$ y la frecuencia de corte máxima conviene limitarla a $\frac{f_L}{4}$, para asegurar la estabilidad a lazo cerrado, por lo que si tenemos una frecuencia de línea de $50Hz$, la frecuencia de respuesta de estos sistemas es del orden de a lo sumo de $10Hz$.

Si la frecuencia de línea varia, este sistema es capaz de seguir sus cambios con el ancho de banda antes mencionado.

Los p pulsos de salida pueden ser fácilmente direccionados a los tiristores del convertidor a través de una apropiada decodificación de la salida paralelo del divisor de realimentación de módulo $M = p$ del PLL .

En Conclusión los sistemas TGC basados en un PLL presentan las siguientes virtudes y defectos.

VENTAJAS

1. Son compactos.
2. En regimen permanente los p pulsos de salida en fase con la tensión de referencia están equi-espaciados.
3. Si bien son lentos con respecto a la velocidad del convertidor, el sistema es capaz de seguir las fluctuaciones lentas de la frecuencia de alimentación.

4. Por una simple decodificación del divisor de realimentación del PLL , es posible rutear convenientemente las secuencias de disparo de los tiristores del convertidor.
5. Al no integrar el convertidor dentro de su lazo de control pueden ser utilizados en lazo abierto de tensión.
6. Con $V_\alpha = 0$ y adecuadamente ajustado produce pulsos de sincronismo equiespaciados y coincidentes con los instantes de conmutación natural ϕ_j .

DESVENTAJAS

1. El TGC es más de un orden de magnitud más lento que el obtenible por el propio convertidor por lo que no son útiles en sistemas de gran dinámica.
2. Poseen una relación lineal entre la señal de control V_α y el ángulo de disparo α , por lo que requiere un subsistema de linealización externo si se pretende optimizar la inclusión de un TGC basado en PLL en un sistema de lazo cerrado de tensión.
3. Para la detección de los cruces por cero de la señal de referencia es necesario un fuerte filtrado para disminuir los errores de sincronismo. Esto produce un des-fasaje adicional respecto de la tensión instantánea el cual debe ser tenido en cuenta y debe procurarse sea lo más estable posible.

TGC con lazo Integral

Otra técnica de lazo cerrado utilizada para implementar un TGC es el controlador tipo integral, como se muestra en la Figura [3.3](#). Esta técnica hace uso de la información contenida en la señal de salida del convertidor V_{TH} para generar los pulsos de disparo.

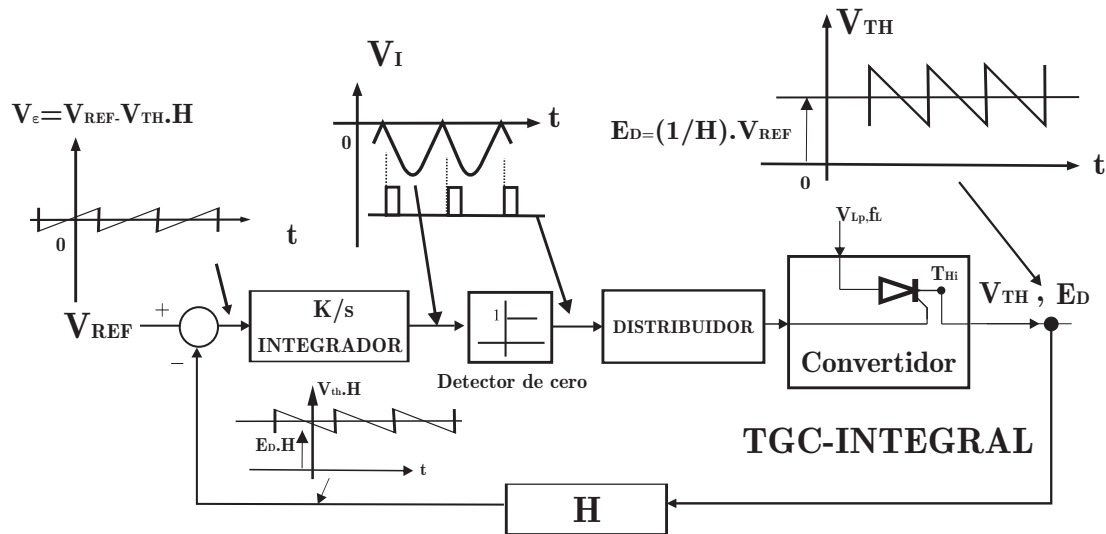


Figura 3.3: Diagrama en bloque de un *TGC* de lazo cerrado del tipo INTEGRAL.

Las formas de onda bosquejadas en el diagrama dan una idea aproximada del principio de operación. En estado estacionario la tensión de salida V_{TH} tiene un valor promedio E_D relacionado con V_{REF} más el ripple de valor medio nulo superpuesto. Por lo tanto, teniendo en cuenta que el sistema es tipo 1 debido al bloque integrador, la tensión de salida del sustractor de entrada tendrá solo el ripple de V_{TH} , multiplicado por H . Si el ripple es integrado y se generan pulsos de disparo cada vez que la salida del integrador sea igual a cero, se ha logrado el corazón de un *TGC* tipo Integral. Esto es equivalente a forzar que el área individual del ripple por encima y por debajo de la tensión de salida continua E_D sea igual entre cada par consecutivo de pulsos de disparo. Esta particularidad hace que el ancho del periodo de conducción no sea constante, entre pulso y pulso, ya que los desbalances entre las fases que alimentan los puentes obligan a una modulación de los periodos de conducción.

Como el sistema realimentado incluye la etapa de potencia a tiristores, el cual puede ser asimilado a un sistema muestreado como ya se ha visto en el capítulo 2, todos los inconvenientes de su no linealidad forzarán la reducción del ancho de

banda máximo obtenible. Esto impone al sistema un control de la ganancia de lazo a efectos de no presentar inestabilidades locales [12] , [35].

En Conclusión los sistemas de lazo cerrado con controlador tipo integral presentan las siguientes virtudes y defectos:

VENTAJAS

1. Son compactos.
2. El sistema es capaz de seguir las fluctuaciones de la frecuencia de alimentación.
3. Son utiles en sistemas de gran dinámica ya que agregan poco retardos al los propios del convertidor.
4. Poseen una relación lineal entre la señal de control V_{REF} y la tensión media de salida E_D por efectos de la realimentación.

DESVENTAJAS

1. En regimen permanente los p pulsos de salida en fase con la tensión de referencia no están equi-espaciados, ya que el ajuste de disparo se realiza pulso a pulso.
2. Necesitan un sistema especial para rutear los pulsos de salida y requiere de un sincronismo adicional para tomar la referencia, lo cual complica el circuito.
3. Pero la desventaja más importante es que si el convertidor falla es sistema pierde el control dificultando las tareas de mantenimiento.
4. Son analógicos y su realización digital es compleja.

5. Como es necesario controlar la ganancia de lazo por cuestiones de estabilidad y por no tener un circuito de linealización de ganancia el ancho de banda final es más pequeño que el máximo teórico de $f_{0_{MAX}} = \frac{f_L}{4}$.

3.2.2. Técnicas de lazo abierto

Las técnicas de lazo abierto generan pulsos de disparo retrasados un ángulo α respecto del punto de conmutación natural ϕ en forma individual para cada secuencia de disparo. La tensión de referencia V_α debe compararse con señales auxiliares sincronizadas con la red V_{Gi} , generalmente dientes de sierra iniciados en ϕ_i con una duración de 180° [36]. Así, cuando V_{Gi} iguala a V_α , se produce un pulso de disparo que es enviado al distribuidor y este los rutea a los tiristores TH_i asociados con la secuencia S_i . (Figura 3.4)

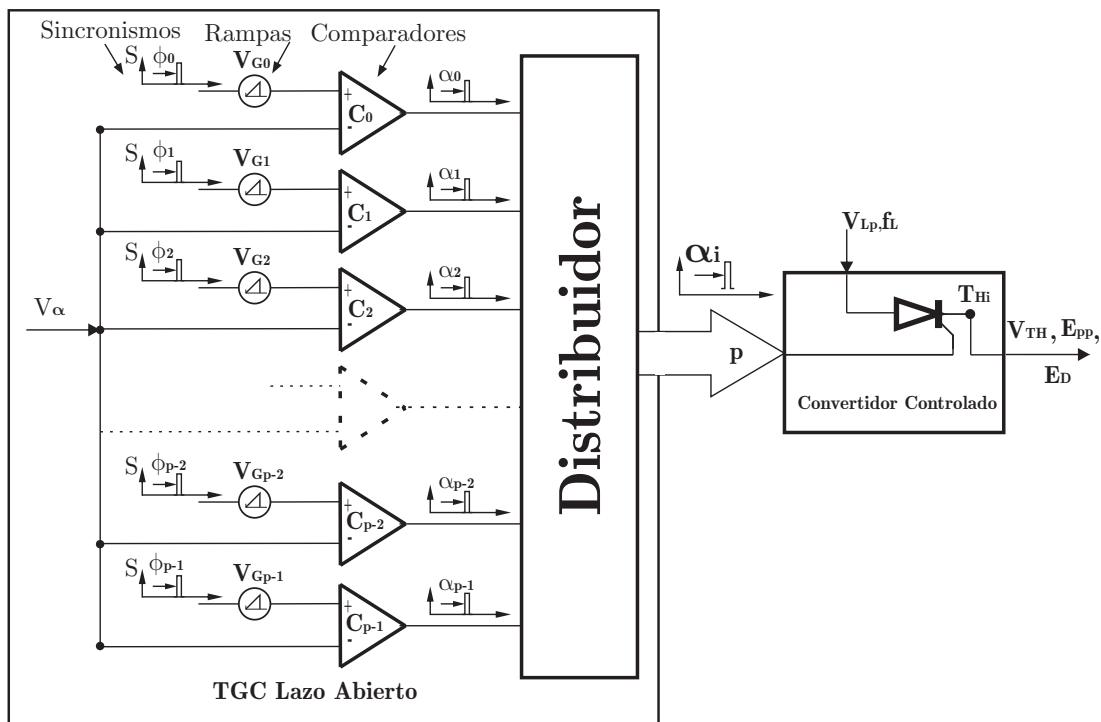


Figura 3.4: principio funcional de un *TGC* de lazo abierto.

En la Figura 3.5 se muestra la representación temporal, donde T_{Hi} representa el nuevo tiristor a disparar en la secuencia S_i .

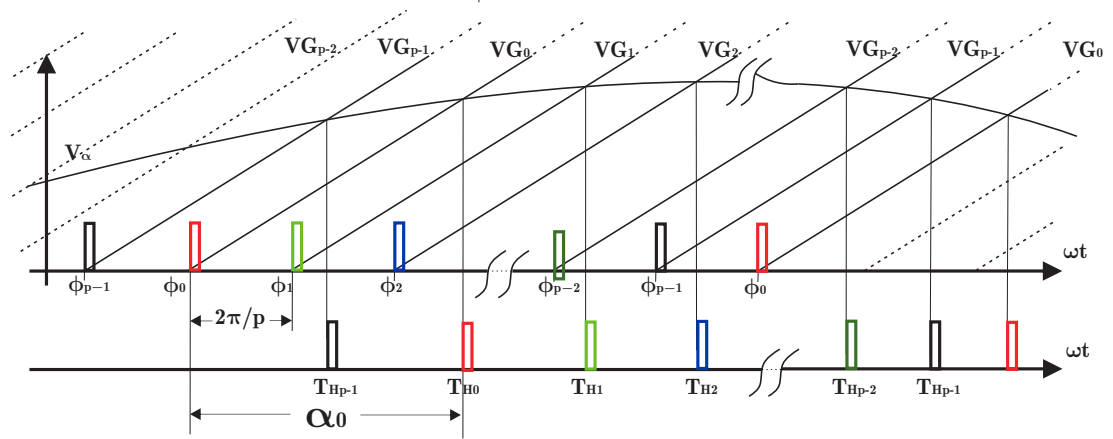


Figura 3.5: formas de onda de un *TGC* de lazo abierto.

Las implementaciones analógicas de estos sistemas, tienen el inconveniente que las pendientes de las rampas individuales deben ser idénticas y estables en el tiempo, lo cual complica el ajuste del sistema y es prácticamente imposible de lograr a lo largo del tiempo.

Las implementaciones digitales de sistemas de disparo a lazo abierto casi no necesitan ajustes y son más estables. No obstante, la cuantificación producida en el ángulo de disparo agrega en el lazo una alinealidad tipo escalera. Esto, a su vez, provoca un comportamiento de ciclo limite que disminuye en amplitud a medida que aumenta la resolución. En sistemas de alta resolución este inconveniente es despreciable.

Los microprocesadores ofrecen una posibilidad interesante para las implementaciones digitales de los *TGC* [37, 38]. Pero, la operación secuencial del programa limita la performance dinámica en aplicaciones de alta resolución, debido a que introduce retardos.

En contraste, un procesamiento paralelo ejecutado por lógica programable introduce retardos despreciables [39-45]. Consecuentemente, ofrece la mejor solución para el desarrollo de un *TGC* digital de lazo abierto a expensas de un gran número de recursos lógicos internos.

Los métodos de lazo abierto se caracterizan por un rápido tiempo de respuesta sin problemas de estabilidad local. Son fáciles de reparar porque la etapa de potencia no está involucrada en el *TGC*. Cada señal V_{Gi} está asociada con una secuencia de disparo por lo que, el ruteo de los pulsos de disparo es directo. Sin embargo, es imprescindible contar con un circuito de sincronismo asociado para iniciar las rampas individuales en ϕ_i .

En Conclusión los sistemas de lazo abierto presentan las siguientes virtudes y defectos:

VENTAJAS

1. El sistema puede funcionar a lazo abierto ya que el convertidor es externo al *TGC* lo que facilita la detección de fallas.
2. Son los más rápidos ya que prácticamente no agregan retardos al los propios del convertidor.
3. Puede obtenerse una relación lineal entre la señal de control V_α y la tensión media de salida E_D por efectos de un sistema de linealización externo.
4. No Necesitan un sistema complicado para rutear los pulsos de salida ya que cada comparador apunta al nuevo tiristor T_{Hi} a ser disparado.

DESVENTAJAS

1. No son compactos.

2. En regimen permanente los p pulsos de salida no están equi-espaciados, ya que el ajuste de disparo se realiza pulso a pulso.
3. Los analógicos son difíciles de ajustar y los digitales son complejos.
4. Las soluciones digitales de lazo abierto con microprocesador no son viables cuando se requiere alta precisión y velocidad de respuesta.

3.2.3. Conclusiones

Como se ha visto, ninguna de las variantes anteriores cumple con las diez premisas ideales, por lo que en la próxima sección se desarrollará un nuevo *TGC* donde se buscará la manera de salvar todas las condiciones de compromiso y así obtener un *TGC* de máxima performance.

3.3. Implementación de un nuevo *TGC*

Analizando las ventajas de los *TGC* antes analizados, vemos que los de lazo abierto poseen dos ventajas excluyentes, la velocidad de respuesta y la posibilidad de operación a lazo abierto. Los *TGC* de lazo abierto digital son más deseables que los analógicos.

Por otro lado, los *TGC* de lazo cerrado basados en *PLL* ofrecen pulsos de sincronismo equiespaciados y la simplificación del ruteo.

Es por ello que con el fin de desarrollar un *TGC* con las mejores prestaciones posibles, se decidió emplear una variante digital del método de lazo abierto con la posibilidad de corrección digital de la alinealidad de la característica de transferencia. Utilizando como sincronismo los pulsos equiespaciados de salida de un sistema basado en *PLL* y aprovechando además la facilidad de ruteo que estos ofrecen .

La desventaja más importante de esta decisión, resulta la complejidad circuital, pero mediante una concepción novedosa se logra simplificar el circuito lógico lográndose un sistema compacto que cumple con las 10 premisas deseadas.

3.3.1. *TGC* de lazo abierto Digital

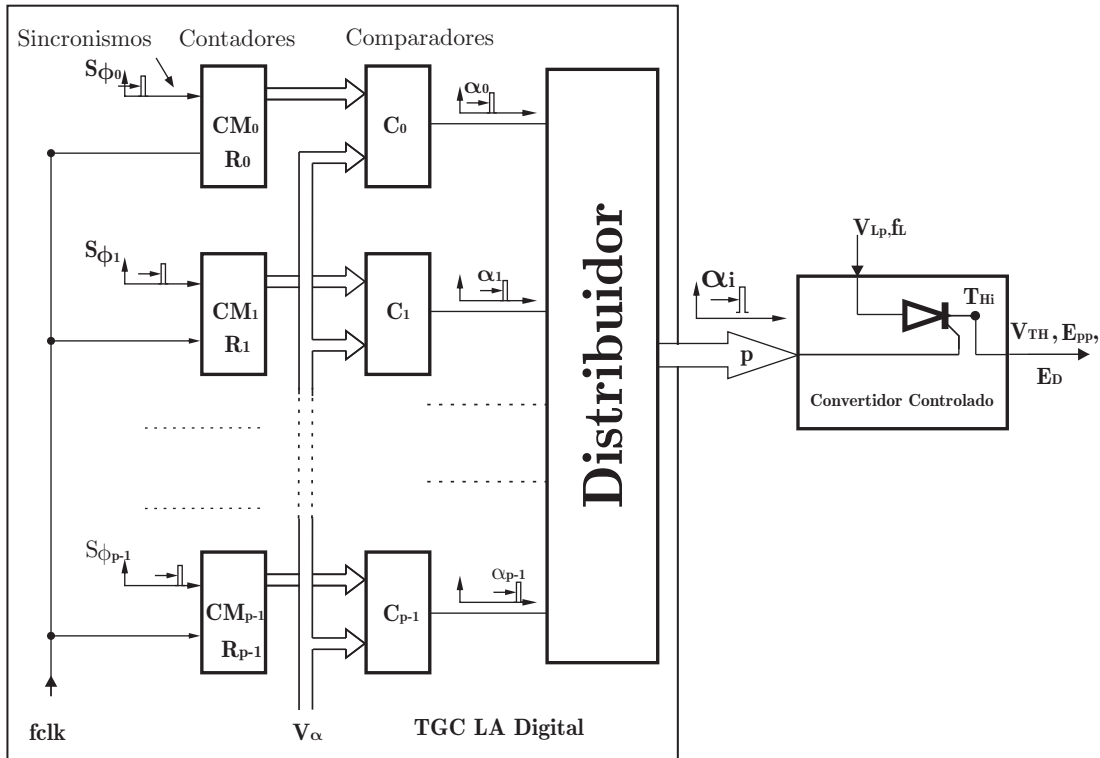


Figura 3.6: diagrama bloque de un *TGC* de lazo abierto digital.

En la Figura 3.6 se muestra un *TGC* de lazo abierto digital, la entrada de control V_α ó V_α linealizada, será una palabra digital de modulo M y los p generadores diente de sierra V_{Gi} estarán realizados con contadores digitales CM_i , con el mismo módulo M , alimentados con un clock sincrónico con la red f_{clk} los cuales inician la cuenta con los pulsos de sincronismo ϕ_i asociados los que generarán una rampa digital R_i con una duración de 180° en ángulo o periodo $1/(2.f_L)$. El retardo de disparo, a partir de la conmutación natural ϕ_i para la secuencia

S_i asociada al tiristor T_{Hi} , estará determinado por el tiempo necesario para que el valor digital C_i del contador CM_i con una frecuencia constante f_{clk} alcance el valor digital V_α . Para detectar esta condición son necesarios p comparadores digitales de la misma resolución.

Cada contador CM_i deberá generar M transiciones por el semi período de red (180°), ya que el ángulo de disparo varía entre, ($0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$). Por lo anterior la resolución temporal R_t sera igual a:

$$R_t = \frac{1}{2 \cdot f_L \cdot (M)} \quad (3.3.1)$$

Debido que existen p rampas R_i digitales equiespaciadas en un periodo de la frecuencia f_L de línea, el tiempo t_s que las separa, estará dado por:

$$t_s = \frac{1}{p \cdot f_L} \quad (3.3.2)$$

Para poder estimar groseramente la cantidad de lógica involucrada en la implementación de un *TGC* digital de lazo abierto, puede ser considerada la Figura [3.6](#).

Para un sistema de 24 pulsos $p = 24$ con 24 contadores de 16 bits cada uno, (Sin contar la lógica necesaria para rutear con la relación de fase apropiada los p sincronismos de inicio de cuenta $S_{\phi i}$ a los contadores, ni el circuito de sincronismo) se requerirían:

1. Un número de flip-flops $N_{FF} = p \cdot 16 = 384$ para realizar los contadores.
2. Más un número de compuertas para los p comparadores de 16 bits que es igual a, $N_C = p \cdot 4 \cdot 16 = 1536$.

Resulta claro que el número de componentes necesario es muy elevado con este enfoque, debiendo buscarse entonces una alternativa de implementación diferente.

3.3.2. Solución de mínima complejidad

Como se vió un convertidor de p pulsos controlado por fase a tiristores puede interpretarse como una máquina secuencial de p estados. Como hay solo un estado de activo i del conjunto de p estados posibles, cuya ocurrencia está secuencialmente seleccionada, cada estado TH_i se encuentra unívocamente identificado por una rampa R_i y un set particular de tiristores en conducción identificados en la secuencia S_i , con $i \in \mathbb{N}$ y $i \in [0, p - 1]$.

La Figura [3.7](#) muestra el diagrama de estados para un convertidor de p -pulsos, donde C_i indica el valor digital del contador CM_i asociado con el estado TH_i y a la secuencia S_i , donde V_α es la variable de control. La transición de un dado estado al siguiente está determinada por el cumplimiento de la ecuación:

$$C_i \geq V_\alpha \quad (3.3.3)$$

Cuando un resultado verdadero es obtenido, se genera un disparo a los tiristores de la secuencia S_i cuyo nuevo tiristor a disparar es el TH_i pasando al siguiente estado $i + 1$ siguiendo el orden preestablecido.

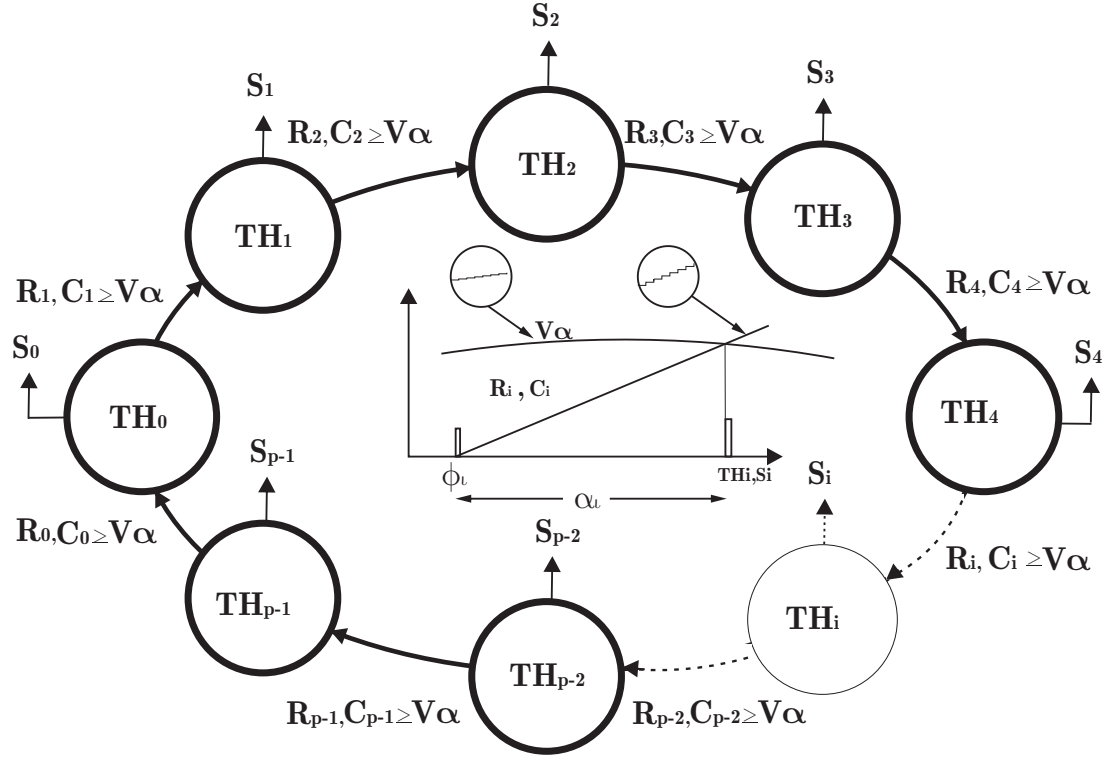


Figura 3.7: Representación de un convertidor controlado por fase de p pulsos como una máquina de estados unidireccional.

Se observa que a todos los comparadores ingresa una entrada digital común V_α y que solo un comparador por vez entrega pulso de disparo, por lo que los p comparadores de un *TGC* de lazo abierto pueden reducirse a un único comparador si se utiliza un multiplexor para seleccionar la rampa digital R_i de comparación.

Esta selección puede ser dirigida por las salidas de un contador Cp , como se muestra en la Figura 3.8. Cp es reseteado a cero al inicio e incrementa su cuenta, con modulo p , con los pulso de disparo.

Como p no es un número binario entero, el número Q de flip-flops necesarios para construir un contador de modulo p surge de cumplir con $2^Q > p > 2^{Q-1}$, lo que para un sistema de $p = 24$, resulta $Q_{24} = 5$, para uno de $p = 12$, corresponde $Q_{12} = 4$ y para uno de $p = 6$, surge $Q_6 = 3$.

Como las secuencias son progresivas desde 0 a $(p-1)$ volviendo a 0 y así sucesivamente, este contador C_p de Q bits, apunta siempre a la secuencia de disparo, y además su valor nos indica el número de rampa NR_i actual de comparación. Es decir, la rampa que ingresa a la entrada del comparador. Cuando se cumple que $C_i \geq V_\alpha$, se envía un pulso de disparo a los tiristores asociados a la secuencia S_i e inmediatamente después a C_p el que es incrementado, con lo cual se selecciona la nueva rampa R_{i+1} con número de rampa NR_{i+1} , dejando listo al sistema para la próxima comparación. Esta estrategia reduce notablemente la cantidad de lógica necesaria.

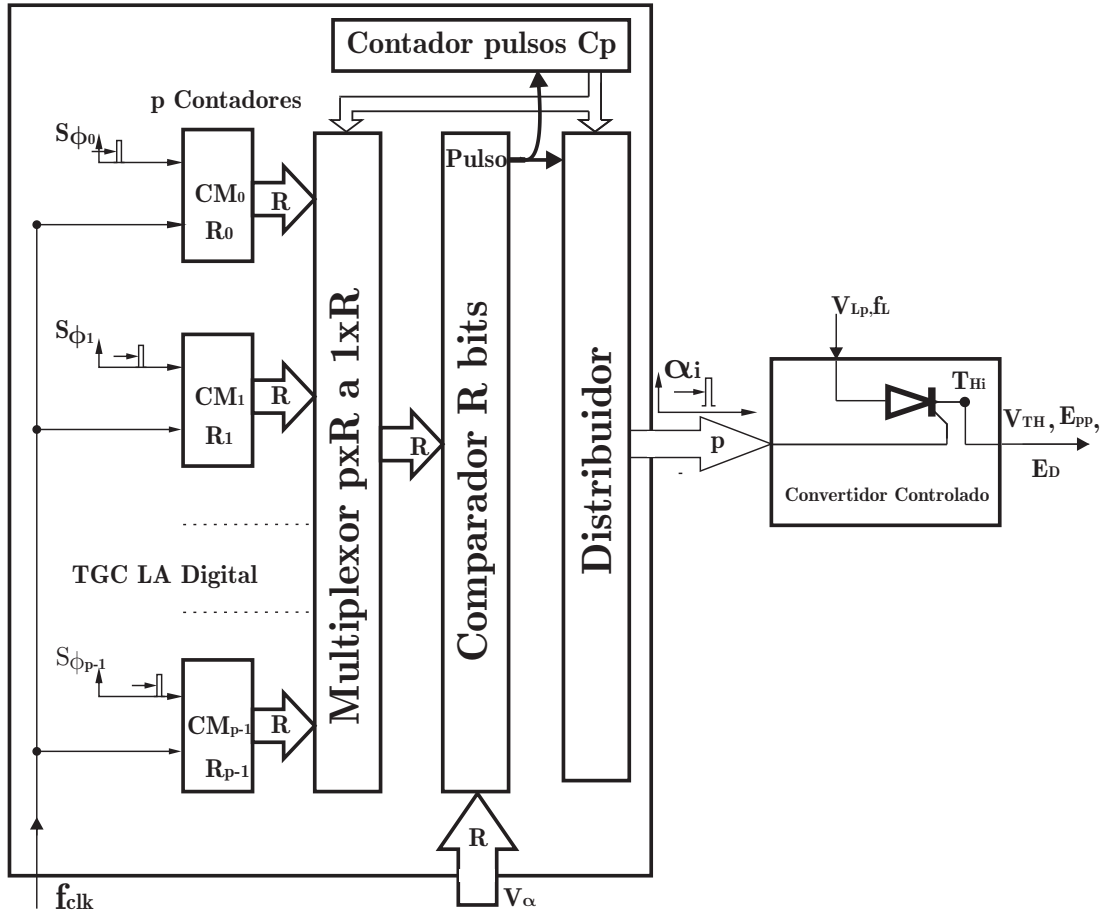


Figura 3.8: TGC digital multirampa con comparador único.

Por otro lado, recordando que las p rampas:

1. Son sincrónicas con la red.
2. Se inician en el punto de conmutación natural ϕ_j correspondiente.
3. Tienen una duración t_d equivalente a 180° lo que corresponde a un semiperiodo de la tensión de línea o sea: $t_d = 1/2f_L$.
4. Están separadas unas de otra un ángulo $2\pi/p$ lo que equivale a un tiempo de $t_s = 1/p.f_L$.
5. Son paralelas.

Si el incremento de una rampa R_i desde su inicio en ϕ_i , durante el tiempo t_s que las separa de la proxima rampa, en el eje de ordenadas, es un número entero binario de N bits, el modulo M de cada rampa individual sera de $M = 2^N.p/2$, para cubrir los 180° , quiere decir que en una rampa entran $p/2$ franjas de amplitud $K_R = 2^N$ (Obsérvese que los N bit menos significativos serán iguales a cero en los puntos de conmutación natural ϕ_j de las p rampas. Por otro lado como solo una rampa por vez esta activa, existe otra redundancia en la generación de p rampas paralelas equiespaciadas, dado que la diferencia entre el estado del contador C_i y el siguiente C_{i+1} es constante y vale $K_R = 2^N$, por lo que con una sola rampa, de la misma pendiente, que cubra todo el periodo 2π y que comience en ϕ_0 más una función lógica que acumulativamente decremente la rampa principal en K_R cada vez que se produce un nuevo disparo seria suficiente para realizar la tarea.

Como el contador único C_U vuelca desde un valor máximo $2M = p.K_R$ a 0 en 2π , produciendo una caída equivalente a p veces K_R , la función lógica debe tener presente esta situación, Ver Figura [3.9](#)

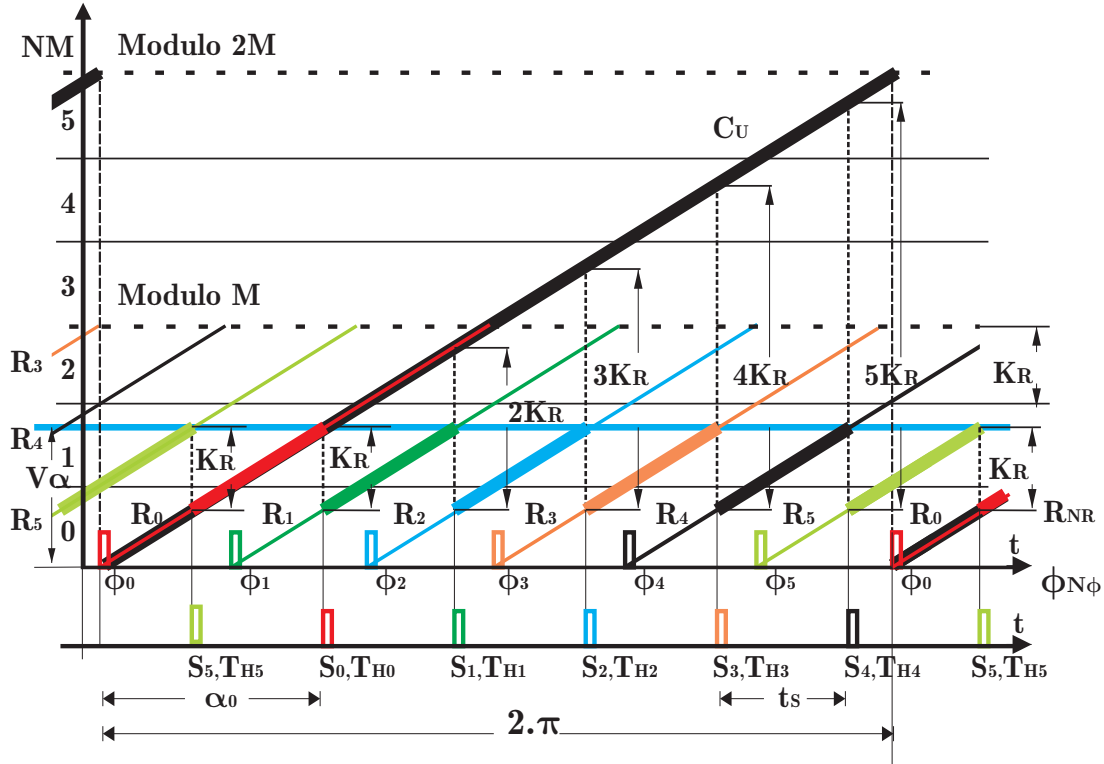


Figura 3.9: Obtención de las porciones de rampas de comparación a partir de un contador único C_U de 360° partiendo de ϕ_0 para $p = 6$ con V_α constante.

Esta nueva simplificación requiere un único contador C_U con un modulo dos veces superior al de una rampa individual, $M_U = 2.M = 2^N \cdot p$, formado por $N+Q_\phi$ bits, alimentado por el mismo clock de frecuencia f_{clk} más una función lógica auxiliar $DIFF$ para realizar el ajuste cada vez que se produce un nuevo disparo, lo que permite determinar la franja de amplitud NM_k que corresponde de la porción de rampa necesaria para la nueva comparación.

Si el número de rampa NR_i y el número de sincronismo $N\phi_j$ los expresamos como números binarios de Q bits y el número de nivel NM_k lo expresamos como un número binario de $Q - 1$ bits, por lo que resulta:

$$N\phi_{jb} = Q_{\phi_j} \ Q - 1_{\phi_j} \ \dots \ Q1_{\phi_j} \ Q0_{\phi_j} \quad (3.3.4)$$

$$NR_{i_b} = Q_{R_i} \ Q - 1_{R_i} \ \dots \ Q1_{R_i} \ Q0_{R_i} \quad (3.3.5)$$

Y

$$NM_{k_b} = Q - 1_{NM_k} \ Q - 2_{NM_k} \ \dots \ Q1_{NM_k} \ Q0_{NM_k} \quad (3.3.6)$$

Entonces, el bloque *DIFF*, recibe las Q_R entradas del contador de rampa más Q_ϕ entradas del contador de sincronismo, es decir, recibe $2 \cdot Q$ entradas en total y produce $(Q - 1_{NM})$ salidas (los bit más significativos del comparador).

Tomemos el caso de un *TGC* de $p = 24$, las entradas son, como vimos, $2 \cdot Q_{24}$ o sea $2 \cdot 5 = 10$ por lo que necesitaríamos si usáramos lógica combinatorial para decodificar las rampas virtuales necesitaríamos $2^{10} = 1024$ minterminos. Esta situación aumenta considerablemente la lógica necesaria.

Si en lugar de tener en cuenta los minterminos, determinamos los niveles NM_k de una rampa R_i a partir del número de sincronismo $N\phi_j$ y el número de rampa NR_i . Teniendo en cuenta que, los N bits menos significativos del contador único C_U que genera la rampa R_U son comunes a todas las rampas y pasan por cero en los puntos de conmutación natural ϕ_j cuyo $N\phi_j$ se obtiene de los Q_ϕ bits más significativos de C_U . Conociendo además el contenido de los Q_R Bits de C_p que indican el número de la rampa NR_i , es posible deducir, de manera más simple, el valor NM_k para los $Q - 1_{NM_k}$ bits más significativos de la rampa de comparación activa, siempre teniendo en cuenta los rangos de variación de i , k y j si:

$$k \in \mathbb{N} \text{ y } k \in [0, (p/2 - 1)], \quad (3.3.7)$$

$$j \in \mathbb{N} \text{ y } j \in [0, (p - 1)], \quad (3.3.8)$$

y

$$i \in \mathbb{N} \text{ y } i \in [0, p-1], \quad (3.3.9)$$

Las ecuaciones que relacionan las entradas de $DIFF$, NR_i Y $N\phi_j$ con la salidas NM_k son:

$$NM_{k_d} = (N\phi_{j_d} - NR_{i_d}); \text{ para } j \geq i \quad (3.3.10)$$

Y

$$NM_{k_d} = (N\phi_{j_d} - NR_{i_d}) + p_d; \text{ para } j < i \quad (3.3.11)$$

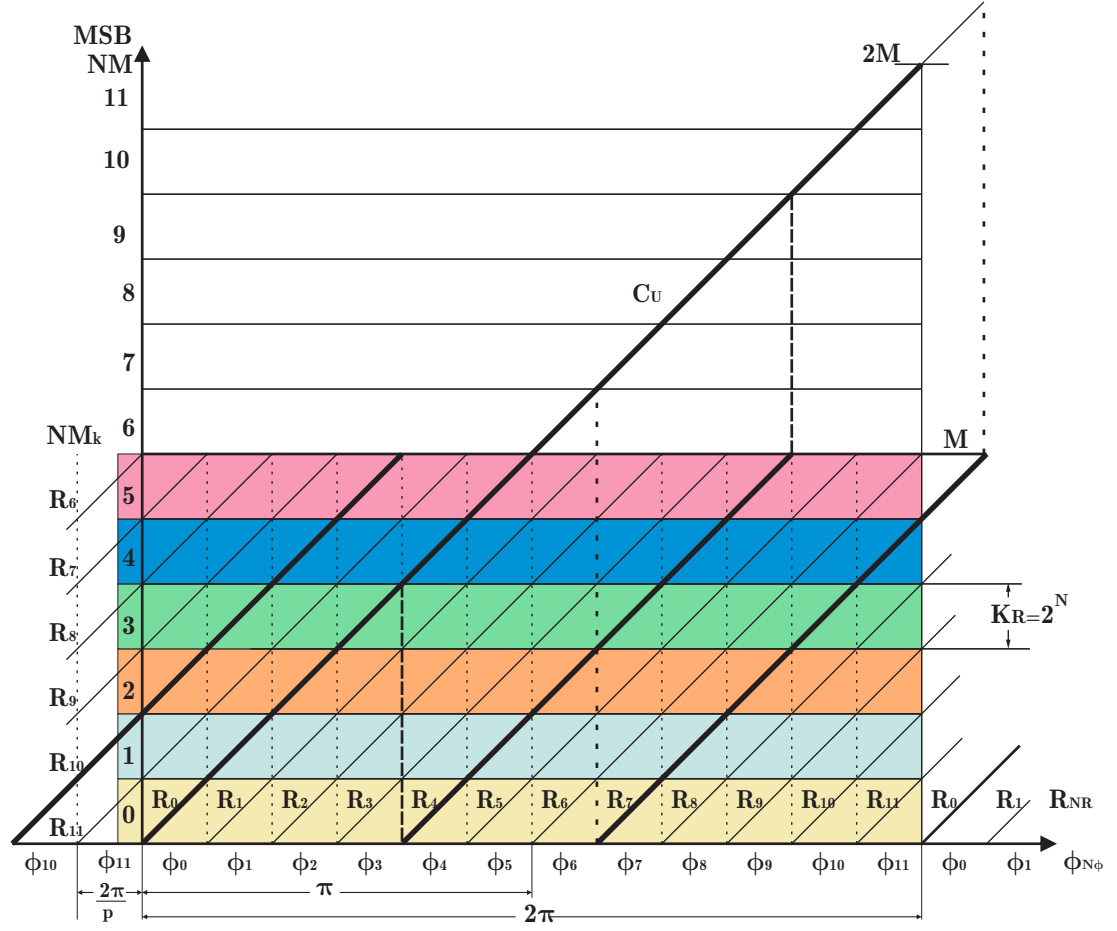


Figura 3.10: Obtención de los niveles de comparación NM_K a partir de un contador único C_U de 360° partiendo de ϕ_0 y los valores del número de rampa NR_i .

En la Figura [3.10](#), se muestra el caso de $p = 12$. La rampa R_0 que comienza en ϕ_0 coincide con la rampa R_U en los primeros 180° , se observa que la rampa R_4 , que comienza en ϕ_4 surge de trasladar verticalmente hacia abajo (restar) a la rampa R_U un valor $4.K_R$. En cambio se ve que la rampa R_7 , que comienza en ϕ_7 surge de trasladar verticalmente hacia abajo la rampa R_U en un valor $7.K_R$, salvo el ultimo tramo correspondiente al nivel NM_5 , ya que como el contador C_U volvió a cero en ϕ_0 por lo que la diferencia entre $N\phi_0 - NR_7$ resulta negativa ya que $j < i$, por lo que hay que sumarle, $p = 12$ con lo que surge un desplazamiento neto hacia arriba de C_U igual a $5.K_R$ que surge de la diferencia entre $N\phi_0 - NR_7 + p = +5$.

En la Figura 3.11 se observa el funcionamiento del TGC con una referencia variable dibujada en blanco. Se ve también que cuando V_α , tiene su bit más significativo igual a cero, coincidiendo con el nivel NM_0 la diferencia $N\phi_j - NR_i$, luego del disparo, también da un valor negativo hasta el proximo sincronismo ϕ_{j+1} (areas en rojo en la Figura 3.11). Cuando se cumple esta última condición hay que inhibir los pulsos de disparo generando una señal CR .

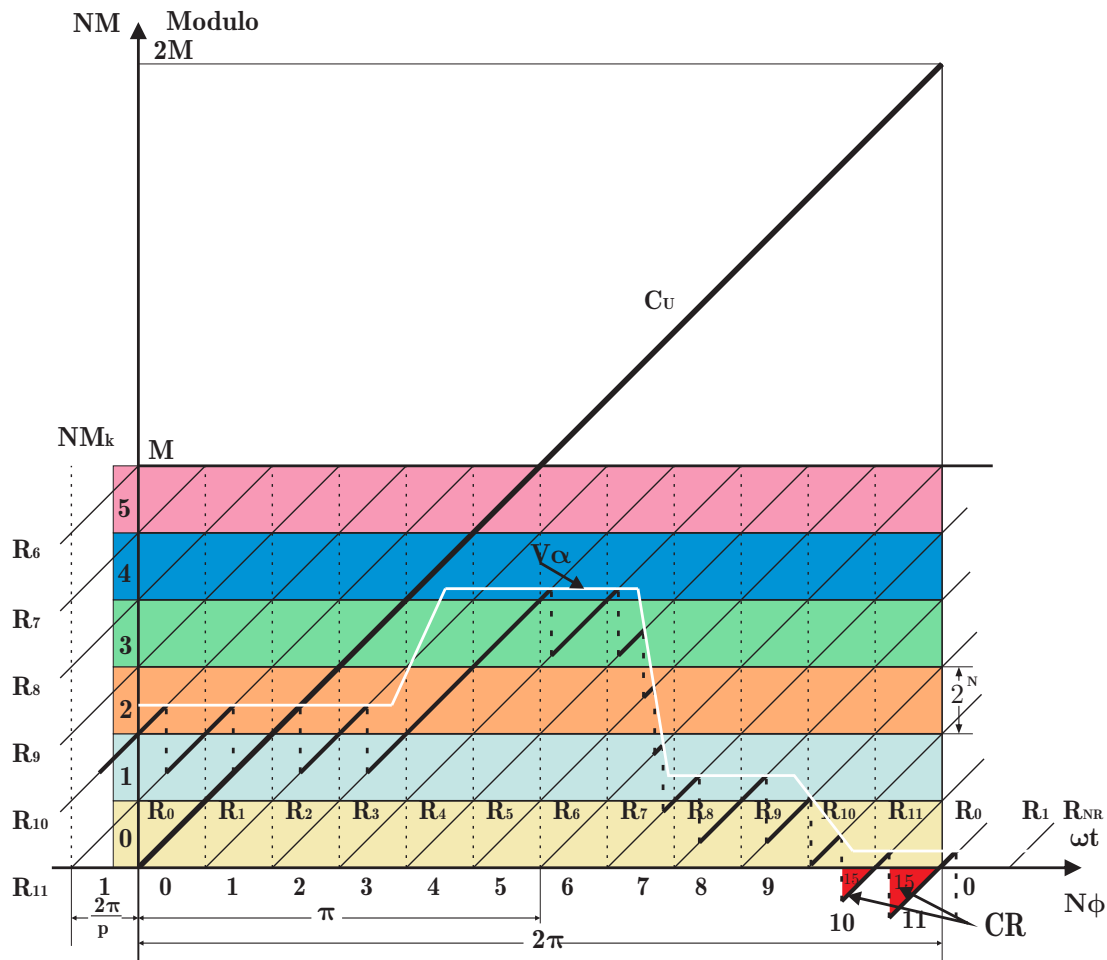


Figura 3.11: Obtención de los niveles de comparación NM_k a partir de un contador único C_U de 360° partiendo de ϕ_0 con una señal V_α variable (en blanco) para $p=12$.

3.3.3. Solución de mínima complejidad para el bloque DIFF

De lo anterior se deduce, que los niveles NM_k de comparación de una rampa R_i surge siempre de la diferencia entre el número de sincronismo $N\phi_j$ y el número de rampa NR_i , para el caso $j \geq i$ y por la misma diferencia más la suma del valor p para el caso que $j < i$. Como estas restas y sumas deben ser implementadas digitalmente, se propone realizarlas utilizar sumadores que realicen la suma del complemento a uno de $N\phi_j$ ($\overline{N\phi_j}$) más el valor de NR_i negando el resultado para el caso $j \geq i$ ya que el carry es 0 y la misma operación más la utilización de lógica especial en lugar de sumar p cuando el carry es igual a 1 para el caso $j < i$. Además generar la señal de bloqueo CR en los casos necesarios, de tal manera que se cumpla:

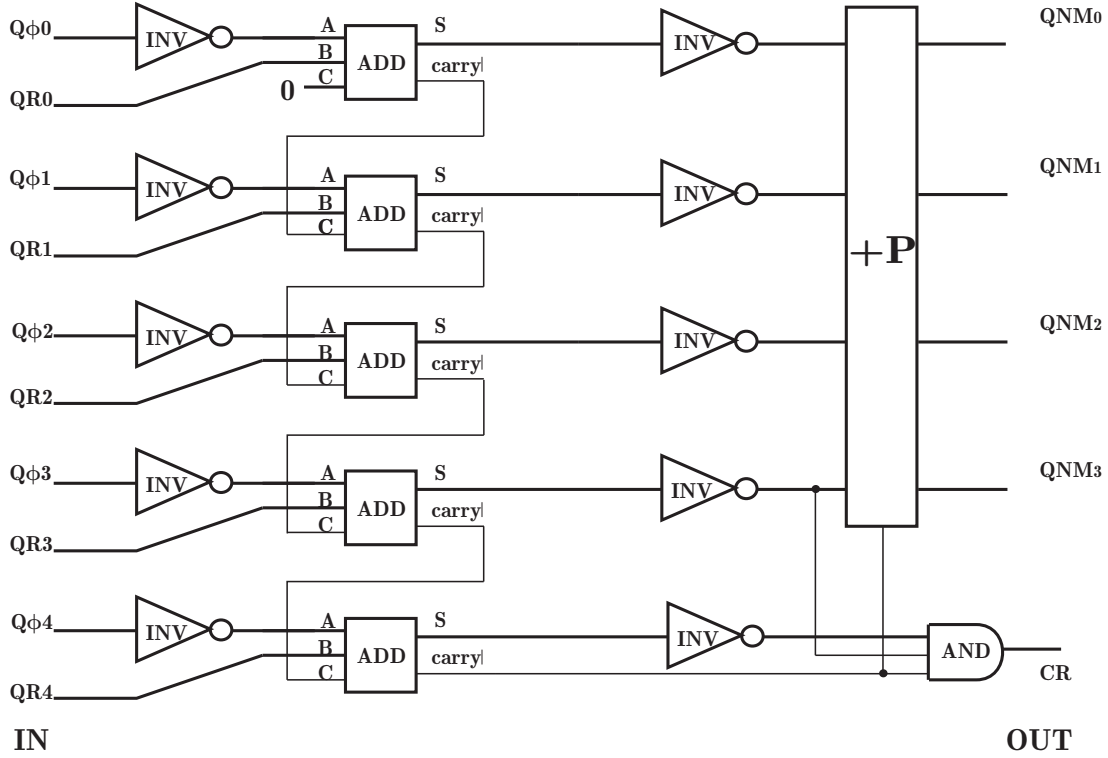
$$NM_{k_b} = \overline{\overline{N\phi_{j_b}} + NR_{i_b}}; \text{ para } j \geq i \quad (3.3.12)$$

Y

$$NM_{k_b} = \overline{\overline{N\phi_{j_b}} + NR_{i_b}} + p_b; \text{ para } j < i \quad (3.3.13)$$

$$CR = carry.Q_{NM_k}.Q - 1_{NM_k} \quad (3.3.14)$$

En la Figura [3.12](#) se observa la realización de DIFF siguiendo este análisis.

Figura 3.12: Bloque *DIF* para un sistema de $p = 24$

Haciendo un análisis más detallado, vemos que se puede eliminar la operación de suma p . Para esto es necesario analizar todos los casos posibles y los cambios necesarios.

Se dedujo que el número de bits necesarios para poder representar el número NM_k es igual a $(\frac{p}{2} - 1)$ es decir, 2 bits para $p = 6$, 3 bits para $p = 12$ y 4 bits para $p = 24$. Sabiendo además que el número binario $p = 6$ se representa por $p_{6_b} = 110$, el número $p = 12$ se representa en binario como, $p_{12_b} = 1100$ y el número $p = 24$ se representa en binario como, $p_{24_b} = 11000$. Se concluye, que en todos los casos, sumar p , significa no modificar los bits menos significativos del resultado, ya que los bits correspondientes de p son ceros, y si sumar 1 al bit más significativo, lo que equivale a negar su resultado. Todo esto solo cuando $j < i$, es decir cuando la diferencia es negativa, o sea cuando el *carry* es igual a 1.

El caso de carry igual a uno y resultado de la diferencia con todos los bits iguales a 1 (Caso marcado en rojo en la Figura 3.11), debe generar una señal de bloqueo que llamamos CR . Como ese caso es único no es necesario tomar todos los bits del resultado con solo tomar los dos bits más significativos es suficiente.

En la Figura 3.13 se muestra la implementación definitiva del bloque $DIFF$ para $p = 24$.

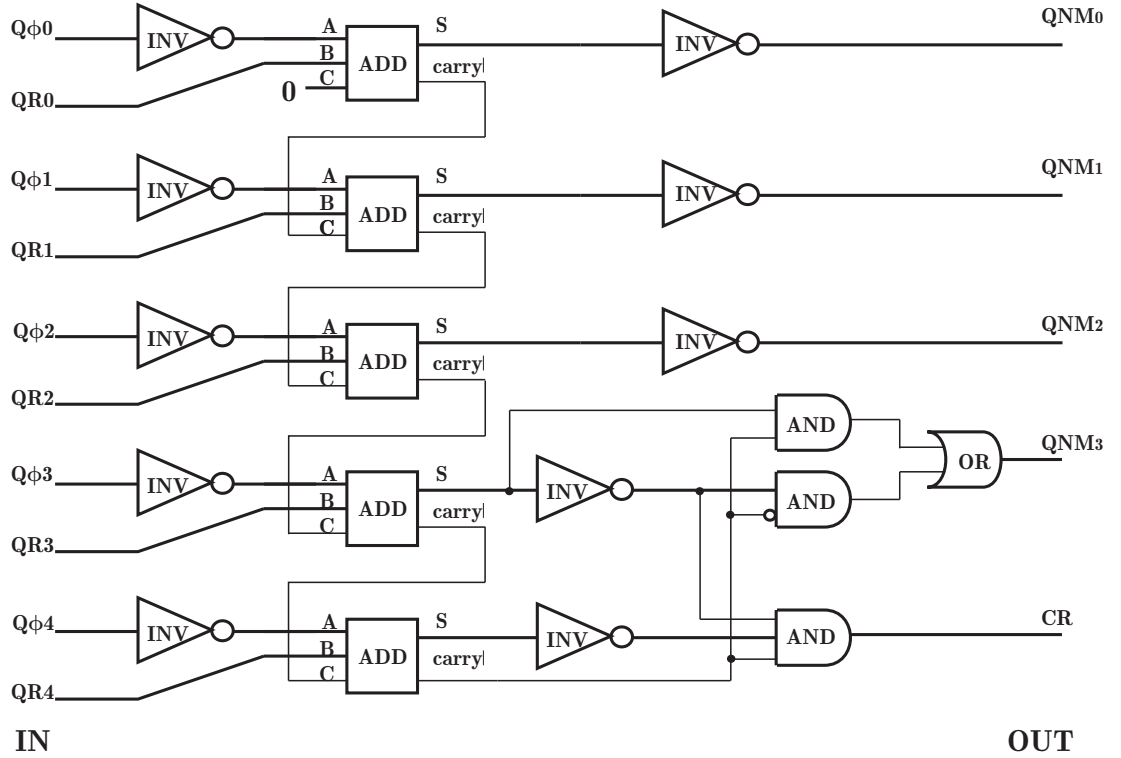
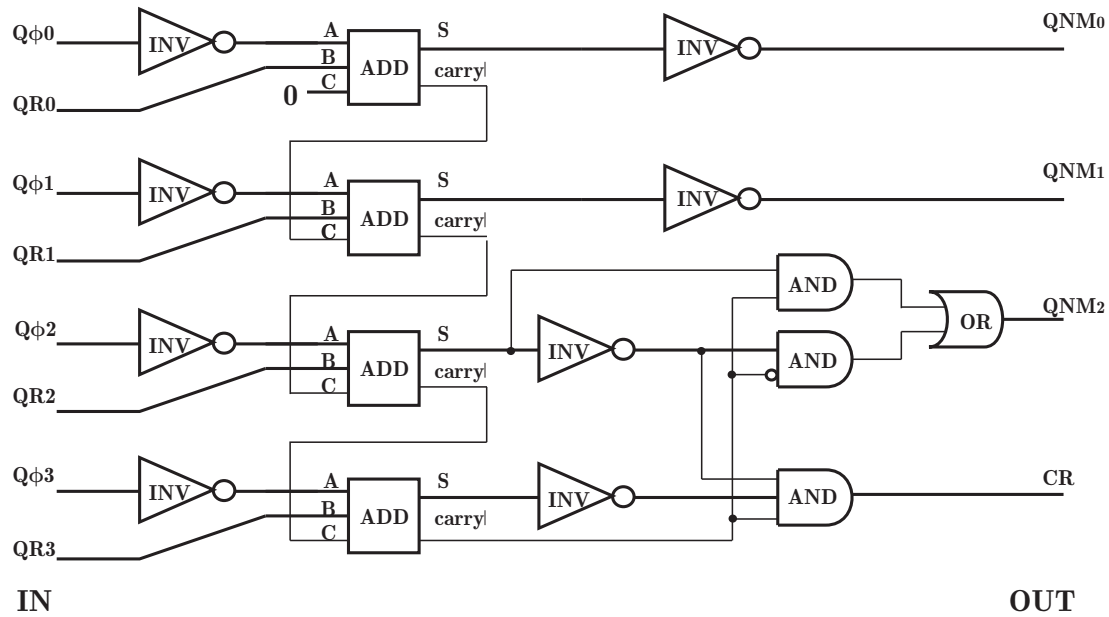
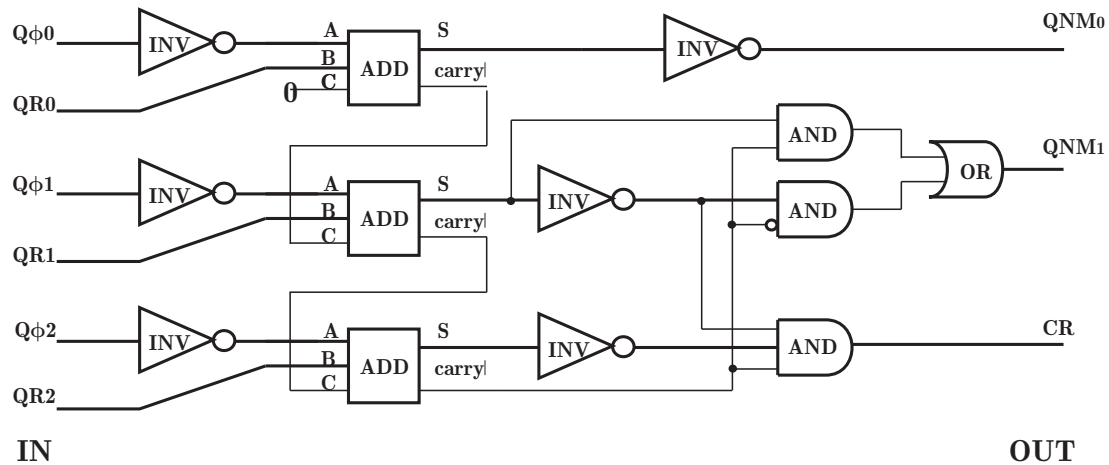


Figura 3.13: Bloque $DIFF$ definitivo para un sistema de $p = 24$

En la Figura 3.14 se muestra la implementación definitiva del bloque $DIFF$ para $p = 12$.

Figura 3.14: Bloque *DIF* definitivo para un sistema de $p = 12$

En la Figura 3.15 se muestra la implementación definitiva del bloque *DIF* para $p = 6$.

Figura 3.15: Bloque *DIF* definitivo para un sistema de $p = 6$

Volviendo a calcular la lógica necesaria con estas estrategias de reducción lógica, a los fines de evaluar la simplificación para el caso de $p = 24$ y 16 bits de resolución, despreciando los bloques *DIF*, resulta:

1. $NFF = (Q + N) = 17$ flip-flops en vez de 384.
2. Además 1 comparador de $(Q + N - 1)$ bits, lo que da $NC = 68$ compuertas en lugar de 1536.

Como se observa se a logrado un factor de reducción de más de un orden de magnitud. Sin embargo habrá que evaluar los recursos necesarios para implementar el circuito de sincronismo.

3.3.4. Obtención del clock sincrónico

Por lo visto en la subsección anterior, se necesita un clock sincrónico con la frecuencia de red para alimentar a un contador C_U de modulo $M_U = 2^N \cdot p$ que comience en instante de conmutación natural ϕ_0 . Esto puede implementarse mediante el uso de un PLL . Si bien el sistema de disparo de lazo cerrado con enganche de fase no resulto conveniente para un TGC , si mostró sus cualidades para obtener los pulsos de sincronismo equiespaciados y coincidentes con el instante de conmutación natural ϕ_j , siempre y cuando se elimine el punto de suma de V_α o se lleve a cero su entrada, ver subsección [3.2.1](#). Este circuito proveerá una acción apropiada de filtrado sobre la referencia de línea, obteniéndose además un buen *tracking* con la misma, sin afectar la respuesta temporal global del sistema.

Esta técnica para obtener sincronismo minimiza el jitter de fase en los pulsos de disparo y proporciona un espaciamiento equidistante para V_α constante. El ancho de banda del PLL puede ser seleccionado según sus requerimientos de seguimiento de las variaciones de frecuencia de línea por debajo de $\frac{f_L}{4}$, sin interactuar con la dinámica de los pulsos de disparo del TGC .

Por otro lado si se ralimentára el PLL con un contador de modulo $M_U = 2^N \cdot p$, El mismo que el modulo de C_U el VCO , en su salida, proveerá al sistema de la frecuencia sincrónica de clock, f_{clk} de alta frecuencia necesaria para el TGC

[illegible]

Figura 3.16: Diagrama en bloque nuevo TGC de lazo abierto propuesto

La Figura 3.16 muestra el diagrama en bloques del *TGC* desarrollado para un convertidor de p pulsos. El rectángulo en línea de puntos define el contenido de lógica integrado en el arreglo de lógica programable (*FPGA*). El contador C_U estaría conformado por el contador de N bits más el contador de módulo p en cascada de Q bits. Estos actúan también como el divisor de frecuencia para el

PLL , resultando así una reducción adicional de lógica. La integración de ambos contadores emplea $(Q + N)$ Flip Flops.

El contador Cp también de modulo p , define el vector de disparo de TH_i que se envía al multiplexor así como al modulo $DIFF$.

La función auxiliar $DIFF$ es la de un subtractor de las salidas de los Q bits altos de C_U y los Q bits de Cp . La salida de $DIFF$ varia la parte más significativa de la rampa C_U para generar los bits más significativos de la rampa R_i que esta activa. Cuando la referencia V_α se vuelve menor que el contenido de la rampa, el comparador envía una orden de disparo a la secuencia S_i e inmediatamente después al contador Cp lo que fuerza un corrimiento hacia el estado siguiente TH_{i+1} , y a la siguiente rampa representada por el valor NR_{i+1} .

Gracias a la acción de la lógica de $DIFF$ se puede entonces presentar al comparador la rampa equivalente a R_{i+1} en el tramo desde el disparo anterior y hasta la nueva condición de comparación.

De la aplicación de todas las simplificaciones propuestas se ve claramente la importante reducción de componentes lograda sin perdida de prestaciones. Esta reducción es la que permite la implementación de una placa TGC compacta con el control de los lazos con componentes programables.

Por ultimo el sistema de fase de $p = 24$ bits es una maquina de estados secuencial, tomando una salida TH_i cada 2 comenzando siempre en TH_0 el sistema funciona sin problemas para un convertidor de $p = 12$, lo único que hay que enviar solo 4 pulsos simultáneos en lugar de 8, lo mismo tomando una de cada 4 salidas se puede alimentar a un sistema de $p = 6$ con solo 2 pulsos simultáneos.

Como esta tarea la realiza el distribuidor hay que proveer al sistema de dos señales lógicas externas con puentes, capaces de seleccionar la cantidad de pulsos necesario (2, 4 u 8 pulsos). Con $M = 24575_{10}$ (15 bits), se logra una resolución en el ángulo de $0,007^\circ$ con una resolución temporal de 407 ns con $f_{clk} = 2,4576\text{ MHz}$

Con esto último se obtiene un sistema universal de hasta 24 pulsos que cumple las 10 premisas solicitadas.

Capítulo 4

Control

4.1. Introducción

Las fuentes que se utilizan en los aceleradores, de partículas, en general poseen una estructura de control de doble lazo, uno de tensión, interno y rápido y otro de corriente, externo y más lento, como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 4.1.

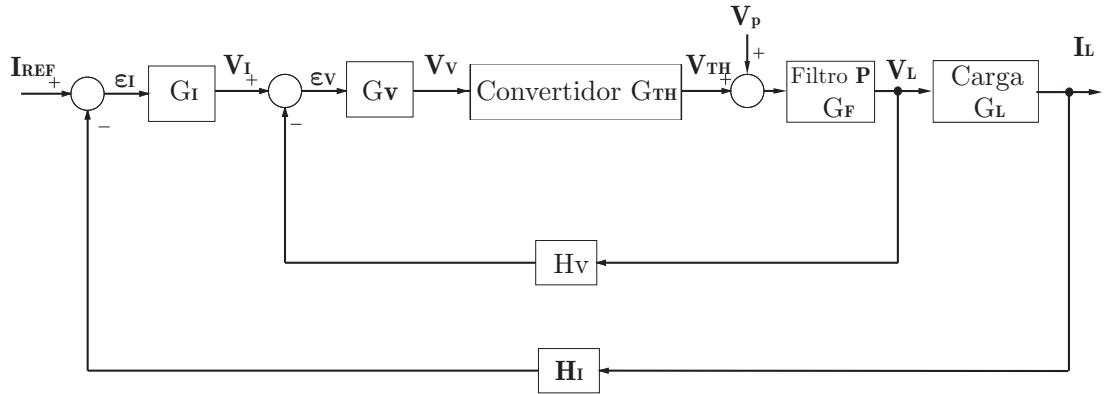


Figura 4.1: Diagrama en bloques de una fuente de corriente de un acelerador de partículas.

El lazo externo de corriente es el que asegura la exactitud y la precisión en el control de I_L ; mientras que el lazo interno de tensión es necesario para controlar

las perturbaciones de alta velocidad y asegurar los cambios en la referencia de corriente a que está expuesto éste tipo de fuentes. En relación con las perturbaciones, las causas que pueden dar origen a las mismas son:

1. Variaciones rápidas de la tensión de red.
2. Perturbaciones externas producidas por la interacción con otras fuentes del mismo sistema, (apagado o encendido de otras fuentes, etc).
3. Ripple generado por los convertidores utilizados.

Las tres perturbaciones enumeradas anteriores están representadas simbólicamente por la tensión V_P , Figura 4.1.

4.2. Lazo externo de corriente.

El lazo de corriente incluye al lazo de tensión.

Debido a que la frecuencia de corte del lazo de tensión es mucho mayor que la del lazo de corriente, $\omega_V \gg \omega_I$, la transferencia a lazo de tensión puede ser reemplazada por $\frac{1}{K_V}$, cuando es considerada dentro del lazo de corriente. Teniendo en cuenta esto último, el diagrama en bloques del lazo de corriente puede simplificarse como se muestra en la Figura 4.2:

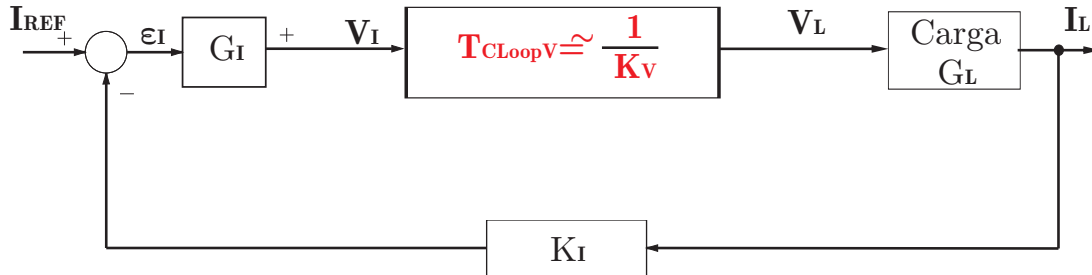


Figura 4.2: Diagrama en bloque simplificado del lazo de corriente

Siendo la admitancia de carga, G_L , igual a:

$$G_L = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_L} + 1\right)} \quad (4.2.1)$$

El compensador G_I debe ser diseñado para cumplir las especificaciones de control particulares para estas fuentes: respuesta transitoria exponencial y error en regimen permanente nulo para una entrada escalón , con el menor tiempo de establecimiento posible. En tal sentido se requiere que la trasferencia de corriente de lazo abierto T_{OLoopI} sea monotónica de tipo 1, con una frecuencia de corte f_I (siendo $\omega_I = 2\pi \cdot f_I$).

Para satisfacer estas condiciones, la transferencia de lazo abierto de corriente T_{OLoopI} tiene que cumplir con:

$$T_{OLoopI} = \frac{\omega_I}{s} \quad (4.2.2)$$

Luego, la transferencia de lazo cerrado de corriente T_{CLoopI} , Figura 4.3, resulta:

$$T_{CLoopI} = \frac{1}{K_I} \cdot \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_I} + 1\right)} \quad (4.2.3)$$

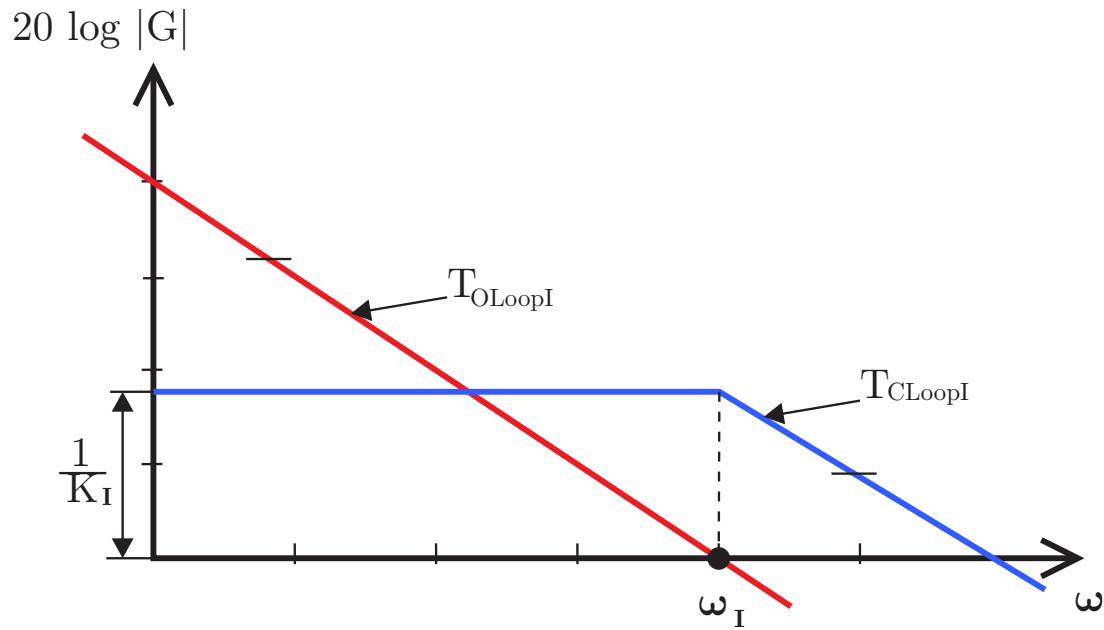


Figura 4.3: Diagrama de Bode asintótico de las transferencias de lazo abierto y cerrado del lazo de corriente

De lo expuesto anteriormente se puede inferir, (ver Figura 4.2), que la transferencia de lazo abierto de corriente, T_{OLoopI} , es igual a:

$$T_{OLoopI} = G_I \cdot G_L \cdot K_I \cdot \frac{1}{K_V} = \frac{\omega_I}{s} \quad (4.2.4)$$

Despejando G_I , tenemos:

$$G_I = \frac{\omega_I \cdot K_V}{s \cdot G_L \cdot K_I} \quad (4.2.5)$$

Reemplazando G_L , queda:

$$G_I = \frac{\omega_I \cdot K_V \cdot R_L \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_L}\right)}{s \cdot K_I} \quad (4.2.6)$$

La expresión (4.2.6), la cual corresponde a un controlador del tipo PI , se representa en el diagrama de Bode de la Figura 4.4, donde se indican las constantes

integradora y proporcional del PI .

NOTA: Éste lazo de corriente, en la práctica, tiene una frecuencia de corte f_I entre $0,1\text{ Hz}$ y 10 Hz dependiendo de la aplicación.

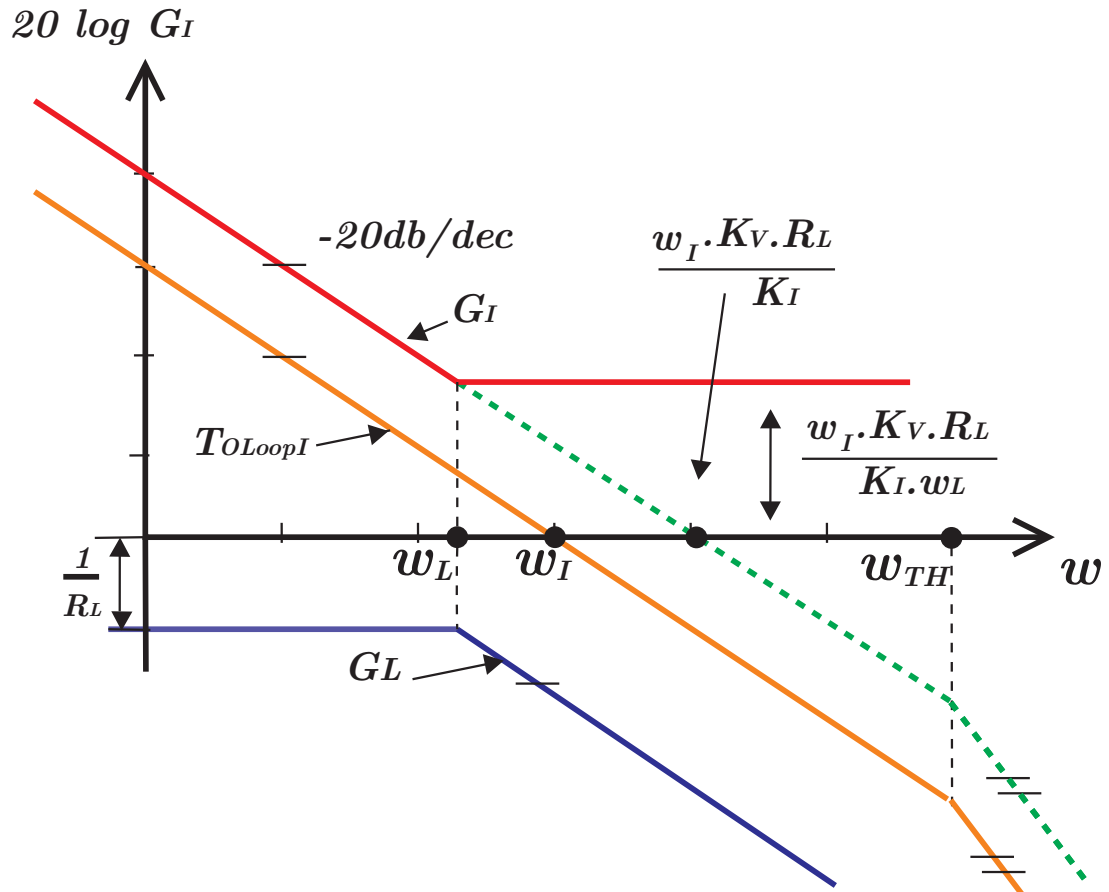


Figura 4.4: Diagramas de Bode del compensador G_I , la transferencia de lazo abierto T_{OLoopI} y la admitancia de carga G_L .

4.3. Lazo de tensión

En las fuentes de corriente de alta potencia, el lazo interno de tensión contiene un convertidor conmutado. En el caso que nos ocupa, éste es un puente multifase (p fases) a tiristores.

El lazo de tensión está compuesto por el compensador G_V , el puente de tiristores G_{TH} , el filtro pasivo G_F y la realimentación de tensión de salida K_V , Figura 4.5.

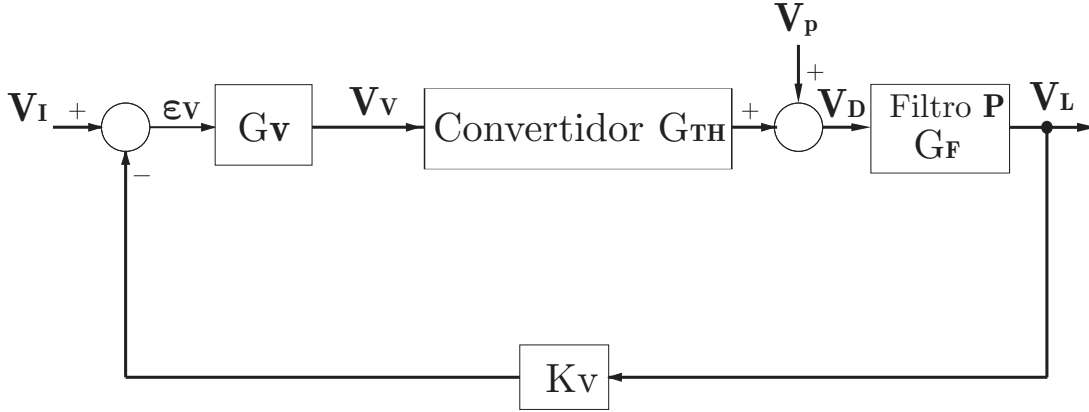


Figura 4.5: Diagrama en bloque del lazo de tensión

La frecuencia de corte de lazo abierto de tensión, f_V , por poseer un puente de Tiristores, ver Capítulo 2, debe ser menor al máximo teórico-practico de $f_V \leq \frac{f_r}{4}$. Luego, teniendo en cuenta que $f_r = p \cdot f_{Linea}$ y que para $p = 12$ y frecuencia de línea de 50 Hz , la máxima frecuencia de corte del lazo de tensión resulta $f_V = f_{TH} = 150\text{ Hz}$.

Como las especificaciones de control son las mismas que para el lazo de corriente (error nulo al escalón y respuesta exponencial de primer grado a lazo cerrado), la transferencia de tensión T_{OLoopV} debe cumplir con:

$$T_{OLoopV} = G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V = \frac{\omega_V}{s} \quad (4.3.1)$$

Si despejamos G_V , resulta:

$$G_V = \frac{\omega_V}{s \cdot G_F \cdot G_{TH} \cdot K_V} \quad (4.3.2)$$

Luego reemplazando la transferencia del filtro pasivo G_F tenemos:

$$G_V = \frac{\omega_V \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_F}\right)}{s \cdot G_{TH} \cdot K_V} \quad (4.3.3)$$

En estas condiciones la transferencia de lazo cerrado resulta:

$$T_{CLoopV} = \frac{1}{K_V} \cdot \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_V} + 1\right)} \quad (4.3.4)$$

Se debe tener en cuenta que el lazo de tensión no atenúa el ripple de frecuencia f_r , por ser inherente a su funcionamiento, las únicas atenuaciones existentes, son la del filtro pasivo LCR y la de la carga RL .

4.4. Determinación de las perturbaciones producidas por la tensión, V_p y el ripple en la corriente de salida I_L .

Volviendo a la Figura 4.1 se puede calcular el ripple residual y el efecto de las perturbaciones de tensión, V_p , sobre la tensión en la carga V_L y en corriente de salida, I_L , aplicando las reglas de Mason, con lo que se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_L = \frac{G_F \cdot V_P}{1 + G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V + G_I \cdot G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot G_L \cdot K_I} \quad (4.4.1)$$

Y

$$I_L = \frac{G_F \cdot G_L \cdot V_P}{1 + G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V + G_I \cdot G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot G_L \cdot K_I} \quad (4.4.2)$$

Analizando los denominadores, se observa que el producto, $G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V$, representa a la transferencia de lazo abierto del lazo de tensión T_{OLoopV} que por diseño es igual a $\frac{\omega_V}{s}$. También, el producto, $G_I \cdot G_V \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot G_L \cdot K_I$, representa a la transferencia de lazo abierto del lazo de corriente T_{OLoopI} , que por diseño es igual a $\frac{\omega_I}{s}$, con lo que las Ecuaciones (4.4.1) y (4.4.2), pueden ser escritas como:

$$V_L = \frac{G_F \cdot V_P}{1 + \frac{\omega_V}{s} + \frac{\omega_I}{s}} \quad (4.4.3)$$

y

$$I_P = \frac{G_F \cdot G_L \cdot V_P}{1 + \frac{\omega_V}{s} + \frac{\omega_I}{s}} \quad (4.4.4)$$

4.4.1. Determinación de la contribución en la corriente de salida, $I_{L\uparrow}$, debida a perturbaciones del tipo escalón de tensión, $V_{P\uparrow}$.

Debido a que, $\omega_I \ll \omega_V$, en (4.4.4), la atenuación del lazo externo de corriente frente a las perturbaciones de tipo escalón o rápidas en la tensión de alimentación $V_{P\uparrow}$, resulta despreciable frente a la del lazo de tensión. Por ello, podemos despreciar el tercer término del denominador en (4.4.4).

La variación de corriente en la carga $I_{L\uparrow}$ debida a una perturbación en la tensión de entrada $V_{P\uparrow}$ resulta con buena aproximación:

$$I_{L\uparrow} = \frac{G_F \cdot G_L \cdot V_{P\uparrow}}{\left(\frac{\omega_V}{s} + 1\right)} = \frac{s \cdot G_F \cdot G_L \cdot V_{P\uparrow}}{\omega_V \cdot \left(\frac{s}{\omega_V} + 1\right)} \quad (4.4.5)$$

Reemplazando G_F y G_L por sus expresiones tenemos:

$$I_{L\uparrow} = \frac{s \cdot V_{P\uparrow}}{\omega_V \cdot R_L \cdot \left(\frac{s}{\omega_V} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_L} + 1\right)} \quad (4.4.6)$$

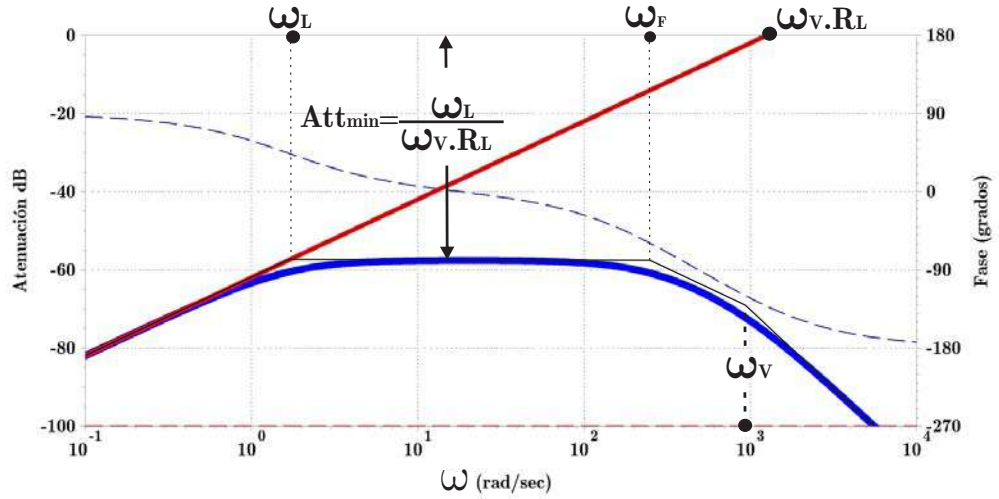


Figura 4.6: Diagrama Bode representativo de la atenuación mínima aproximada a una Perturbación $V_P = V_{P\uparrow}$ en escalón.

El diagrama de Bode de ésta expresión está representado en la Figura 4.6. En ésta se puede ver que la atenuación mínima Att_{min} , (despreciando el efecto de atenuación de las frecuencias inferiores a ω_L y superiores a ω_F) depende solamente de los parámetros de la carga, ω_L , R_L y el ancho de banda del lazo de tensión ω_V , es decir:

$$Att_{min} = \frac{\omega_L}{\omega_V \cdot R_L} \quad (4.4.7)$$

Por lo que, la variación máxima de corriente en la carga $\Delta I_{L\uparrow Max}$ debido a la perturbación tipo escalón de amplitud $\Delta V_{P\uparrow}$ resulta,

$$\Delta I_{L\uparrow Max} = \frac{\Delta V_{P\uparrow} \cdot \omega_L}{\omega_V \cdot R_L} = \frac{\Delta V_{P\uparrow} \cdot \omega_L}{\omega_{TH} \cdot R_L} = \frac{\Delta V_{P\uparrow} \cdot f_L}{f_{TH} \cdot R_L} \quad (4.4.8)$$

Para tener en cuenta la atenuación al escalón, adicional a la anteriormente analizada, debido al efecto presente a frecuencias inferiores a ω_L , y a frecuencias superiores a ω_F , se propone analizar el Bode de la Figura 4.7 que es el mismo de la Figura 4.6, pero normalizado a Att_{min} .

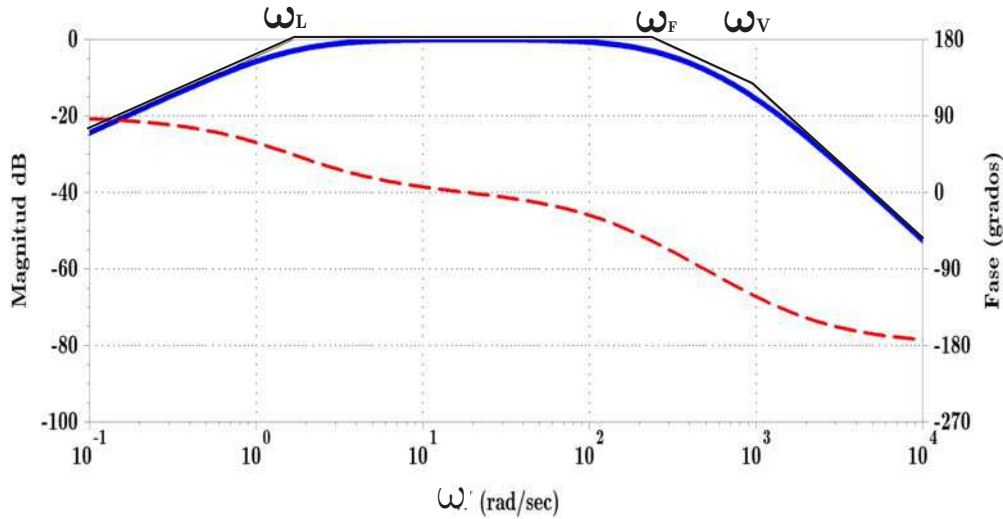


Figura 4.7: Diagrama Bode representativo de la atenuación adicional a una perturbación $V_P = V_{P\uparrow}$ en escalón.

Si escribimos la función de transferencia de éste gráfico, despreciando el efecto de la atenuación de segundo orden debida a ω_V resulta:

$$F_T(s) = \frac{s}{\omega_L} \cdot \frac{\omega_L}{(s + \omega_L)} \cdot \frac{\omega_F}{(s + \omega_F)} \quad (4.4.9)$$

La respuesta al escalón unitario resulta:

$$R_r(s) = F_T(s) \cdot \frac{1}{s} = \frac{\omega_F}{(s + \omega_L) \cdot (s + \omega_F)} \quad (4.4.10)$$

Para tener la respuesta temporal al escalón unitario, se descompones la expresión de la ecuación [4.4.10](#) en fracciones simples y se anti-transforma, por lo que:

$$R_r(s) = \frac{A}{(s + \omega_L)} + \frac{B}{(s + \omega_F)} \quad (4.4.11)$$

Resultando:

$$A = \frac{\omega_F}{(\omega_F - \omega_L)} \quad (4.4.12)$$

y

$$B = -\frac{\omega_F}{(\omega_F - \omega_L)} \quad (4.4.13)$$

Finalmente, la expresión temporal resulta:

$$r_r(t) = \frac{\omega_F}{\omega_F - \omega_L} \cdot [e^{-\omega_L \cdot t} - e^{-\omega_F \cdot t}] \quad (4.4.14)$$

La Ecuación [\(4.4.14\)](#) se muestra en la Figura [4.8](#)

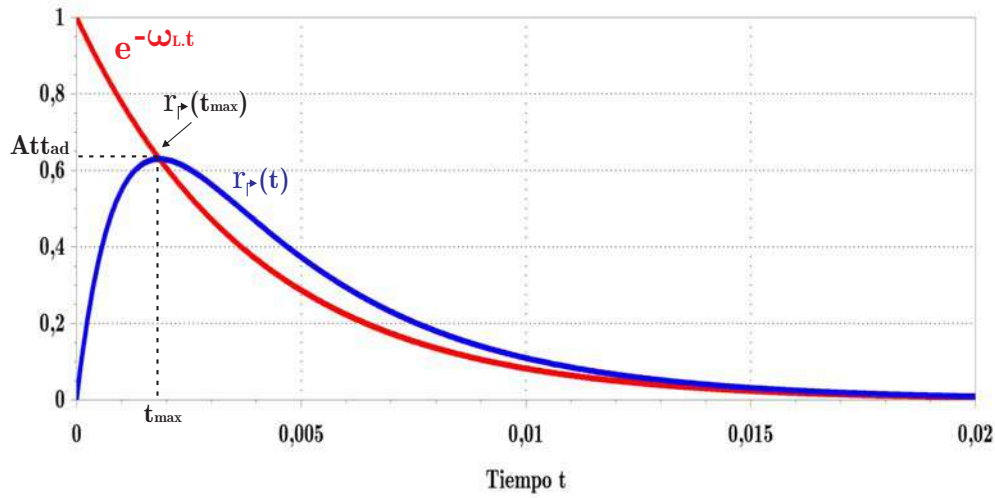


Figura 4.8: Respuesta temporal a la salida, teniendo en cuenta solamente la atenuación adicional a una Perturbación $V_P = V_{P_r}$ tipo, escalón unitario.

Derivando la expresión (4.4.14) respecto de t e igualando a cero se obtiene el tiempo, t_{max} , donde se produce el máximo de tensión a salida, consecuencia del escalón unitario es decir:

$$-\omega_L \cdot e^{-\omega_L \cdot t_{max}} + \omega_F \cdot e^{-\omega_F \cdot t_{max}} = 0 \quad (4.4.15)$$

O sea:

$$e^{-\omega_L \cdot t_{max}} = \frac{\omega_F}{\omega_L} \cdot e^{-\omega_F \cdot t_{max}} \quad (4.4.16)$$

Aplicando logaritmo natural a ambos miembros de la ecuación (4.4.16), se tiene:

$$-\omega_L \cdot t_{max} = \ln \left(\frac{\omega_F}{\omega_L} \right) - \omega_F \cdot t_{max} \quad (4.4.17)$$

$$(\omega_F - \omega_L) \cdot t_{max} = \ln \left(\frac{\omega_F}{\omega_L} \right) \quad (4.4.18)$$

Despejando t_{max} , se llega a:

$$t_{max} = \frac{\ln\left(\frac{\omega_F}{\omega_L}\right)}{(\omega_F - \omega_L)} \quad (4.4.19)$$

Luego, sumando a ambos términos de la ecuación (4.4.15) el valor $\omega_F \cdot e^{-\omega_L \cdot t_{max}}$, resulta:

$$\omega_F \cdot e^{-\omega_L \cdot t_{max}} - \omega_L \cdot e^{-\omega_L \cdot t_{max}} = \omega_F \cdot e^{-\omega_L \cdot t_{max}} - \omega_F \cdot e^{-\omega_F \cdot t_{max}} \quad (4.4.20)$$

Operando resulta la siguiente igualdad:

$$e^{-\omega_L \cdot t_{max}} = \frac{\omega_F}{\omega_F - \omega_L} \cdot [e^{-\omega_L \cdot t_{max}} - e^{-\omega_F \cdot t_{max}}] = r_p(t_{max}) \quad (4.4.21)$$

De la formula (4.4.21), se concluye que la respuesta al escalón unitario en t_{max} (ver Figura 4.8), coincide con la respuesta al escalón de una transferencia con un cero en el origen, que corta 0 db en ω_L , y con un polo también en ω_L , representado por el primer término de la ecuación. Por lo tanto, la atenuación adicional máxima al escalón unitario, Att_{ad} , es precisamente, $e^{-\omega_L \cdot t_{max}}$, por lo que:

$$Att_{ad} = e^{-\omega_L \cdot t_{max}} = e^{-\omega_L \cdot \frac{\ln\left(\frac{\omega_F}{\omega_L}\right)}{\omega_F - \omega_L}} = \left(\frac{\omega_F}{\omega_L}\right)^{-\left(\frac{\omega_L}{\omega_F - \omega_L}\right)} \quad (4.4.22)$$

Resumiendo:

$$Att_{ad} = \left(\frac{\omega_L}{\omega_F}\right)^{\left(\frac{\omega_L}{\omega_F - \omega_L}\right)} \quad (4.4.23)$$

Esta atenuación adicional, solo será importante cuando ω_L y ω_F sean próximas, o del mismo orden, caso contrario, será despreciable. Finalmente, la variación de

la corriente de salida $\Delta I_{L\uparrow}$ debido a una perturbación en escalón $\Delta V_{P\uparrow}$, resulta:

$$\Delta I_{L\uparrow} = \Delta V_{P\uparrow} \cdot Att_{min} \cdot Att_{ad} = \Delta V_{P\uparrow} \cdot \left(\frac{\omega_L}{\omega_V \cdot R_L} \right) \cdot \left[\left(\frac{\omega_L}{\omega_F} \right)^{\left(\frac{\omega_L}{\omega_F - \omega_L} \right)} \right] \quad (4.4.24)$$

4.4.2. Valor admisible de la variación de la corriente de carga, debido a la perturbación de tensión tipo escalón, de amplitud, $\Delta V_{P\uparrow}$

Las especificaciones establecen que el error relativo de corriente de carga debido a la perturbación de tensión $\Delta V_{P\uparrow}$, igual a $\frac{\Delta I_{L\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}}$, debe ser menor que $M_{\uparrow}$, expresado en partes por millón, $[ppm]$:

$$\frac{\Delta I_{L\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \leq M_{\uparrow} [ppm] \quad (4.4.25)$$

O sea:

$$\frac{\Delta I_{L\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{\Delta V_{P\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \cdot Att_{min} \cdot Att_{ad} = \frac{\Delta V_{P\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \cdot \left(\frac{\omega_L}{\omega_V \cdot R_L} \right) \cdot \left[\left(\frac{\omega_L}{\omega_F} \right)^{\left(\frac{\omega_L}{\omega_F - \omega_L} \right)} \right] \leq M_{\uparrow} [ppm] \quad (4.4.26)$$

Operando obtenemos:

$$\frac{\Delta I_{L\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{\Delta V_{P\uparrow} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}} \cdot R_L} \cdot \left(\frac{\omega_L}{\omega_V} \right) \cdot \left[\left(\frac{\omega_L}{\omega_F} \right)^{\left(\frac{\omega_L}{\omega_F - \omega_L} \right)} \right] \leq M_{\uparrow} [ppm] \quad (4.4.27)$$

4.4.3. Determinación de la contribución en la corriente de salida I_{L_r} , debida a la tensión de ripple V_{P_r}

Para el ripple generado por el propio convertidor, tanto para su primera armónica, $f_r = p \cdot f_{Linea}$, como para todas sus armónicas superiores, G_{TH} tiene valor nulo. Con lo cual, de (4.4.2) con $G_{TH} = 0$, la función transferencia para el ripple resulta:

$$\frac{I_{L_r}}{V_{P_r}} = G_F \cdot G_L \quad (4.4.28)$$

Es decir, que el ripple es solamente atenuado por el filtro pasivo y la carga.

En las fuentes de corriente de los aceleradores de partículas del tipo que estamos tratando, el ripple de salida del convertidor corresponda al Caso 2, de la subsección 2.2.4 y fue caracterizado en la sección 2.3.

Como se indicó con anterioridad, la forma de onda del ripple de la corriente, I_{L_r} , presenta una de forma cuasi sinusoidal con predominancia de primera armónica, tal como se observa en la Figura 4.9.

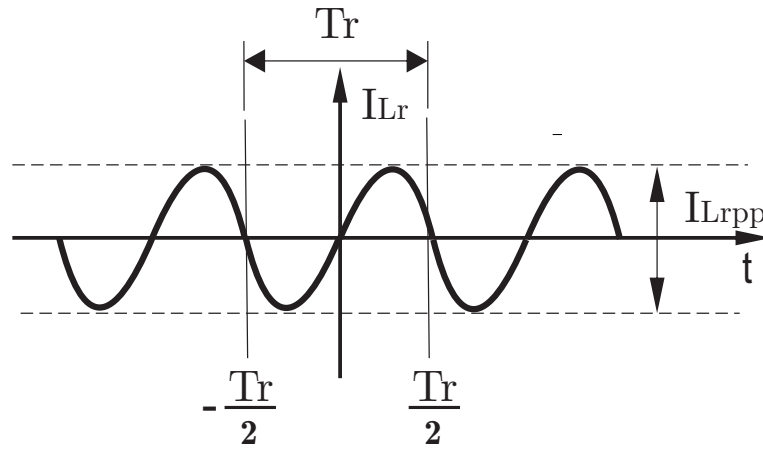


Figura 4.9: Ripple de la corriente de salida, I_{L_r} .

El ripple de corriente pico a pico, provocado por el ripple de salida del convertidor, está expresado en la ecuación (2.3.22), que a los fines de cálculo repetimos:

$$I_{L_{rpp}} = 0,63 \cdot \frac{E_{pp}}{R_L} \cdot \frac{\omega_F \cdot \omega_L}{\omega_r^2} = 0,63 \cdot \frac{E_{pp}}{R_L} \cdot \frac{f_F \cdot f_L}{f_r^2} \quad (4.4.29)$$

Donde la tensión de ripple pico a pico E_{pp} , a la salida del puente a tiristores es, (ver capítulo 2, Sección 2.5):

$$E_{pp} = \gamma E_{MAX} \quad (4.4.30)$$

E_{MAX} es el valor pico de la tensión de alterna a la entrada del puente y γ es el porcentaje del ripple asociado a la salida del convertidor en función del ángulo de disparo α . Reemplazando el valor del ripple E_{pp} en (4.4.29) resulta:

$$I_{L_{rpp}} = 0,63 \cdot \frac{\gamma \cdot E_{MAX}}{R_L} \cdot \frac{\omega_F}{\omega_r} \cdot \frac{\omega_L}{\omega_r} = 0,63 \cdot \frac{\gamma \cdot E_{MAX}}{R_L} \cdot \frac{f_F \cdot f_L}{f_r^2} \quad (4.4.31)$$

4.4.4. Valor admisible de la corriente, $I_{L_{rpp}}$, de carga, debido a la tensión de ripple V_{P_r} a la salida del convertidor

Normalmente, se especifica que el valor pico a pico del ripple de corriente, $I_{L_{rpp}}$, relativo a su valor nominal, $\frac{I_{L_{rpp}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}}$, se mantenga debajo de un límite máximo, M_r , expresado en partes por millón, $[ppm]$, o sea:

$$\frac{I_{L_{rpp}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \leq M_r = 10 [ppm] \quad (4.4.32)$$

Por lo tanto:

$$\frac{I_{L_{rpp}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = 0,63 \cdot \frac{\gamma \cdot E_{MAX} \cdot 10^6}{R_L \cdot I_{L_{NOM}}} \cdot \frac{\omega_F \cdot \omega_L}{\omega_r^2} = 0,63 \cdot \frac{\gamma \cdot E_{MAX} \cdot 10^6}{R_L \cdot I_{L_{NOM}}} \cdot \frac{f_F \cdot f_L}{f_r^2} \leq M_r [ppm] \quad (4.4.33)$$

Vemos en [4.4.33](#), que el ripple es atenuado principalmente por la relación entre el producto de las frecuencias características de la carga y el filtro pasivo, $f_L \cdot f_F$, con respecto al producto del cuadrado de la frecuencia de primera armónica del ripple y la resistencia de carga, $R_L \cdot f_r^2$.

En muchas aplicaciones el uso de un filtro pasivo junto con la carga y los lazos de realimentación de tensión y corriente son suficientes para cumplir las especificaciones, sobretodo cuando la carga es fuertemente inductiva. Cuando esto no es así, es necesario aumentar el ancho de banda del lazo tensión ω_V , siendo ésta la única variable, como se desprende de la ecuación [\(4.4.27\)](#).

Dado que, el convertidor principal está limitado a $\omega_V \leq \frac{\omega_r}{4}$, es necesario un Filtro Activo de alta velocidad que extienda el ancho de banda de éste lazo para cumplir con las especificaciones de ripple y variaciones rápidas residuales en la corriente de carga.

4.5. Conclusiones del Capítulo [4](#)

En éste capítulo se presentaron las características principales de las fuentes de los aceleradores de partículas, sus lazos de tensión y corriente así como el efecto de las perturbaciones externas en la variables de salida. Es decir, sobre la tensión V_L y la corriente I_L .

Se caracterizaron los efectos del ripple y de la perturbación de tipo escalón en la corriente de salida, relacionándolos con las especificaciones permitidas. Cuando

estas especificaciones son satisfechas, la estructura de lazos presentada es suficiente. En caso contrario es necesario el agregado de un filtrado adicional, generalmente del tipo Activo, con el objetivo de aumentar el ancho de banda ω_V del lazo de tensión

En el proximo capítulo se analizará, éste caso particular y se presentará un nuevo tipo particular de Filtrado Activo que denominamos Filtro Activo Híbrido HAF por (**H**ybrid **A**ctive **F**ilter).

Capítulo 5

Control con Filtro Activo Híbrido

5.1. Introducción

Cuando el control de doble lazo, más la atenuación del filtro pasivo y la carga no son suficientes para alcanzar la precisión, una solución posible es modificar el lazo de tensión a fin de aumentar su ancho de banda. En este sentido se puede incorporar un filtro activo que cubra la banda de frecuencias que va desde la frecuencia de corte del convertidor de potencia ω_{TH} , hasta la frecuencia máxima necesaria ω_V . De esta forma se logra reducir el ripple residual y las perturbaciones rápidas de la tensión de alimentación, en la corriente de carga.

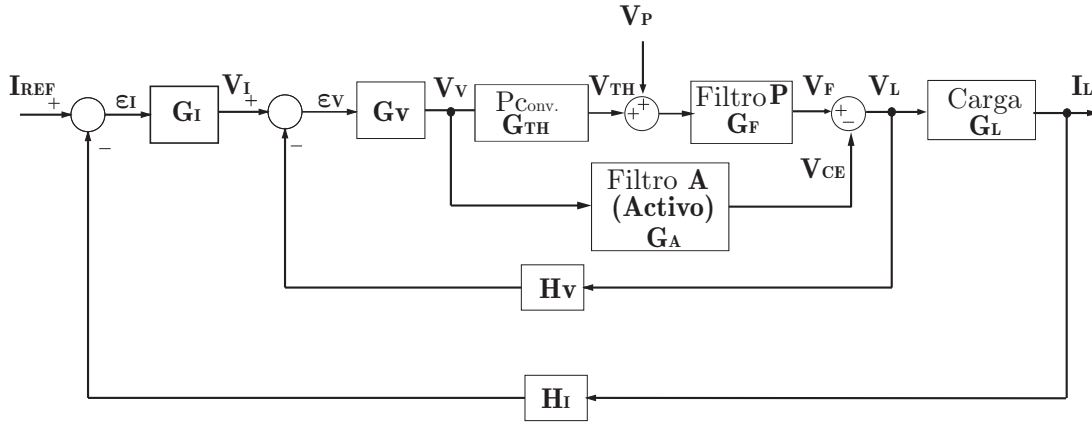


Figura 5.1: Diagrama en bloque con la inclusión de un Filtro Activo.

Lo que visto en conjunto equivale a un lazo de tensión interno al de corriente de ancho de banda extendido, ver diagrama de bloques en la Figura 5.1. El filtro activo serie se opone a las fluctuaciones de la tensión de salida con un ancho de banda mayor al de la alimentación principal.

Sin embargo, un filtro activo en serie debe conducir la corriente nominal y debe soportar la tensión nominal en los transitorios, además de disipar una potencia considerable. Por ejemplo, para el caso de las fuentes del acelerador del *ESRF* que requieren una precisión total relativa M_t de 20 ppm manejando tensiones del orden del KV y corrientes del orden del KA, como se verá a continuación, esta variante es excluyente.

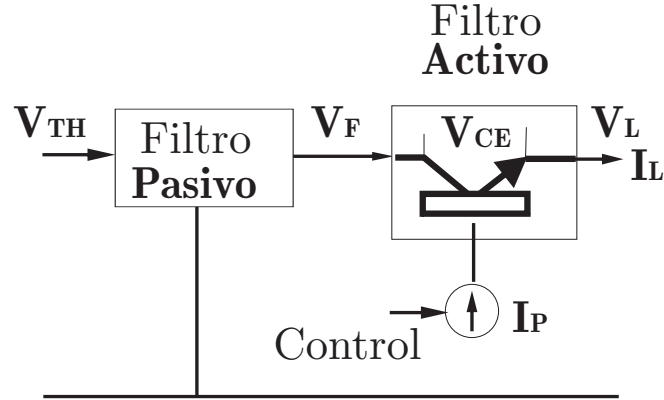


Figura 5.2: Diagrama funcional de los montajes de filtros activos tipo SERIE.

5.1.1. Potencia disipada en un filtro activo serie

Sea un filtro activo serie, Figura 5.2, donde:

- V_{CE} es la tensión entre terminales del Filtro Activo
- E_{pp} es la tensión de ripple máxima pico a pico en el Filtro Activo
- v_{ac} es la tensión de corriente alterna en el Filtro Activo
- v_{dc} es la tensión de corriente continua en el Filtro Activo
- f_r es la frecuencia del ripple
- P_{cc} es la potencia de continua en el Filtro Activo
- P_{ef} es la potencia media debido a la corriente alterna en el Filtro Activo
- P es la potencia total en el Filtro Activo
- ω_F es el del Filtro pasivo

La potencia instantánea disipada en el filtro activo es:

$$p_i = v_{ce} \cdot i_L \quad (5.1.1)$$

Como:

$$v_{ce} = (V_{CE} + v_{ac}) \quad (5.1.2)$$

y

$$i_L = I_L = \text{Constante} \quad (5.1.3)$$

$$p_i = (V_{CE} + v_{ac}) \cdot I_L \quad (5.1.4)$$

Se tiene que la potencia media disipada en el filtro activo es:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_i \cdot d\omega t = V_{CE} \cdot I_L + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ac} \cdot I_L \cdot d\omega t \quad (5.1.5)$$

O sea:

$$\boxed{P = (V_{CE} \cdot I_L)} \quad (5.1.6)$$

Ejemplo: sea la tensión de corriente continua de salida del filtro pasivo V_L de 1000 Volts y la corriente de carga de $I_L = 1000 A$, con un ripple superpuesto de una amplitud $E_{pp} = 30 V$. Si Se utiliza un Filtro Activo, tipo serie, con una tensión pre-regulada Colector Emisor V_{CE} de 70 V, la potencia disipada en el Filtro Activo es:

$$P = (V_{CE} \cdot I_L) = 70 V \cdot 1000 A = 70 KWatts!!! \quad (5.1.7)$$

Si se aísla el filtro activo de los valores estáticos y suponiendo que se realiza con un amplificador clase B con resistencia de carga $R_T = 0,5 Ohms$, la potencia disipada por esta topología con las mismas condiciones que el ejemplo anterior sería:

$$P = \left(\frac{V_{MAX}}{2} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot V_{MAX}}{R_T} \right) = \left(\frac{35}{2} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot 35}{0,5} \right) = 2,45 KWatts \quad (5.1.8)$$

Lográndose una reducción de inicial de casi 30 veces. Si además, el amplificador ejerce la acción de control sobre la tensión de salida, en forma aislada, inyectado corriente, la tensión en el punto de inyección solo tendría una tensión alterna residual de más de un orden de magnitud menor, por lo que la potencia en este caso sería del orden de los 700 *Watts*. Lográndose en consecuencia una reducción adicional de 3,3 veces, lo que hace una reducción total de 100 veces en la potencia disipada, es decir dos ordenes de magnitud. Esto debido a la eliminación de la tensión y corriente media en el Filtro Activo y a la acción correctora del mismo Filtro.

Esto se podría lograr con una nueva topología de filtrado activo, es decir el uso de filtros activos híbridos *HAF* (Híbrido Active Filter, Figura 5.3). En esta topología, el filtro activo actúa inyectando corriente en el nodo de unión de la resistencia de amortiguamiento del filtro pasivo R_T y C_F a efectos de atenuar las perturbaciones de alta frecuencia. Esta metodología permite al Filtro Activo operar con valores bajos de tensión y corriente. De esta forma se logra reducir sensiblemente la potencia disipada, obtener mayores anchos de banda y, en consecuencia, mejorar la calidad de la corriente de salida.

A continuación se analiza la potencia disipada en el Filtro Activo. La topología del filtro activo es la propia de un Clase B, como se muestra en la Figura 1.3.

La potencia disipada en el Filtro Activo se puede obtener como la potencia entregada por las fuentes del mismo, $+V_{AUX}$ y $-V_{AUX}$, menos la potencia disipada en la resistencia del filtro pasivo R_{23} .

La corriente que debe entregar el filtro activo es la necesaria para compensar el ripple de tensión en el peor caso. El ripple de tensión cae en la R_{23} del filtro pasivo y supone una corriente necesaria igual al $\frac{V_{Lr}}{R_{23}}$. Esta corriente presenta una forma igual a la del ripple de tensión y su valor pico a pico es igual a $\frac{V_{Lrpp}}{R_{23}}$. Esta

es la corriente que debe entregar el filtro activo.

La potencia entregada por las fuentes $+V_{AUX}$ y $-V_{AUX}$ del filtro activo es igual a la corriente media que entrega cada una de ellas, I_{AUX} multiplicada por V_{AUX} . Por ambas circula el mismo valor medio de corriente y si $R_{23} = 0,5 \text{ Ohms}$ esta es aproximadamente:

$$I_{AUX} = \frac{V_{L_{rpp}} \cdot 0,128}{R_{23}} = V_{L_{rpp}} \cdot 0,24 \quad (5.1.9)$$

De esta forma si se tiene $V_{AUX} = 60 \text{ V}$, la potencia disipada en el Filtro Activo, P_{FA} es:

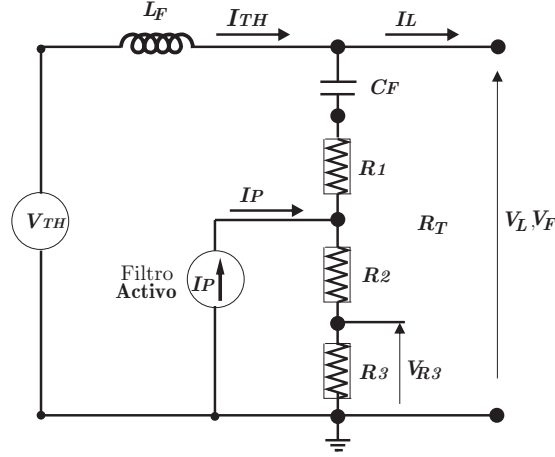
$$P_{FA} = 2 \cdot 60 \text{ V} \cdot V_{L_{rpp}} \cdot 0,24 = 720 \text{ W} \quad (5.1.10)$$

Ya que la potencia disipada en la R_{23} es prácticamente nula (justamente se quiere lograr una tensión nula en R_{23} , lo que implica un ripple casi nulo en V_L).

Además, en cuanto a la potencia, la anulación de la potencia disipada en la R_{23} trae como ventajas importantes la mejora del rendimiento general de la fuente y, además, la reducción de las especificaciones de potencia de la propia R_{23} . Esto en contraste con lo que ocurre sin filtro activo donde la potencia disipada en R_{23} está en los 625 W para un $V_{L_{rpp}}$ de 25 V .

5.2. Transferencia del Filtro Activo Híbrido

En la Figura [5.3](#), se observa que la tensión de V_L resulta de la contribución de la tensión filtrada V_{TH} , proveniente del convertidor de potencia, más la que genera la corriente I_P a través del circuito de inyección. Como estas contribuciones no son independientes, la transferencia total del del Filtro Activo Híbrido, que forma parte del lazo de tensión, surge de la suma de las transferencias de cada una de estas contribuciones .

Figura 5.3: Diagrama simplificado del Filtro Activo Híbrido *HAF*.

En primer lugar se analizará el resultado de dos transferencias $A(s)$ y $B(s)$ en cascada para compararlo con el comportamiento cuando están en paralelo.

Sean: $A(s) = A_1 \cdot e^{j\phi_A}$ y $B(s) = B_1 \cdot e^{j\phi_B}$, la ecuación de transferencia en cascada resultante, $C_c(s)$, Figura 5.4 parte superior, es:

$$C_c(s) = A(s) \cdot B(s) = A_1 \cdot B_1 \cdot e^{j(\phi_A + \phi_B)} \quad (5.2.1)$$

O sea, el producto de los módulos y la suma de las fases.

Si, en cambio, las transferencias se suman, como en caso del Filtro Activo *HAF*, Figura 5.4 parte inferior, la transferencia del conjunto $C_+(s)$ surge como la suma vectorial de las transferencias, es decir:

$$C_+(s) = A(s) + B(s) = A_1 \cdot e^{j\phi_A} + B_1 \cdot e^{j\phi_B} \quad (5.2.2)$$

En esta caso se puede considerar que si el módulo de una transferencia es mucho mayor que el de la otra, el módulo y fase de la transferencia suma, será aproximadamente igual en módulo y fase a la mayor (vectores negros en la Figura 5.4).

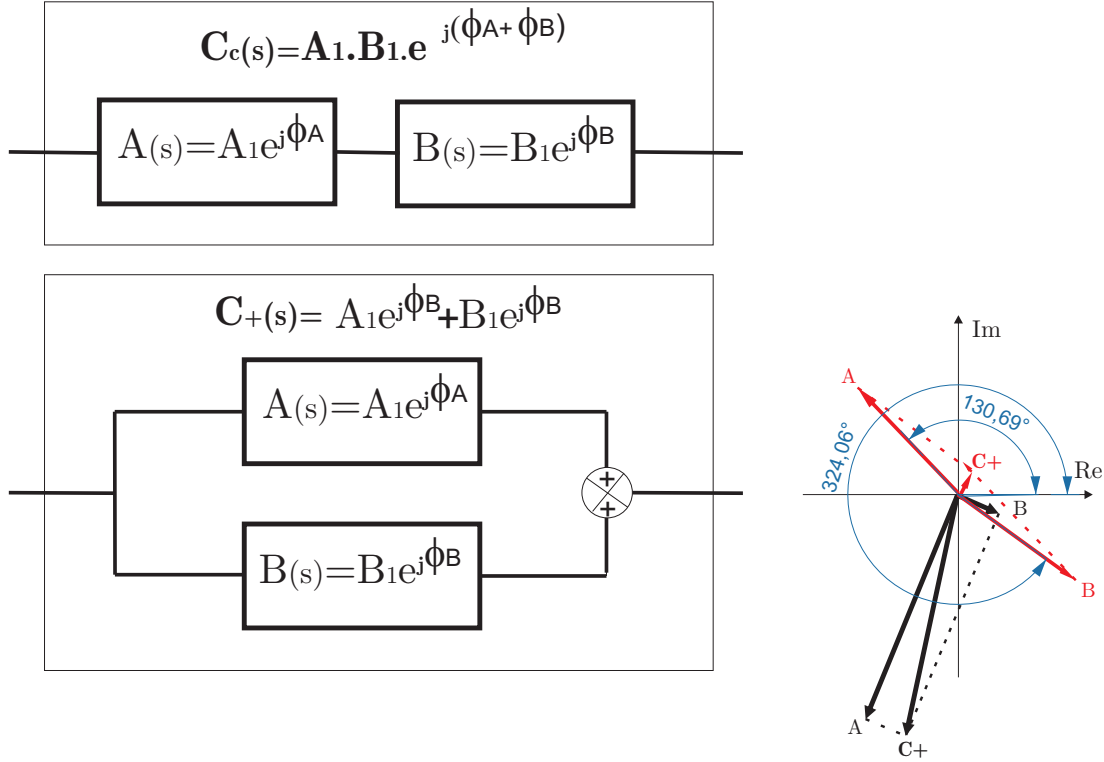


Figura 5.4: Diferencias entre la transferencia resultante de bloques en serie, a la de bloques en adición.

Por otra parte, cuando ambas transferencias son similares en módulo pueden generar una módulo que vale entre 0 y 2 veces el módulo de cada una, con una fase muy diferente a las de cada de transferencia (vectores rojos en Figura 5.4).

Esta situación puede dar lugar a una transferencia del conjunto con características de no mínima fase, lo que debe ser tenido en cuenta al incluirlas dentro del lazo de control de tensión.

Cuando las transferencias se cruzan, en el punto de cruce, se tiene la condición de igualdad de módulos a la misma frecuencia (la frecuencia a la que ocurre tal condición se define como frecuencia de cruce, ω_{CRU}). Si además, los módulos están en contrafase, se produce un cero de transmisión, que puede llevar a la saturación a alguna de las dos transferencias o a una oscilación interna entre las mismas a una frecuencia proxima a ω_{CRU} .

Para evitar ambos problemas, la variación de fase entre ambas transferencias no debe superar nunca los -135° .

En la Figura 5.5, se observa el módulo y la fase de una la transferencia $A_1(s)$, conjuntamente con la de tres transferencias, $B_1(s)$, $B_2(s)$ y $B_3(s)$, estas últimas difieren entre sí sólo en una constante. Se observan también los puntos de cruce ω_{CRU_i} , entre la transferencia $A_1(s)$ y las transferencias $B_i(s)$.

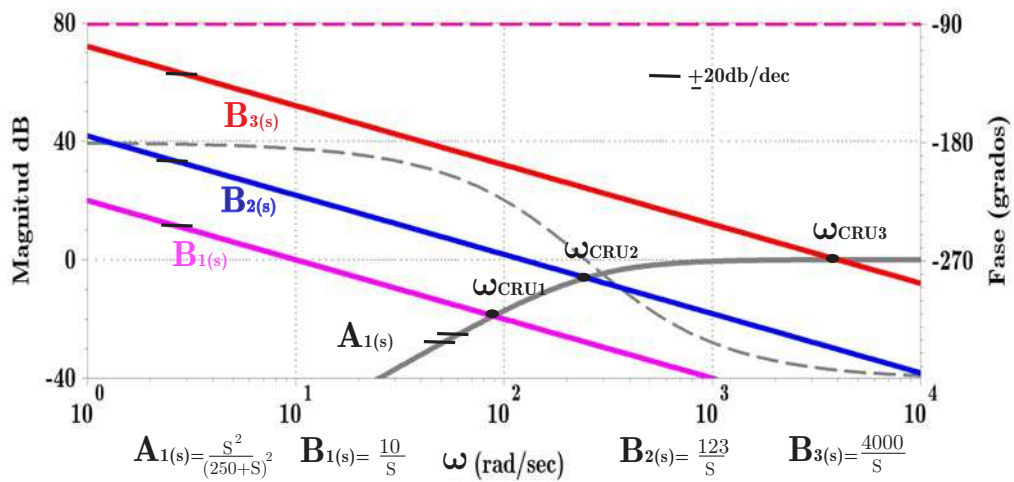


Figura 5.5: Bode de las transferencias independientes.

La Figura 5.6, muestra los tres diagrama de Bode resultante de las transferencias en cascada para los tres casos analizados.

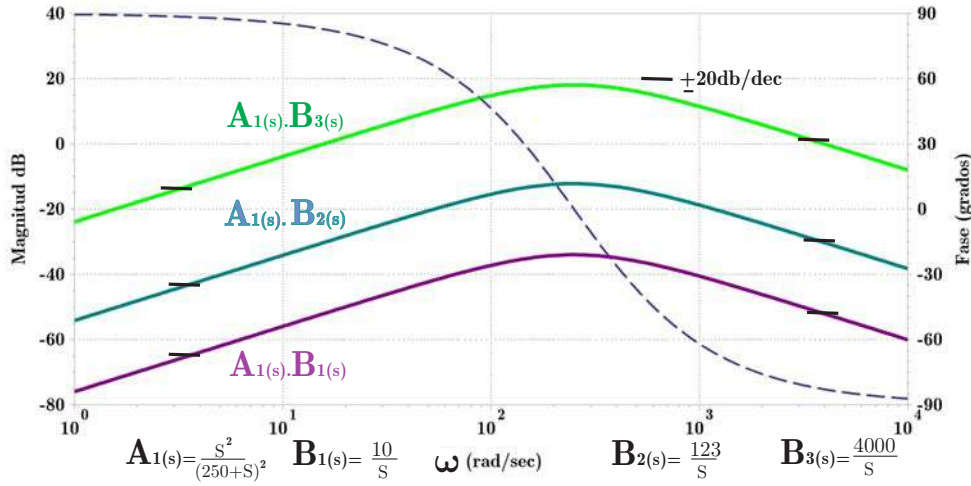


Figura 5.6: Bode de la transferencia resultante de dos bloques en cascada para tres casos diferentes de R_{23} .

Vemos que las transferencias resultantes del producto de los bloques tienen la misma variación de fase y los Bodes de amplitud tienen la misma forma pero difieren en la constante, de tal forma que se cumple:

$$A_1(s) \cdot B_1(s) = K_{B_2} \cdot A_1(s) \cdot B_2(s) = K_{B_3} \cdot A_1(s) \cdot B_3(s) \quad (5.2.3)$$

Si tomamos las mismas tres transferencias $B_i(s)$ de la Figura 5.5, con las mismas frecuencias de cruce, ω_{CRU_1} , ω_{CRU_2} y ω_{CRU_3} , con la transferencia $A_1(s)$ y representemos las tres transferencias resultantes en suma, $C_{+i}(s)$, curvas en violeta, azul y roja, Figura 5.7, podemos analizar las diferencias.

Vemos, contrariamente al caso de bloques en cascada, que las transferencias resultantes no tienen las mismas características, ni en amplitud ni en fase. Analizando caso por caso tenemos:

- Caso 1: $A_1(s) + B_1(s)$, curva violeta a frecuencias alejadas del punto de cruce prevalece la mayor. En cambio en el punto de cruce existe una reducción de la amplitud consecuencia de haberse producido ω_{CRU_1} antes del polo

doble de $A_1(s)$, la fase parte de -90° llegando a -360° pasando por -270° . Relacionándola con su Bode se observa que dió como resultado un sistema de no mínima fase.

- Caso 2: $A_1(s) + B_2(s)$, curva azul, aquí también, a frecuencias alejadas del punto de cruce prevalece siempre la mayor de las dos transferencias. Pero, en cambio, en el punto de cruce existe un cero de transferencia consecuencia de haberse producido ω_{CRU_2} a una frecuencia donde la fase de $A_1(s)$ es igual pero de signo contrario a la de $B_2(s)$ (contrafase), la fase parte de -90° llegando a -360° pasando por -270° , en forma abrupta. En cuanto al Bode dió como resultado también un sistema de no mínima fase y un cero de transferencia indeseado.
- Caso 3: $A_1(s) + B_3(s)$, curva roja. En este caso, la transferencia resultante es siempre la mayor de las dos transferencias que se suman con una rotación de fase que va de de -90° a 0° , totalmente compatible con el Bode de amplitud (sistema de mínima fase).

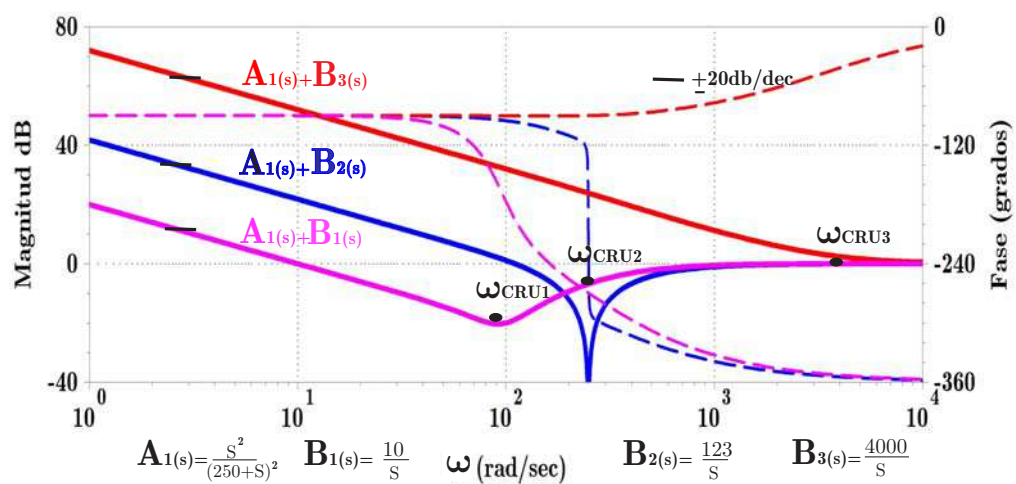


Figura 5.7: Bode de la transferencia resultante de dos bloques en suma para tres casos diferentes de ω_{CRU} .

Como se puede apreciar las transferencias resultantes de la suma de transferencias son fuertemente dependientes de la frecuencia de cruce de las mismas. Está claro, para el ejemplo anterior, que las frecuencias de cruce que evitan los problemas antes enunciados son aquellas superiores a ω_{CRU_2} .

Teniendo esto en mente, se puede ahora analizar la transferencia del Filtro Activo Híbrido, con el objetivo de encontrar la estrategia que permita definir la frecuencia de cruce ω_{CRU} más adecuada.

5.2.1. Identificación de bloques

En esta subsección se deducen las transferencias de los bloques que componen los Filtros Activos Híbridos, con el fin de obtener la relación entre V_{TH} , la corriente I_P y la tensión de salida V_L .

En la Figura 5.8, se muestra el Filtro Pasivo, el generador de tensión equivalente del convertidor a tiristores V_{TH} y el generador de corriente equivalente del Filtro Activo I_P .

R_T es la resistencia necesaria par tener un amortiguamiento con $\xi = 0,5$ en el filtro pasivo, siendo $R_T = R_1 + R_2 + R_3$. Para evitar un cero indeseado de transferencia de I_p hacia V_{R3} a la frecuencia de resonancia del filtro pasivo, ω_F , la corriente I_P se inyecta entre R_1 y R_2 como se ve en la Figura 5.8.

El filtro activo, tiene por objetivo anular prácticamente las perturbaciones en V_L , para ello sobre la resistencia $R_{23} = R_2 + R_3$ la tensión deberá ser cero, logrando así, el doble propósito de controlar la tensión de salida V_L y asegurar un valor medio nulo sobre R_T .

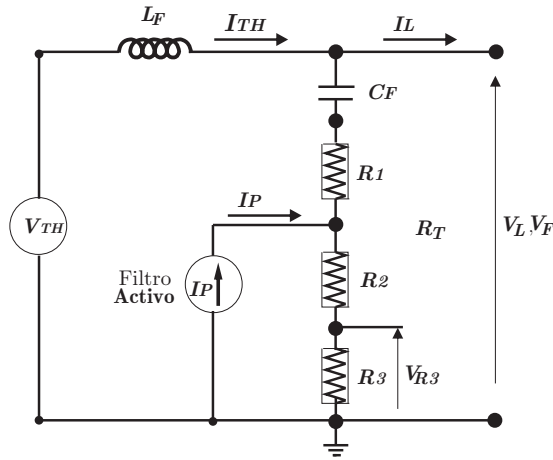


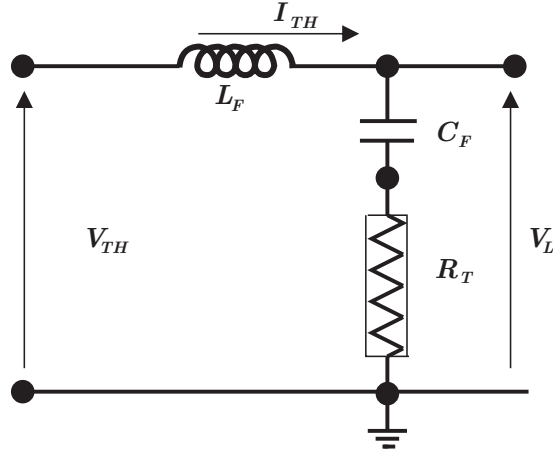
Figura 5.8: Diagrama simplificado Filtro Activo Híbrido.

5.2.2. Expresiones de V_L y V_{R_3} en función de I_P y V_{TH}

Teniendo en cuenta que el circuito a analizar es lineal, Figura 5.8, y que la impedancia de la carga, Z_L , es mucho mayor que la impedancia formada por la serie de C_F y R_T , podemos aplicar el principio de superposición para obtener las expresiones de V_L y V_{R_3} en función de I_P y V_{TH} .

5.2.3. Para $I_P = 0$

El circuito de la Figura 5.8, se reduce al filtro pasivo de la Figura 5.9. Analicemos las relaciones entre tensiones y corrientes bajo estas condiciones:

Figura 5.9: Filtro Pasivo LCR .

$$(I_{TH})_{I_P=0} = \frac{V_{TH}}{sL_F + \frac{1}{sC_F} + R_T} = V_{TH} \cdot G_{FA} \quad (5.2.4)$$

donde,

$$G_{FA} = \frac{sC_F}{s^2L_FC_F + sC_FR_T + 1} = \frac{sC_F}{D_{N0}} \quad (5.2.5)$$

Con

$$D_{N0} = s^2L_FC_F + sC_FR_T + 1 \quad (5.2.6)$$

$$(V_{R3})_{I_P=0} = R_3 \cdot I_{TH} = \frac{V_{TH} \cdot R_3 \cdot sC_F}{s^2L_FC_F + sC_FR_T + 1} \quad (5.2.7)$$

Es decir,

$$(V_{R3})_{I_P=0} = \frac{V_{TH} \cdot R_3 \cdot sC_F}{D_{N0}} \quad (5.2.8)$$

Por otra parte la contribución de V_{TH} a V_L cuando $I_P = 0$, es:

$$(V_L)_{I_P=0} = I_{TH} \cdot \left(\frac{1}{sC_F} + R_T \right) \quad (5.2.9)$$

$$(V_L)_{I_P=0} = V_{TH} \cdot \frac{(1 + sC_F \cdot R_T)}{D_{N0}} = V_{TH} \cdot G_F \quad (5.2.10)$$

Con

$$G_F = \frac{(1 + sC_F \cdot R_T)}{D_{N0}} \quad (5.2.11)$$

Siendo G_F la transferencia del Filtro Pasivo, representada en diagrama de Bode en la Figura 5.10, para el amortiguamiento $\xi = 0,5$.

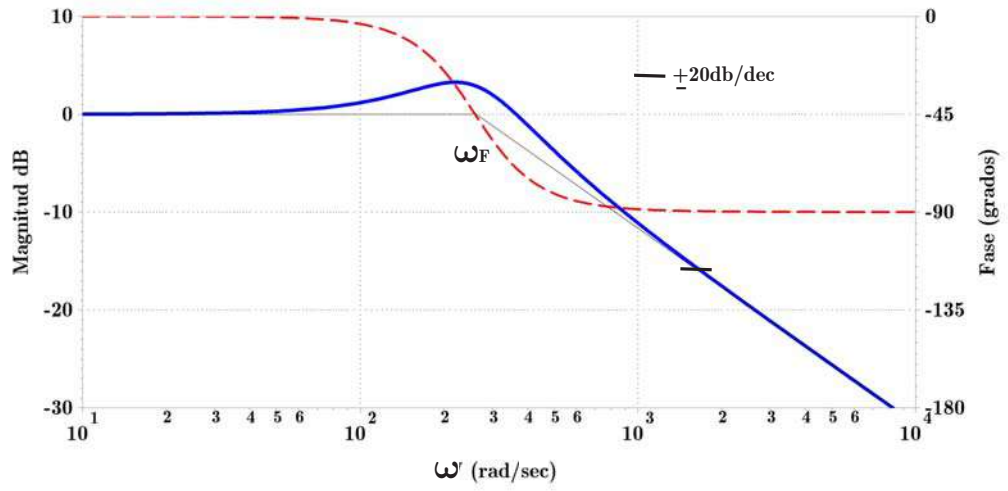


Figura 5.10: Bode del Filtro Pasivo LCR .

Se observa que, si bien el Filtro Pasivo es un sistema de segundo orden, desde el punto de vista de la atenuación del ripple y sus armónicos, al estar fuertemente amortiguado, puede ser aproximado a un sistema de primer orden con un polo simple en ω_F , cuya ecuación es:

$$G_F \approx \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)} \quad (5.2.12)$$

A partir de las ecuaciones, (5.2.5) y (5.2.10), sabiendo que además se cumple que:

$$G_F = \frac{V_L}{V_{TH}} = \frac{I_{TH}}{V_{TH}} \cdot \frac{V_L}{I_{TH}} = G_{FA} \cdot G_{FB} \quad (5.2.13)$$

En consecuencia resulta, G_{FB} , igual a:

$$G_{FB} = \frac{(1 + sC_F R_T)}{sC_F} \quad (5.2.14)$$

5.2.4. Para $V_{TH} = 0$

El circuito de la Figura 5.8, para $V_{TH} = 0$, se transforma en el de la figura 5.11.

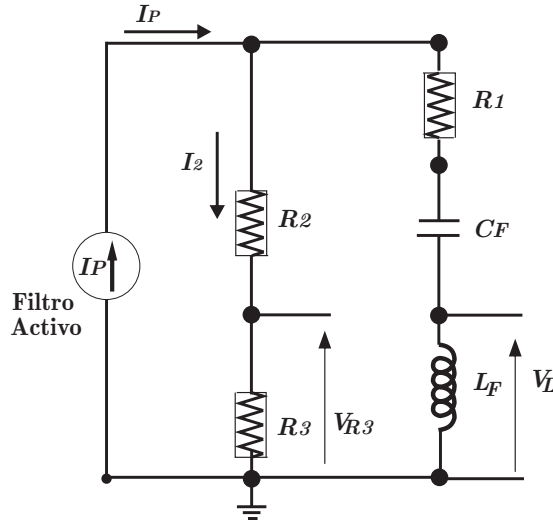


Figura 5.11: Contribución de I_P a V_{R3} y a V_L , cuando $V_{TH} = 0$.

La contribución de I_P a V_{R3} , se obtiene de la siguiente ecuación,

$$(I_2)_{V_{TH}=0} = I_P \cdot \frac{\frac{1}{sC_F} + sL_F + R_1}{\frac{1}{sC_F} + sL_F + R_1 + R_2 + R_3} = I_P \cdot \frac{s^2 L_F C_F + sC_F R_1 + 1}{s^2 L_F C_F + sC_F R_T + 1} = I_P \cdot \frac{D_{N1}}{D_{N0}} \quad (5.2.15)$$

Con

$$\boxed{D_{N1} = s^2 L_F C_F + s C_F R_1 + 1} \quad (5.2.16)$$

y por lo tanto,

$$(V_{R3})_{V_{TH}=0} = R_3 \cdot (I_2)_{V_{TH}=0} = R_3 \cdot I_P \cdot \frac{D_{N1}}{D_{N0}} \quad (5.2.17)$$

$$\boxed{(V_{R3})_{V_{TH}=0} = R_3 \cdot I_P \cdot \frac{D_{N1}}{D_{N0}}} \quad (5.2.18)$$

A esta altura es importante analizar el cociente $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$. Este tiene una ganancia unitaria a todas las frecuencias salvo en la cercanías de la frecuencia del filtro pasivo ω_F , donde se produce una atenuación abrupta dependiente de la relación entre R_1 y R_{23} . En la Figura 5.12 se grafica el Bode de $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ para $\frac{R_1}{R_{23}} = 0, 1$.

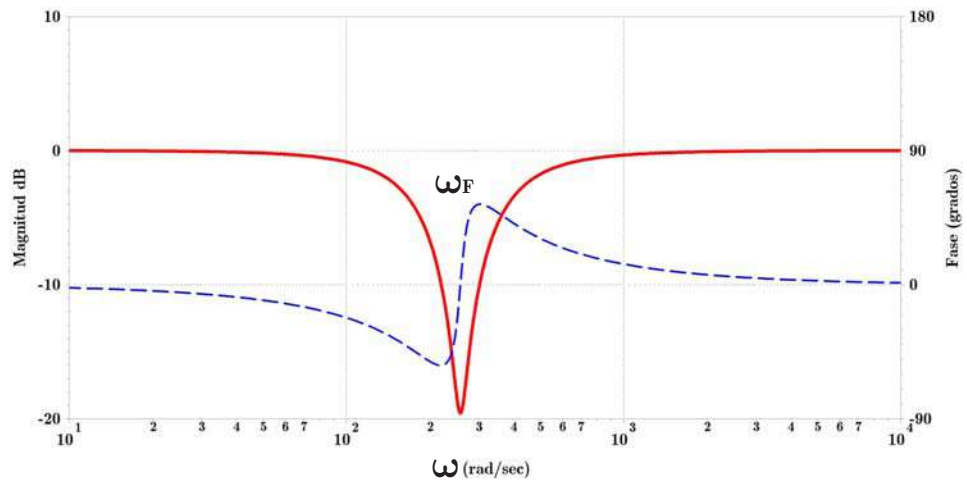


Figura 5.12: Diagrama de bode de la relación $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ para $\frac{R_1}{R_{23}} = 0, 1$

En cuanto a la contribución de I_P a V_L cuando $V_{TH} = 0$ es:

$$(V_L)_{V_{TH}=0} = \frac{I_P}{\left(\frac{1}{sL_F + \frac{1}{sC_F} + R_1} + \frac{1}{R_2 + R_3} \right)} \cdot \frac{sL_F}{\left(sL_F + \frac{1}{sC_F} + R_1 \right)} \quad (5.2.19)$$

$$(V_L)_{V_{TH}=0} = \frac{I_P \cdot s^2 L_F C_F (R_2 + R_3)}{D_{N0}} = I_P \cdot G_{INY} \cdot (R_2 + R_3) = I_P \cdot G_{INY} \cdot R_{23} \quad (5.2.20)$$

con G_{INY} igual a:

$$G_{INY} = \frac{s^2 L_F C_F}{D_{N0}} \quad (5.2.21)$$

La Figura 5.13 muestra el diagrama de Bode de la transferencia de Inyección $G_{INY} \cdot R_{23}$.

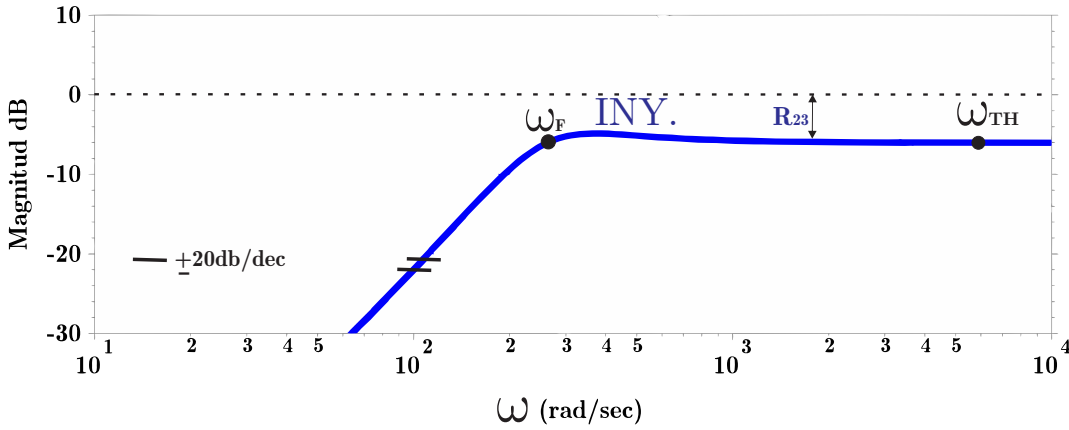


Figura 5.13: Características del circuito de inyección.

Como se muestra, esta transferencia tiene un cero doble en el origen y un polo doble en ω_F , y una ganancia constante igual a R_{23} a altas frecuencias.

Aplicando el principio de superposición a partir de V_{TH} y I_P y las ecuaciones, (5.2.8), (5.2.10), (5.2.18) y (5.2.20), se obtienen las ecuaciones de V_L y V_{R3} , de tal forma que:

$$V_L = (V_L)_{V_{TH}=0} + (V_L)_{I_P=0} \quad (5.2.22)$$

$$V_{R3} = (V_{R3})_{V_{TH}=0} + (V_{R3})_{I_P=0} \quad (5.2.23)$$

La tensión V_{TH} se obtiene a la salida del convertidor a tiristores el que debe poder funcionar aún con los lazos de tensión y corriente principales abiertos para el arranque o el mantenimiento a través de una referencia fija V_{ref} . Por este motivo es necesario incorporar un tercer lazo auxiliar. Este lazo impone restricciones a los otros lazos por lo que lo trataremos en forma independiente.

5.2.5. Lazo Tiristor

El Lazo Tiristor esta formado por el filtro pasivo de transferencia G_F , el Puen-
te de Tiristores G_{TH} , la realimentación de tensión de salida K_V y una constante
de ajuste K_{TH} , Figura 5.14.

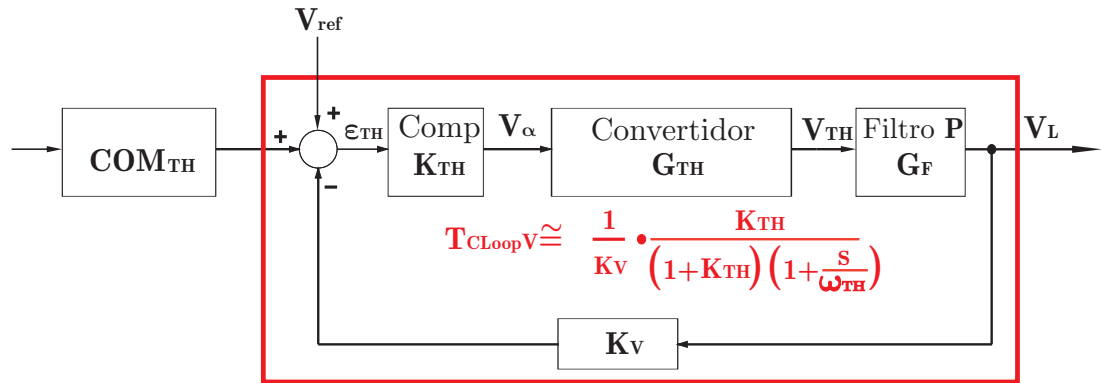


Figura 5.14: Diagrama Bloque del lazo tiristor

La frecuencia de corte de lazo abierto del lazo tiristor f_{TH} no puede ser mayor que el máximo teórico-practico $f_{TH_{MAX}} = \frac{f_r}{4}$, que para el caso de $p = 12$ el valor máximo es de 150 Hz .

En cuanto al convertidor, se ha aproximado la transferencia a la de un retardo puro, Sección [2.5.2](#), por lo que $G_{TH}(s)$ se modela como una constante G_{TH} con una fase lineal con la frecuencia propia de un retardo puro. A la frecuencia límite $f_{TH_{Max}}$, la contribución de fase del convertidor es de -45° .

Este lazo cerrado es un lazo interno al lazo de tensión y está solo a los efectos del arranque en modo tiristor, con los lazos de tensión y corriente abiertos. Por lo que su estructura debe ser lo más simple posible, por ello con solo agregar una ganancia, a través del compensador K_{TH} , es suficiente. El polo del Filtro Pasivo más esta constante permiten alcanzar la frecuencia de corte ω_{TH} deseada .

En consecuencia, la transferencia de lazo abierto del lazo tiristor, $T_{OLoopTH}$, es:

$$T_{OLoopTH} = K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V \quad (5.2.24)$$

Para respetar la condición límite en la frecuencia de corte de lazo abierto hay que cumplir con:

$$K_{TH} \cdot K_V \cdot G_{TH} = \frac{\omega_{TH}}{\omega_F} \quad (5.2.25)$$

Como el producto $K_V \cdot G_{TH} = 1$, por normalización, es decir $K_V = \frac{1}{G_{TH}}$, $f_{TH} = 150 \text{ Hz}$ y $f_F = 40 \text{ Hz}$, resulta $K_{TH_{max}} = \frac{\omega_{TH}}{\omega_F} = 3,75$ con $T_{OLoopTH}$ igual a:

$$T_{OLoopTH} = K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V = \frac{\omega_{TH}}{\omega_F} \cdot G_F = 3,75 \cdot G_F \quad (5.2.26)$$

Todo lo anterior esta graficado en la Figura [5.15](#)

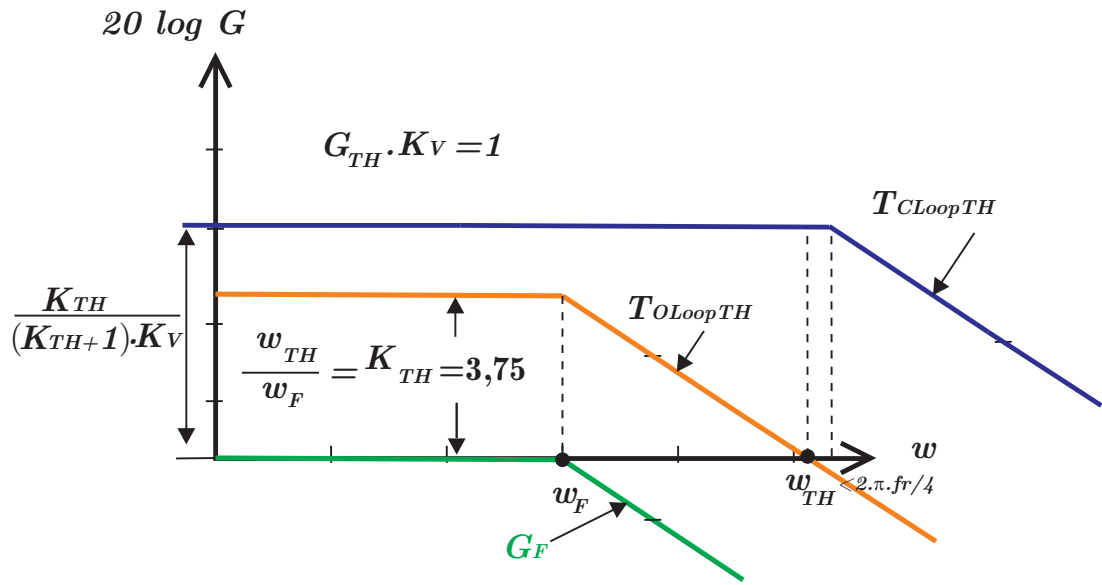


Figura 5.15: Bodes asintóticos del lazo Tiristor.

En la Figura [5.16](#) se muestra el esquema de control completo con este lazo auxiliar de tensión incorporado al circuito del filtro activo.

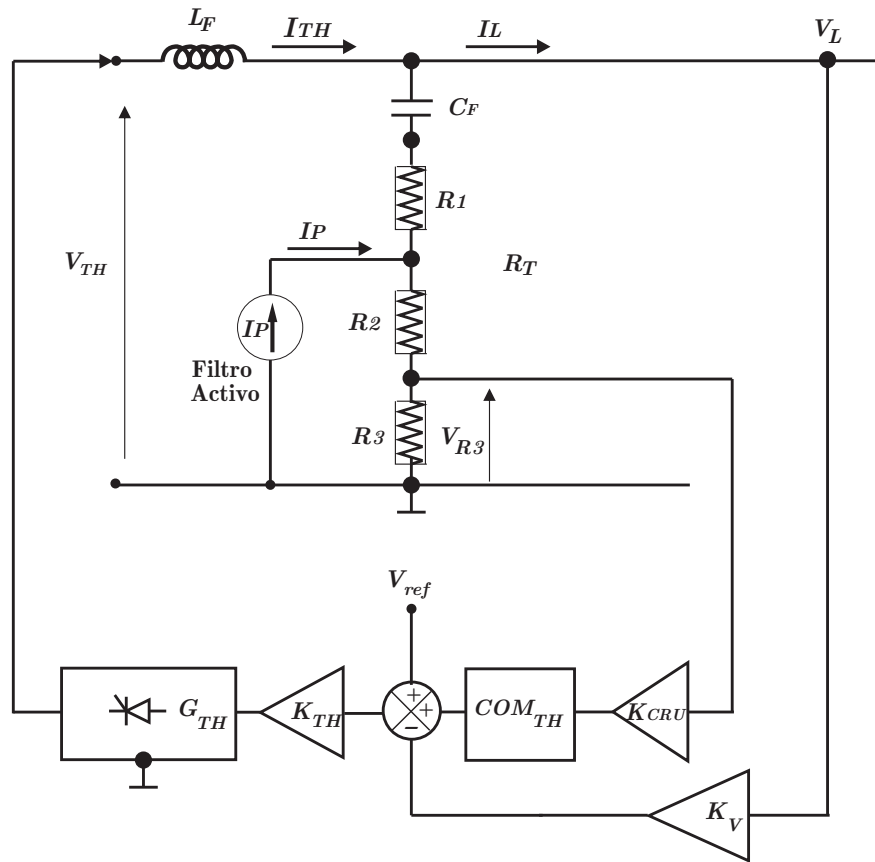


Figura 5.16: Diagrama donde se observa la interrelación del filtro pasivo, el lazo tiristor y el filtro activo con las variables de ajuste K_{TH} y Y .

Vemos que:

- El convertidor se ocupa de la potencia en baja frecuencia y el filtro pasivo es el responsable de reducir el ripple de conversión.
- La corriente I_P provista por el filtro activo debe corregir el ripple residual y las variaciones de alta frecuencia, y controlar el convertidor de potencia a través de V_{R23} .
- El lazo cerrado del bloque tiristor tiene una la frecuencia de corte límite $f_{TH} \leq \frac{f_r}{4}$.

- En el caso de interés, se observó que la transferencia de inyección es tipo pasa-altos con pendiente de $+40 \text{ db/dec}$ hasta la frecuencia ω_F , donde posee un doble polo por lo que, a frecuencias mayores, la transferencia se vuelve una constante relacionada con R_{23} , Figura 5.13.
- El lazo cerrado Tiristor, es tipo cero, (Figura 5.15) , el bloque COM_{TH} , para poder asegurar una corriente nula en R_T , tiene que ser tipo uno, (polo en el origen). Como está en serie con el bloque tiristor y el filtro pasivo de frecuencia ω_F , debe poseer un cero a una frecuencia adecuada para asegurar una buena característica para el cruce de este conjunto con el circuito de inyección. Por lo que, el conjunto $CONV$, formado por el convertidor más el bloque COM_{TH} , debe presentar una característica monotónica de -20 db/dec , con el doble propósito de establecer claramente el punto de cruce y de limitar la variación de fase entre las transferencias que se suman.

Usando las conclusiones de la Sección 5.2, para cumplir con la condición de fase entre ambas características, la frecuencia de cruce ω_{CRU} , en este caso, se debe producir en el rango de frecuencias superiores a ω_F pero inferiores a $\omega_{TH} = \frac{\omega_r}{4}$, debido al límite del convertidor a tiristores, Figura 5.17. Este caso se corresponde con el **Caso 3** de suma de bloques, Sección 5.2.

Por otro lado se descartan los cruces a frecuencias inferiores a ω_F , ya que se estaría sobrecargando al circuito de inyección, desaprovechando el convertidor de potencia y además se produciría una característica de no mínima fase del conjunto, (**Caso 1** de suma de bloques, Sección 5.2).

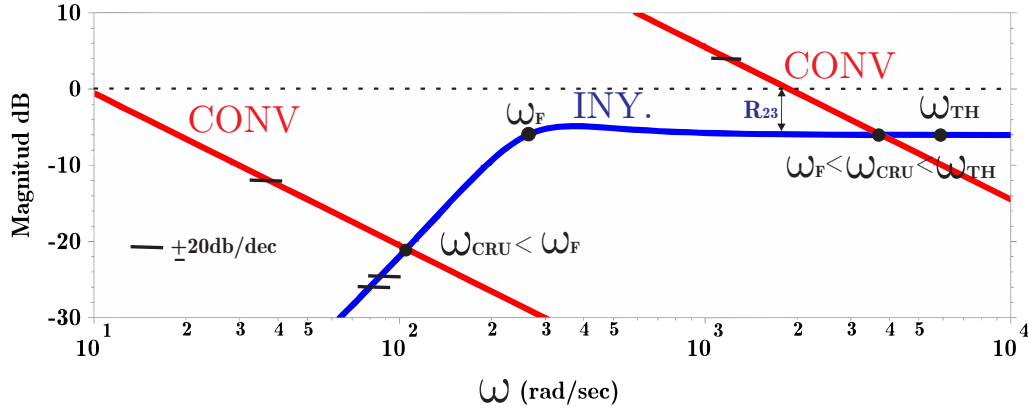


Figura 5.17: Bode representativo de las distintas alternativas de ω_{CRU}

Esta deducción inicial, sin embargo, es conceptual e introductoria, ya que dada la complejidad del Filtro Activo Híbrido es necesario realizar un análisis completo con Diagramas de Flujo para obtener las transferencias reales que se suman así como el resultado de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ una vez elegida la frecuencia de cruce, ω_{CRU} .

5.2.6. Diagrama de Flujo

A partir de los resultados obtenidos de la aplicación del principio de superposición con las transferencias de los circuitos externos que relacionan V_{R3} con V_{TH} y V_L se puede deducir el diagrama de flujo del circuito de la Figura 5.16 lo que permitirá obtener la ecuación de transferencia $\frac{V_L}{I_P}$. Dicho diagrama se muestra en la Figura 5.18.

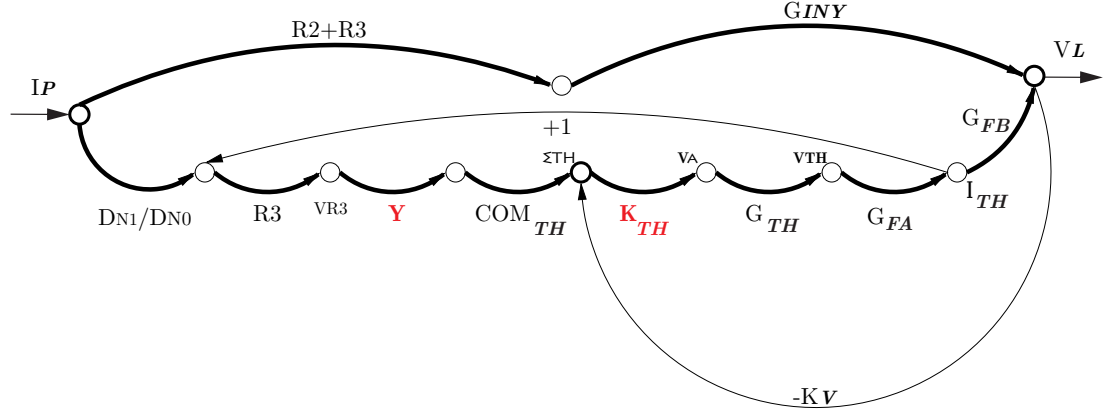


Figura 5.18: Diagrama de flujo.

Como se aprecia en la figura, existen dos caminos directos entre I_P y V_L y dos lazos internos, uno con realimentación negativa (lazo cerrado puente tiristor) y otro con realimentación positiva. Esta última circunstancia hace que el conjunto presente siempre una característica de no mínima fase, lo que aporta una dificultad adicional al diseño del control.

A los efectos de realizar una reagrupación más útil para el diseño se renombrarán los caminos que van entre puntos de suma y/o bifurcación de la siguiente forma, Figura 5.19:

$$A = (R2 + R3) \cdot G_{INY}$$

$$B = \frac{D_{N1}}{D_{N0}}$$

$$C = K \cdot R3 \cdot Y \cdot COM_{TH} = K_{CRU} \cdot COM_{TH}$$

$$E = K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot G_{FA}$$

$$F = G_{FB}$$

$$D = K_V$$

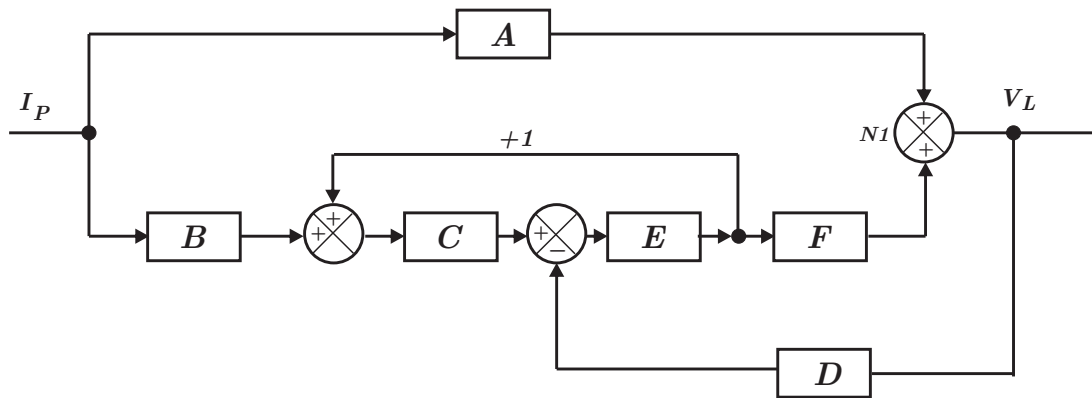


Figura 5.19: Diagrama de Bloques reagrupando las transferencias entre puntos de suma o bifurcación.

De esta manera, operando con los bloques se llega al diagrama de la Figura 5.20, donde se han puesto en claro los bloques que participan de la suma de los dos caminos entre I_P y el nodo auxiliar interno N_1 . Como se observa, se tienen dos bloques de no mínima fase identificados por el signo menos en el denominador, consecuencia del lazo interno unitario con realimentación positiva.

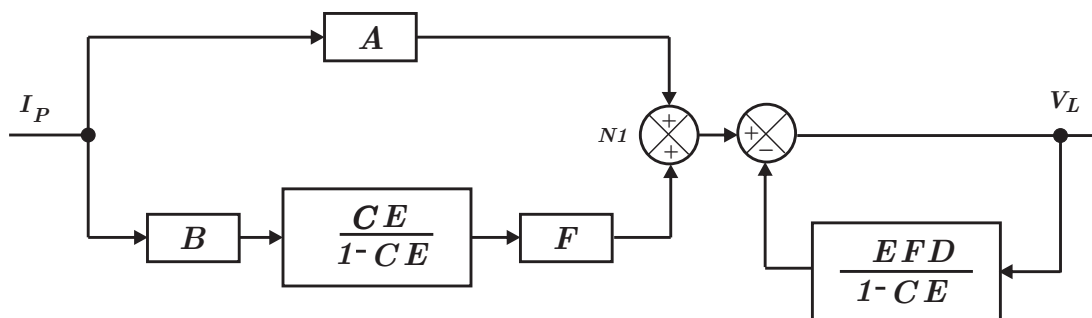


Figura 5.20: Diagrama de Bloques .

De este gráfico se concluye que en el nodo N_1 se suman la transferencia A , (circuito de inyección con dos polos en el origen y dos ceros en ω_F) y la compuesta por los

bloques en cascada, B y el conjunto que representa al convertidor de tiristores, modificado por el bloque de realimentación unitaria positiva $\frac{C \cdot E \cdot F}{1 - C \cdot E}$.

El bloque $B = \frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ tiene ganancia uno en todo el rango de frecuencias salvo en las cercanías de ω_F , donde presenta un notch consecuencia de su resonancia, Figura 5.12.

Este hecho modifica sensiblemente el encuentro de las dos transferencias que se suman, apareciendo dos cruces indeseados alrededor de ω_F , uno a una frecuencia levemente inferior otro a una frecuencia levemente superior a esta, además del cruce deseado comprendido entre $\omega_F < \omega_{CRU} < \omega_{TH}$, (Figura 5.21).

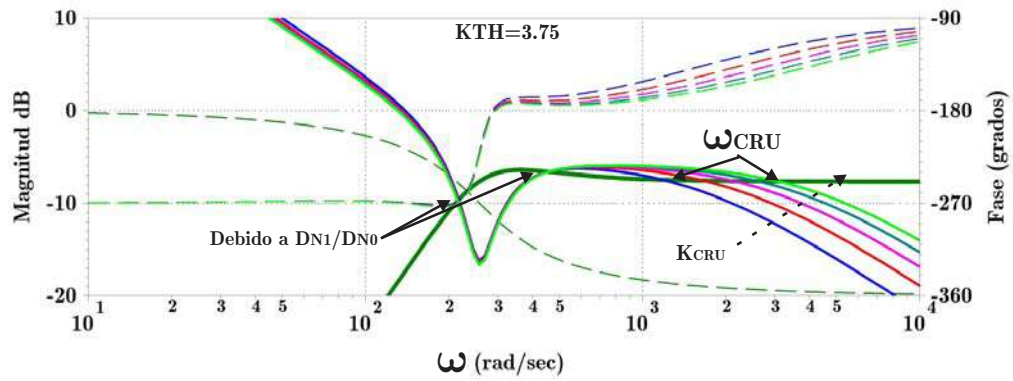


Figura 5.21: Cruce de transferencias de las dos ramas del nodo N1 para distintos valores de K_{CRU} .

Para evaluar las consecuencias de este problema se aplican las reglas de Mason al diagrama en bloques de la Figura 5.20, con lo que se obtiene:

$$\frac{V_L}{I_P} = \frac{A + \left(B \cdot \frac{C \cdot E}{(1 - C \cdot E)} \cdot F \right)}{\left(1 + \frac{E \cdot F \cdot D}{(1 - C \cdot E)} \right)} = \frac{A \cdot (1 - C \cdot E) + B \cdot C \cdot E \cdot F}{1 - C \cdot E + E \cdot F \cdot D} \quad (5.2.27)$$

Reemplazando los valores de A, B, C, D, E y F , sustituyendo los términos de la ecuación resultante por sus expresiones y eliminando los denominadores del

Numerador (NUM) y del Denominador (DEN) de tal forma de expresar el resultado como un cociente de polinomios $\frac{P(s)}{Q(s)}$, se llega a:

$$\frac{V_L}{I_P} = \frac{NUM}{DEN} = \quad (5.2.28)$$

$$= \frac{(s^2 R_{23} \cdot C_F \cdot L_F) \cdot (D_{N0} \cdot s T_F - K_{CRU} \cdot (1 + s T_F)) \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot s C_F + (D_{N1} \cdot K_{CRU} \cdot (1 + s T_F) \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot (1 + s R_T \cdot C_F))}{D_{N0} \cdot (D_{N0} \cdot s T_F - K_{CRU} \cdot (1 + s T_F)) \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot s C_F + K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot (1 + s R_T \cdot C_F) \cdot K_V \cdot s T_F} \quad (5.2.29)$$

Se obtuvieron entonces, dos polinomios con ceros únicamente, NUM y DEN . Las raíces de NUM serán los ceros de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ y aquellos de DEN serán los polos de la misma transferencia.

Para realizar una análisis de la transferencia total $\frac{V_L}{I_P}$, para un caso general, se grafican los diagramas de Bode para distintos K_{CRU} , donde K_{CRU} se utiliza para ajustar el punto de cruce de las características de transferencia que se suman.

Supongamos los siguientes valores de circuito, los cuales respetan las condiciones generales que se vienen analizando, es decir:

- Filtro pasivo LCR fuertemente amortiguado, ($\xi = 0,5$).
- Relación $\frac{R_1}{R_{23}} = 0,1$
- frecuencia de cruce entre $\omega_F < \omega_{CRU} < \omega_{TH}$
- $f_r = p \cdot f_L$
- $\omega_{TH} \leq \frac{\omega_r}{4}$
- Ganancia del lazo de tiristores a circuito cerrado en continua igual a 10
- Relación entre $\frac{\omega_{TH}}{\omega_F} = \frac{150}{40} = 3,75$
- Característica de la transferencia del conjunto, convertidor en serie con COM_{TH} , monotónica.

Con estas condiciones, los Bodes de la transferencia total resultan:

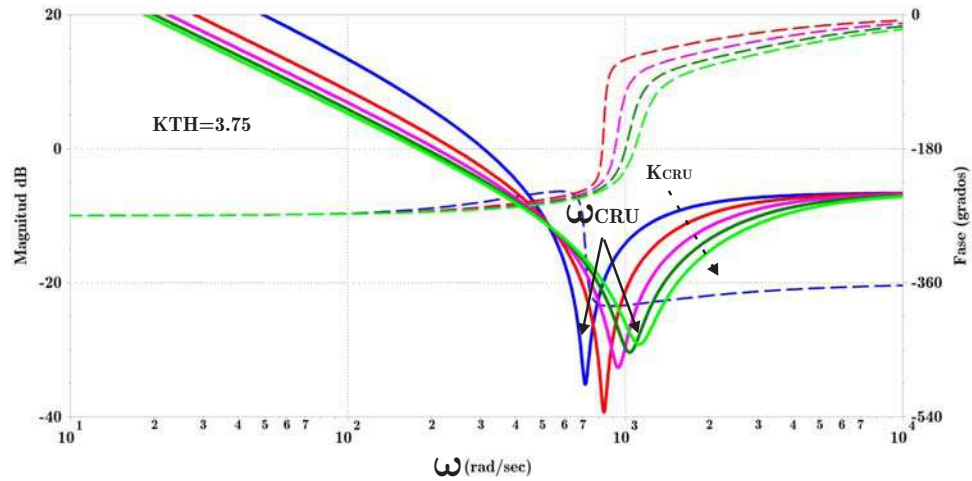


Figura 5.22: Transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ para $K_{TH} = 3,75$ y distintos valores de K_{CRU} .

Como se advierte todas las transferencias resultantes son de no mínima fase, comenzando todas en -270° y terminando en 0° pasando por -180° , salvo para K_{CRU} muy pequeño que tiende a -360° . En todas ellas existe una fuerte atenuación en cercanías de ω_{CRU} .

Se puede también analizar la evolución de las raíces de $\frac{V_L}{I_P}$ a lazo cerrado con una ganancia K variable en cascada y con realimentación unitaria. Sabiendo que los polos y ceros de un sistema a lazo cerrado coinciden con los del sistema a lazo abierto para $K = 0$ y que los polos de lazo cerrado tienden a los ceros de lazo abierto ó a infinito para $K = \infty$, Figura 5.23

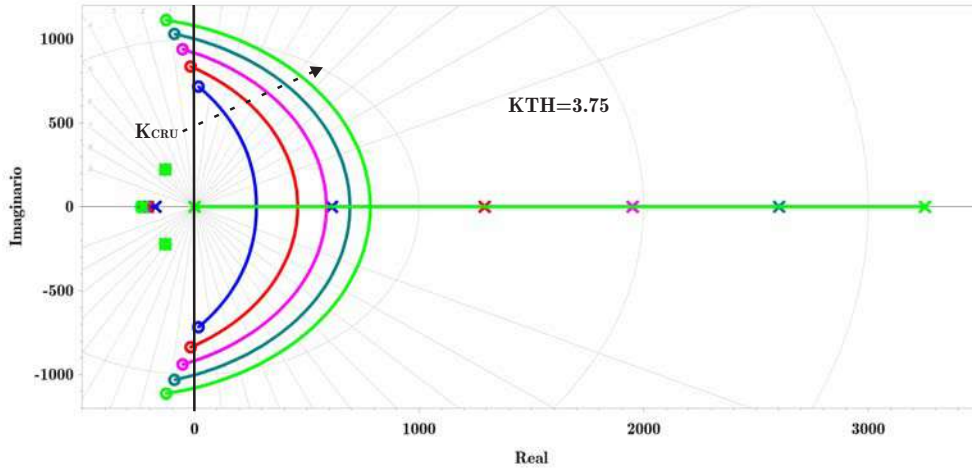


Figura 5.23: Root Locus con distintos valores de K_{CRU} .

En la Figura 5.23, se observa que a lazo abierto, hay polos que se desplazan del semiplano derecho al izquierdo y un polo de no mínima fase que se desplaza hacia la derecha a medida que aumentamos K_{CRU} . Tenemos dos polos y dos polos fijos y coincidentes, un polo y un cero sobre el eje real, y un polo en el origen.

Si la función de transferencia es incluida en un lazo cerrado, hay que contar con un producto K_{CRU} suficientemente grande para que todos los polos del sistema a lazo abierto se encuentren sobre el semiplano izquierdo. De tal forma que con una ganancia lo suficiente grande el polo en el origen y el polo de no-mínima fase se dirijan hacia estos polos complejos conjugados negativos logrados, de tal forma de asegurar la estabilidad del sistema total.

5.3. Filtro Activo Híbrido HAF

Si bien, con la metodología de diseño propuesta es posible arribar a un resultado deseado, el hecho de contar con el bloque $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ y el lazo de realimentación positiva interno hacen al sistema complicado y crítico en su ajuste. Es por eso

que se propone una metodología mejorada para lograr la extensión del ancho de banda en el conjunto del Filtro Activo más Filtro Pasivo, *HAF*.

En la Figura 5.24, se muestra el diagrama en bloques completo, incluyendo el bloque $\frac{V_L}{I_P}$, analizado en la sección precedente.

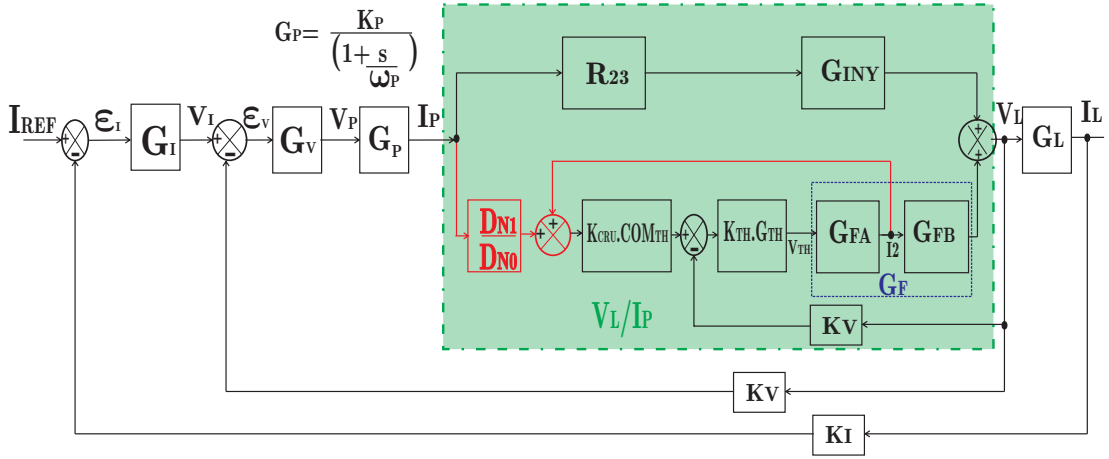
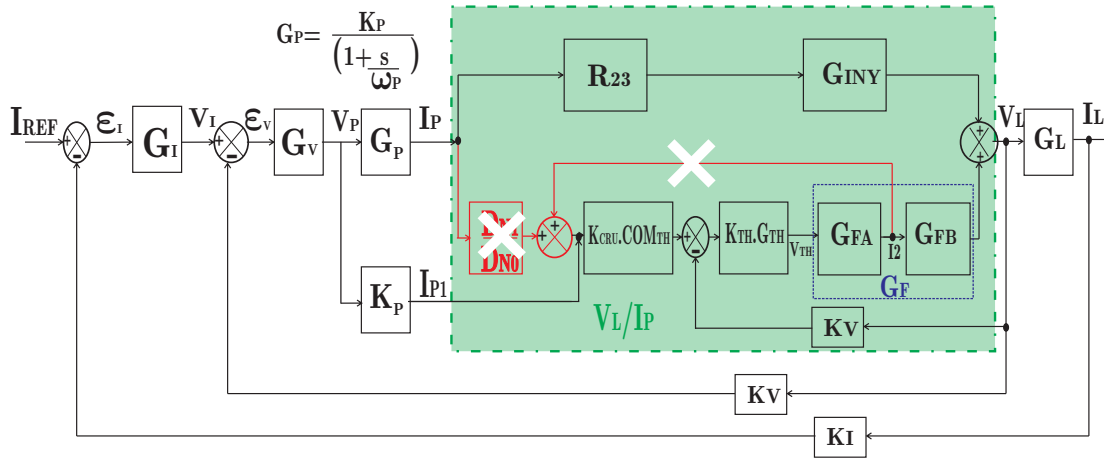


Figura 5.24: Diagrama de bloques completo.

Teniendo en cuenta que la señal que gobierna el filtro activo, V_P , es proporcional a I_P , en la banda de frecuencias de interés, a través de la constante K_P . se propone, en lugar de utilizar la corriente I_P para generar $V_{R3} = I_P \cdot R_3$ para gobernar al convertidor, utilizar la corriente equivalente $I_{P1} \approx I_P$. Es decir, ahora $V_{R3} = V_P \cdot K_P \cdot R_3$. Con esto se logra evitar el efecto de la relación $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ y de la corriente I_{TH} del filtro pasivo, causante de la realimentación positiva, Figura

5.25.

Figura 5.25: Diagrama de bloques del *HAF* propuesto.

En estas condiciones solo habrá que ajustar de forma conveniente, con la ayuda de la constante de ajuste K_{CRU} , el cruce de la transferencia del bloque de inyección y la transferencia de la rama *CONV*, formada por el bloque tiristor conjuntamente con COM_{TH} .

En la figura 5.26 se observa esta propuesta en diagrama de Bloques.

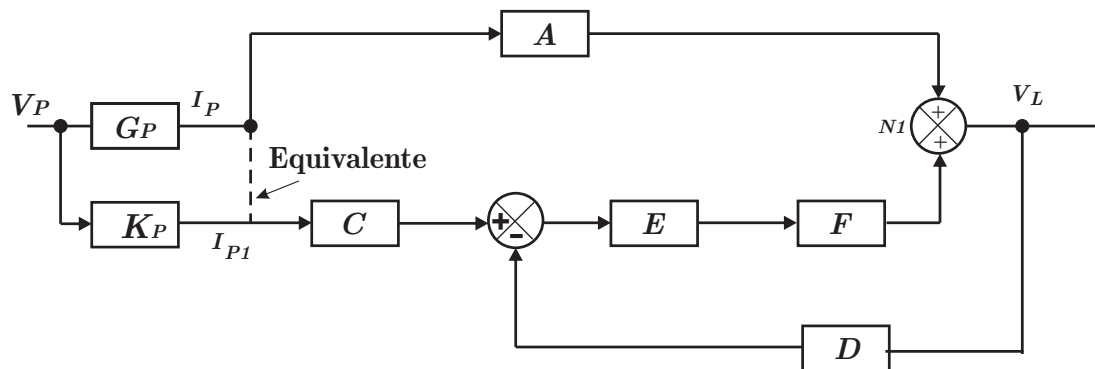


Figura 5.26: Diagrama de Bloques nueva Propuesta.

En la figura 5.27 se observa el diagrama de Bloques reducido.

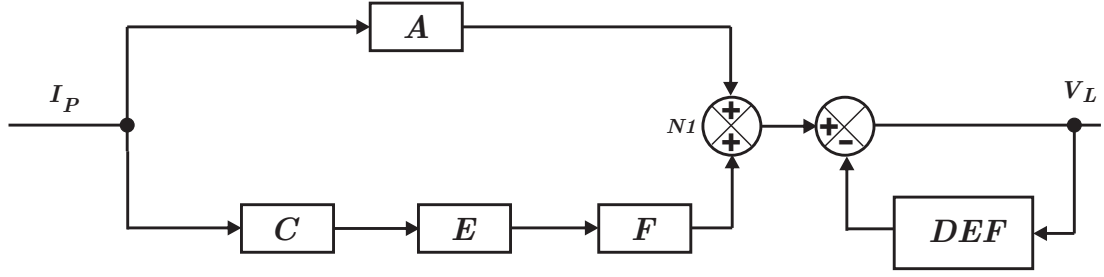


Figura 5.27: Diagrama de Bloques Nueva Propuesta Reducido.

La función de transferencia suma resultante $\frac{V_L}{I_P}$ es en este caso:

$$\frac{V_L}{I_P} = \frac{R_{23} \cdot G_{INY} + (K_{CRU} \cdot COM_{TH} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot G_F)}{1 + (K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V)} \quad (5.3.1)$$

Recordando que:

- $K_{TH} = 3,75$, es la constante para cumplir con las condiciones de frecuencia máxima de corte del lazo tiristor
- $G_{TH_{MAX}}$ Ganancia máxima del convertidor con la tensión de línea $V_{F_{MAX}}$.
- Que el producto $G_{TH_{MAX}} \cdot K_V = 1$
- $G_F \cong \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\omega_F}\right)}$, por estar el filtro pasivo fuertemente amortiguado ($\xi = 0,5$).
- COM_{TH} debe poseer un polo en el origen para asegurar valor medio nulo en R_T .
- El cruce se debe realizar en la banda de frecuencias por encima de ω_F , donde el bloque A vale aproximadamente R_{23} .

Se obtiene la ecuación aproximada siguiente valida para el rango de frecuencias, $\omega_{TH} > \omega > \omega_F$:

$$\frac{V_L}{I_P} \cong \frac{R_{23} + \frac{K_{CRU} \cdot COM_{TH} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH}}{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)}}{1 + \frac{K_{TH}}{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)}} \quad (5.3.2)$$

Como se comentó en la Sección 5.2, el ángulo máximo de cruce esta restringido a -135° . Luego, debido a que en el rango de utilización el modelo discreto del puente tiristores agrega una fase de alrededor de -45° , conviene elegir un COM_{TH} tal que el aporte de ángulo del segundo término de la suma en el numerador de la ecuación 5.3.2 no supere, los -90° , es decir un polo simple en el origen. Por inspección del segundo termino del numerador de la Ecuación (5.3.2), puede observarse que la estructura más simple de COM_{TH} que cumple esta condición resulta:

$$COM_{TH} = \frac{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)}{\frac{s}{\omega_F}} \quad (5.3.3)$$

Reemplazando la Ecuación (5.3.3) en la Ecuación (5.3.2), se obtiene:

$$\frac{V_L}{I_P} \cong \frac{R_{23} + \frac{K_{CRU} \cdot \omega_F \cdot K_{TH} \cdot G_{TH}}{s}}{1 + \frac{K_{TH}}{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)}} = \frac{NUM}{DEN} \quad (5.3.4)$$

se observa que el Numerador NUM surge de la suma de la transferencia de Inyección constante igual a R_{23} y la transferencia aproximada de un polo en el origen. El punto de intersección de las mismas esta controlada por la constante K_{CRU} . Para obtener los rangos de variación de la constante de ajuste se analiza

el numerador a la frecuencia de cruce ω_{CRU} .

A la frecuencia ω_{CRU} los dos términos del numerador de la ecuación 5.3.4, son iguales con lo que se tiene:

$$R_{23} = \frac{K_{CRU} \cdot \omega_F \cdot K_{TH} \cdot G_{TH}}{\omega_{CRU}} \quad (5.3.5)$$

Despejando ω_{CRU} resulta:

$$\omega_{CRU} = \frac{K_{CRU} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot \omega_F}{R_{23}} \quad (5.3.6)$$

En el límite $\omega_{CRU} = \omega_F$ se cumple:

$$1 = \frac{K_{CRU\omega_F} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH}}{R_{23}} \quad (5.3.7)$$

Despejando $K_{CRU\omega_F}$ se obtiene:

$$K_{CRU\omega_F} = \frac{R_{23}}{K_{TH} \cdot G_{TH}} \quad (5.3.8)$$

De la misma manera cuando $\omega_{CRU} = \omega_{TH}$, como además $\omega_{TH} = K_{TH} \cdot \omega_F$, resulta:

$$1 = \frac{K_{CRU\omega_{TH}} \cdot G_{TH}}{R_{23}} \quad (5.3.9)$$

Despejando $K_{CRU\omega_{TH}}$ resulta:

$$K_{CRU\omega_{TH}} = \frac{R_{23}}{G_{TH}} \quad (5.3.10)$$

Con lo cual el valor de la constante K_{CRU} estará comprendida entre los siguientes límites:

$$\boxed{\text{Para } \omega_{CRU} = \omega_{TH}, \frac{R_{23}}{G_{TH}} > K_{CRU} > \frac{R_{23}}{G_{TH} \cdot K_{TH}}, \text{ Para } \omega_{CRU} = \omega_F} \quad (5.3.11)$$

Habiendo determinado el rango de variación de la variable K_{CRU} y a partir de la transferencia real, $\frac{V_L}{I_P}$ obtenida en la Ecuación (5.3.1), remplazando las transferencias intermedias por sus valores, distribuyendo y simplificando, se obtiene:

$$\frac{NUM}{DEN} = \frac{V_L}{I_P} = \frac{(s^2 R_{23} \cdot C_F \cdot L_F) \cdot (s T_F) + (K_{CRU} \cdot (1 + s T_F) \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot (1 + s R_T \cdot C_F))}{(D_{N0} \cdot s T_F + K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot (1 + s R_T \cdot C_F) \cdot K_V \cdot s T_F)} \quad (5.3.12)$$

Una vez reemplazado los valores particulares, con $K_{TH} = 3,75$ para distintos K_{CRU} . Se pueden analizar los cruces de las transferencias que arriban al el nodo N1 (Ver Figura 5.28) así como el bode de la transferencia final $\frac{V_L}{I_P}$ y relacionarlos, (Ver Figura 5.29).

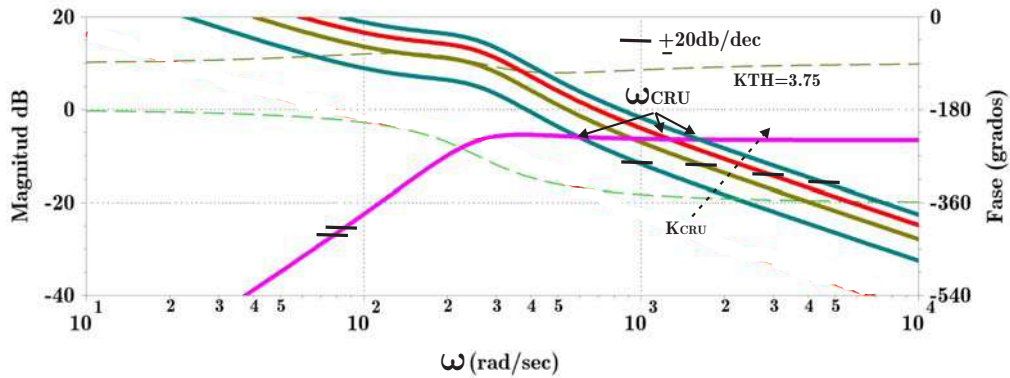


Figura 5.28: Cruce de Transferencias de las dos ramas del Nodo N1 con $K_{TH} = 3,75$ y distintos valores de K_{CRU} .

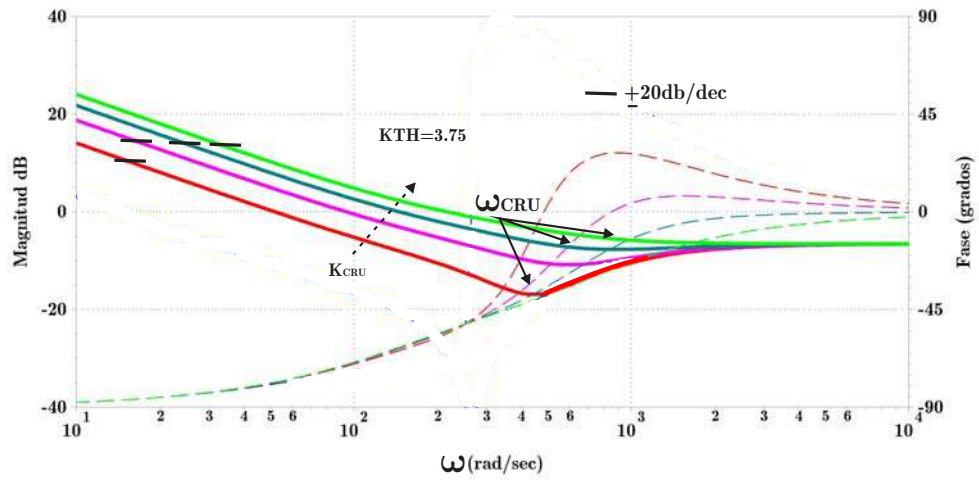


Figura 5.29: Transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ para distintos valores de K_{CRU} .

Se observa en estas gráficas que la ausencia de el termino $\frac{D_{N1}}{D_{N0}}$ eliminó los cruces indeseados en la zona de baja frecuencia (ver Figura 5.28).

Analizando la evolución de las raíces de $\frac{V_L}{I_P}$ a lazo cerrado con una ganancia K variable en cascada y con realimentación unitaria, Figura 5.30, se concluye:

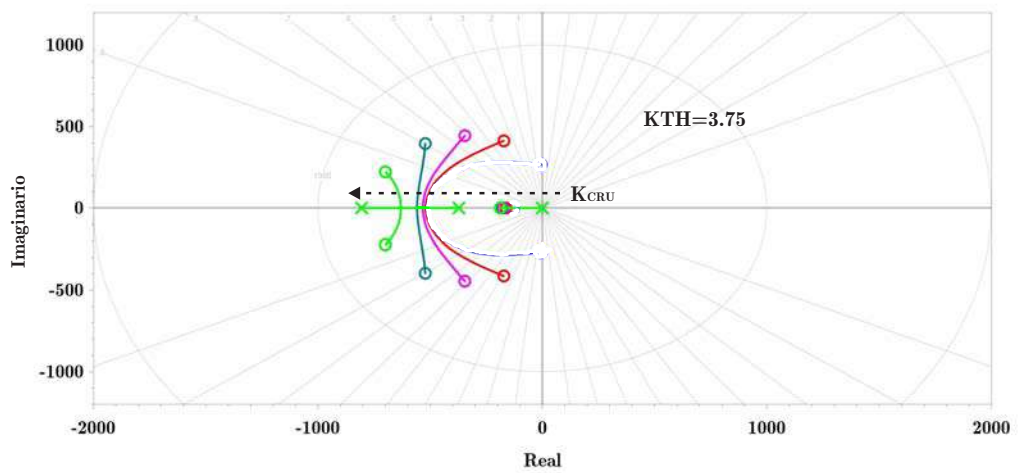


Figura 5.30: Root Locus con distintos valores de K_{CRU} .

Que en este caso, no hay ceros ni polos en el semiplano derecho. Hay dos polos sobre el eje real negativo que tienden hacia dos ceros complejos conjugados con parte real negativa y un polo en el origen que tiende a un cero sobre el eje real negativo .

La inclusión de esta transferencia en el lazo de tensión no ofrece dificultades.

Elección de K_{CRU}

Manteniendo K_{TH} igual a 3,75 por el ancho de banda máximo permitido por el lazo tiristor, conviene elegir un valor de K_{CRU} para obtener la máxima frecuencia de cruce ω_{CRU} y así el mejor aprovechamiento de la etapa de potencia. O sea, $\omega_{CRU} = \omega_V = \omega_{TH} = \frac{2\pi \cdot f_r}{4} = 942 [rad/s]$, por lo que la Constante K_{CRU} resulta, Ecuacion:

$$K_{CRU \omega_{TH}} = \frac{R_{23}}{G_{TH_{Max}}} \quad (5.3.13)$$

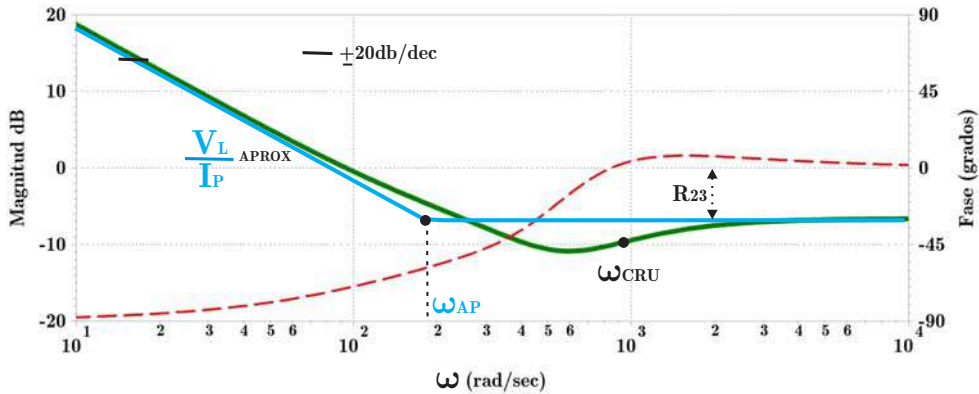


Figura 5.31: Transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ para $K_{TH} = 3,75$ y K_{CRU} adecuado.

En la Figura 5.31 se observa la característica de transferencia $\frac{V_L}{V_P}$ para $K_{TH} =$

3,75 y el K_{CRU} elegido, donde ω_{AP} surge de el cruce de las asíntotas. Esta transferencia puede ser aproximada por la ecuación 5.3.14, que para este caso es:

$$\boxed{\frac{V_L}{I_P} \cong R_{23} \cdot \frac{\omega_{AP}}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{AP}}\right)} \quad (5.3.14)$$

Por todo lo anterior queda solo determinar el valor ω_{AP} . Para ello, a partir de la ecuación exacta de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$, (5.3.12), obteniendo las asíntotas de baja y alta frecuencia es posible determinar la frecuencia de intersection, que coincide con ω_{AP} , luego:

$$\boxed{\frac{V_L}{I_P} = \frac{(s^2 R_{23} \cdot C_F \cdot L_F) \cdot (s T_F) + (K_{CRU} \cdot (1 + s T_F) \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot (1 + s R_T \cdot C_F))}{(D_{N0} \cdot s T_F + K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot (1 + s R_T \cdot C_F) \cdot K_V \cdot s T_F)}} \quad (5.3.15)$$

Tomando en la Ecuación (5.3.15) el límite para $s \Rightarrow \infty$, se obtiene la ecuación de la asíntota de alta frecuencia que resulta:

$$\boxed{\frac{V_L}{I_P} |_{s \Rightarrow \infty} = R_{23}} \quad (5.3.16)$$

Haciendo tender $s \Rightarrow 0$ se obtiene la asíntota de baja frecuencia que responde a la siguiente ecuación:

$$\boxed{\frac{V_L}{I_P} |_{s \Rightarrow 0} = \frac{K_{CRU} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot \omega_F}{(K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot K_V + 1) \cdot s}} \quad (5.3.17)$$

Como en $s = \omega_{AP}$ las dos asíntotas tienen el mismo valor se cumple que:

$$\frac{K_{CRU} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot \omega_F}{(K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot K_V + 1) \cdot \omega_{AP}} = R_{23} \quad (5.3.18)$$

Despejando ω_{AP} resulta:

$$\omega_{AP} = \frac{K_{CRU} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot \omega_F}{(K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot K_V + 1) \cdot R_{23}} \quad (5.3.19)$$

Para el caso particular de $K_{TH} = 3,75$, $K_V \cdot G_{TH} = 1$ y $\omega_{CRU} = \omega_{TH}$, ω_{AP} resulta:

$$\omega_{AP} = \frac{\omega_{CRU}}{(K_{TH} + 1)} = \frac{\omega_{TH}}{(K_{TH} + 1)} \quad (5.3.20)$$

5.3.1. Lazo de Tensión

Una vez obtenida la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ y asumiendo la transferencia del amplificador de potencia del Filtro Activo como G_P , solo queda diseñar el bloque G_V .

Teniendo en cuenta que la ganancia de lazo abierto T_{OLoopV} del lazo de tensión interno debe cumplir con la condición:

$$T_{OLoopV} = \frac{\omega_V}{s} = G_V \cdot G_P \cdot \frac{V_L}{I_P} \cdot K_V \quad (5.3.21)$$

Donde $\omega_V > \omega_{TH}$ es la frecuencia necesaria para cumplir las especificaciones de precisión en la corriente I_L de salida.

Suponiendo que G_P es una transferencia con una ganancia y un polo simple igual a:

$$G_P = \frac{K_P}{(1 + s \cdot T_P)} \quad (5.3.22)$$

G_V resulta:

$$G_V = \frac{\omega_V}{R_{23} \cdot \omega_{AP} \cdot K_P \cdot K_V} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_P}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{AP}}\right)} \quad (5.3.23)$$

La función de transferencia G_V parte de un valor constante, tiene un polo en ω_{AP} y un cero en ω_P como lo muestra el diagrama de Bode de la Figura 5.32.

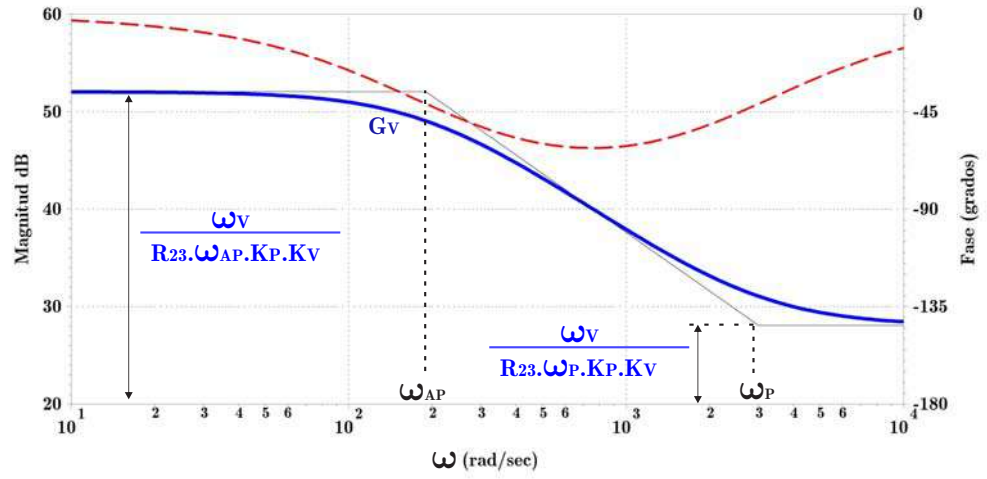


Figura 5.32: Transferencia G_V típica.

La función de transferencia de lazo cerrado de este sistema resulta igual a:

$$T_{CLoopV} = \frac{1}{K_V \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_V}\right)} \quad (5.3.24)$$

La Figura 5.33, muestra un diagrama de Bode del Lazo de Tensión donde se resume gráficamente todo lo visto en esta sección.

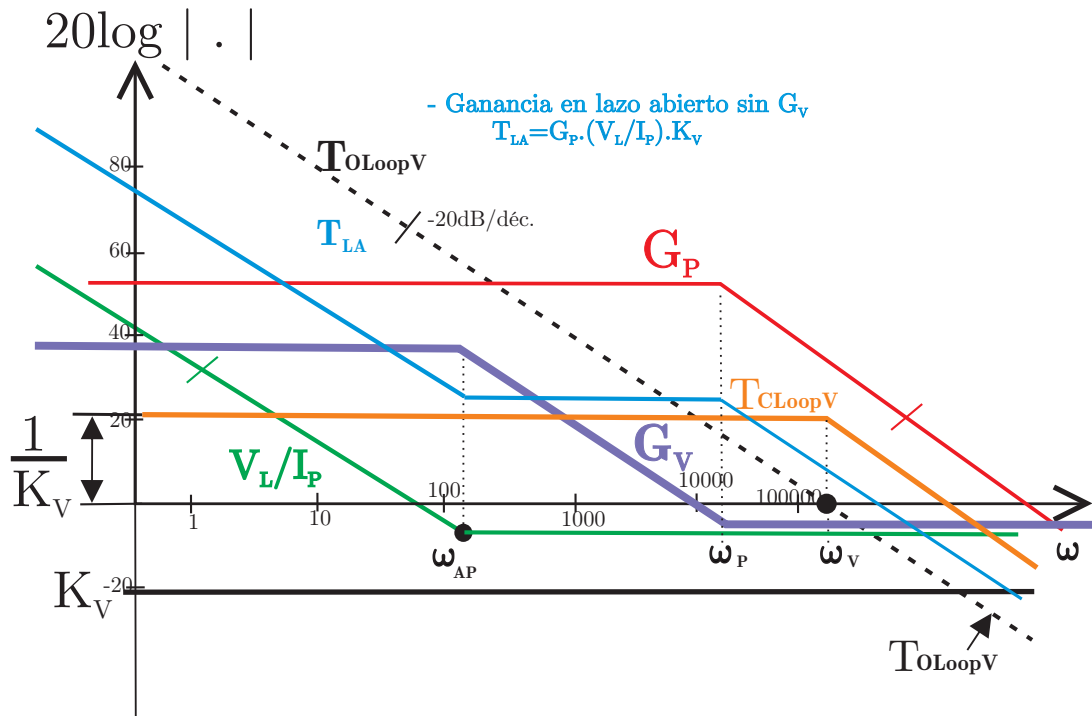


Figura 5.33: Diagrama de Bode asintótico de la transferencia G_V resultante generica.

Sabiendo además que $\omega_V \gg \omega_I$, el lazo de tensión para el análisis del lazo de corriente puede aproximarse a:

$$T_{CLoopV} \cong \frac{1}{K_V} \quad (5.3.25)$$

Por lo que el Lazo externo de corriente se diseña igual que los sistemas de doble lazo sin filtro activo, vistos en el capítulo 4.

Capítulo 6

Resultados

En el presente capítulo se realiza el cálculo, a partir de las especificaciones, de los elementos constitutivos de las fuentes de corriente como las utilizadas en los aceleradores de electrones del tipo Luz Sincrotrón. Concretamente de la fuente DIPOLO de la Alimentación Principal, así como de un prototipo a escala reducida, NELLY. Finalmente se realizan las simulaciones funcionales a efectos de analizar los resultados alcanzados.

6.1. Especificaciones

Las especificaciones para la fuente DIPOLO son las mismas que la NELLY, salvo en los valores de corriente $I_{L_{NOM}}$, inductancia L_L y de resistencia R_L . Por ello las especificaciones generales se darán de manera porcentual referida a los valores de referencia.

6.1.1. Especificaciones generales

- La precisión relativa total M_t en la corriente de carga, debe cumplir con:
$$\frac{\Delta I_L \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \leq M_t = M_r + M_r [ppm] = 20 ppm.$$

- La frecuencia de corte del lazo corriente debe ser $f_I = 1 \text{ Hz}$, la respuesta al escalón a lazo cerrado exponencial simple.
- La estructura convertidora debe ser un Puente Polifásico a Tiristores de $p = 12$ pulsos con Rueda Libre. (Figura 6.1).
- La tensión de alimentación es una red trifásica, con una frecuencia $f_{Linea} = 50 \text{ Hz}$, con variación de tensión del 7 %.
- El Filtro Pasivo del tipo LCR , fuertemente amortiguado ($\xi = 0,5$), deberá tener una frecuencia de corte de $\omega_F = 40 \text{ Hz}$.

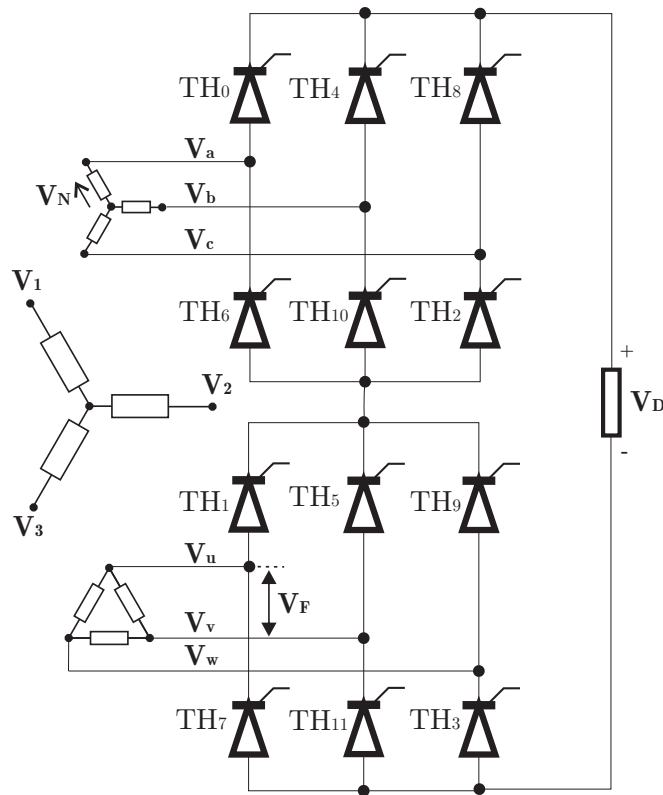


Figura 6.1: Topología serie, 12 pulsos

El arranque de las fuentes debe seguir el siguiente protocolo:

- En $t = 0$, arranque en modo fuente de tensión a lazo cerrado, (lazo TH) con una tensión de referencia apropiada para lograr una corriente igual $I_L = 0,1 \cdot I_{L_{NOM}}$.

- Luego de tres segundos de alcanzado $0,1 \cdot I_{L_{NOM}}$, con el lazo interno de tensión cerrado, que incluye el Filtro Activo, aplicar una referencia apropiada para alcanzar $I_L = 0,12 \cdot I_{L_{NOM}}$.

- Luego de tres segundos de alcanzado $I_L = 0,12 \cdot I_{L_{NOM}}$, cerrar lazo externo de corriente con una referencia tipo rampa, que parta de $I_L = 0,12 \cdot I_{L_{NOM}}$ con una pendiente tal de arribar a $I_{L_{MAX}}$ en 20 segundos .

- Mantener la corriente en $I_{L_{MAX}}$ durante 5 s y luego disminuir la corriente, con el mismo módulo de la pendiente de subida, hasta alcanzar $I_{L_{NOM}}$. (Figura 6.2).

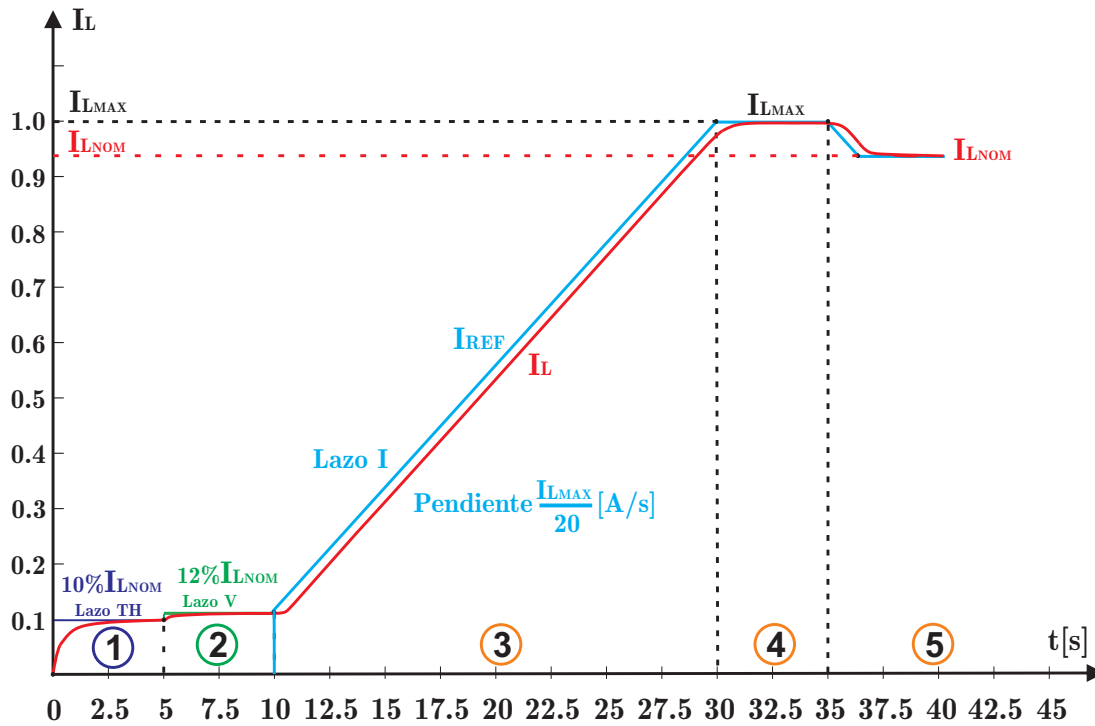


Figura 6.2: Especificaciones de la corriente en función del tiempo en el arranque.

6.1.2. Especificaciones particulares

En la tabla [6.1](#) se especifican las corrientes de salida máximas y nominales así como las características de carga para las dos fuentes, DIPOLO y NELLY.

A partir de las especificaciones generales y particulares es posible diseñar las partes constitutivas de las fuentes de corriente de alta precisión que puedan satisfacer estas especificaciones.

Parámetro	DIPOLO	NELLY
$I_{L_{MAX}}$	$I_{L_{MAX_D}} = 800 A$	$I_{L_{MAX_N}} = 22 A$
$I_{L_{NOM}}$	$I_{L_{NOM_D}} = 714 A$	$I_{L_{NOM_N}} = 20 A$
R_L	$R_{L_D} = 1,33 Ohm$	$R_{L_N} = 2,38 Ohm$
L_L	$L_{L_D} = 0,8 Hy$	$L_{L_N} = 0,44 Hy$

Tabla 6.1: Especificaciones de las corrientes máximas y nominales de salidas así como las características de carga para las dos fuentes, DIPOLO y NELLY.

6.2. Cálculos

6.2.1. Tensión del alimentación del puente a tiristores

A partir de las especificaciones la tensión de carga necesaria resulta:

$$V_L = L_L \cdot \frac{dI_L}{dt} + R_L \cdot I_{L_{MAX}} \quad (6.2.1)$$

El convertidor de la Figura [6.1](#) es de 4 pulsos simultáneos, por lo que opera con 4 tiristores en serie conduciendo la corriente máxima, con una caída aproximada de 1,5 V cada uno lo que hace una caída total $C_{TH} = 6 V$. Por lo tanto la tensión de salida del puente p fásico debe ser:

$$E_D = L_L \cdot \frac{dI_L}{dt} + R_L \cdot I_{L_{MAX}} + C_{TH} \quad (6.2.2)$$

Para la fuente DIPOLO resulta:

$$E_{D_D} = 0,8 \cdot 40 + 1,33 \cdot 800 + 6 = 1102 V \quad (6.2.3)$$

y para la fuente NELLY:

$$E_{D_N} = 0,44 \cdot 1,1 + 2,38 \cdot 22 + 6 = 58,85 V \quad (6.2.4)$$

Como la tensión de línea puede experimentar una reducción del 7 % de su valor nominal, la tensión $E_{D_{MAX}}$ es:

$$E_{D_{MAX}} = \frac{E_D}{0,93} \quad (6.2.5)$$

Por lo que para la DIPOLO resulta:

$$E_{D_{MAX_D}} = \frac{1102}{0,93} = 1185 V \quad (6.2.6)$$

y para la NELLY:

$$E_{D_{MAX_N}} = \frac{58,85}{0,93} = 63,29 V \quad (6.2.7)$$

Como el ángulo de disparo mínimo α_{min} está limitado a $30^\circ > \alpha_{min} > 15^\circ$, siendo función de la corriente aproximadamente con la siguiente ecuación:

$$\alpha_{min} = 0,019 \cdot I_{L_{MAX}} + 15^\circ \quad (6.2.8)$$

Entonces el valor de α_{min} , teniendo en cuenta que $I_{L_{MAX}}$ para el DIPOLO es 800 A y para NELLY es 22 A, resulta reemplazando en la ecuación anterior:

$$\boxed{\alpha_{min_D} = 30^\circ} \quad (6.2.9)$$

$$\boxed{\alpha_{min_N} = 15^\circ} \quad (6.2.10)$$

siendo α_{min_D} el alfa min para la fuente DIPOLO y α_{min_N} el alfa min para NELLY-

El valor de tensión E_{D0} necesaria resulta de despejarla de la ecuación que

relaciona la tensión de salida del convertidor con el ángulo α y E_{D0} (Ecuación (2.2.17) del Capítulo 2), obteniéndose:

$$E_D = E_{D0} \cdot \cos(\alpha_{min}) \quad (6.2.11)$$

por lo que

$$E_{D0_{MAX}} = \frac{E_{D_{MAX}}}{\cos(\alpha_{min})} \quad (6.2.12)$$

Reemplazando los valores obtenidos en las Ecuaciones (6.2.6) y (6.2.9), surge para DIPOLO:

$$E_{D0_{MAX_D}} = \frac{1185}{\cos(30^\circ)} = 1368 \text{ V} \quad (6.2.13)$$

Reemplazando los valores obtenidos en las Ecuaciones (6.2.7) y (6.2.10), surge para NELLY:

$$E_{D0_{MAX_N}} = \frac{63,29}{\cos(15^\circ)} = 65,52 \text{ V} \quad (6.2.14)$$

De la tabla 2.5 del Capítulo 2 se obtiene la relación entre E_{D0} y E_{MAX} para $p = 12$:

$$E_{D0} = E_{MAX} \cdot 0,989 \quad (6.2.15)$$

por lo que:

$$E_{MAX_{MAX}} = \frac{E_{D0_{MAX}}}{0,989} \quad (6.2.16)$$

Se repite a continuación la Ecuación (2.4.14) del Capítulo 2, donde la tensión E_{MAX} está relacionada con las tensiones eficaces de fase V_N y línea V_F en el secundario del transformador:

$$E_{MAX} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})} \cdot V_N = \sqrt{2} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})} \cdot V_F \quad (6.2.17)$$

Por lo que reemplazando resulta:

$$V_F = \frac{E_{MAX_{MAX}}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})}} = \frac{E_{D0_{MAX}}}{0,989 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{(2 + \sqrt{3})}} \quad (6.2.18)$$

Reemplazando los valores de las Ecuaciones (6.2.5), (6.2.12), (6.2.16) en la Ecuación (6.2.18), resulta :

$$V_F = \frac{E_{D0_{MAX}}}{2,7} \quad (6.2.19)$$

Y

$$V_N = \frac{V_F}{\sqrt{3}} \quad (6.2.20)$$

Por lo que la tensión de línea eficaz necesaria para DIPOLO es:

$$V_{FD} = \frac{E_{D0_{MAX_D}}}{2,7} = \frac{1368}{2,7} = 507 \text{ V} \quad (6.2.21)$$

Y la tensión de línea eficaz necesaria para NELLY es:

$$V_{FN} = \frac{E_{D0_{MAX_N}}}{2,7} = \frac{64,8}{2,7} = 24 \text{ V} \quad (6.2.22)$$

6.2.2. Ripple de corriente

Con los valores obtenidos de las tensiones de línea en los secundarios del transformador, es posible determinar la tensión de ripple máximo a la salida del puente E_{pp} en el caso más desfavorable y en consecuencia determinar el ancho de banda necesario en el lazo de tensión ω_V , para cumplir con las especificaciones.

El caso más desfavorable se produce cuando la tensión de línea es máxima y la corriente está en su valor nominal. Esta situación produce el ángulo de disparo máximo α_{MAX} , y en consecuencia el mayor ripple de salida. En el gráfico de la

Figura 2.10 y en la Ecuación (2.2.28) utilizando éste ángulo α_{MAX} , se obtiene $\gamma = \frac{E_{pp}}{E_{MAX}}$.

Como la tensión nominal necesaria en estado permanente es:

$$E_{D_{NOM}} = I_{L_{NOM}} \cdot R_L + C_{TH} = E_{D0} \cos(\alpha) \quad (6.2.23)$$

Despejando α , se obtiene:

$$\cos(\alpha) = \frac{E_{D_{NOM}}}{E_{D0}} \Rightarrow \alpha = \arccos\left(\frac{E_D}{E_{D0}}\right) \quad (6.2.24)$$

Dada la tensión $E_{D_{NOM}}$, el valor máximo de α , α_{MAX} , se produce cuando está presente la máxima tensión de entrada, a la que corresponde $E_{D0_{MAX}}$, por lo tanto:

$$\alpha_{MAX} = \arccos\left(\frac{E_{D_{NOM}}}{E_{D0_{MAX}}}\right) \quad (6.2.25)$$

Por lo que de la Ecuación (6.2.25) se obtiene, para la DIPOLO:

$$\alpha_{MAX_D} = \arccos\left(\frac{E_{D_{NOM_D}}}{E_{D0_{MAX_D}}}\right) = \arccos\left(\frac{956}{1464}\right) = 49,2^\circ \quad (6.2.26)$$

resumiendo:

$$\alpha_{MAX_D} = 49,2^\circ \quad (6.2.27)$$

Igualmente para NELLY:

$$\alpha_{MAX_N} = \arccos\left(\frac{E_{D_{NOM_N}}}{E_{D0_{MAX_N}}}\right) = \arccos\left(\frac{53,6}{69,3}\right) = 39,3^\circ \quad (6.2.28)$$

resumiendo:

$$\alpha_{MAX_N} = 39,3^\circ \quad (6.2.29)$$

Con estos valores de α_{MAX} se ingresa al gráfico de la Figura 2.14 y se obtienen los valores de γ :

$$\gamma_D = 0,39 \quad (6.2.30)$$

Y

$$\gamma_N = 0,33 \quad (6.2.31)$$

Teniendo en cuenta que las tensiones máximas E_{MAX} , en el peor caso, para ambos diseños son $E_{MAX_D} = 1480 V$ y $E_{MAX_N} = 70,1 V$, se pueden calcular las tensiones de ripple pico a pico E_{pp} para los mismos:

DIPOLO

$$E_{pp_D} = E_{MAX_D} \cdot \gamma_D = 577 V \quad (6.2.32)$$

NELLY

$$E_{pp_N} = E_{MAX_N} \cdot \gamma_N = 23 V \quad (6.2.33)$$

El ripple pico a pico a la salida del Filtro Pasivo, $V_{L_{rpp}}$, presenta forma cuadrática (Sección 2.3.3, Capítulo 2), cuya amplitud resulta de multiplicar la tensión de ripple pico a pico de salida del convertidor a tiristores E_{pp} , por el factor de atenuación general del mismo, Ecuación (2.3.8), que por comodidad repetimos:

$$V_{L_{rpp}} = 0,785 \cdot \frac{E_{pp} \cdot \omega_F}{\omega_r} = E_{pp} \cdot 0,052 \quad (6.2.34)$$

Con lo que resulta para ambos diseños:

DIPOLO

$$V_{L_{rpp_D}} = E_{pp_D} \cdot 0,052 = 30,0 V \quad (6.2.35)$$

NELLY

$$V_{L_{rpp_N}} = E_{pp_N} \cdot 0,052 = 1,20 V \quad (6.2.36)$$

El valor del ripple residual en la corriente de salida $I_{L_{rpp}}$ sin Filtro Activo sería:

$$I_{L_{rpp}} = \frac{V_{L_{rpp}}}{R_L} \cdot \frac{\omega_L}{\omega_r} = \frac{V_{L_{rpp}}}{L_L \cdot \omega_r} \quad (6.2.37)$$

Para los diseños resulta:

DIPOLO

$$I_{L_{rppD}} = \frac{V_{L_{rppD}}}{L_L \cdot \omega_r} = 0,010 \text{ A} \quad (6.2.38)$$

NELLY

$$I_{L_{rppN}} = \frac{V_{L_{rppN}}}{L_L \cdot \omega_r} = 0,00084 \text{ A} \quad (6.2.39)$$

Teniendo en cuenta que la máxima perturbación en I_L , ΔI_L , relativa a su valor nominal $I_{L_{NOM}}$ expresada en partes por millón debe cumplir con la inecuación:

$$\frac{\Delta I_L \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \leq M_t = M_r + M_r = 20 \text{ ppm} \quad (6.2.40)$$

Asignando la mitad del valor permitido por la especificación al ripple resulta que:

$$\frac{I_{L_{rpp}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} \leq M_r = 10 \text{ ppm} \quad (6.2.41)$$

Por lo que para el ripple en la corriente de salida:

DIPOLO

$$\frac{I_{L_{rppD}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{0,010 \cdot 10^6}{714} = 14,0 \text{ ppm} \geq M_r = 10 \text{ ppm} \text{ (NO CUMPLE)} \quad (6.2.42)$$

NELLY

$$\frac{I_{L_{rppN}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{0,00084 \cdot 10^6}{20} = 42 \text{ ppm} \geq M_r = 10 \text{ ppm (NO CUMPLE)} \quad (6.2.43)$$

Se deduce que el ripple tanto para las fuentes DIPOLO como NELLY no cumple las especificaciones. Por lo tanto habría que extender el ancho de banda del lazo tensión ω_V en 1,4 veces para el DIPOLO y en 4,2 veces para la NELLY. Todo ello, para satisfacer las especificaciones del ripple residual en la corriente de salida I_{L_r} .

6.2.3. Perturbación de corriente I_{L_r}

A continuación se determina el la variación en la corriente de salida I_{L_r} debida a la perturbación de tensión tipo escalón, V_{P_r} .

De la Ecuación (4.4.27), asignando la mitad del valor permitido por la especificación a la perturbación de la tensión de línea, se tiene:

$$\frac{I_{L_r} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{V_{P_r} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}} \cdot R_L} \cdot \left(\frac{\omega_L}{\omega_V} \right) \cdot \left[\left(\frac{\omega_L}{\omega_F} \right)^{\left(\frac{\omega_L}{\omega_F - \omega_L} \right)} \right] \leq M_r = 10 \text{ [ppm]} \quad (6.2.44)$$

Siendo los valores particulares de:

DIPOLO

$I_{L_{NOM}} = 714 \text{ A}$, $L_L = 0,8 \text{ Hy}$ y $R_L = 1,33 \text{ Ohm}$, con lo que $\omega_L = \frac{R_L}{L_L} = \frac{1,33}{0,8} = 1,66$ y reemplazando en la Ecuación (6.2.44), (sin filtro activo), se tiene:

$$\frac{I_{L_rD} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{95,8 \cdot 10^6}{714 \cdot 1,33} \cdot \left(\frac{1,66}{150} \right) \cdot \left[\left(\frac{1,66}{40} \right)^{\left(\frac{1,66}{40 - 1,66} \right)} \right] = 281 \geq M_r = 10 \text{ ppm} \quad (6.2.45)$$

Como se observa, no cumple con las especificaciones, la única manera de disminuir esta perturbación, es aumentar el ancho de banda con un Filtro Activo Híbrido. En este caso es necesario aumentar el ancho de banda más de 28 veces, para cumplir las especificaciones. Tomando 30 veces por seguridad, la frecuencia con el filtro activo debe ser:

$$f_{V_{NEC_D}} = 30 \cdot 150 = 4 \cdot 500 \text{ Hz} \quad (6.2.46)$$

De la misma manera los valores particulares de:

NELLY

$I_{L_{NOM}} = 20 \text{ A}$, $L_L = 0,44 \text{ Hy}$ y $R_L = 2,38 \text{ Ohm}$, con lo que ω_L es igual a $\frac{R_L}{L_L} = \frac{2,38}{0,44} = 5,4$ y reemplazando en la Ecuación (6.2.44), (sin filtro activo), se obtiene:

$$\frac{I_{L_{\text{r}_N}} \cdot 10^6}{I_{L_{NOM}}} = \frac{4,59 \cdot 10^6}{20 \cdot 2,38} \cdot \left(\frac{5,4}{150} \right) \cdot \left[\left(\frac{5,4}{40} \right)^{\left(\frac{5,4}{40-5,4} \right)} \right] = 2 \cdot 618 \geq M_{\text{r}} = 10 \text{ ppm} \quad (6.2.47)$$

La única manera de disminuir esta perturbación es aumentar el ancho de banda con un Filtro Activo Híbrido. En este caso es necesario aumentar el ancho de banda más de 262 veces, para cumplir las especificaciones. Tomando 270 veces por seguridad, la frecuencia del filtro activo resulta:

$$f_{V_{NEC_N}} = 270 \cdot 150 = 40 \cdot 500 \text{ Hz} \quad (6.2.48)$$

En conclusion como estos anchos de banda superan a aquellos necesarios para cumplir la condición de ripple en la corriente de carga, se cumplen en consecuencia ambas especificaciones quedando:

$$\omega_{V_{D_{min}}} = 2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 500 = 28 \cdot 260 \text{ rad/s} \quad (6.2.49)$$

y

$$\omega_{V_{N_{min}}} = 2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 500 = 254 \cdot 340 \text{ rad/s} \quad (6.2.50)$$

6.2.4. Determinación de la corriente I_p que debe entregar el Filtro Activo

En la Sección 4.4.1, se arribó a la Ecuación (4.4.3) que relaciona la tensión de salida V_L con la perturbación de red V_P , que se transcribe aquí:

$$V_L = \frac{G_F \cdot V_P}{1 + \frac{\omega_V}{s} + \frac{\omega_I}{s}} \quad (6.2.51)$$

Dado que, $\omega_I \ll \omega_V$, se puede despreciar el tercer término del denominador en (6.2.51), obteniéndose en consecuencia:

$$V_L = \frac{G_F \cdot V_P}{\left(1 + \frac{\omega_V}{s}\right)} \quad (6.2.52)$$

El objetivo de este análisis es conocer la variación de tensión V_{L^*} , debida a una perturbación de tipo escalón V_{P^*} , antes de la acción del filtro activo, para deducir el rango dinámico del mismo. Reemplazando G_F por su valor en la Ecuación (6.2.52) y operando, se obtiene:

$$V_{L^*} = \frac{s \cdot V_{P^*}}{\omega_V \cdot \left(\frac{s}{\omega_V} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_F} + 1\right)} \quad (6.2.53)$$

Sin el filtro activo ω_V está limitada al valor ω_{TH} como ya se ha visto, por lo que haciendo $\omega_V = \omega_{TH}$, la Ecuación (6.2.53) queda para este caso:

$$V_{Lr} = \frac{s \cdot V_{Pr}}{\omega_{TH} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{TH}} + 1 \right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_F} + 1 \right)} \quad (6.2.54)$$

El diagrama de bode de esta expresión está representado en la Figura 6.3 donde se observa que la atenuación mínima Att_{min_V} que se logra, (despreciando el efecto de atenuación de las frecuencias inferiores a ω_F y superiores a ω_V) depende solamente de la frecuencia de corte del filtro pasivo, ω_F , y del ancho de banda del lazo de tensión, que en esta caso coincide con ω_{TH} .

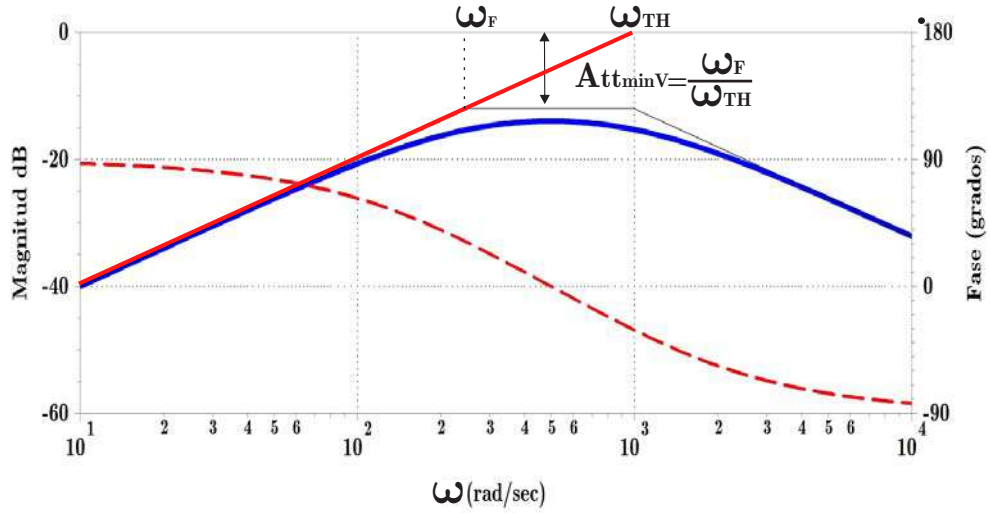


Figura 6.3: Diagrama bode representativo de la atenuación mínima aproximada a una perturbación V_{Pr} en escalón, sobre la tensión de salida V_{Lr} .

En estas condiciones la expresión que la atenuación mínima de tensión Att_{min_V} , a la salida de tensión V_L , debida a un escalón de amplitud V_{Pr} , resulta para ambos diseños:

$$Att_{min_V} = \frac{f_F}{f_V} \quad (6.2.55)$$

O sea:

$$Att_{min_V} = \frac{f_F}{f_{TH}} = \frac{40}{150} = 0,27 \quad (6.2.56)$$

Para tener en cuenta la atenuación adicional al escalón, Att_{adV} en la tensión V_L , debida a la atenuación presente a frecuencias inferiores a ω_F y la atenuación presente a frecuencias superiores a ω_{TH} , se utiliza la fórmula 4.4.27, reemplazando, $I_{L\uparrow}$ por $V_{L\uparrow}$, ω_L por ω_F y ω_F por ω_{TH} , con lo que se obtiene:

$$Att_{adV} = \left(\frac{\omega_F}{\omega_{TH}} \right)^{\left(\frac{\omega_F}{\omega_{TH} - \omega_F} \right)} \quad (6.2.57)$$

Esta atenuación adicional, como se ve en la formula 6.2.57, toma el mismo valor para los dos diseños, DIPOLO y NELLY, ya que ω_F y ω_{TH} son las mismas en ambos casos. Por lo tanto:

$$Att_{adV} = \left(\frac{40}{150} \right)^{\left(\frac{40}{150-40} \right)} = (0,27)^{(0,363636)} = 0,621 \quad (6.2.58)$$

Por todo lo anterior, el valor residual en la tensión de salida $V_{L\uparrow}$ debido a una perturbación en escalón $V_{P\uparrow}$, teniendo en cuenta ambas atenuaciones, resulta:

$$V_{L\uparrow} = V_{P\uparrow} \cdot Att_{minV} \cdot Att_{adV} = V_{P\uparrow} \cdot \left(\frac{\omega_F}{\omega_{TH}} \right) \cdot \left[\left(\frac{\omega_F}{\omega_{TH}} \right)^{\left(\frac{\omega_F}{\omega_{TH} - \omega_F} \right)} \right] = 0,168 \cdot V_{P\uparrow} \quad (6.2.59)$$

El valor valor pico en la tensión de salida, consecuencia de un escalón de tensión del 7% de la tensión de línea resulta para:

DIPOLO

$$V_{L\uparrow D} = V_{P\uparrow D} \cdot 0,168 = E_{D_{NOMD}} \cdot 0,07 \cdot 0,168 = 1368 V \cdot 0,012 = 16,1 \quad (6.2.60)$$

De la misma manera para **NELLY**:

$$V_{Lr_N} = E_{D_{NOM_N}} \cdot 0,07 \cdot 0,168 = 65,52 \cdot 0,012 \cong 0,79 V \quad (6.2.61)$$

A esta altura es posible determinar la variación ΔV_L máxima resultado de la suma de todas las perturbaciones, es decir:

$$\Delta V_{L_{MAX}} = V_{Lr} + V_{Lr_p} + L_L \frac{dI_L}{dt} [V] \quad (6.2.62)$$

Esta tensión máxima, $\Delta V_{L_{MAX}}$, es importante al momento de determinar la corriente necesaria en el filtro activo, ya que casi en su totalidad coincide con la tensión en la resistencia R_{23} y como se desea eliminarla hay que inyectar una corriente I_P igual a $I_{P_{MAX}} = \frac{\Delta V_{L_{MAX}}}{R_{23}}$ en sentido contrario en el nodo de inyección, para conseguir $\Delta V_L \sim 0$ por lo que:

$$I_{P_{MAX}} = \frac{\Delta V_{L_{MAX}}}{R_{23}} \quad (6.2.63)$$

Calculando para los casos particulares se obtiene:

DIPOLO

$$\Delta V_{L_{MAX_D}} = V_{Lr_D} + V_{Lr_{pD}} + L_L \frac{dI_L}{dt} = 16,1 V + 20,67 + 0,8 HY \cdot 40 A/s = 68,77 V \quad (6.2.64)$$

con lo que resulta una corriente de corrección máxima:

$$I_{P_{MAX_D}} = \frac{\Delta V_{L_{MAX_D}}}{R_{23}} = \frac{68,77 V}{0,474 Ohm} = 145 A \quad (6.2.65)$$

Siguiendo con el mismo procedimiento con el caso **NELLY**, resulta:

$$\Delta V_{L_{MAX_N}} = V_{L_{r_N}} + V_{L_{r_{P_N}}} + L_L \frac{dI_L}{dt} = 0,79 V + 0,93 V + 0,44 Hy \cdot 1,1 Ohm = 2,20 V \quad (6.2.66)$$

con lo que resulta una corriente I_P de corrección máxima:

$$I_{P_{MAX_N}} = \frac{\Delta V_{L_{MAX_N}}}{R_{23}} = \frac{2,20 V}{1,59 Ohm} = 1,38 A \quad (6.2.67)$$

6.2.5. Cálculo del Filtro Pasivo L_F , C_F y R_T

En la Figura 6.4 se muestra el circuito del filtro pasivo.

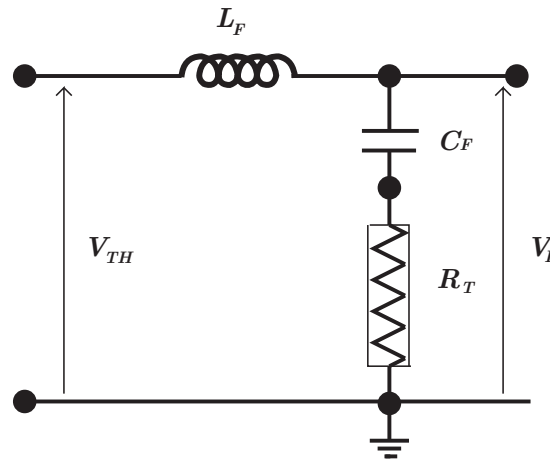


Figura 6.4: Filtro Pasivo

La frecuencia de resonancia del filtro es:

$$\omega_F = 2 \cdot \pi \cdot f_F = \frac{1}{\sqrt{C_F \cdot L_F}} \quad (6.2.68)$$

La ecuación de transferencia del filtro pasivo es:

$$\frac{V_L}{V_{TH}} = G_F = \frac{(1 + s.C_F.R_T)}{(s^2.L_F.C_F + s.C_F.R_T + 1)} = \frac{(1 + s.C_F.R_T)}{D_{N0}} \quad (6.2.69)$$

Recordando que la tensión de ripple máxima a la salida del rectificador controlado es $E_{pp} = \gamma \cdot E_{MAX}$ siendo E_{MAX} el valor máximo de la tensión de entrada. γ depende del numero de pulsos del convertidor y del ángulo de disparo. Como además la frecuencia de ripple para un sistema de p pulsos es $f_r = f_L \cdot p$. La impedancia de la inductancia del filtro pasivo a la frecuencia de ripple es:

$$Z_{L_F} = \omega_R.L_F = 2.\pi.f_r.L_F \quad (6.2.70)$$

Por diseño se considera que la corriente de ripple por la inductancia $I_{F_{rpp}}$ tiene que ser menor del 10 % de la corriente máxima de salida $I_{L_{MAX}}$. Además, la impedancia de la inductancia siempre es mucho mayor que la impedancia serie del capacitor más la RT. Por lo tanto:

$$I_{F_{rpp}} = 0,1 \cdot I_{L_{MAX}} = \frac{\gamma \cdot E_{MAX}}{Z_{L_F}} = \frac{\gamma \cdot E_{MAX}}{2\pi \cdot f_r \cdot L_F} \quad (6.2.71)$$

Por lo que, despejando L_F resulta:

$$L_F \geq \frac{\gamma \cdot E_{MAX}}{2\pi \cdot f_r \cdot 0,1 \cdot I_{L_{MAX}}} \quad (6.2.72)$$

Finalmente,

$$L_F \geq \frac{1,59 \cdot \gamma \cdot E_{MAX}}{f_r \cdot I_{L_{MAX}}} \quad (6.2.73)$$

Obtenida la inductancia del Filtro Pasivo L_F la capacidad del mismo C_F resulta:

$$C_F = \left(\frac{1}{\omega_F} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_F} \quad (6.2.74)$$

Y la resistencia de amortiguamiento debe cumplir con $\xi = 0,5$, para que el filtro esté adecuadamente amortiguado. Por lo tanto:

$$\omega_F = \frac{1}{C_F \cdot R_T} \quad (6.2.75)$$

despejando R_T en la ecuación anterior se tiene:

$$R_T = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} \quad (6.2.76)$$

Tanto para la fuente DIPOLO como para NELLY, las especificaciones generales son:

$$f_F = 40 \text{ Hz}, p = 12, f_L = 50 \text{ Hz}$$

Resulta:

$$\omega_F = 251,33 \text{ rad/s}$$

$$f_r = 600 \text{ Hz}$$

Recordando los valores característicos para la fuente DIPOLO, $E_{MAX} = 1480 \text{ V}$, $I_{L_{MAX}} = 800 \text{ A}$, $R_L = 1,33 \text{ Ohm}$, $\gamma = 0,4$ y utilizando la Ecuación (6.2.73) se llega a:

$$L_F \geq \frac{1,59 \cdot \gamma \cdot E_{MAX}}{f_r \cdot I_{L_{MAX}}} = 1,96 \cdot 10^{-3} \text{ Hy} \quad (6.2.77)$$

Se adopta:

$$L_{FD} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ Hy} \quad (6.2.78)$$

Con este valor de L_F , calculando C_F a partir de la Ecuación (6.2.74), se obtiene:

$$C_{F_D} = \left(\frac{1}{\omega_F} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_F} = \left(\frac{1}{251,33} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 7,92 \cdot 10^{-3} Farad \quad (6.2.79)$$

Se adopta:

$$\boxed{C_{F_D} = 7,52 \cdot 10^{-3} Farad} \quad (6.2.80)$$

Con L_F y C_F se calcula R_T a partir de la Ecuación (6.2.76), con lo que:

$$R_{T_D} \geq \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-3}}{7,52 \cdot 10^{-3}}} = 0,516 Ohm \quad (6.2.81)$$

Se adopta:

$$\boxed{R_{T_D} = 0,522 Ohm} \quad (6.2.82)$$

Teniendo en cuenta que $R_1 = 0,1 \cdot R_{23}$ y que $R_1 + R_{23} = R_T$, resulta:

$$\boxed{R_{23_D} = \frac{R_{T_D}}{1,1} = 0,474 Ohm} \quad (6.2.83)$$

Y

$$\boxed{R_{1_D} = 0,1 \cdot R_{23_D} = 0,0474 Ohm} \quad (6.2.84)$$

Repitiendo la metodología para la fuente Nelly, cuyos parámetros característicos son, $E_{MAX} = 70,88 V$, $I_{L_{MAX}} = 22 A$, $R_L = 2,4 Ohm$, $\gamma = 0,38$, resulta:

$$L_F \geq \frac{1,59 \cdot \gamma \cdot E_{MAX}}{f_r \cdot I_{L_{MAX}}} = 3,24 \cdot 10^{-3} Hy \quad (6.2.85)$$

Se adopta por disponibilidad

$$\boxed{L_{F_N} = 6,8 \cdot 10^{-3} Hy} \quad (6.2.86)$$

Con este valor de L_F se obtiene C_F a partir de la Ecuación (6.2.74), con lo que:

$$C_{F_N} = \left(\frac{1}{\omega_F}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_F} = \left(\frac{1}{251,33}\right)^2 \cdot \frac{1}{6,8 \cdot 10^{-3}} = 2,32 \cdot 10^{-3} Farad \quad (6.2.87)$$

Se adopta:

$$\boxed{C_{F_N} = 2,2 \cdot 10^{-3} Farad} \quad (6.2.88)$$

Con L_F y C_F se determina R_T a partir de la Ecuación (6.2.76), con lo que:

$$R_{T_N} \geq \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} = \sqrt{\frac{6,8 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 10^{-3}}} = 1,75 Ohm \quad (6.2.89)$$

Se adopta:

$$\boxed{R_{T_N} = 1,75 Ohm} \quad (6.2.90)$$

Teniendo en cuenta que $R_1 = 0,1 \cdot R_{23}$ y que $R_1 + R_{23} = R_T$, resulta:

$$\boxed{R_{23_N} = \frac{R_{T_N}}{1,1} = 1,59 Ohm} \quad (6.2.91)$$

Y

$$\boxed{R_{1_N} = 0,1 \cdot R_{23_N} = 0,159 Ohm} \quad (6.2.92)$$

6.3. Control

6.3.1. Lazo Corriente

El lazo de corriente es el lazo más lento y más externo. Los bloques que lo conforman se muestran en la Figura 6.5. Está compuesto por el controlador G_I , el lazo cerrado de tensión T_{CLoopV} , la carga G_L y la ganancia de medida de tensión K_I

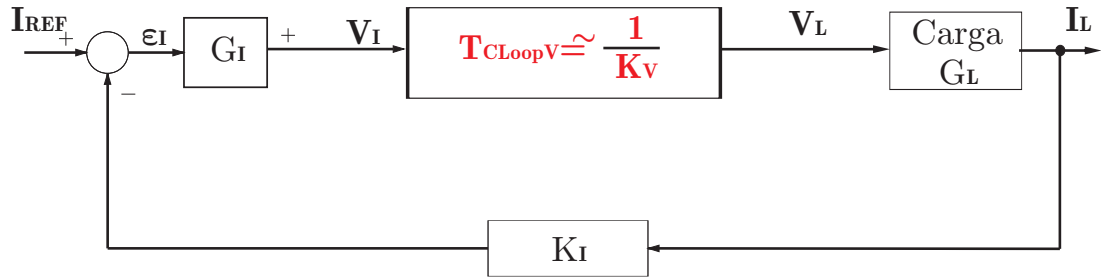


Figura 6.5: Diagrama en bloque del lazo de corriente

Como se necesita una transferencia de corriente de lazo abierto T_{OLoopI} monotónica de tipo 1 (error nulo al escalón y respuesta exponencial simple) con frecuencia de corte f_I , Figura 6.6, entonces la transferencia de lazo abierto de corriente tiene que cumplir con:

$$T_{OLoopI} = \frac{\omega_I}{s} \quad (6.3.1)$$

Como:

$$T_{OLoopI} = \frac{\omega_I}{s} = G_I \cdot G_L \cdot K_I \cdot \frac{1}{K_V} \quad (6.3.2)$$

Resulta:

$$G_I = \frac{\omega_I \cdot K_V}{s \cdot G_L \cdot K_I} = \frac{\omega_I \cdot K_V \cdot R_L \cdot \left(\frac{s}{\omega_L} + 1 \right)}{s \cdot K_I} \quad (6.3.3)$$

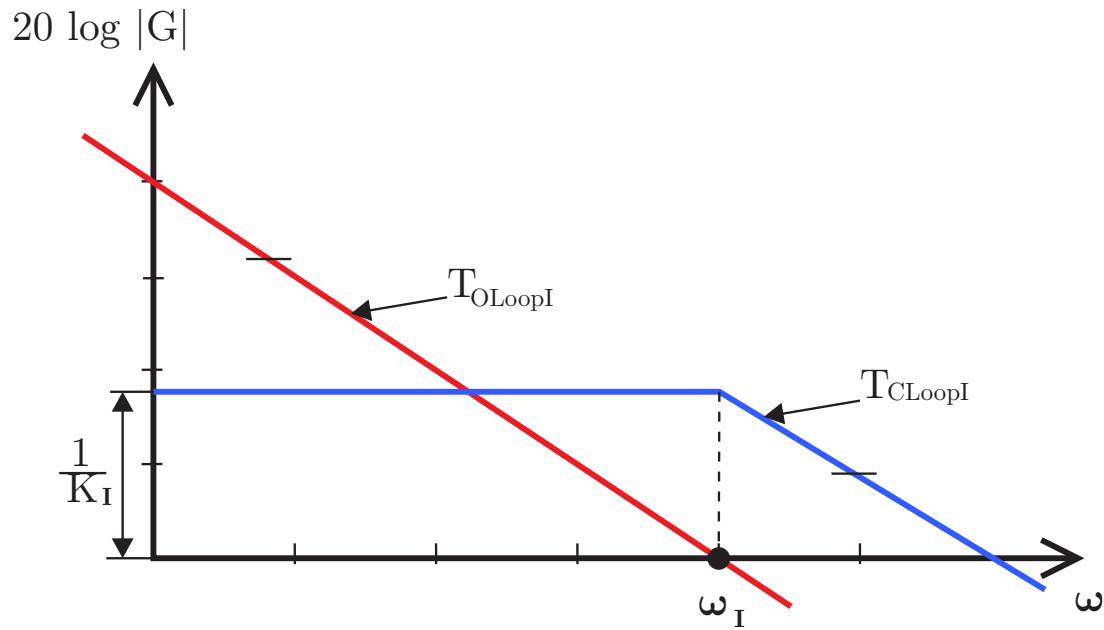


Figura 6.6: Transferencia de lazo abierto y cerrado del lazo de corriente

Especificando para la fuente Dipolo, teniendo en cuenta sus valores particulares:

- $R_L = 1,33 \text{ Ohm}$
- $L_L = 0,8 \text{ Hy}$
- $K_I = \frac{1}{80}$
- $K_V = \frac{1}{137}$
- $f_I = 1 \text{ Hz}$
- $\omega_I = 2 \cdot \pi \cdot 1 = 6,28 \text{ rad/s}$
- $\omega_L = \frac{R_L}{L_L} = \frac{1,33}{0,8} = 1,663 \text{ rad/s}$
- $\omega_V \gg \omega_I \text{ rad/s}$

G_{I_D} resulta:

$$G_{ID} = \frac{\omega_I \cdot K_V \cdot R_L \cdot \left(s \frac{1}{\omega_L} + 1\right)}{s \cdot K_I} = 4,9 \cdot \left(\frac{s \cdot 0,6 + 1}{s}\right) \quad (6.3.4)$$

En la Figura 6.7, se gráficán de los diagramas de Bode de los bloques representativos del lazo corriente para la alimentación DIPOLO.

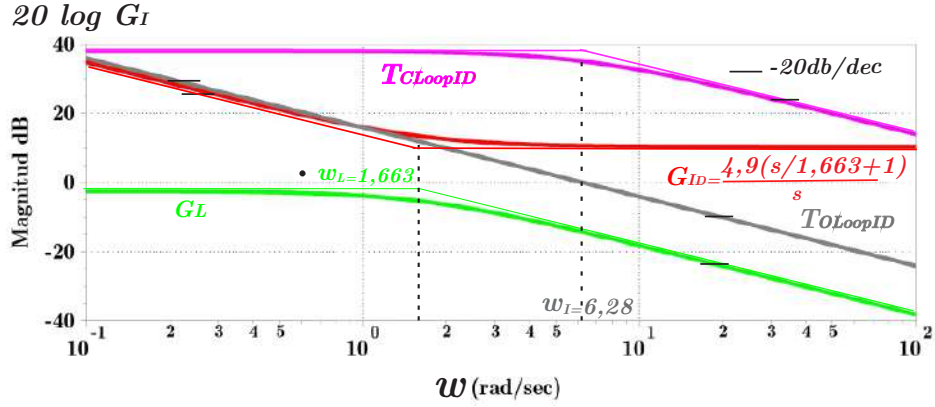


Figura 6.7: Diagrama Bloque Lazo Corriente DIPOLO.

Procediendo en forma similar para la fuente Nelly con sus valores particulares:

- $R_L = 2,4 \text{ Ohm}$
- $L_L = 0,44 \text{ Hy}$
- $K_I = \frac{1}{2,5}$
- $K_V = \frac{1}{6,55}$
- $f_I = 1 \text{ Hz}$
- $\omega_I = 2 \cdot \pi \cdot 1 = 6,28 \text{ rad/s}$
- $\omega_L = \frac{R_L}{L_L} = \frac{2,4}{0,44} = 5,45 \text{ rad/s}$
- $\omega_V \gg \omega_I \text{ rad/s}$

Resulta G_{I_N} igual a:

$$G_{I_N} = \frac{\omega_I \cdot K_V \cdot R_L \cdot \left(s \frac{1}{\omega_L} + 1\right)}{s \cdot K_I} = 5,8 \cdot \left(\frac{s \cdot 0,18 + 1}{s}\right) \quad (6.3.5)$$

En la Figura 6.8, se gráficán de los diagramas de Bode de los bloques representativos del lazo corriente para la alimentación NELLY

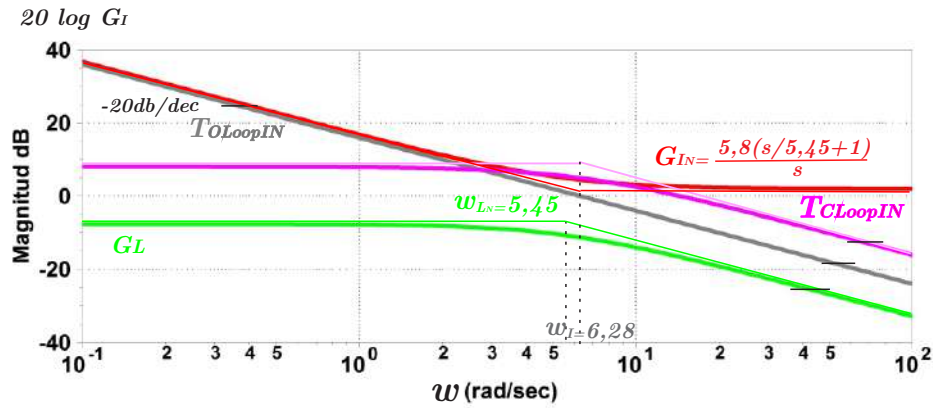


Figura 6.8: Diagrama Bloque Lazo Corriente NELLY.

6.3.2. Lazo Tiristor

El Lazo de tiristor Figura 6.18, está formado por el filtro pasivo de transferencia G_F , el Puente de Tiristores G_{TH} , la realimentación de tensión de salida K_V y una constante de ajuste K_{TH} .

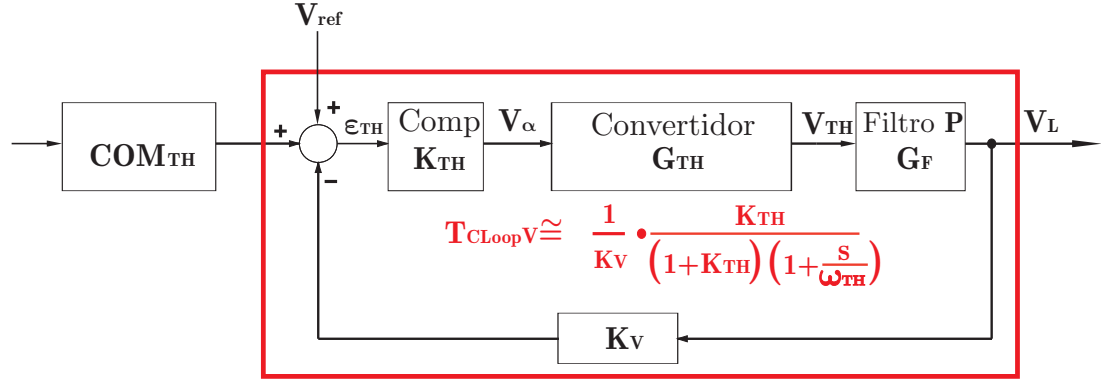


Figura 6.9: Diagrama Bloque del Lazo Tiristor.

La frecuencia de corte de lazo abierto del lazo de tiristor, f_{TH} no puede ser mayor que el máximo teórico-practico de $f_{TH} \leq \frac{f_r}{4}$, (Subsección 2.5.2), que para el caso de interés es 150 Hz .

Este lazo cerrado es un lazo interno al lazo de tensión y está solo a los efectos del arranque en modo tiristor con los lazos de tensión y corriente abiertos. Por lo que su estructura debe ser lo más simple posible, por ello con solo agregar una ganancia como compensador K_{TH} es suficiente.

Como :

$$T_{OLoopTH} = K_{TH} \cdot G_{TH} \cdot G_F \cdot K_V = \frac{\omega_{TH}}{\omega_F} \cdot G_F \quad (6.3.6)$$

Por lo tanto para cumplir con la condición límite en la frecuencia de corte de lazo abierto hay que cumplir con:

$$K_{TH} \cdot K_V \cdot G_{TH} = \frac{\omega_{TH}}{\omega_F} \leq \frac{150}{40} \leq 3,75 \quad (6.3.7)$$

El peor caso se produce con máxima tensión de línea donde la ganancia del convertidor G_{TH} , vale $G_{TH_{MAX}}$. Si el valor del producto $K_V \cdot G_{TH_{MAX}} = 1$, el valor de K_V , resulta:

$$K_V = \frac{1}{G_{TH_{MAX}}} \quad (6.3.8)$$

En estas condiciones K_{TH} vale lo mismo para DIPOLO y NELLY, con un valor de $K_{TH} = 3,75$. O sea:

$$\boxed{K_{THD} = 3,75} \quad (6.3.9)$$

Y

$$\boxed{K_{THN} = 3,75} \quad (6.3.10)$$

En cuanto a K_V será distinto en ambos casos, resultando para DIPOLO:

$$\boxed{K_{VD} = \frac{1}{G_{THMAXD}} = \frac{1}{137} = 0,0073} \quad (6.3.11)$$

y K_V para NELLY:

$$\boxed{K_{VN} = \frac{1}{G_{THMAXN}} = \frac{1}{6,55} = 0,153} \quad (6.3.12)$$

En la Figura [6.10](#), se muestran los diagramas de Bode del lazo tiristor para el DIPOLO, en estas condiciones.

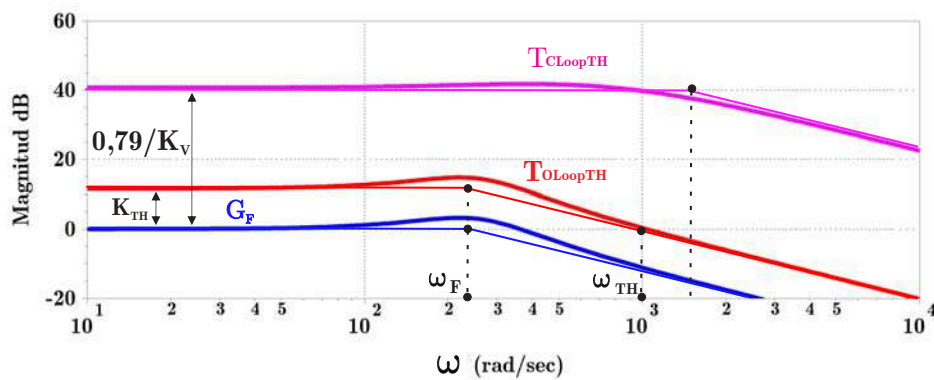


Figura 6.10: Bode Lazo Tiristor DIPOLO

En la Figura [6.11](#), se muestran los diagramas de Bode del lazo tiristor para NELLY, en estas condiciones.

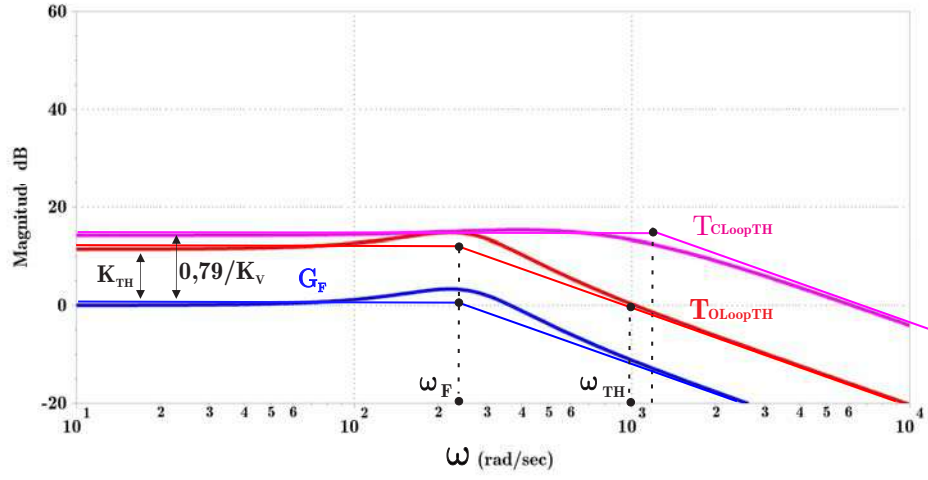


Figura 6.11: Bode Lazo Tiristor NELLY.

La ganancia de lazo cerrado del lazo tiristor, $T_{CLoopTH}$, resulta:

$$T_{CLoopTH} \cong \frac{K_{TH}}{(K_{TH} + 1) \cdot K_V \cdot (s \cdot T_{TH} + 1)} \quad (6.3.13)$$

Por lo que para DIPOLO queda:

$$T_{CLoopTHD} \cong \frac{K_{TH}}{(K_{TH} + 1) \cdot K_{VD} \cdot (s \cdot T_{TH} + 1)} = \frac{108}{(s \cdot 0,001 + 1)} \quad (6.3.14)$$

Y para NELLY:

$$T_{CLoopTHN} \cong \frac{K_{TH}}{(K_{TH} + 1) \cdot K_{VN} \cdot (s \cdot T_{TH} + 1)} = \frac{5,1}{(s \cdot 0,001 + 1)} \quad (6.3.15)$$

Estas transferencias son del tipo 0 (error no nulo al escalón). Como este lazo además de ser utilizado en el arranque también cubre, como se ha visto, la banda de bajas frecuencias del lazo tensión principal, tiene que asegurar valor medio

nulo en la resistencia del filtro activo. Como se dedujo en la sección 5.3.3 la transferencia COM_{TH} resulta:

$$COM_{TH} = \frac{\left(\frac{s}{\omega_F} + 1 \right)}{\frac{s}{\omega_F}} \quad (6.3.16)$$

Resultando la misma transferencia para DIPOLO y NELLY ya que la frecuencia $\omega_F = 251 = 2\pi \cdot 40 \text{ rad/s}$ es la misma para ambos diseños.

Por lo que COM_{TH} resulta:

$$COM_{TH} = \frac{\left(\frac{s}{251} + 1 \right)}{\frac{s}{251}} \quad (6.3.17)$$

6.3.3. Lazo de tensión

El lazo de tensión incluye el controlador G_V , el filtro activo representado por su transferencia G_P , el bloque $\frac{V_L}{I_P}$ y el bloque de realimentación y medida K_V .

El bloque $\frac{V_L}{I_P}$, a su vez está constituido por el lazo tiristor, el filtro pasivo G_F , la carga G_L y el bloque de ajuste de cruce controlado por la constante K_{CRU} , conformando en su conjunto el Filtro Activo Híbrido.

Determinación de la constante de cruce K_{CRU}

En esta subsección, se obtendrá la constante de cruce K_{CRU} más conveniente para la alimentación DIPOLO y NELLY, con la nueva propuesta de Filtro Activo Híbrido HAF. Recordando el análisis realizado en el capítulo 5 sección 5.3 Ecuación (5.3.11).

Entonces, el valor de la constante K_{CRU} estará comprendida entre los siguientes límites:

$$\boxed{\boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_{TH}}, \frac{R_{23}}{G_{TH}} > K_{CRU} > \frac{R_{23}}{G_{TH} \cdot K_{TH}}, \boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_F}} \quad (6.3.18)$$

Sabiendo además por los cálculos del Filtro Pasivo que $R_{23_D} = 0,474$ y $R_{23_N} = 1,59$ y $G_{TH_D} = 137$ y $G_{TH_N} = 6,55$ se pueden calcular los límites de K_{CRU} para ambas aplicaciones. Por lo que queda:

DIPOLO

$$\boxed{\boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_{TH}}, \frac{0,474}{137} > K_{CRU_D} > \frac{0,474}{137 \cdot 3,75}, \boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_F}} \quad (6.3.19)$$

O sea:

$$\boxed{\boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_{TH}}, 0,0034 > K_{CRU_D} > 0,0009, \boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_F}} \quad (6.3.20)$$

NELLY

$$\boxed{\boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_{TH}}, \frac{1,59}{6,55} > K_{CRU_N} > \frac{1,59}{6,55 \cdot 3,75}, \boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_F}} \quad (6.3.21)$$

O sea:

$$\boxed{\boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_{TH}}, 0,244 > K_{CRU_D} > 0,065, \boxed{Para \omega_{CRU} = \omega_F}} \quad (6.3.22)$$

Para aprovechar al máximo la etapa de potencia se elige la máxima frecuencia de cruce para ambos diseños. O sea, $\omega_{CRU} = \omega_{TH} = 942 \text{ rad/s}$ por lo que queda:

- $\omega_{CRU_D} = \omega_{CRU_N} = 942 \text{ rad/s}$
- $K_{CRU_D} = 0,0034$

$$\blacksquare K_{CRU_N} = 0,244$$

Determinación de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$

Determinada la transferencia de lazo cerrado tiristor $T_{CLoopTH}$, la del bloque COM_{TH} , el valor de K_{TH} y habiendo elegido para los dos diseños la frecuencia de cruce ω_{CRU} en ω_{TH} , recordando el análisis realizado en el Capítulo 5, Sección 5.3, es posible obtener la transferencia aproximada del bloque suma $\frac{V_L}{I_P}$ útil para el diseño del lazo de control interno de tensión, Ecuación (5.3.14), que se repite por comodidad.

$$\frac{V_L}{I_P} \cong R_{23} \cdot \frac{\omega_{AP}}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{AP}}\right) \quad (6.3.23)$$

Como en ambos diseños, DIPOLO y NELLY, se eligió, $K_{TH} = 3,75$, $G_{TH} \cdot K_V = 1$ para que, $\omega_{TH} = \omega_{CRU}$, resulta $\omega_{CRU} = K_{TH} \cdot \omega_F = 942 \text{ rad/s}$. El valor de ω_{AP} , entonces es:

$$\omega_{AP} = \frac{K_{TH} \cdot \omega_F}{(K_{TH} \cdot +1)} = \frac{\omega_{CRU}}{(K_{TH} \cdot +1)} = \frac{942}{(3,75 \cdot +1)} = 198 \text{ rad/s} \quad (6.3.24)$$

Por lo que la transferencia aproximada $\frac{V_L}{I_P}$ para DIPOLO resulta:

$$\frac{V_{LD}}{I_P} \cong R_{23D} \cdot \frac{\omega_{APD}}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{APD}}\right) = \frac{93,85 \cdot \left(1 + \frac{s}{198}\right)}{s} \quad (6.3.25)$$

Operando de la misma manera, la transferencia aproximada $\frac{V_L}{I_P}$ para NELLY resulta:

$$\frac{V_{L_N}}{I_P} \cong R_{23_N} \cdot \frac{\omega_{AP_N}}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{AP_N}}\right) = \frac{314,82 \cdot \left(1 + \frac{s}{198}\right)}{s} \quad (6.3.26)$$

En la Figura 6.12 se representa la intersección entre $R_{23_D} \cdot G_{INY}$ con la característica monótonica $CONV = K_{CRU_D} \cdot COM_{TH} \cdot K_{TH} \cdot G_{TH_D} \cdot G_F$ para el caso del DIPOLO y en la Figura 6.13 la característica total resultante del bloque $\frac{V_L}{I_P}$.

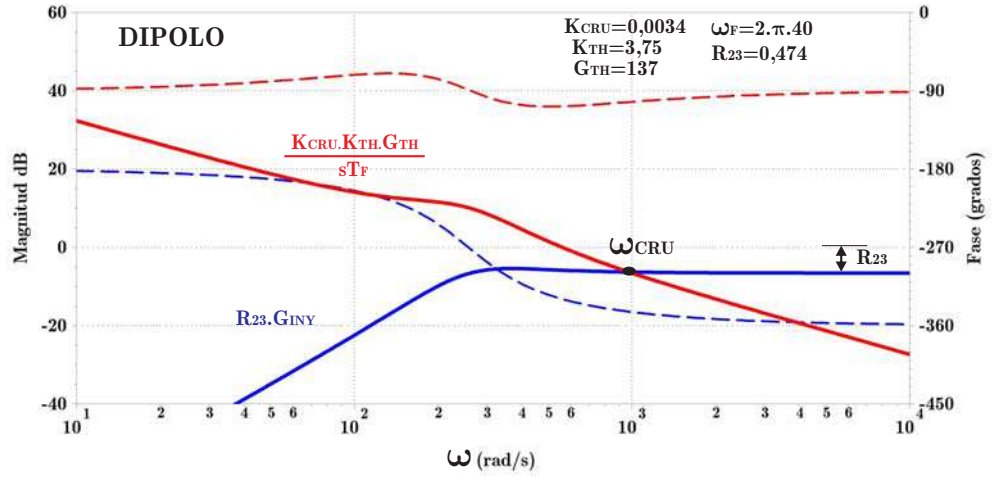


Figura 6.12: Bode de verificación del cruce de transferencias para la alimentación DIPOLO.

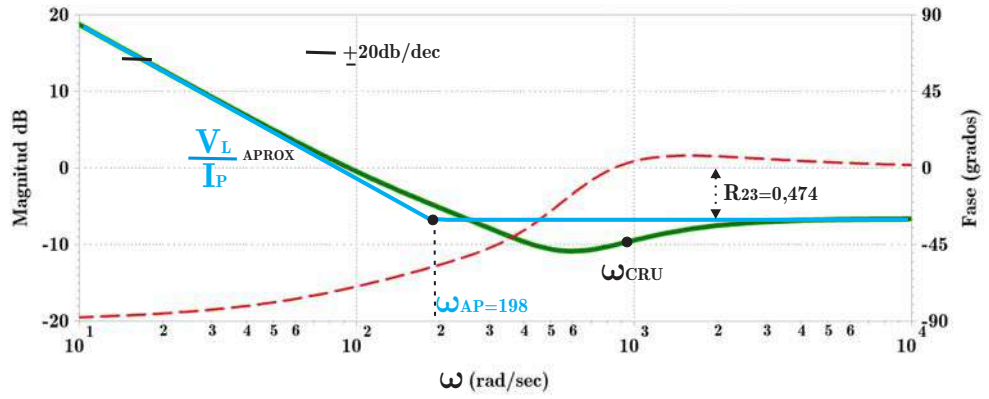


Figura 6.13: Diagrama de Bode de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ resultante para el caso DIPOLO.

En la Figura 6.14 se representa la intersección entre $R_{23_N} \cdot G_{IN_Y}$ con la característica monótonica $CONV = K_{CRU_N} \cdot COM_{TH} \cdot K_{TH_N} \cdot G_{TH_N} \cdot G_F$ para el caso de la alimentación NELLY y en la Figura 6.15 la característica total resultante del bloque $\frac{V_L}{I_P}$.

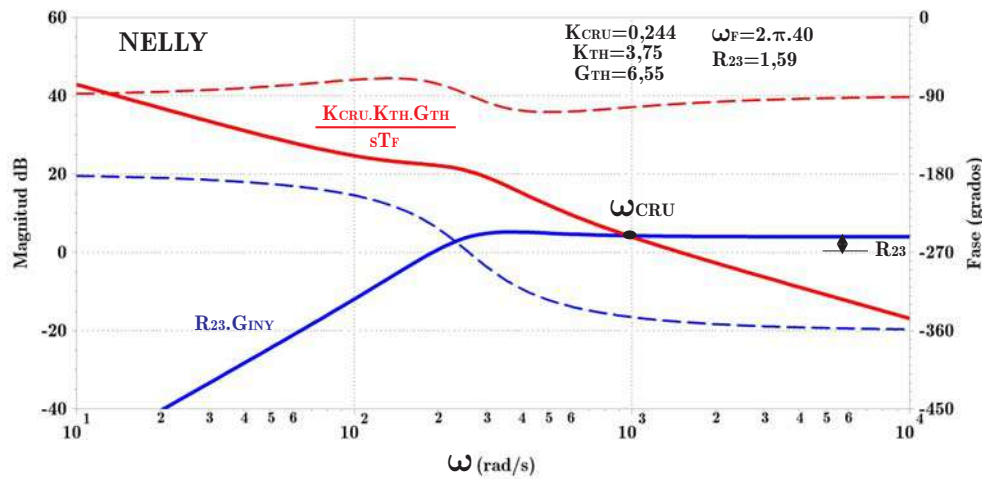


Figura 6.14: Bode de verificación del cruce de transferencias para la alimentación NELLY.

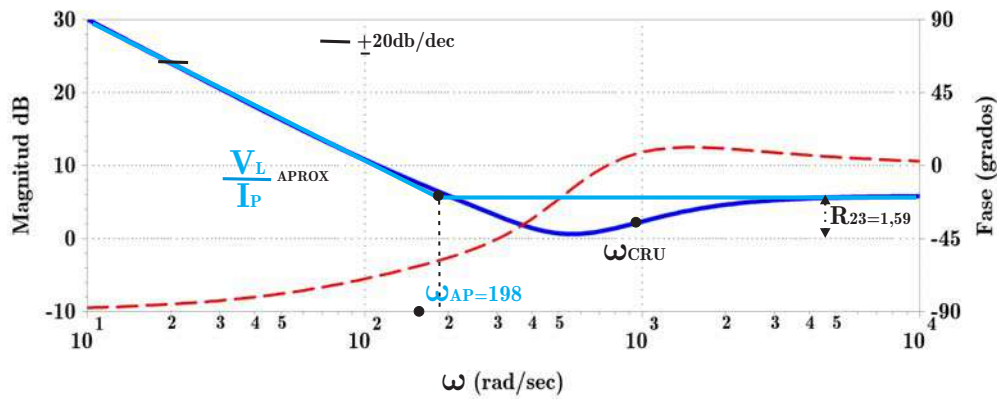


Figura 6.15: Diagrama de Bode de la transferencia $\frac{V_L}{I_P}$ resultante para el caso NELLY.

Como se observa ambas transferencias aproximadas tienen las mismas características de frecuencia y fase difiriendo una de otra en la constante R_{23} .

Obtenida la transferencia del Filtro Activo Hibrido $\frac{V_L}{I_P}$, es posible realizar el diseño del compensador G_V del lazo de Tensión.

Determinación de G_V

El bloque G_P representativo del amplificador de potencia del Filtro Activo, G_P , se asumirá como una ganancia con un polo simple en ω_P , Ecuación (6.3.27),

$$G_P = \frac{K_P}{(1 + s \cdot T_P)} \quad (6.3.27)$$

Conocidas las transferencias constitutivas del lazo tensión solo resta calcular el compensador, G_V , teniendo en cuenta que la ganancia de lazo abierto T_{OLoopV} del lazo de tensión interno debe cumplir con la condición:

$$T_{OLoopV} = \frac{\omega_{V_{NEC}}}{s} = G_V \cdot G_P \cdot \frac{V_L}{I_P} \cdot K_V \quad (6.3.28)$$

Reemplazando G_P y $\frac{V_L}{I_P}$ se puede determinar el compensador G_V para ambos diseños, resultando:

$$G_V = \frac{\omega_{V_{NEC}}}{R_{23} \cdot \omega_{AP} \cdot K_P \cdot K_V} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_P}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{AP}}\right)} \quad (6.3.29)$$

La función de transferencia de lazo cerrado T_{CLoopV} resulta en consecuencia:

$$T_{CLoopV} \cong \frac{1}{K_V \cdot \left(\frac{s}{\omega_{V_{NEC}}} + 1\right)} \quad (6.3.30)$$

Donde $\omega_{V_{NEC}}$ es la frecuencia necesaria para a cumplir las especificaciones de variación relativa M_t en la corriente I_L de salida.

En este caso, el amplificador del filtro activo esta compuesto por un amplificador de transconductancia G_P que tiene un polo simple en $\omega_P = 10^4 \text{ rad/s}$ y una ganancia de 16 A/V para el caso DIPOLLO y un polo simple en $\omega_P = 10^4 \text{ rad/s}$ y una ganancia de 1 A/V para el caso NELLY. Por lo anterior, para el caso DIPOLLO se tiene:

$$G_{P_D} = \frac{K_{P_D}}{(1 + s \cdot T_P)} = \frac{16}{(1 + s \cdot 0,001)} \quad (6.3.31)$$

y para el caso de NELLY:

$$G_{P_N} = \frac{K_{P_N}}{(1 + s \cdot T_{P_N})} = \frac{1}{(1 + s \cdot 0,001)} \quad (6.3.32)$$

Recordando los valores particulares correspondientes a DIPOLLO, tenemos:

- $K_{V_D} = 0,0073$
- $R_{23_D} = 0,474 \text{ Ohm}$
- $K_{P_D} = 16$
- $\omega_{P_D} = 10^4 \text{ rad/s}$
- $\omega_{AP} = 198 \text{ rad/s}$
- $\omega_{V_{NEC_D}} = 28,260 \text{ rad/s}$

Resulta el compensador, G_V , para DIPOLLO:

$$G_{V_D} = \frac{\omega_{V_D}}{R_{23_D} \cdot \omega_{AP} \cdot K_{P_D} \cdot K_{V_D}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_D}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{AP}}\right)} = 2578 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{10^4}\right)}{\left(1 + \frac{s}{198}\right)} \quad (6.3.33)$$

Y la T_{CLoopV_D} , resulta:

$$T_{CLoopV_D} \cong \frac{1}{K_{V_D} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{V_{NECD}}} + 1 \right)} = \frac{137}{(s \cdot 4,10^{-6} + 1)} \quad (6.3.34)$$

En la Figura 6.16, se encuentran representados los diagramas de Bode de G_V , T_{OLoopV} , T_{CLoopV} , G_P y $\frac{V_L}{I_P}$ para el caso DIPOLO.

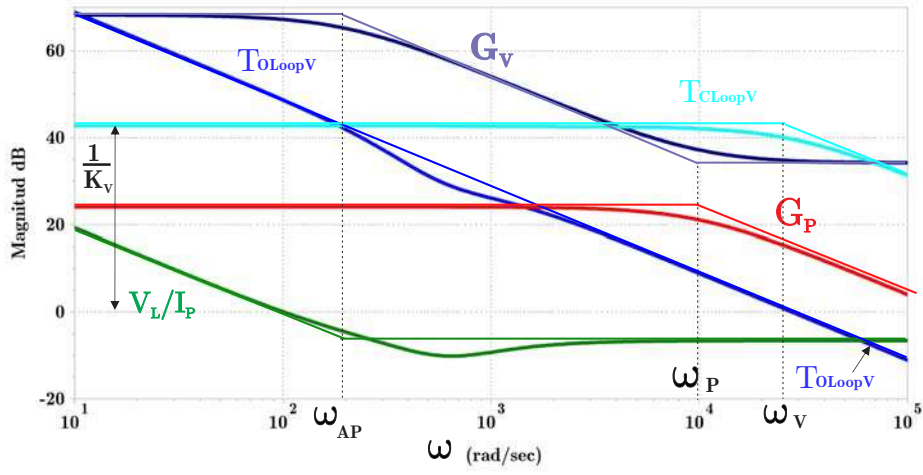


Figura 6.16: Diagrama de Bode de la transferencia G_V resultante para el caso DIPOLO .

Recordando los valores particulares correspondientes a NELLY, tenemos:

- $K_{V_N} = 0,153$
- $R_{23_N} = 1,75 \text{ Ohm}$
- $K_{P_N} = 1$
- $\omega_{P_N} = 10^4 \text{ rad/s}$
- $\omega_{AP} = 198 \text{ rad/s}$
- $\omega_{V_{D_{min}}} = 254 \cdot 340 \text{ rad/s}$

Resulta el compensador, G_V , para NELLY:

$$G_{V_N} = \frac{\omega_{V_{N_{min}}}}{R_{23_N} \cdot \omega_{AP} \cdot K_{P_N} \cdot K_{V_N}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P_N}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{AP}}\right)} = 5280 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{10^4}\right)}{\left(1 + \frac{s}{198}\right)} \quad (6.3.35)$$

Y la T_{CLoopV_N} , resulta:

$$T_{CLoopV_N} \cong \frac{1}{K_{V_N} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{V_{NEC_N}}} + 1\right)} = \frac{6,55}{(s \cdot 4,10^{-6} + 1)} \quad (6.3.36)$$

En la Figura 6.17, se encuentran representados los diagramas de Bode de G_V , T_{OLoopV} , T_{CLoopV} , G_P y $\frac{V_L}{I_P}$ para el caso NELLY.

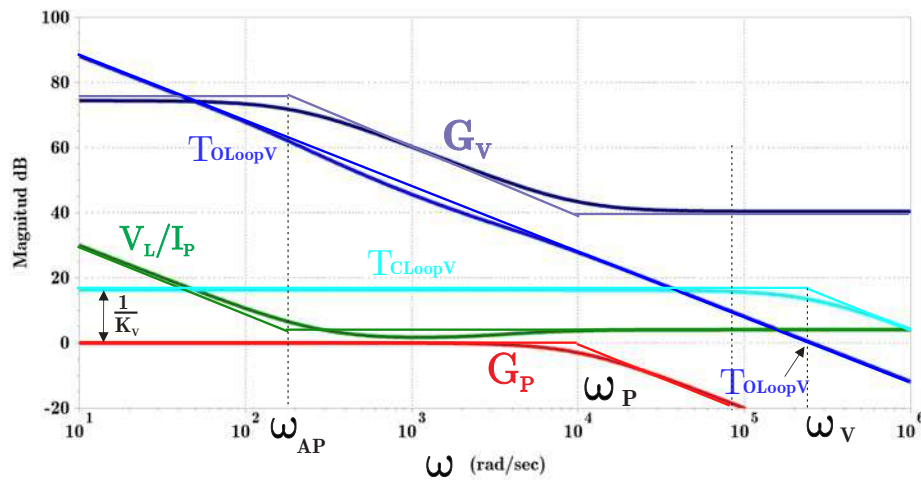


Figura 6.17: Diagrama de Bode de la transferencia G_V resultante para el caso NELLY .

6.4. Resumen de los valores calculados

A continuación se resumen la totalidad de los valores calculados, tanto para la alimentacion DIPOLO como para la NELLY.

6.4.1. Valores de diseño

RESUMIENDO, en la tabla 6.2 se volcaron todos los valores de diseño para las dos alimentaciones DIPOLO y NELLY:

Parámetro	DIPOLO	NELLY
V_F	$V_{F_D} = 507 V_{ef}$	$V_{F_N} = 24,00 V_{ef}$
V_N	$V_{N_D} = 293 V_{ef}$	$V_{N_N} = 13,85 V_{ef}$
α_{min}	$\alpha_{min_D} = 30^\circ$	$\alpha_{min_N} = 15^\circ$
α_{max}	$\alpha_{max_D} = 49,2^\circ$	$\alpha_{max_N} = 39,3^\circ$
E_D	$E_{D_D} = 1185 V$	$E_{D_N} = 63,29 V$
E_{D0}	$E_{D0_D} = 1368 V$	$E_{D0_N} = 65,52 V$
γ	$\gamma_D = 0,39$	$\gamma_N = 0,33$
E_{pp}	$E_{pp_D} = 577 V$	$E_{pp_N} = 23 V$
$V_{L_{rpp}}$	$V_{L_{rpp_D}} = 30,0 V$	$V_{L_{rpp_N}} = 1,20 V$
$V_{L_{rp}}$	$V_{L_{rp_D}} = 20,67 V$	$V_{L_{rp_N}} = 0,93 V$

Parámetro	DIPOLO	NELLY
$I_{L_{rpp}}$	$I_{L_{rppD}} = 0,01 A$	$I_{L_{rppN}} = 0,00084 A$
$V_{L_{\Gamma}}$	$V_{L_{\Gamma D}} = 16,1 V$	$V_{L_{\Gamma N}} = 0,79 V$
$\Delta V_{L_{MAX}}$	$\Delta V_{L_{MAXD}} = 68,77 V$	$\Delta V_{L_{MAXN}} = 2,2 V$
$I_{P_{MAX}}$	$I_{P_{MAXD}} = 145 A$	$I_{P_{MAXN}} = 1,38 A$
$f_{V_{NEC}}$	$f_{V_{NECD}} = 4 \cdot 500 Hz$	$f_{V_{NECN}} = 40 \cdot 500 Hz$
$\omega_{V_{Dmin}}$	$\omega_{V_{Dmin}} = 28 \cdot 260 rad/s$	$\omega_{V_{Nmin}} = 254 \cdot 340 rad/s$
G_{TH}	$G_{THD} = 137$	$G_{THN} = 6,55$
K_V	$K_{VD} = \frac{1}{137} = 0,0073$	$K_{VN} = \frac{1}{6,55} = 0,153$

Tabla 6.2: Valores de diseño resultantes para las dos fuentes, DIPOLO y NELLY.

6.4.2. Valores adoptados para el Filtro Pasivo

Resumiendo, en la tabla [6.3](#) se muestran los valores de los componentes del Filtro Pasivo adoptados para DIPOLO y NELLY :

Parámetro	DIPOLO	NELLY
L_F	$L_{F_D} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ Hy}$	$L_{F_N} = 6,8 \cdot 10^{-3} \text{ Hy}$
C_F	$C_{F_D} = 7,52 \cdot 10^{-3} \text{ Farad}$	$C_{F_N} = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ Farad}$
R_T	$R_{T_D} = 0,522 \text{ Ohm}$	$R_{T_N} = 1,75 \text{ Ohm}$
R_1	$R_{1_D} = 0,0474 \text{ Ohm}$	$R_{1_N} = 0,159 \text{ Ohm}$
R_{23}	$R_{23_D} = 0,474 \text{ Ohm}$	$R_{23_N} = 1,59 \text{ Ohm}$

Tabla 6.3: Valores de diseño filtro pasivo resultantes para las dos fuentes, DIPOLO y NELLY.

6.4.3. Valores adoptado para los controladores y constantes de los lazos

Resumiendo, en la tabla [6.4](#) se muestran los valores de las transferencias de los controladores, las contantes y las transferencias de lazo cerrado adoptados en los lazos, para DIPOLO y NELLY :

Parámetro	DIPOLO	NELLY
K_{CRU}	$K_{CRU_D} = 0,0034$	$K_{CRU_N} = 0,244$
ω_{AP}	$\omega_{AP_D} = 198 \text{ rad/s}$	$\omega_{AP_N} = 198 \text{ rad/s}$
ω_P	$\omega_{P_D} = 1 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$	$\omega_{P_N} = 1 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$
K_P	$K_{P_D} = 16$	$K_{P_N} = 1$
ω_{CRU}	$\omega_{CRU_D} = 942 \text{ rad/s}$	$\omega_{CRU_N} = 942 \text{ rad/s}$
G_I	$G_{I_D} = 4,9 \cdot \left(\frac{s \cdot 0,6 + 1}{s} \right)$	$G_{I_N} = 5,8 \cdot \left(\frac{s \cdot 0,18 + 1}{s} \right)$
G_P	$G_{P_D} = \frac{16}{(s \cdot 10^{-4} + 1)}$	$G_{P_N} = \frac{1}{(s \cdot 10^{-4} + 1)}$
$T_{CLoopTH}$	$T_{CLoopTH_D} = \frac{108}{(s \cdot 8,4 \cdot 10^{-4} + 1)}$	$T_{CLoopTH_N} = \frac{5,13}{(s \cdot 8,4 \cdot 10^{-4} + 1)}$
$\frac{V_L}{I_P}$	$\frac{V_{L_D}}{I_P} = \frac{93,85 \cdot \left(1 + \frac{s}{198} \right)}{s}$	$\frac{V_{L_N}}{I_P} = \frac{314,82 \cdot \left(1 + \frac{s}{198} \right)}{s}$
G_V	$G_{V_D} = 2578 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{10^4} \right)}{\left(1 + \frac{s}{198} \right)}$	$G_{V_N} = 5280 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{10^4} \right)}{\left(1 + \frac{s}{198} \right)}$

Tabla 6.4: Valores de diseño de las constantes y trasferencias de los controladores para las dos fuentes, DIPOLO y NELLY.

6.5. Simulaciones

Completados los diseños de las fuentes DIPOLO y NELLY, a los efectos de comprobar el funcionamiento global, se realizaron las simulaciones en MathLab-Simulink. Si bien se han simulado y verificado ambas variantes, en este capítulo solo se presentarán las simulaciones de la variante DIPOLO en las versiones doble lazo **con** Filtro Activo Híbrido y doble lazo **sin** Filtro Activo Híbrido.

6.6. Diagramas bloque

En la Figura [6.18](#), se muestra el circuito completo implementado en Simulink, de la alimentación en la versión doble lazo con Filtro Activo Híbrido y en la Figura [6.19](#), el circuito completo en la versión doble lazo sin Filtro Activo. Estas dos versiones son comunes para las variantes, DIPOLO y NELLY. Para tener en cuenta, las diferencias de estas variantes, se generaron para todas las simulaciones, dos archivos, *Datos_Dipolo.m* y *Datos_Nelly.m*, con los datos particulares obtenidos de las especificaciones de cada prototipo y los valores resultantes del diseño. Estos se encuentran documentados en el Apéndice [A](#)

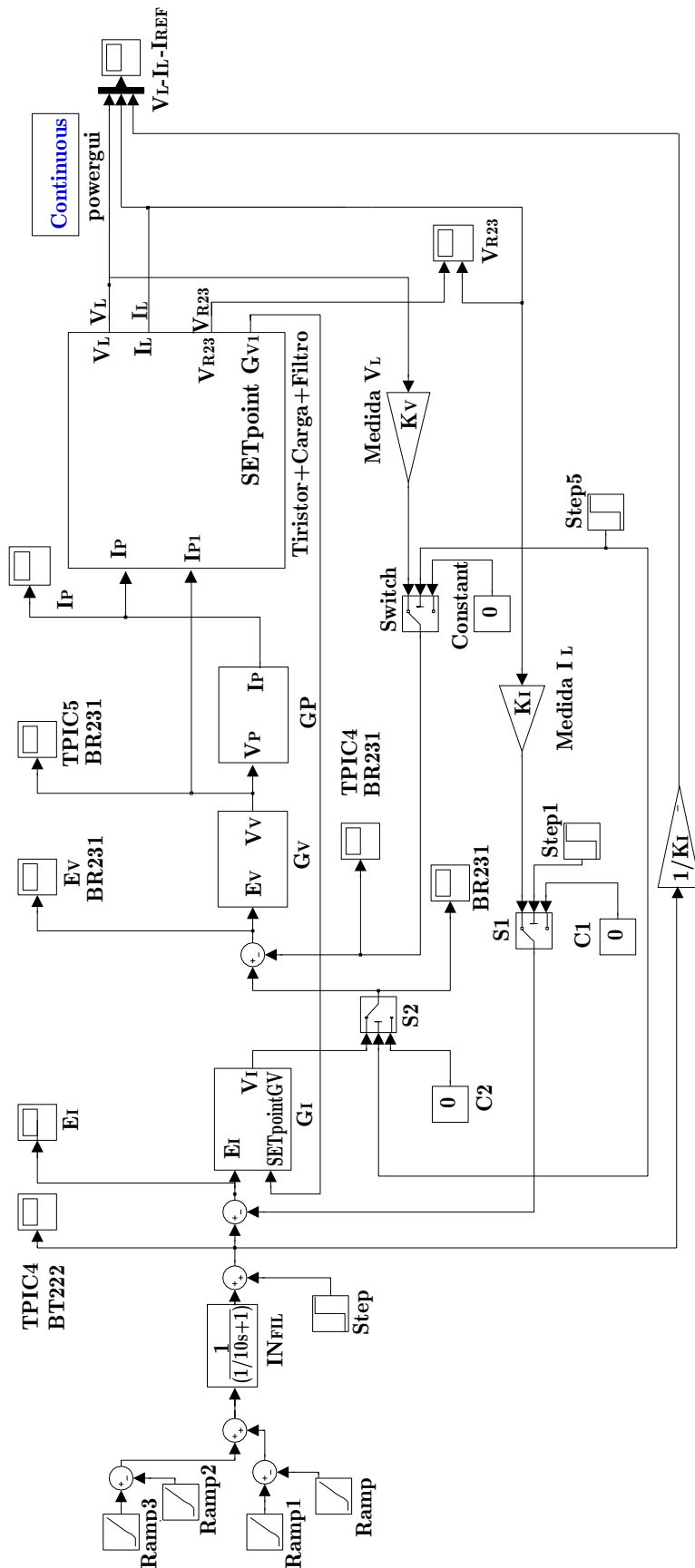


Figura 6.18: Diagrama Bloque completo para la simulación de la versión doble lazo con Filtro Activo Híbrido para DIPOLO y NELLY.

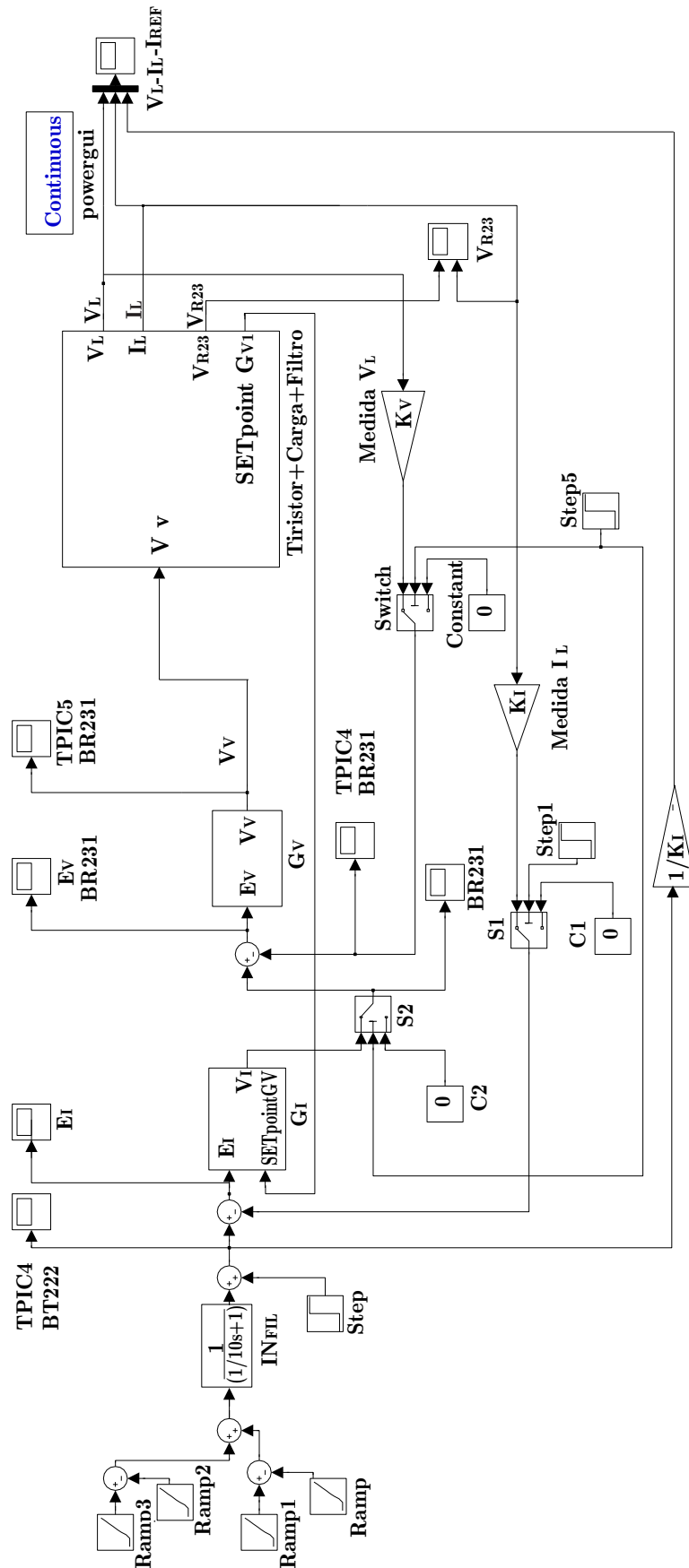


Figura 6.19: Diagrama Bloque completo para la simulación de la versión doble lazo sin Filtro Activo Híbrido para DIPOLO y NELLY.

En estas figuras se observan los bloques principales: el generador de la corriente de referencia I_{ref} , el controlador del lazo externo de corriente G_I , el controlador del lazo interno de tensión G_V , la transferencia tensión-corriente del filtro activo G_P el bloque de potencia y carga *Thyristor + Carga + Filtro*, así como las ganancias de realimentación de corriente y tensión K_I y K_V , respectivamente.

A su vez el bloque *Thyristor + Carga + FILTRO*, contempla al convertidor a tiristores, al lazo interno auxiliar de regulación de la tensión de salida, *LazoTiristor*, el Puente de tiristores, *TGC+Puente*, la fuente de alimentación trifásica, *Fuente trifásica*, el filtro más la carga, *Filtro_Carga* y el sistema de control de disparo, *TGC*. En el Apéndice [A](#) se muestra en detalle los bloques internos de esta etapa.

Las llaves (Switch) presentes en ambos esquemas están para producir la secuencia de arranque, tal como ha sido especificado en la Sección [6.1](#). Estas conectan secuencialmente, durante el arranque, los distintos lazos y las referencias necesarias para cumplir con las condiciones iniciales en cada transición a fin de evitar transitorios indeseados en los cambios.

6.6.1. Lazos de control

Los bloques de control G_I , G_V , G_P y COM_{TH} representan las funciones de transferencia en la variable compleja s , las cuales reproducen las ecuaciones generales deducidas oportunamente en los Capítulos, [4](#) y [5](#). Los detalles de cada uno de los bloques antes enunciados se pueden ver en el Apéndice [A](#).

6.6.2. Lazo tiristor

El circuito representativo del Lazo tiristor para la simulaciones, se muestra en la Figura [6.20](#).

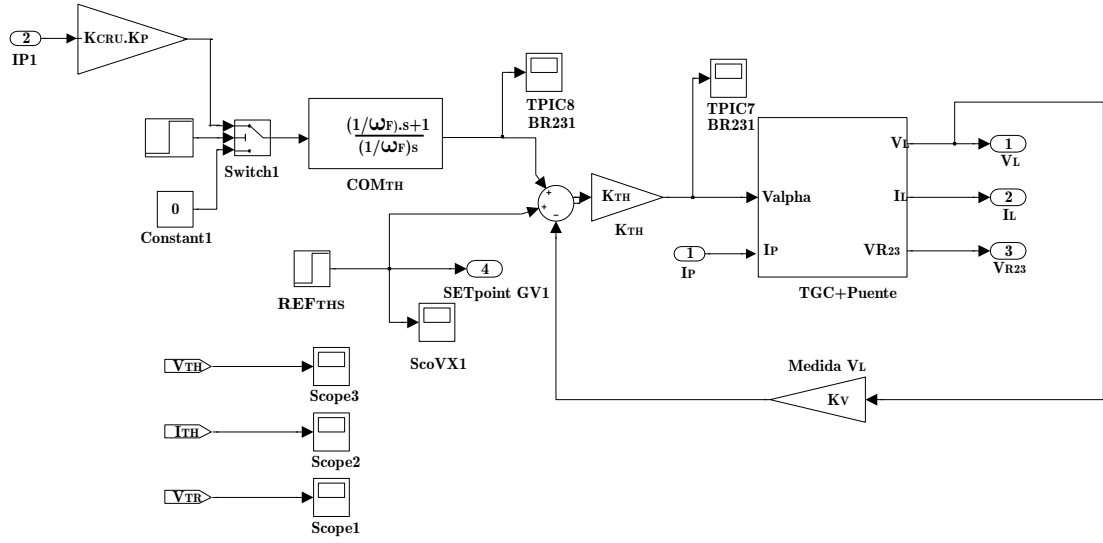


Figura 6.20: Bloque de simulación para el Lazo Tiristor

Como sub-bloque de este lazo se encuentra la etapa de potencia. Se observa además, el Bloque COM_{TH} en serie con la constante $K_{CRU} \cdot K_P$ y el bloque de realimentación K_V . El $Switch_1$, se utiliza para mantener a este en lazo desconectado de los lazos de tensión y corriente principales, hasta que en la secuencia de arranque se hallan alcanzado el 10 % de la $I_{L_{NOM}}$.

6.6.3. Etapa de potencia

La etapa de potencia está constituida por el bloque $TGC + Puente$. Se compone del generador trifásico, un puente de tiristores de 12 pulsos y el generador de pulsos de disparo TGC , como se observa en la Figura 6.21.

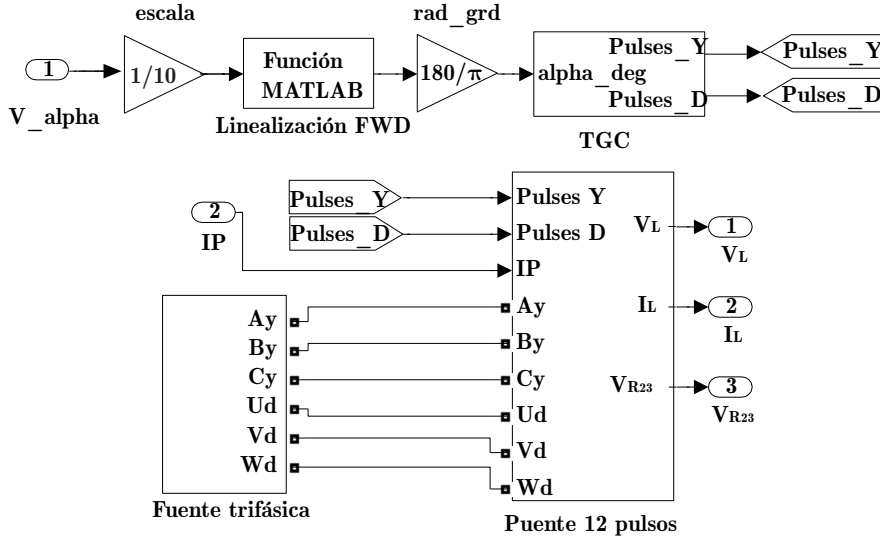


Figura 6.21: Bloque: *TGC* + *Puente*. Sistema de disparo de tiristores *TGC* y convertidor de 12 pulsos.

El bloque de disparo, *TGC*, genera la secuencia de pulsos de disparo para los tiristores, a partir del ángulo de referencia, α . Dicho bloque, el cual fue realizado mediante el programa MATLAB (*TGC_control02.m*) que permite generar una sola rampa lineal sincronizada con la línea eléctrica, la cual disminuye su valor en $\frac{2\pi}{p}$ cada vez que se produce un disparo [46]. El disparo de los tiristores se produce cuando la señal de control α es igual a la señal rampa. Los detalles de este programa se muestran en el Apéndice A.

El bloque de corrección del ángulo de disparo (*lin_FWD*), se implementó mediante el archivo *lin_FWD.m*, el cual se presenta en el Apéndice A. La función de este bloque es linealizar la transferencia del convertidor mediante la función *arco coseno*, logrando una relación lineal entre la entrada del bloque, V_α , y la tensión media de salida E_{D0} .

El bloque *Fuente trifásica* provee 6 señales defasadas 60° que conforman las 2 ternas trifásicas que alimentan al puente de tiristores. Esta etapa fue implementada utilizando dos bloques estandar de SimPower, *Three-Phase Programmable*

Voltage Source, cuyo detalle se muestra en la Figura 6.22.

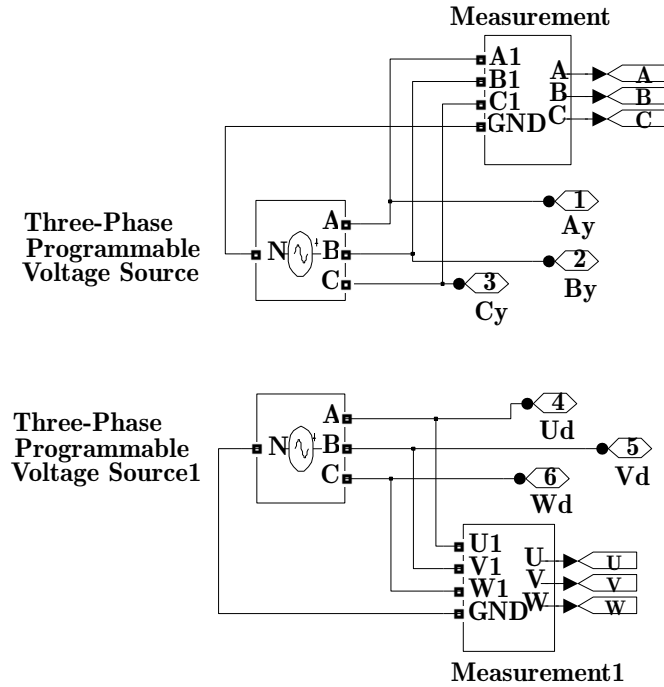


Figura 6.22: Detalle de la implementación de la Fuente trifásica.

El rectificador a tiristores se compone de dos puentes de 6 pulsos, bloques *Universal Bridge*, conectados en serie que alimenta al Filtro Pasivo y carga, Figura 6.23.

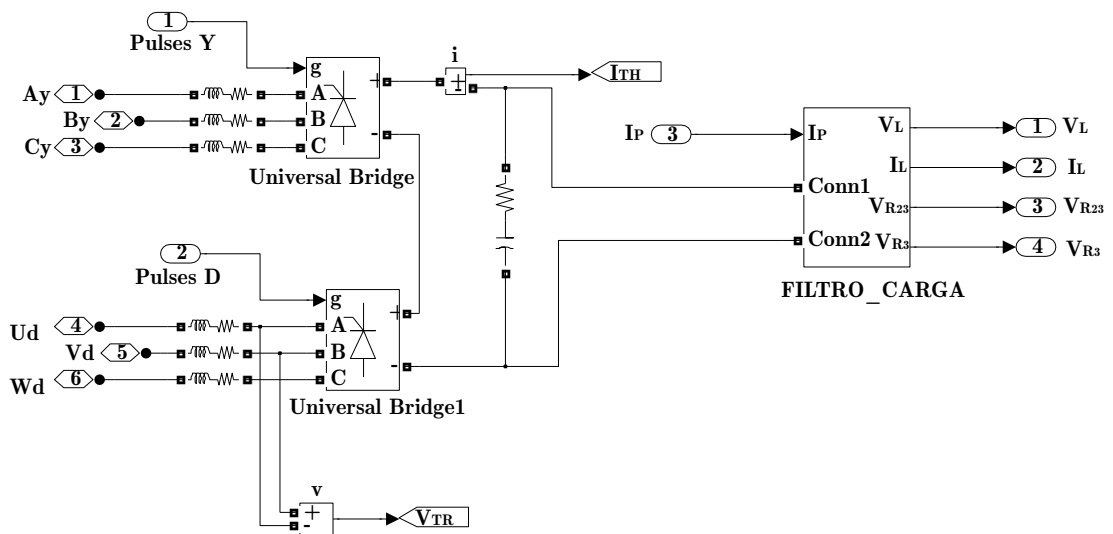


Figura 6.23: Diagrama de simulación puente de $p = 12$ pulsos.

6.6.4. *Filtro_Carga*

El bloque *Filtro_Carga*, representado en la Figura 6.24, muestra la interconexión de la carga con el Filtro Pasivo *LCR* y el circuito de inyección del Filtro Activo.

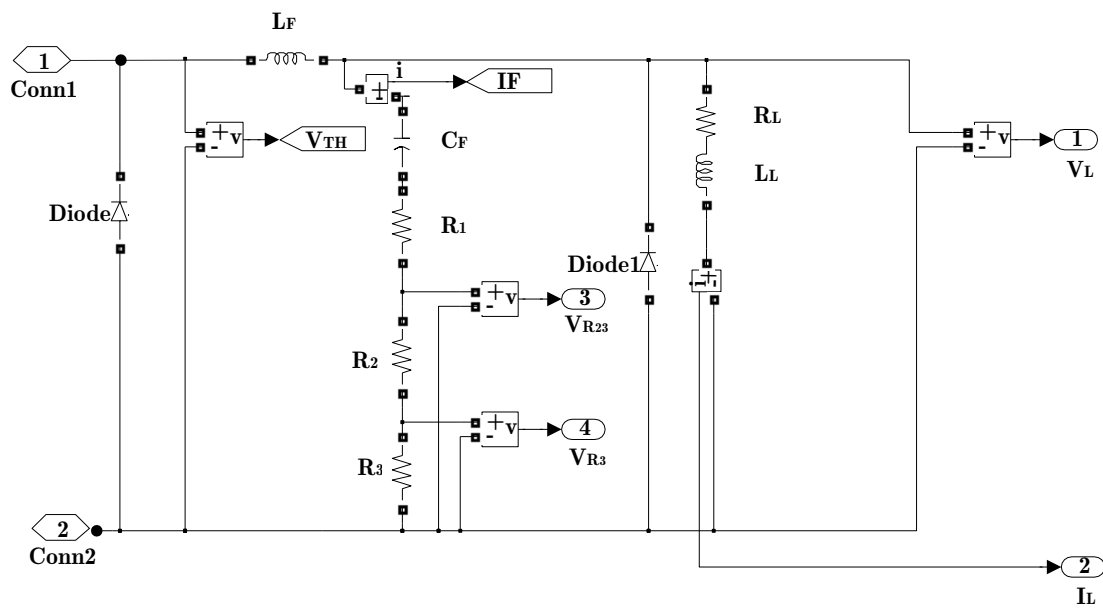


Figura 6.24: Bloque: *Filtro_carga*. Filtro *LCR* y carga inductiva, sin Filtro Híbrido.

La carga está representada L_L y R_L los cuales corresponden al inductor y resistencia de carga, respectivamente. El Filtro Pasivo está representada por el inductor L_F , el capacitor C_F y la resistencia R_L .

En en la version, doble lazo con Filtro Activo Híbrido, en el nodo ente R_1 y R_2 se inyecta, por intermedio de un generador de corriente de potencia, la corriente I_P , proveniente del Filtro Activo, tal como se ve en la Figura 6.25.

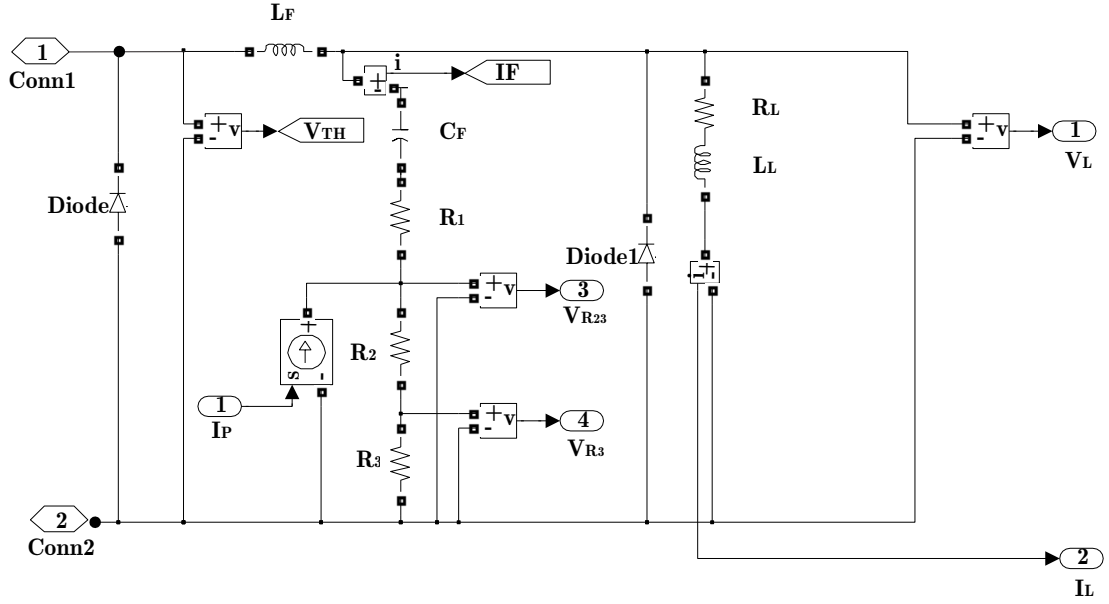


Figura 6.25: Bloque: *Filtro_carga*. Filtro *LCR* y carga inductiva, con Filtro Híbrido.

En ambos bloques se incluyeron el diodo de rueda libre y los sensores de tensión y corriente de la biblioteca SimPower, necesarios para compatibilizar los diferentes entornos de simulación.

6.7. Resultados de simulaciones

A continuación se presentan los resultados de las simulaciones del sistema de control de corriente desarrollado.

Se presentan las respuestas de las variables de interés: I_L , V_L , V_{TH} , ε_I , I_P y $V_{R_{23}}$, en el peor caso, frente a ripple y perturbación por variación de tensión de red.

6.7.1. Secuencia de arranque y seguimiento de la referencia

La corriente de referencia aplicada se muestra en la Figura [6.26](#)

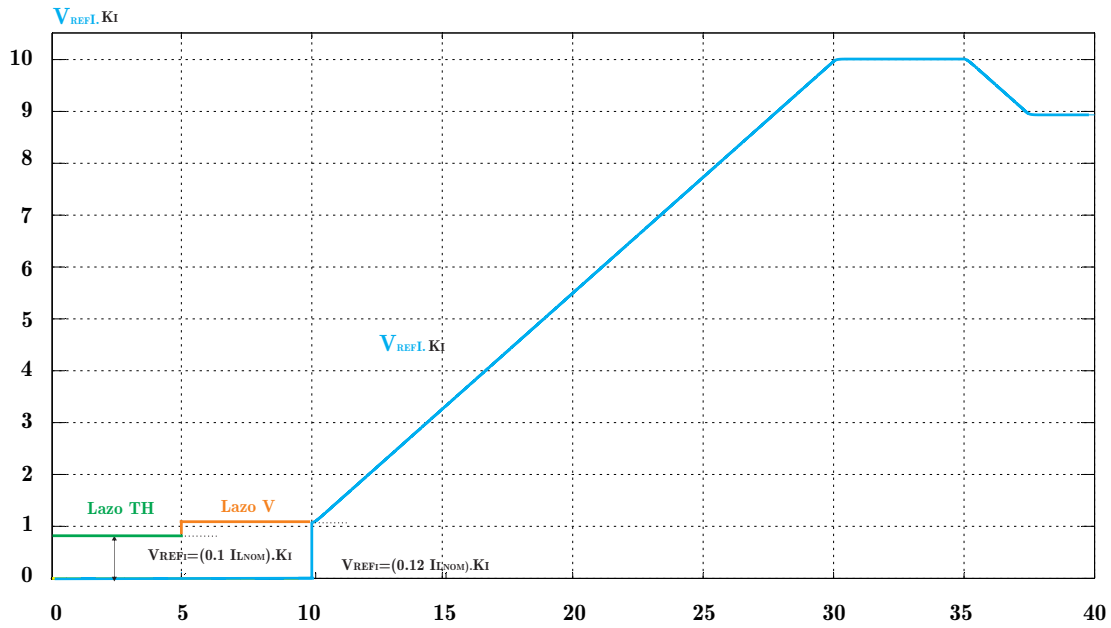


Figura 6.26: Tensión de referencia de Corriente V_{REFI} a la entrada del lazo de corriente.

Se muestran además en la Figura 6.26, las referencias del lazo Tiristor (verde) y la del Lazo Tensión (naranja), necesarias para la secuencia de arranque.

En la Figura 6.27 se muestran, además de la corriente de referencia $I_{REF} = V_{REFI}/K_I$, la corriente de salida I_L , y la tensión de salida V_L , para los dos casos, con y sin Filtro Activo Híbrido.

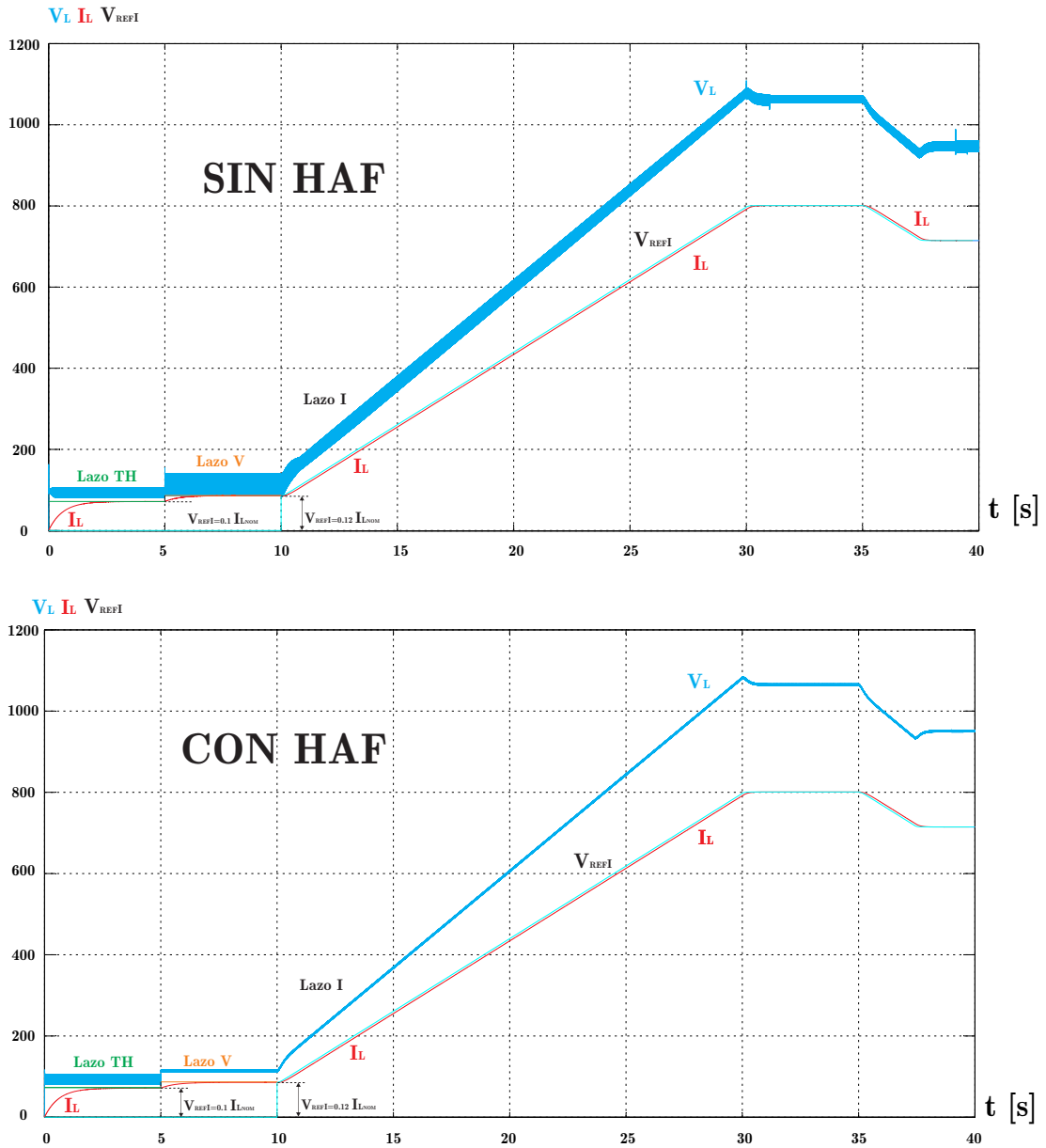


Figura 6.27: Corriente de Salida I_L y tensión V_L como resultado de la referencia V_{REFI} para los casos de doble lazo con y sin Filtro Activo Híbrido.

De esta Figura [6.27](#) se observa a simple vista la mejora en la tensión V_L , con *HAF*, respecto a la sin *HAF*. Para cuantificar estas mejoras es necesario analizar con más detalle, el peor caso de las variables de interés. Para ello se introducen perturbaciones en la tensión de alimentación del +7 % de la tensión nominal en el momento que se arriba con la referencia de corriente al valor máximo 30 s, para

sumar efectos. Luego de 1 s, se disminuye la referencia en forma de escalón hasta arribar al valor mínimo de tensión de alimentación, es decir hasta un -7% del valor nominal. Esta misma secuencia se repite a los 39 s, con medio segundo de duración, entonces a los 39,5 s otra vez a la tensión nominal. En la Figura 6.28 se muestra la perturbación producida en la línea en el rango de 30 s a 39,5 s.

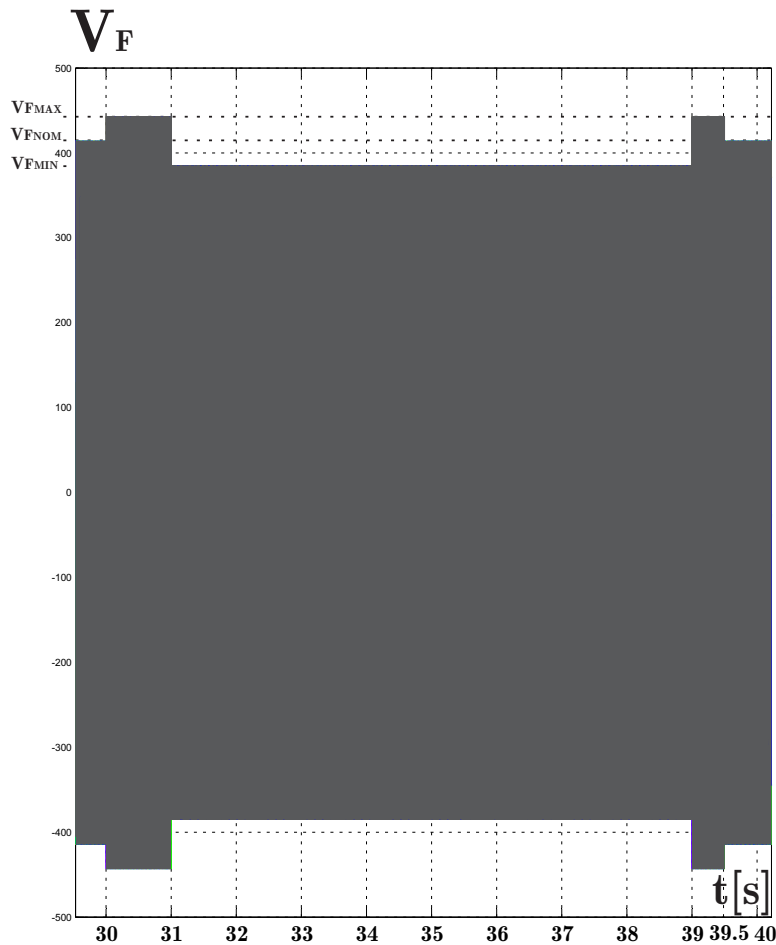


Figura 6.28: Detalle de la tensión de alimentación convertidor, $\sqrt{2} \cdot V_F$, entre 30 s y 39,5 s.

6.7.2. Tensión a salida del convertidor V_{TH}

En la Figura 6.29 se muestra la tensión V_{TH} a la salida del puente convertidor, en ella se ven reflejadas las perturbaciones en la tensión de alimentación, en la zona de los 30 s a 31 s y en la zona de 39 s a 39,5 s. Se pueden apreciar también

los cambios en la tensión de salida del puente frente a los cambios de la referencia. Hasta aproximadamente 15 s, la baja corriente de salida fuerza ángulos de disparo superiores a α_{LIM} con lo que, el convertidor funciona en modo, diodo de rueda libre. Obsérvese que la tensión de salida en su mínimo no desciende de 0 V.

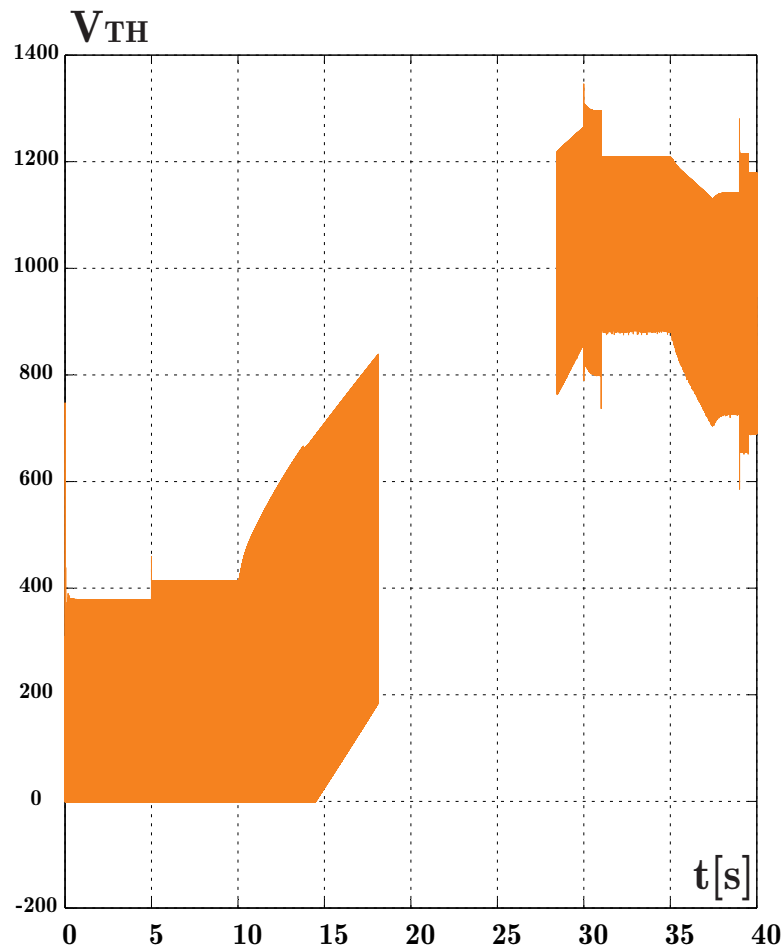


Figura 6.29: Simulación de la tensión de salida del convertidor V_{TH} .

En la Figura [6.30](#) se muestra en detalle la tensión de ripple a la salida del puente V_{TH} , bajo las condiciones de corriente nominal $I_{L_{NOM}}$ y máxima tensión de red. En esta figura se observa claramente la característica diente de sierra de la tensión de ripple.

El valor pico a pico del ripple E_{pp} , antes del transitorio con la tensión de alimentación nominal, resulta igual a 410 V

El valor pico a pico del ripple E_{pp} , después del transitorio con tensión de alimentación máxima, resulta igual a 560 V

Estos valores coinciden con lo calculado.

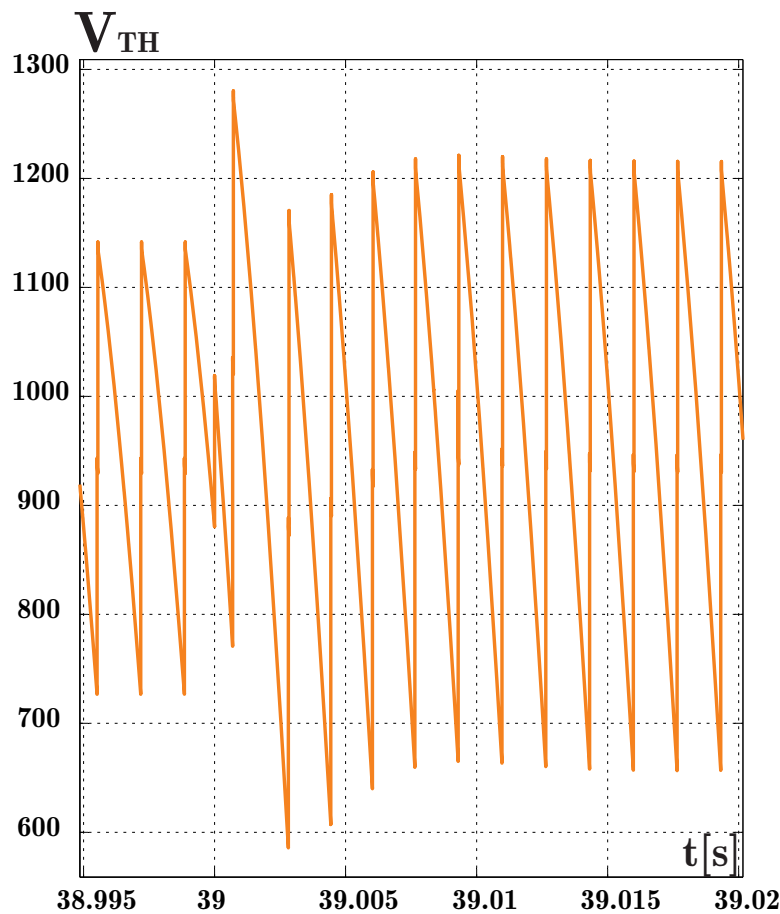


Figura 6.30: Detalle de la tensión de salida del convertidor V_{TH} , alrededor de 39 s .

6.7.3. Tensión en la carga V_L

En la Figura [6.31](#), se muestra el resultado de las simulaciones de la tensión en la carga V_L , SIN *HAF* y CON *HAF*. Para ambos casos el valor medio de la tensión de salida resulta, $E_D = R_L \cdot I_{L_{NOM}} = 950\text{ V}$.

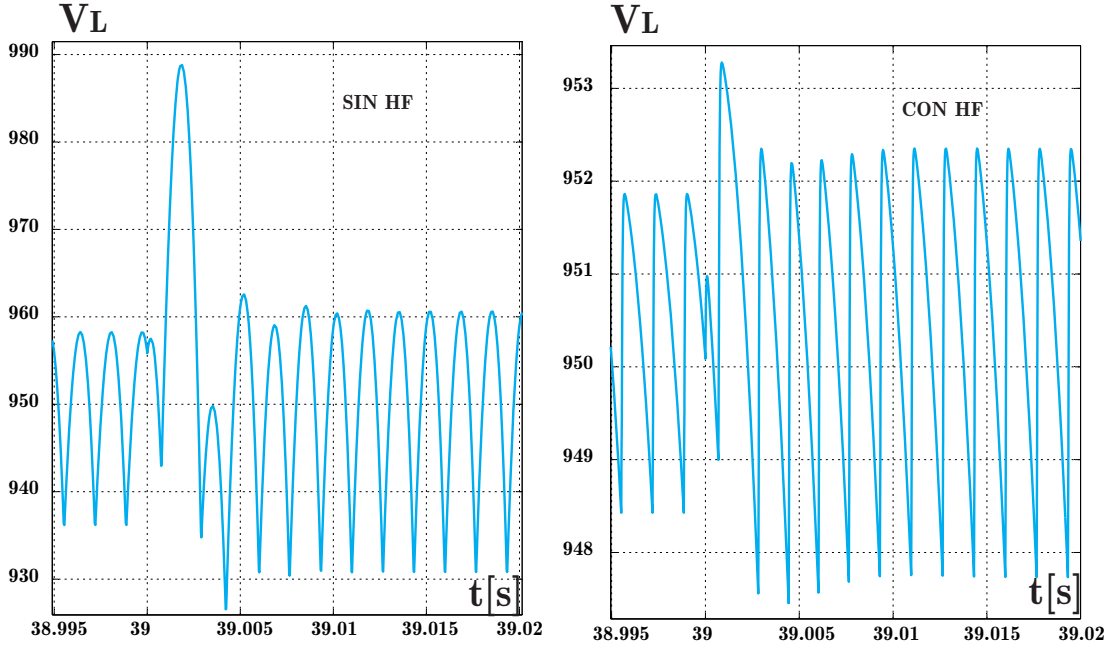


Figura 6.31: Tensión de ripple sobre la carga con $I_L = I_{L_{NOM}}$, SIN HAF y CON HAF.

Caso SIN HAF

En este caso se observa que:

La característica cuadrática del ripple y la relación de amplitudes respecto del valor medio de, $\frac{1}{3}$ y $\frac{2}{3}$ de su valor pico a pico.

La máxima variación de tensión resulta de $\Delta V_{L_{MAX}} = 62 V$.

Antes de la perturbación aplicada a los 30 s, con $I_{L_{NOM}}$ y tensión de alimentación nominal, el valor del ripple pico a pico resulta de $V_{L_{rpp}} = 23 V$

Luego de la perturbación, con $I_{L_{NOM}}$ y tensión de alimentación máxima resulta, $V_{L_{rpp}} = 31 V$.

Caso CON HAF

En este caso se observa que:

Antes de la perturbación con $I_{L_{NOM}}$ y tensión de alimentación nominal, el valor del ripple pico a pico es de $V_{L_{rpp}} = 3,3 V$

Luego de la de la perturbación, con $I_{L_{NOM}}$ y tensión de alimentación máxima se, $V_{L_{rpp}} = 4,5 V$.

La máxima variación de tensión resulta de $\Delta V_{L_{MAX}} = 6,2 V$.

En consecuencia, se ha obtenido una mejora en la reducción del ripple de casi 7 veces y en la reducción de la perturbación de 10 veces.

Los resultados están dentro de los valores calculados.

6.7.4. Corriente de salida I_L

En la Figura [6.32](#), se muestra la comparación de la corriente de salida en la zona de 39 s donde se observa el ripple de corriente y el efecto de la perturbación de tensión de alimentación.

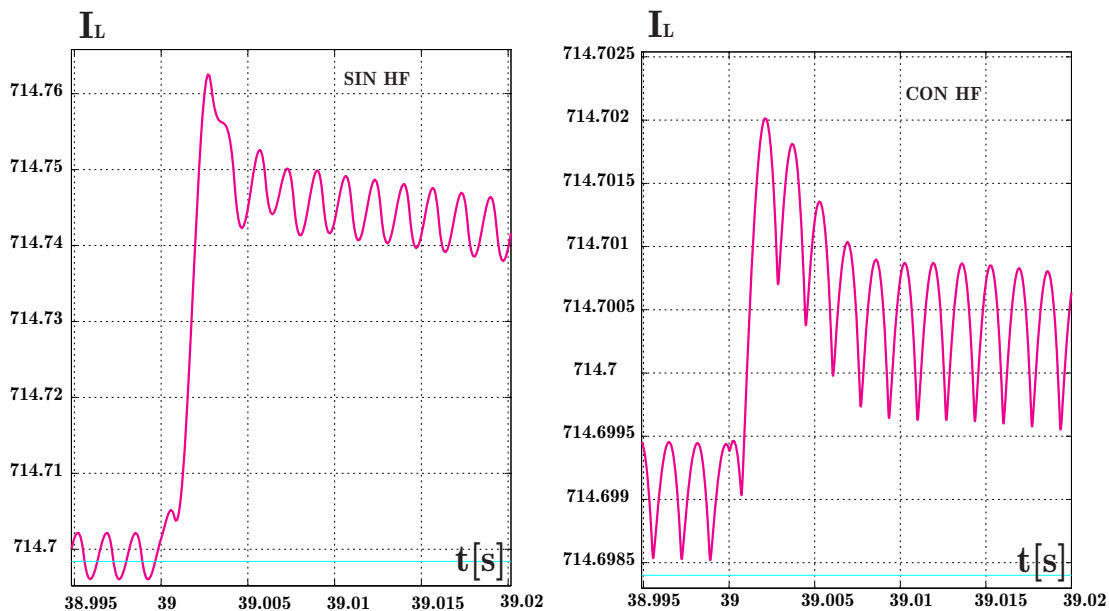


Figura 6.32: Comparación de la corriente de salida I_L , SIN HAF respecto a CON HAF.

Mirando las escalas podemos concluir que:

Caso SIN HAF

- La variación de corriente pico a pico en la perturbación resultó $I_{L_{rpp}} = 0,07 A$. El valor relativo a su valor nominal en *ppm*, resulta en consecuencia de 98 *ppm* no cumpliendo las especificaciones como previsto.
- La corriente de ripple en estado permanente tiene la forma semi-sinusoidal con preponderancia de primera armónica como previsto.
- El valor pico a pico de ripple es de $I_{L_{rpp}} = 0,01 A$, que relativo a su valor nominal y expresado en *ppm* resulta de 14 *ppm*, no cumpliendo tampoco lo especificado, en total coincidencia con lo predicho en esta tesis.

Caso CON HAF

- La variación de corriente pico a pico en la perturbación resultó $I_{L_{rpp}} = 0,0035 A$. El valor relativo a su valor nominal en *ppm*, resulta en consecuencia de 4 *ppm* cumpliendo las especificaciones como previsto.
- El valor pico a pico de ripple es de $I_{L_{rpp}} = 0,001 A$, que relativo a su valor nominal y expresado en *ppm* resulta de 1,4 *ppm*, cumpliendo sobradamente lo especificado.

En consecuencia la mejora lograda en este caso resulta de 24,5 veces, es decir más de un orden de magnitud,

6.7.5. Tensión de error de corriente ε_I

En la Figura [6.33](#), se muestra la comparación entre las tensiones de error de corriente donde se comprueba lo dicho en la subsección anterior. Téngase en cuenta que para referirla a la corriente de salida hay que afectar los valores por la ganancia del lazo corriente que en este caso es de 80.

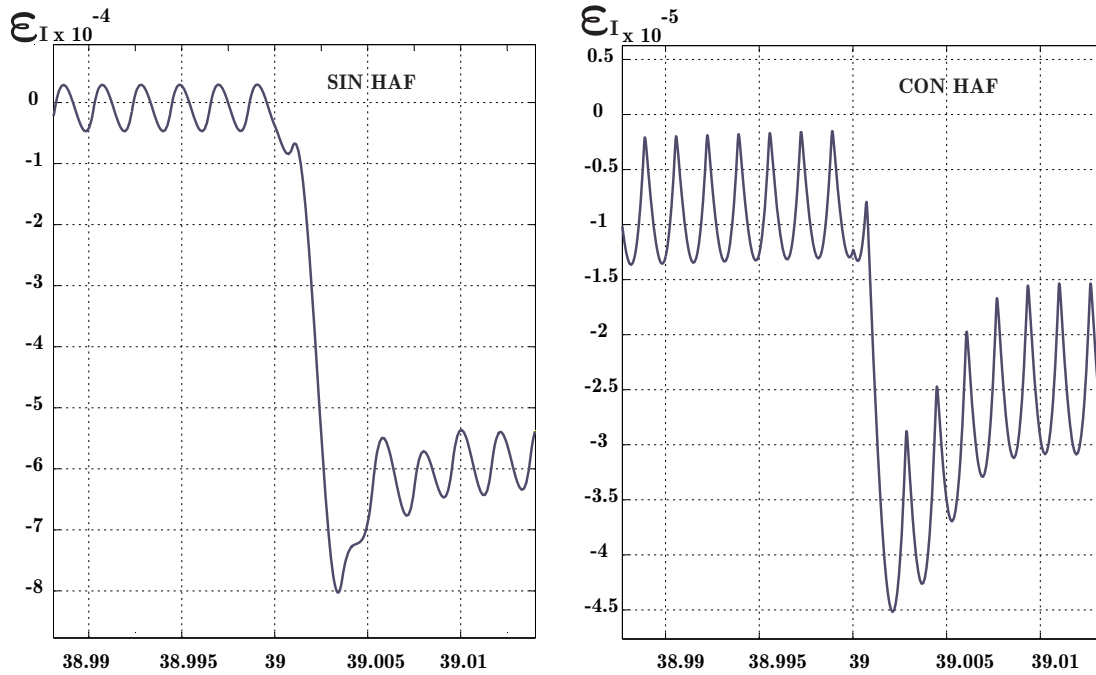


Figura 6.33: Comparación de las tensiones de error de corriente entre el caso SIN *HAF* y el caso CON *HAF*.

6.7.6. Corriente del filtro activo I_P

En la Figura 6.34 y 6.35, se puede ver la acción de la corriente del *HAF*.

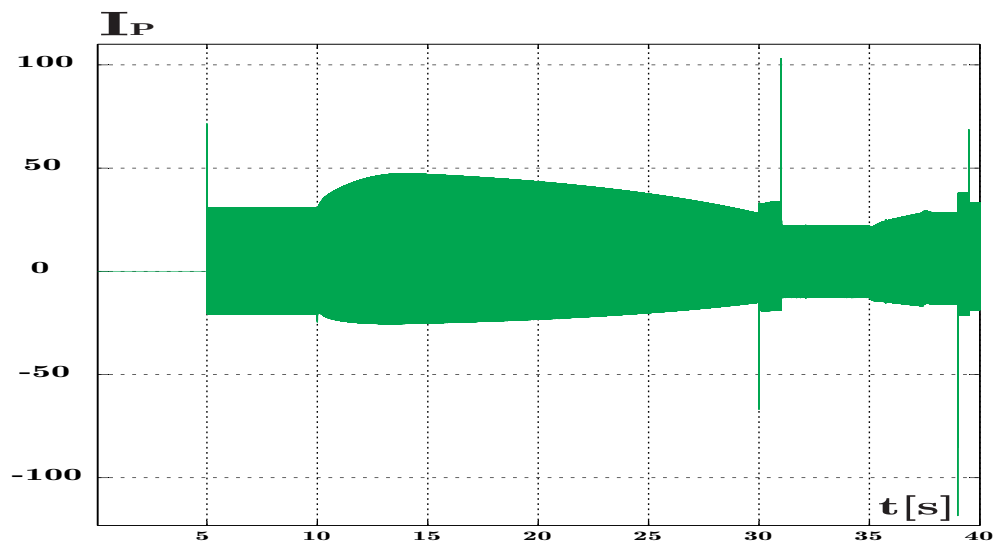


Figura 6.34: Simulación de la corriente I_P del Filtro Activo.

Se observa que el mayor valor es demandado en la perturbación aplicada en 39 s, con un valor máximo de 120 A, sin embargo hay que tener en cuenta que éste no es el caso más desfavorable. Obsérvese que la perturbación no es sincrónica con la red y, de la Figura 6.35, se puede deducir que si la perturbación se hubiera producido un poco antes o un poco después, el efecto simultáneo del ripple y la perturbación habrían alcanzado los 140 A como previsto.

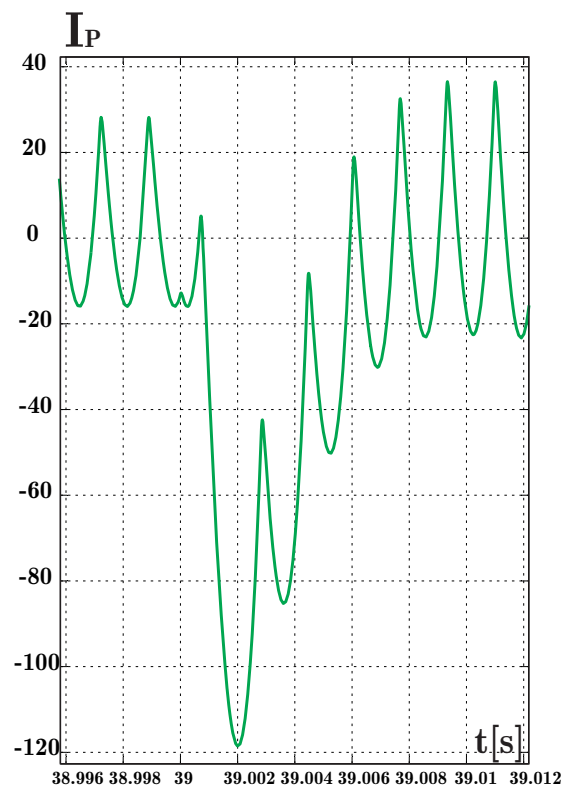


Figura 6.35: Simulación de la corriente I_P del Filtro Activo.

6.7.7. Tensión sobre la resistencia de amortiguamiento Filtro Pasivo $V_{R_{23}}$

La Figura 6.36 permite comparar la tensión en la resistencia del filtro pasivo R_{23} , en el caso CON HAF respecto al caso SIN HAF

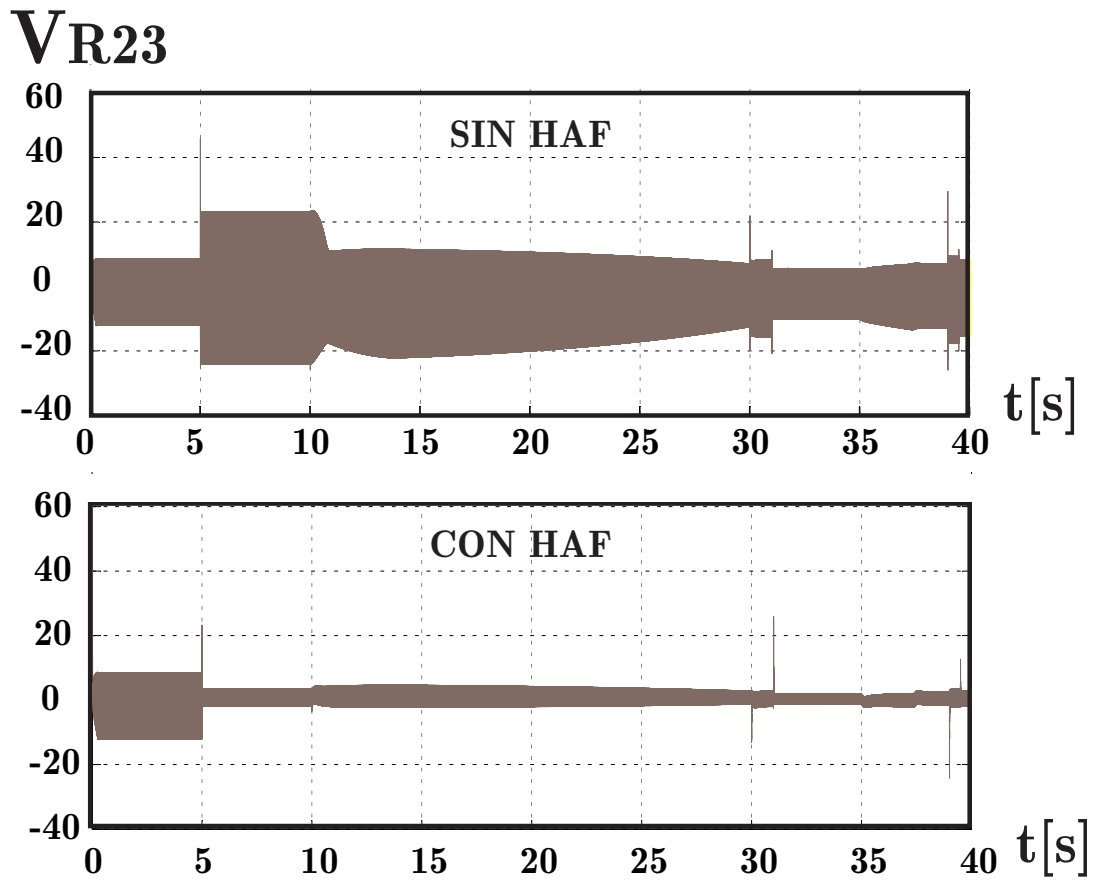


Figura 6.36: Tensión en la resistencia de amortiguamiento del Filtro Pasivo $V_{R_{23}}$, SIN *HAF* y CON *HAF*.

Del análisis de la Figura [6.37](#) se observa que la acción del Filtrado Activo Híbrido ha reducido sustancialmente la potencia disipada en la resistencia del amortiguamiento R_{23} , siendo ésta una mejora adicional.

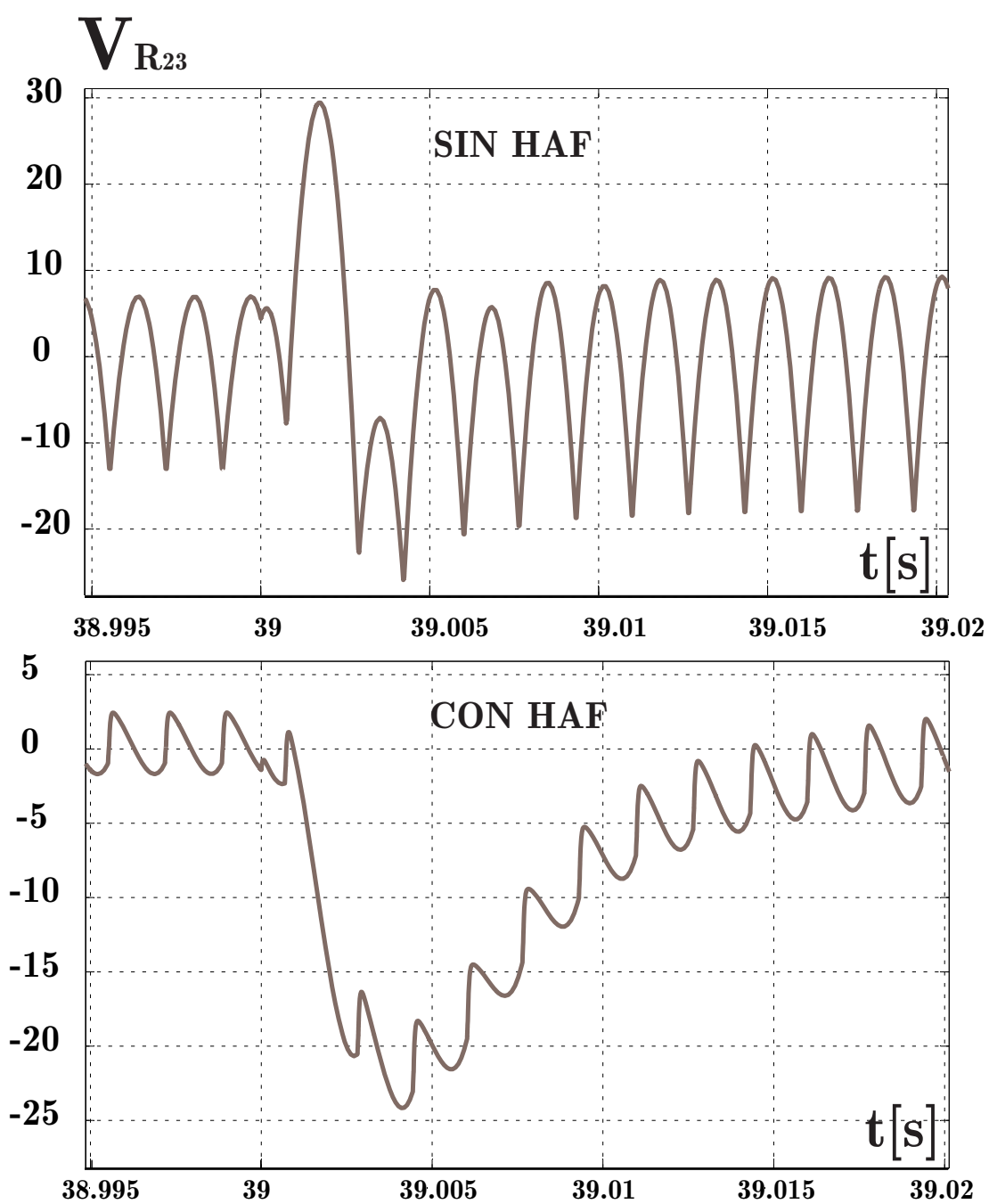


Figura 6.37: Detalle de la tensión en la resistencia de amortiguamiento del Filtro Pasivo $V_{R_{23}}$, SIN *HAF* y CON *HAF*.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajos futuros

7.1. Conclusiones

En la presente tesis se ha validado el principio de funcionamiento del sistema de disparo digital para sistemas convertidores basados en control de fase con sincronismo monofásico. Se ha obtenido un sistema compacto y de fácil realización, además se ha diseñado un nuevo sistema de filtrado activo del tipo híbrido, se ha determinado su ecuación de transferencia y se han diseñado los lazos para cumplir con las especificaciones solicitadas. Este sistema de filtrado activo híbrido (*HAF*), conjuntamente con los lazos de control se ha diseñado usando técnicas de control analógico. Se han validado los diseños usando simulación realizada en Simulink. Resumiendo el trabajo realizado, podemos enumerar:

- Se realizó un análisis pormenorizado de las fuentes de corriente, y su control, utilizadas en aceleradores de partículas.
- Se plantearon estrategias de control para lograr las exigentes precisiones de corriente solicitadas en estas fuentes.

- Se analizaron nuevas alternativas para reducir el efecto del ripple y de las perturbaciones en la corriente de salida.
- Entre estas alternativas se estudió la de los Filtros Activos.
- Se propuso, como principal aporte original de esta tesis, la aplicación de una técnica híbrida, que utiliza un filtro pasivo en conjunción con un filtro activo para mejorar la precisión dinámica de estas fuentes.
- Esta técnica, denominada Filtro Activo Híbrido, generó las siguientes mejoras:
 - Importante reducción de los efectos de ripple y perturbaciones sobre la corriente permitiendo una precisión sustancialmente mejorada.
 - Fuerte disminución en la potencia disipada en el filtro activo frente a las estrategias conocidas.
 - Reducción casi total de la potencia disipada en el Filtro Pasivo.
- Otro aporte original de la tesis consistió en el desarrollo una nueva conceptualización del control total de la fuente. Este tipo de control se ha sintetizado utilizando las técnicas de control clásico y, con apropiadas simplificaciones, se ha arribado a un conjunto de ecuaciones comprensibles, que permite realizar un excelente diseño del control de las fuentes.
- Se cuantificaron los items anteriores en una fuente real del European Synchrotron Facility Radiation (ESRF). Los valores obtenidos del diseño fueron luego aplicados a una simulación completa de la fuente. Esta simulación incorporó el sistema de disparo de tiristores *TGC* con sus características reales y en consecuencia se tuvo en cuenta fielmente el funcionamiento discreto de éstos.

- A partir de las simulaciones se obtuvieron los siguientes resultados que corroboran lo ya mencionado
 - Total coincidencia de las simulaciones con lo obtenido en el diseño.
 - Reducción de dos ordenes de magnitud en la potencia del filtro activo respecto a las técnicas tradicionales.
 - Reducción de más de un orden de magnitud de los efectos de las perturbaciones de red en la corriente de salida.
 - Reducción de un orden de magnitud en el ripple de corriente de carga.
 - Cumplimiento de todas las especificaciones solicitadas en las variables dinámicas de interés.
 - Importante reducción en la potencia disipada en la resistencia del filtro pasivo.
 - Esto se logró con un Filtro Activo continuo, de ganancia $K_P = 16$, ancho de banda de 10 kHz y potencia del orden de los 800 W . A estas potencias es fácil obtener anchos de banda mucho mayores, por lo que es previsible, alcanzar mejoras de al menos otro orden de magnitud en la corriente de salida I_L . Siempre manteniendo los mismos valores de tensión y la potencia en el Filtro Activo.
 - Simplicidad en la implementación.
 - Alto grado de estabilidad como se observa en las simulaciones.

7.2. Trabajos futuros

En el lapso de la concreción de esta tesis, surgieron nuevas ideas para lograr mejoras en el funcionamiento global de estas fuentes.

- Se ha diseñado un nuevo control de disparo, basado en el diseño aquí presentado, pero que incorpora un nuevo sincronismo digital del tipo trifásico de frecuencia de muestreo variable, referencia [47].
- Se desarrollo una placa de control digital para incorporar los lazos de control y los sistemas de adquisición para realizar el control Digital, basados en los resultados alcanzados e incorporando el nuevo sincronismo.
- Se completará la digitalización de las ecuaciones de control para realizar los programas que se utilizarán el en un circuito impreso especialmente diseñado que se muestra en la Figura [7.1].



Figura 7.1: Placa del nuevo Sistema de disparo *TGC* con el control de lazos y circuitos de adquisición, en etapa de desarrollo.

- se realizarán pruebas preliminares en el prototipo NELLY, ya construido, que se muestra en la Figura [7.2].

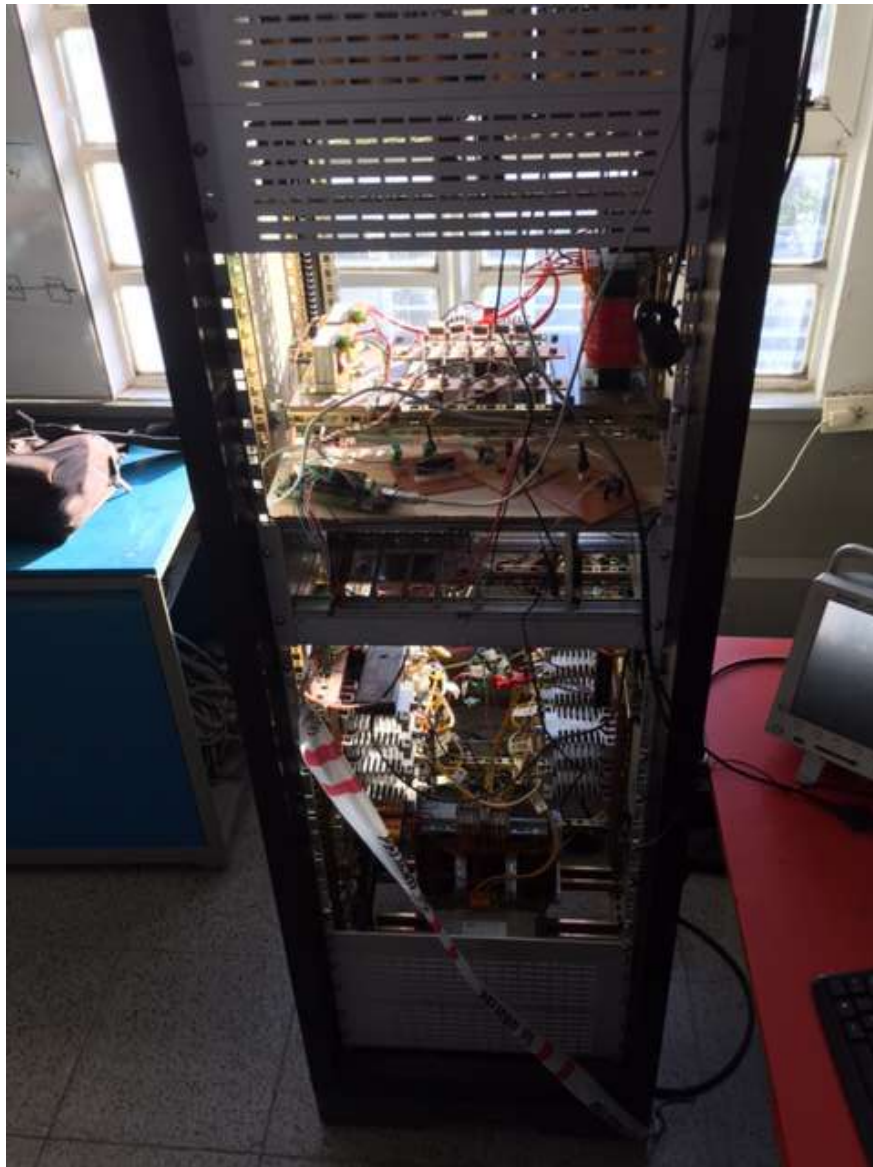


Figura 7.2: Prototipo NELLY.

- Se prevee analizar las ventajas de la utilización de un Filtro Activo Pre-regulado o un Filtro Activo conmutado. En ambos casos, con el objetivo de mejorar aun más el rendimiento del conjunto.
- Tendiendo en cuenta que el convertidor a tiristores con su circuito de disparo y linealización, no se corresponde totalmente en el real funcionamiento,

con la aproximación utilizada. Se está analizando la posibilidad de aumentar el ancho de banda del mismo, con técnicas de control especiales, como resultado de caracterizarlo como un circuito no lineal de funcionamiento caótico. Los avances se muestran en la referencia [48].

Bibliografía

- [1] S. Maestri, R. Retegui, P. Antoszczuk, M. Benedetti, D. Aguglia, and D. Nisbet, “Improved control strategy for active bouncers used in klystron modulators,” in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Aug 2011, pp. 1–7.
- [2] N. Wassinger, S. Maestri, R. Retegui, J. Cravero, M. Benedetti, and D. Carrica, “Multiple-stage converter topology for high-precision high-current pulsed sources,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 5, pp. 1316–1321, May 2011.
- [3] H. Xiao, L. Li, H. Ding, T. Peng, and Y. Pan, “Study on a highly stabilized pulsed power supply for high magnetic fields,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 12, pp. 3817–3822, Dec 2011.
- [4] J. Cravero, G. Maire, and J.-P. Royer, “High current capacitor discharge power converters for the magnetic lenses of a neutrino beam facility,” in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Sept 2007, pp. 1–8.
- [5] E. Dallago, G. Venchi, S. Rossi, M. Pullia, T. Fowler, and M. Larsen, “The power supply for the beam chopper magnets of a medical synchrotron,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, pp. 1–5.
- [6] E. Dallago, G. Venchi, S. Rossi, M. Pullia, T. Fowler, and U. Nielsen, “The power supply for a medical synchrotron beam chopper system,” in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, Nov 2008, pp. 1016–1020.
- [7] R. Liang and S. Dewan, “A low ripple power supply for high current magnet load,” in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, Oct 1992, pp. 888–893 vol.1.
- [8] J. Royer, “High current with high precision flat-top capacitor discharge power converters for pulsed septum magnets,” CERN, Tech. Rep., 1995.

- [9] F. Voelker, “Pulsed capacitor discharge power converter: an introductory overview,” in *CAS-CERN Accelerator School: Power Converters for Particle Accelerators Conference*, 1990.
- [10] K. Katagiri, T. Furukawa, K. Mizushima, H. Uchiyama, E. Takeshita, T. Himukai, S. Sato, Y. Iwata, T. Shirai, and K. Noda, “Beam stability improvement of the himac synchrotron using a feed-forward system for magnet power supplies,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*, vol. 269, no. 24, pp. 2905–2910, 2011.
- [11] C. Yamazaki, E. Ikawa, I. Tominaga, T. Saito, I. Uchiki, Y. Takami, and S. Yamada, “Development of a high-precision power supply for bending electromagnets of a heavy ion medical accelerator,” in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 30 2011-june 3 2011, pp. 3013–3016.
- [12] H. Appelo and S. van der Meer, “The sps auxiliary magnet power supplies,,” CERN, Internal Report 77-12 SPS Division, 1977.
- [13] O. Entgen, M. Groenenboom, J. Lisser, and S. van der Meer, “Some aspects of the mains rectifiers for the isr magnets,” CERN, Internal Report 71-9 ISR Division, 1971.
- [14] N. Wassinger, R. Retegui, M. Funes, and M. Benedetti, “Digital control for a multiple-stage pulsed current source,” *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 1122–1129, May 2013.
- [15] J.-M. Cravero, C. De Almeida Martins, R. Retegui, N. Wassinger, and M. Benedetti, “A new multiple-stage converter topology for high power and high precision fast pulsed current sources,” in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Sept 2009, pp. 1–9.
- [16] R. Retegui, M. Benedetti, R. Petrocelli, N. Wassinger, and S. Maestri, “New modulator for multi-phase interleaved dc/dc converters,” in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, Sept 2009, pp. 1–8.
- [17] R. O. Nielsen, B. Bidoggia, R. Maheshwari, and L. Torok, “Innovative digitally controlled particle accelerator magnet power supply,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. IEEE, 2013, pp. 7088–7092.
- [18] R. Maheshwari, B. Bidoggia, S. Munk-Nielsen, and F. Blaabjerg, “High performance current controller for particle accelerator magnets supply,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. IEEE, 2013, pp. 7082–7087.

- [19] K. Endo, K. Egawa, Z. Fang, M. Mizobata, and A. Teramoto, "Development of high field dipole and high current pulse power supply for compact proton synchrotron," in *Particle Accelerator Conference, 2003. PAC 2003. Proceedings of the*, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 1071–1073.
- [20] B.-M. Yang, C. Kim, G. Jung, and Y. Moon, "Verification of hybrid real time hvdc simulator in cheju-haenam hvdc system," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 23–27, 2006.
- [21] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. Wiechmann, P. Hammond, F. Santucci, R. Álvarez, R. Musalem, S. Kouro, and P. Lezana, "Large current rectifiers: State of the art and future trends," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 738–746, June 2005.
- [22] C. Goldemberg, W. Kaiser, W. Komatsu, S. Copeliovitch, and M. Leite, "Thyristor controlled rectifiers for subway substations," in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists*, 2005.
- [23] Q. Shutong, J. Jianguo, Z. Dongsheng, and W. Xiaojie, "A novel control scheme of 230ka dc power source using thyristor, phase-shifting rectifier transformer and on-load tap changer," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. CES/IEEE 5th International*, vol. 1, 14-16 Aug. 2006, pp. 1–5.
- [24] H. Fujita, T. Yamasaki, and H. Akagi, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 1, 1998, pp. 209–216 vol.1.
- [25] S. Senini and P. Wolfs, "Analysis and design of a multiple-loop control system for a hybrid active filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 6, pp. 1283–1292, 2002.
- [26] X. Shi, Y. Shen, J. Zhang, Z. Qian, and F. Peng, "Optimum design consideration and implementation of a parallel hybrid active power filter integrated into a three-phase capacitive diode rectifier," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, march 2011, pp. 91 –97.
- [27] S. Park, J.-H. Sung, and K. Nam, "A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size," in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, vol. 1, 1999, pp. 400–405 vol.1.
- [28] X.-X. Cui, C.-S. Lam, N.-Y. Dai, W.-H. Choi, and M.-C. Wong, "Study on dc voltage control of hybrid active power filters," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on*, june 2011, pp. 856 –861.

- [29] X. Shi, Y. Shen, J. Zhang, Z. Qian, and F. Peng, "Study on a transformerless hybrid active power filter with high compensation precision and dynamic performance," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, march 2011, pp. 1209–1215.
- [30] X. Hai-ying, C. Bai-chao, Z. Ya-di, T. Cui-hua, and W. Qi, "Study on a new injecting hybrid active power filter," in *2007 International Conference on Mechatronics and Automation*, 2007, pp. 1000–1004.
- [31] S. Senini and P. Wolfs, "Analysis and design of a multiple-loop control system for a hybrid active filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 6, pp. 1283–1292, 2002.
- [32] Z. Shuai, A. Luo, W. Zhu, R. Fan, and K. Zhou, "Study on a novel hybrid active power filter applied to a high-voltage grid," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 4, pp. 2344–2352, 2009.
- [33] R. Inzunza and H. Akagi, "A 6.6-kv transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 4, pp. 893 – 900, july 2005.
- [34] E. Parrish and E. McVey, "A theoretical model for single-phase silicon-controlled rectifier systems," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 577–579, Oct 1967.
- [35] W. McMurray, "The closed-loop stability of power converters with an integrated controller," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 5, pp. 521–531, September-October 1982.
- [36] B.R.Pelly, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, Wiley, Ed. Krieger Pub. Co., 1971.
- [37] S. Dewan and W. Dunford, "A microprocessor-based controller for a three-phase controlled rectifier bridge," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-19, no. 1, pp. 113–119, Jan 1983.
- [38] S. Tso and P. Ho, "Dedicated-microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase convertors," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 128, no. 5, pp. 275–, September 1981.
- [39] M. P. Aguirre, L. Calvino, and M. I. Valla, "Multilevel current-source inverter with fpga control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 3–10, jan. 2013.
- [40] M. Akiyama, T. Sakugawa, S. Hosseini, E. Shiraishi, T. Kiyan, and H. Akiyama, "High-performance pulsed-power generator controlled by FPGA," *Plasma Science, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 10, pp. 2588–2592, oct. 2010.

- [41] C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, "Digital control of power converters - a survey," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 3, pp. 437–447, aug. 2012.
- [42] A. Gomperts, A. Ukil, and F. Zurfluh, "Development and implementation of parameterized FPGA-based general purpose neural networks for online applications," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 1, pp. 78–89, feb. 2011.
- [43] H. Guzmán-Miranda, L. Sterpone, M. Violante, M. Aguirre, and M. Gutiérrez-Rizo, "Coping with the obsolescence of safety- or mission-critical embedded systems using FPGAs," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 3, pp. 814–821, march 2011.
- [44] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, and M. Naouar, "FPGAs in industrial control applications," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 2, pp. 224–243, may 2011.
- [45] Z. Shu, Y. Guo, and J. Lian, "Steady-state and dynamic study of active power filter with efficient FPGA-based control algorithm," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 1527–1536, april 2008.
- [46] M. Benedetti and G. Uicich, "New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 972–978, Oct. 1999.
- [47] I. Carugatti, S. Maestri, P. Donato, D. Carrica, and M. Benedetti, "Variable sampling period filter pll for distorted three phase system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 1, pp. 321–330, Jan 2012.
- [48] G. Uicich, S. Maestri, M. Benedetti, and D. Carrica, "A non-linear approach for assessing stability in line-commutated converters with an integrating controller," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 339–346, Jan 2014.

Apéndices

Apéndice A

Programas de MATLAB

En este apéndice se listan los programas realizados en Matlab para utilizar en las simulaciones.

A.1. *lin_FWD.m*

Este programa se encarga de la modificación de la señal de control de forma de obtener la linealización de la transferencia del convertidor, siguiendo la metodología descrita en el Capítulo 2. La señal de entrada es u , equivalente a la tensión de control, $V\alpha$. La salida es el ángulo de disparo α .

```
function out=lin_FWD(u)
% Funcion para corregir el alfa

p=12;
K_alfa=2*sin(pi/p);
V_alfa=u;
alfa=0;
V_lim=(1-sin(pi/2-2*(pi/p)))/K_alfa;

if ((V_alfa>=0)&(V_alfa<V_lim))
    alfa=(pi/p)+asin(1-V_alfa*K_alfa);%diode rou libre cc
```

```

end

if ((V_alfa>=V_lim)&(V_alfa<=1))
    alfa=acos(V_alfa);%sans diode rou libre cc
end

if (V_alfa<0)
    alfa=(pi/2)+(pi/p);
end

if (V_alfa>1)
    alfa=0;
end

out=[alfa];

```

A.2. *TGC_control02.m*

En este programa simula el sistema de disparo, *TGC*, produciendo la secuencia de impulsos de disparo S_i para cada conjuntos de tiristores TH_i , en sincronismo con la frecuencia de red f_L , atrasados en un ángulo α_i , respecto del punto de conmutación natural ϕ_i , función de una tensión de control V_α , siguiendo con la filosofía propuesta en el Capítulo 3.

```

function [sys,x0,str,ts] = fun(t,x,u,flag)

%SFUNTMPL General M-file S-function template

% With M-file S-functions, you can define you own ordinary differential
% equations (ODEs), discrete system equations, and/or just about
% any type of algorithm to be used within a Simulink block diagram.
%
% The general form of an M-File S-function syntax is:
% [SYS,X0,STR,TS] = SFUNC(T,X,U,FLAG,P1,...,Pn)
%
% What is returned by SFUNC at a given point in time, T, depends on the
% value of the FLAG, the current state vector, X, and the current
% input vector, U.
%
% FLAG      RESULT      DESCRIPTION

```

```
% -----
% 0      [SIZES,X0,STR,TS] Initialization, return system sizes in SYS,
%                               initial state in X0, state ordering strings
%                               in STR, and sample times in TS.
% 1      DX                  Return continuous state derivatives in SYS.
% 2      DS                  Update discrete states SYS = X(n+1)
% 3      Y                   Return outputs in SYS.
% 4      TNEXT               Return next time hit for variable step sample
%                               time in SYS.
% 5                               Reserved for future (root finding).
% 9      []                  Termination, perform any cleanup SYS=[].
%
%
% The state vectors, X and X0 consists of continuous states followed
% by discrete states.
%
% Optional parameters, P1,...,Pn can be provided to the S-function and
% used during any FLAG operation.
%
% When SFUNC is called with FLAG = 0, the following information
% should be returned:
%
%     SYS(1) = Number of continuous states.
%     SYS(2) = Number of discrete states.
%     SYS(3) = Number of outputs.
%     SYS(4) = Number of inputs.
%
%           Any of the first four elements in SYS can be specified
%           as -1 indicating that they are dynamically sized. The
%           actual length for all other flags will be equal to the
%           length of the input, U.
%
%     SYS(5) = Reserved for root finding. Must be zero.
%     SYS(6) = Direct feedthrough flag (1=yes, 0=no). The s-function
%           has direct feedthrough if U is used during the FLAG=3
%           call. Setting this to 0 is akin to making a promise that
%           U will not be used during FLAG=3. If you break the promise
%           then unpredictable results will occur.
%
%     SYS(7) = Number of sample times. This is the number of rows in TS.
%
%
%
% X0      = Initial state conditions or [] if no states.
```

```

%
%   STR      = State ordering strings which is generally specified as [].
%
%
%   TS       = An m-by-2 matrix containing the sample time
%              (period, offset) information. Where m = number of sample
%              times. The ordering of the sample times must be:
%
%
%   TS = [0      0,      : Continuous sample time.
%          0      1,      : Continuous, but fixed in minor step
%                          sample time.
%          PERIOD OFFSET, : Discrete sample time where
%                          PERIOD > 0 & OFFSET < PERIOD.
%          -2      0];    : Variable step discrete sample time
%                          were FLAG=4 is used to get time of
%                          next hit.
%
%
%   There can be more than one sample time providing
%   they are ordered such that they are monotonically
%   increasing. Only the needed sample times should be
%   specified in TS. When specifying than one
%   sample time, you must check for sample hits explicitly by
%   seeing if
%
%       abs(round((T-OFFSET)/PERIOD) - (T-OFFSET)/PERIOD)
%   is within a specified tolerance, generally 1e-8. This
%   tolerance is dependent upon your model's sampling times
%   and simulation time.
%
%
%   You can also specify that the sample time of the S-function
%   is inherited from the driving block. For functions which
%   change during minor steps, this is done by
%   specifying SYS(7) = 1 and TS = [-1 0]. For functions which
%   are held during minor steps, this is done by specifying
%   SYS(7) = 1 and TS = [-1 0].
%
%
%   Copyright (c) 1990-97 by The MathWorks, Inc.
%   $Revision: 1.9 $
%
%
% The following outlines the general structure of an S-function.
%

```



```

switch flag,

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Initialization %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 0,

    [sys,x0,str,ts]=pepe(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Derivatives %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 1,
    sys=mdlDerivatives(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Update %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 2,
    sys=mdlUpdate(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Outputs %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 3,
    sys=mdlOutputs(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % GetTimeOfNextVarHit %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 4,
    sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Terminate %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 9,

```

```

    sys=mdlTerminate(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % Unexpected flags %
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    otherwise
        error(['Unhandled flag=',num2str(flag)]);

end

% end sfuntmpl

%
%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function.
%=====
%
function [sys,x0,str,ts]=pepe(t,x,u)
%function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes
% call simsizes for a sizes structure, fill it in and convert it to a
% sizes array.
%
% Note that in this example, the values are hard coded. This is not a
% recommended practice as the characteristics of the block are typically
% defined by the S-function parameters.
%
sizes = simsizes;

sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 4;
sizes.NumOutputs = 13;
sizes.NumInputs = 2;
sizes.DirFeedthrough = 0;
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed

sys = simsizes(sizes);
sys(7)=1;

%
```

```
% initialize the initial conditions
%
x0 = [0 0 11 0];

%
% str is always an empty matrix
%
str = [];

%
% initialize the array of sample times
%

ts = [-1      0] ;

% end mdlInitializeSizes

%
%=====
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====
%
function sys=mdlDerivatives(t,x,u)

sys=[];

% end mdlDerivatives
%
%=====
% mdlUpdate
% Handle discrete state updates, sample time hits, and major time step
% requirements.
```

```

%=====
%

function sys=mdlUpdate(t,x,u)

inc=isequal(x(2),0)&isequal(u(1),1)&~isequal(t,0);
%inc=isequal(u(1)>0,1)&~isequal(t,0);
if ((u(2)>0))
    inc=1;
end

x(1)=x(1)+(20e-3*inc/12);
x(2)=u(1);

% direcciono los tiristores

x(3)=x(3)+inc;
    if x(3)>12
        x(3)=1;
    end

% guardo el instante de muestreo para poder dar el ancho de pulso

if isequal(inc,1)
    x(4)=t;
end

sys=[x];
% end mdlUpdate

%
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====

```

```

%
function sys=mdlOutputs(t,x,u)

on=(t < x(4)+100e-6)&~isequal(x(1),0);

y(1)=(x(3)==1)*on;
y(2)=(x(3)==3)*on;
y(3)=(x(3)==5)*on;
y(4)=(x(3)==7)*on;
y(5)=(x(3)==9)*on;
y(6)=(x(3)==11)*on;
y(7)=(x(3)==2)*on;
y(8)=(x(3)==4)*on;
y(9)=(x(3)==6)*on;
y(10)=(x(3)==8)*on;
y(11)=(x(3)==10)*on;
y(12)=(x(3)==12)*on;
y(13)=t-x(1);

sys = y;

% end mdlOutputs

%
%=====
% mdlGetTimeOfNextVarHit
% Return the time of the next hit for this block. Note that the result is
% absolute time. Note that this function is only used when you specify a
% variable discrete-time sample time [-2 0] in the sample time array in
% mdlInitializeSizes.
%=====
%
function sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u)

```

```

% end mdlGetTimeOfNextVarHit

%
%=====
% mdlTerminate
% Perform any end of simulation tasks.
%=====
%
function sys=mdlTerminate(t,x,u)

sys = [];

% end mdlTerminate

```

A.3. *Datos_DIPOLO.m*

El siguiente archivo contiene los datos particulares para la simulación de la alimentación, *DIPOLO*, surgidos de las especificaciones generales, y de los resultados del diseño realizado en el Capítulo 6.

```

clear all;
clc;

R1=0.0474;
R2=0.471;
R3=0.003;
RT=R1+R2+R3;
R23=R2+R3;
WI=6.28*1;
KTH=3.75;
WCRU=6.28*150;
WAP=WCRU/(KTH+1);
KP=16;
WP=10000;
WVN=28300;
LF=2e-3;
CF=7.52e-3;
LL=0.8;

```

```

RL=1.33;
WF=6.28*40;
KV=1/137;
KI=1/80;
fTH=150;
WTH=6.28*fTH;
WL=RL/LL;
p=12;
KPS=1,2*KTH/(KTH+1);
VpA=(507)*(2/3)^0.5;
Vrms_ph2ph=(VpA/(2^0.5))*(3)^0.5;

% La tension maxima instantanea de salida en un puente de 12 pulsos, Emax,
% es:

Emax=((2+(3)^0.5)^0.5)*(3^0.5)*VpA;

% La tension maxima MEDIA de salida en un puente de 12 pulsos, Edo,
% es:

Edo=Emax*(p/pi)*sin(pi/p);

```

A.4. *Datos_NELLY.m*

El siguiente archivo contiene los datos particulares para la simulación de la alimentación, *DIPOLLO*, surgidos de las especificaciones generales, y de los resultados del diseño realizado en el Capítulo [6](#).

```

clear all;
clc;

R1=0.159;
R2=1.58;
R3=0.01;
RT=R1+R2+R3;
R23=R2+R3;
WI=6.28*1;
KTH=3.75;

```

```

WCRU=6.28*150;
WAP=WCRU/(KTH+1);
KP=1;
WP=10000;
WVN=254500;
LF=6.8e-3;
CF=2.2e-3;
LL=0.44;
RL=2.38;
WF=6.28*40;
KV=1/6.5;
KI=1/2.5;
fTH=150;
WTH=6.28*fTH;
WL=RL/LL;
p=12;
KPS=1,2*KTH/(KTH+1);
VpA=(507)*(2/3)^0.5;
Vrms_ph2ph=(VpA/(2^0.5))*(3)^0.5;

% La tension maxima instantanea de salida en un puente de 12 pulsos, Emax,
% es:

Emax=((2+(3)^0.5)^0.5)*(3^0.5)*VpA;

% La tension maxima MEDIA de salida en un puente de 12 pulsos, Edo,
% es:

Edo=Emax*(p/pi)*sin(pi/p);

```

A.5. Figuras de simulación para la fuente con

HAF

A continuación se presentan las figuras con los bloques Simulink para el caso de control doble lazo CON *HAF*.

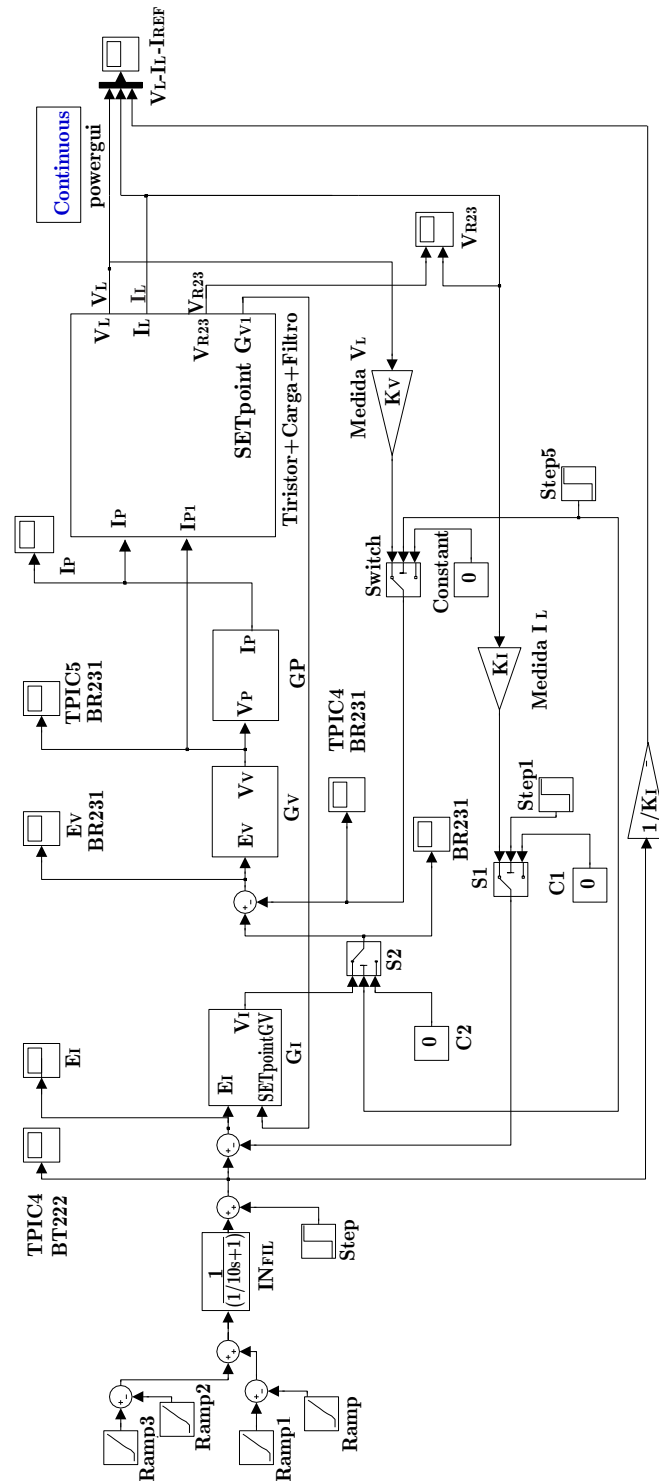


Figura A.1: Diagrama Bloque de simulacion en Simulink para el montaje con Filtro Activo.

A.5.2. Bloque controlador de lazo corriente, G_I

Este bloque es común en ambas variantes.

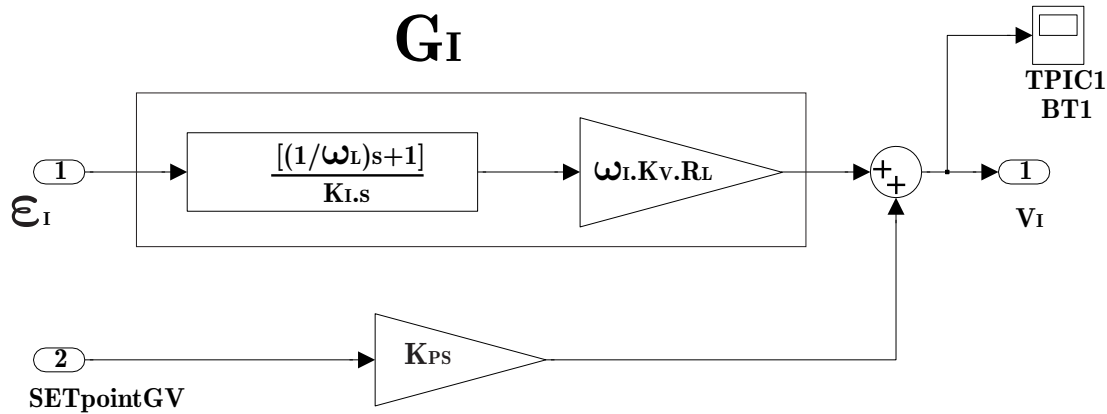


Figura A.2: Detalle del bloque controlador G_I .

A.5.3. Bloque controlador de lazo tensión, G_V

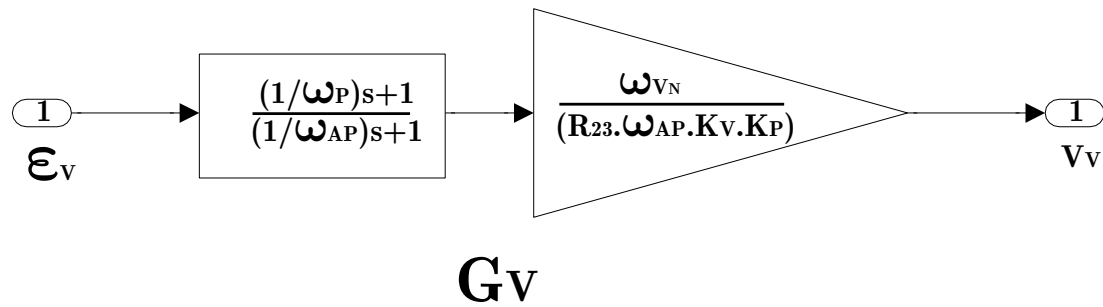


Figura A.3: Detalle del bloque controlador del lazo tensión G_V , con *HAF*.

A.5.4. Bloque *Tiristor + Carga + Filtro*

En la Figura [A.14](#), se muestra el bloque tal cual se encuentra en el diagrama bloque general, a continuación se presentan los distintos sub-bloques en orden jerárquico.

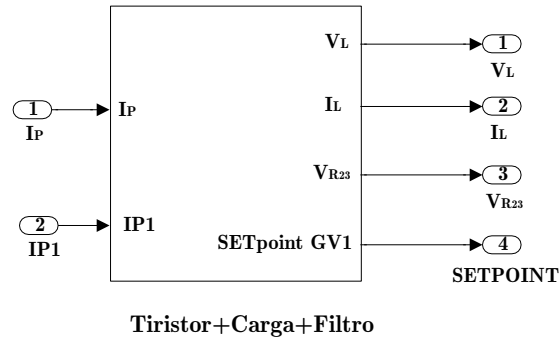


Figura A.4: Bloque Representativo del Filtro Activo Híbrido.

A.5.5. Lazo tiristor

Como se observa en la Figura [A.15](#) este Lazo contiene además de los bloques ya descritos, el sub diagrama denominado *TGC + Puente*.

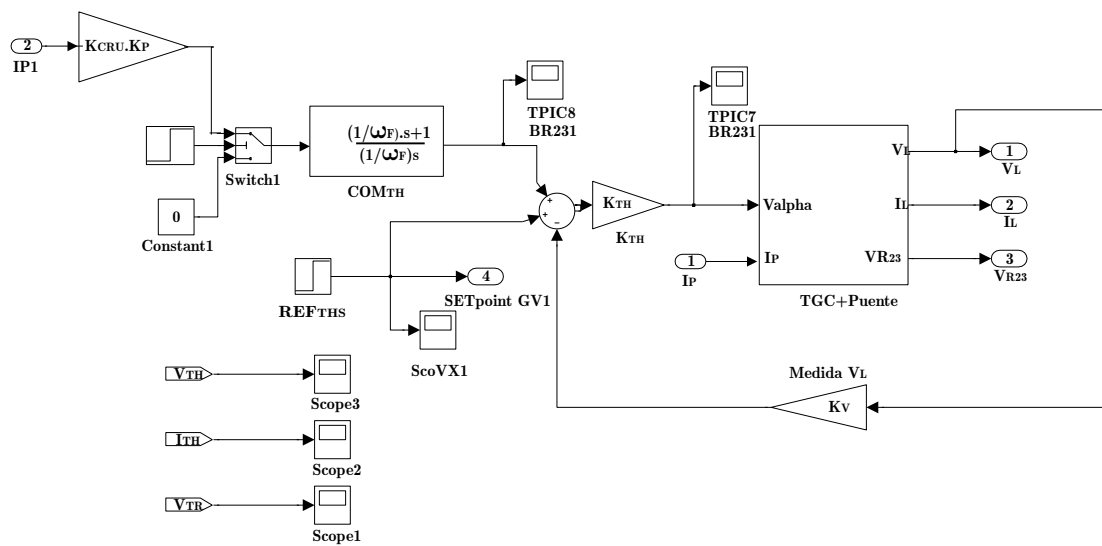


Figura A.5: Diagrama Bloque del Lazo Tiristor.

A.5.6. Bloque *TGC + Puente*

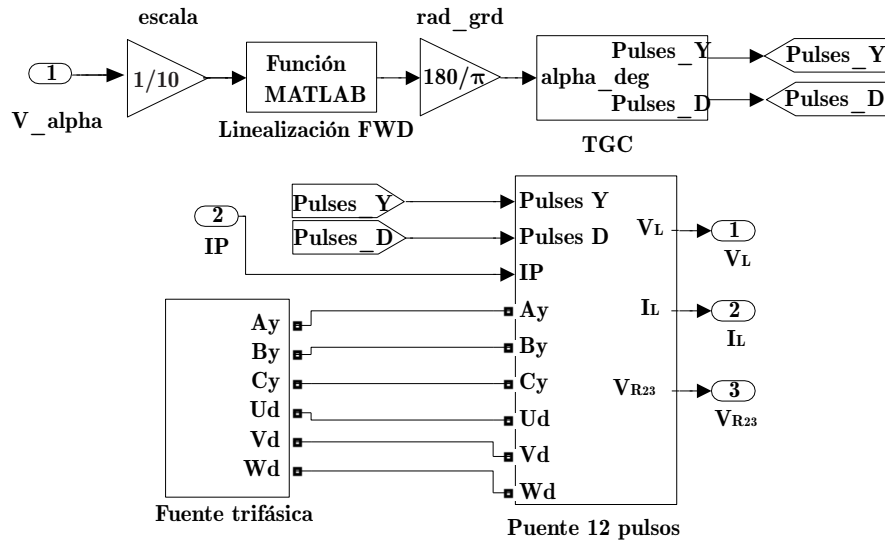


Figura A.6: Bloque: *TGC + Puente*. Sistema de disparo de tiristores *TGC* y convertidor de 12 pulsos.

A.5.7. Bloque *Fuente trifásica*

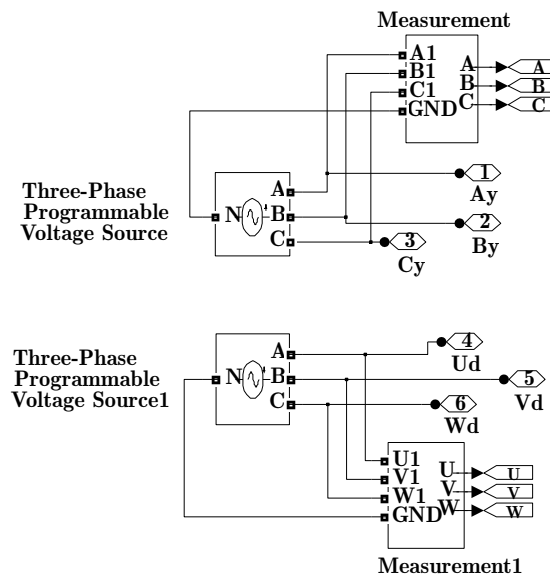


Figura A.7: *Fuente trifásica*.

A.5.8. Bloque *TGC*

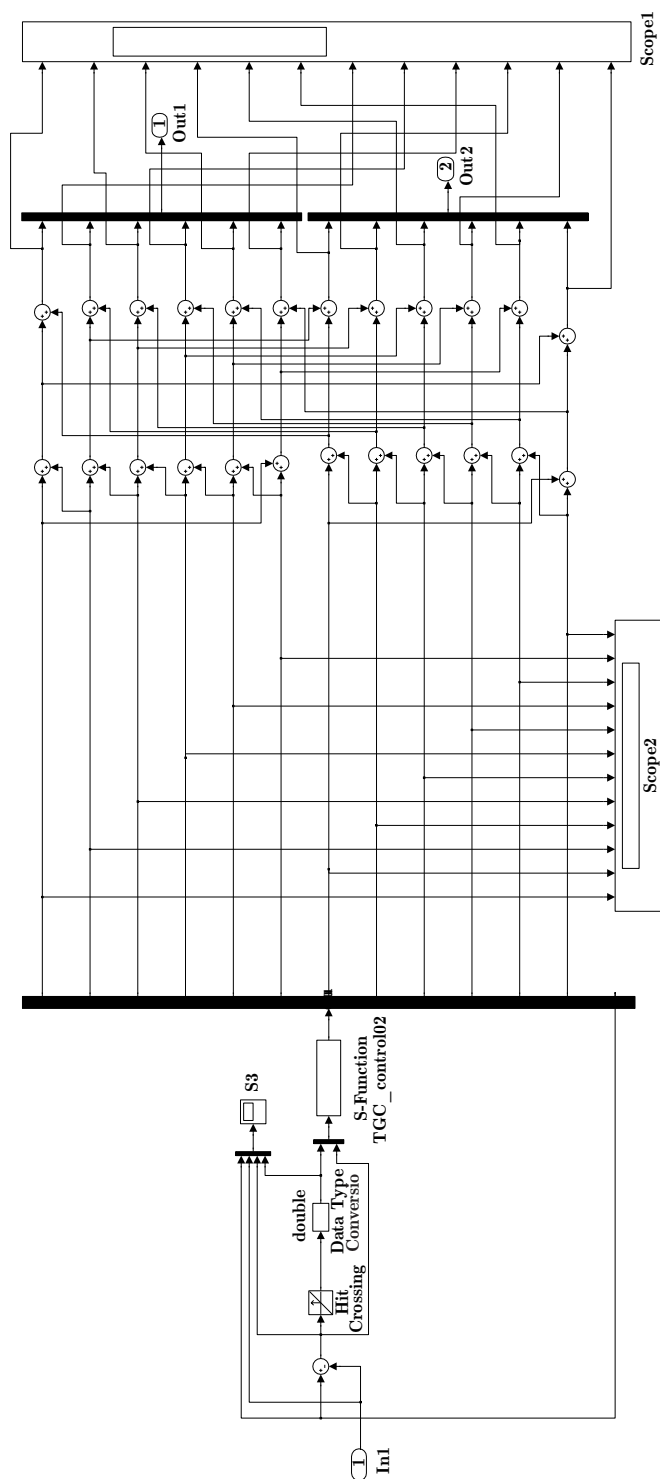


Figura A.8: Diagrama de simulación del *TGC* con el detalle de direccionamiento de pulsos.

A.5.9. Bloque *Puente de 12 pulsos*

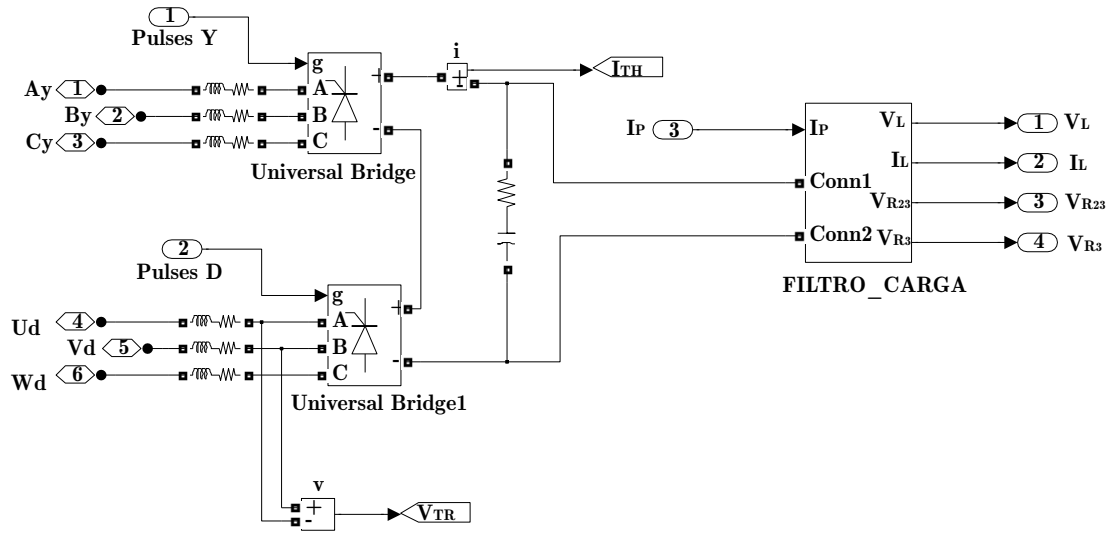


Figura A.9: Diagrama de simulación puente de 12 p en montaje serie.

A.5.10. Bloque *Filtro-Carga*

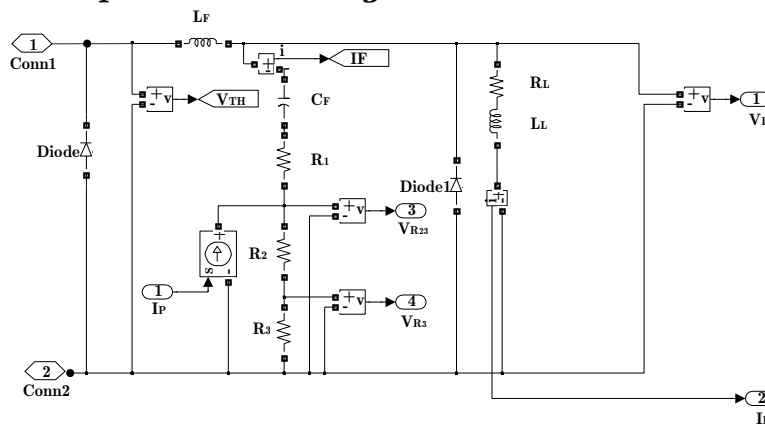


Figura A.10: Diagrama de simulación de la Carga más el Filtro Pasivo con inyección de corriente I_P .

A.6. Figuras de simulación para la fuente sin HAF

Esta figura representa el diagrama block de la simulación sin HAF

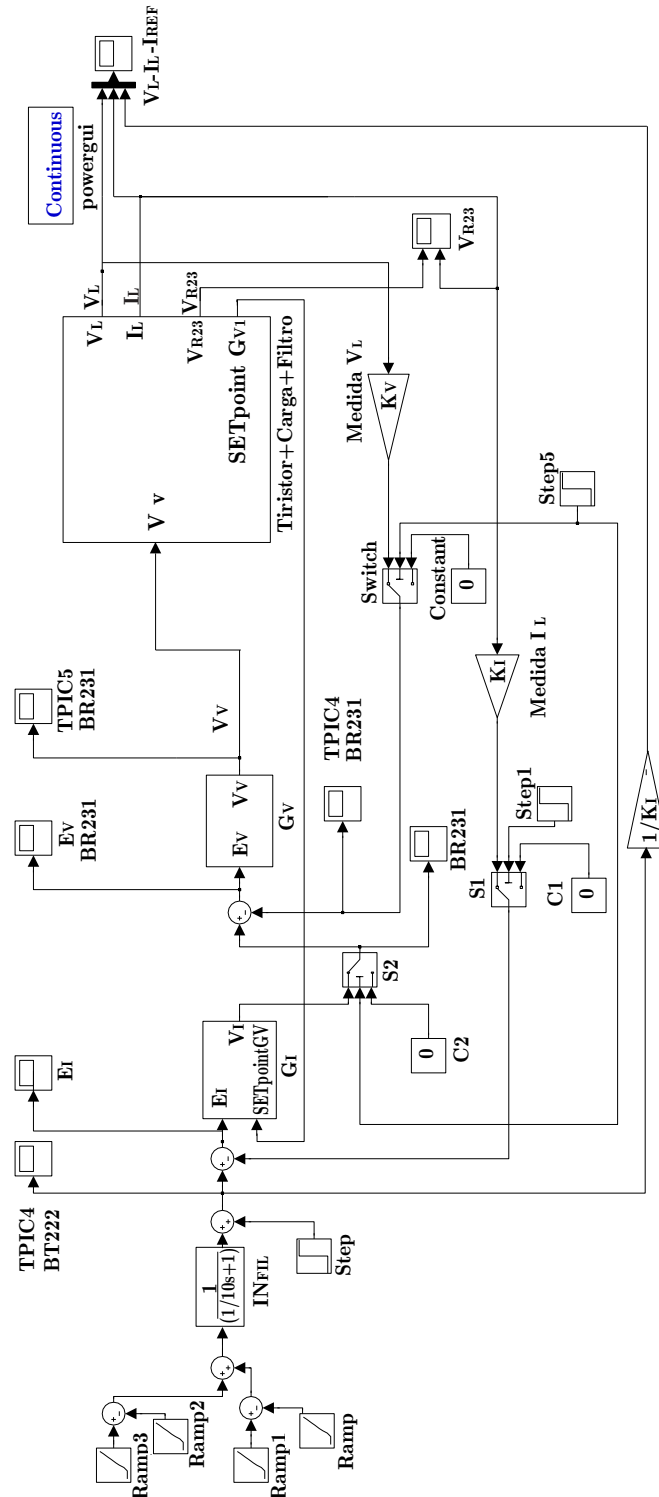


Figura A.11: Diagrama Bloque General del control de la alimentación de doble lazo sin HAF

A.6.2. Bloque controlador de lazo corriente, G_I

Este bloque es común en ambas variantes.

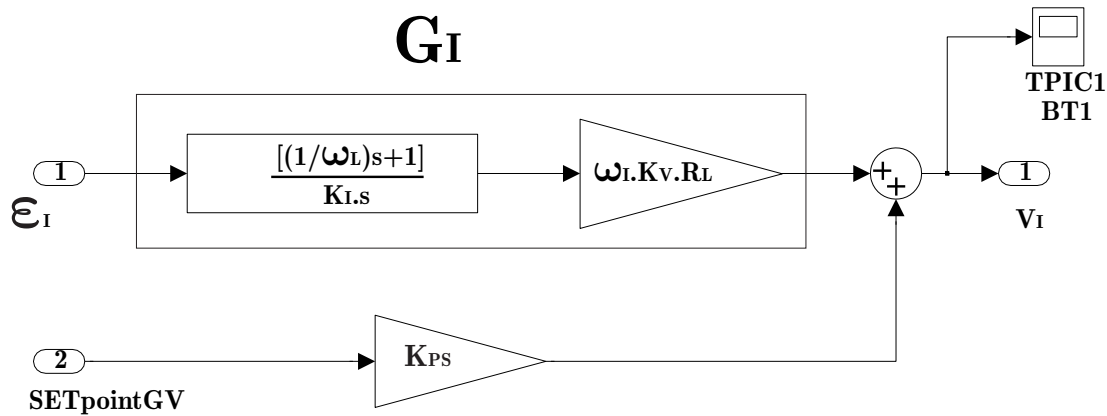


Figura A.12: Detalle del bloque controlador G_I .

A.6.3. Bloque controlador de lazo tensión, G_V

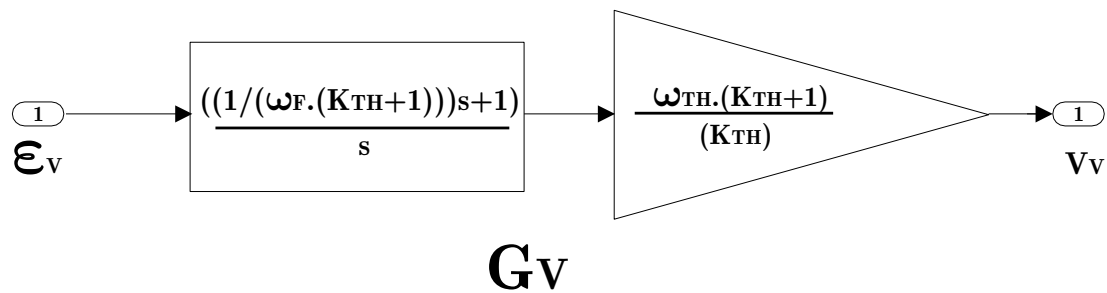


Figura A.13: Controlador lazo de tensión G_V , sin Filtro Activo

A.6.4. Bloque *Tiristor + Carga + Filtro*

En la Figura [A.14](#), se muestra el bloque tal cual se encuentra en el diagrama bloque general, a continuación se presentan los distintos sub-bloques en orden jerárquico.

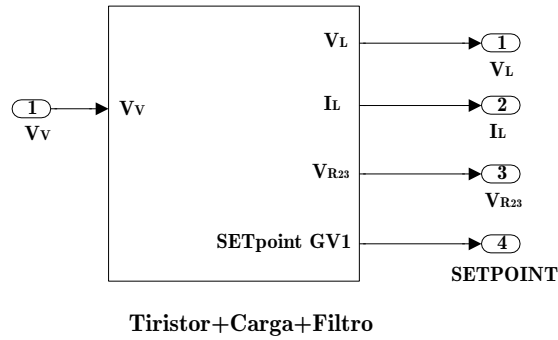


Figura A.14: Bloque representativo del convertidor y su carga.

A.6.5. Lazo tiristor

Como se observa en la Figura [A.15](#) este Lazo contiene además de los bloques ya descritos, el sub diagrama denominado *TGC + Puente*.

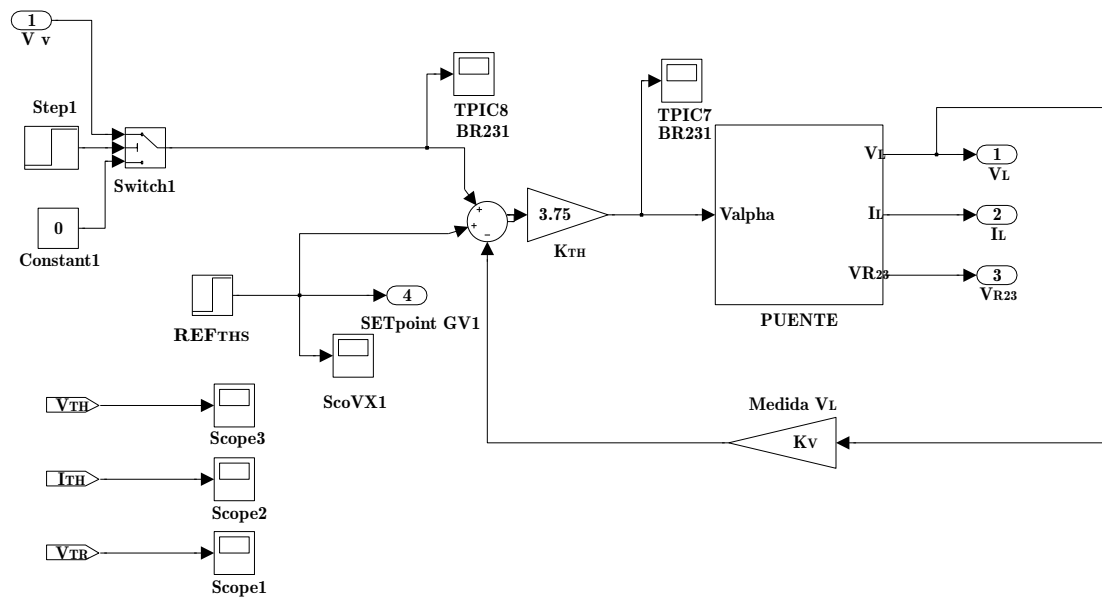


Figura A.15: Diagrama Bloque del Lazo Tiristor.

A.6.6. Bloque *TGC + Puente*

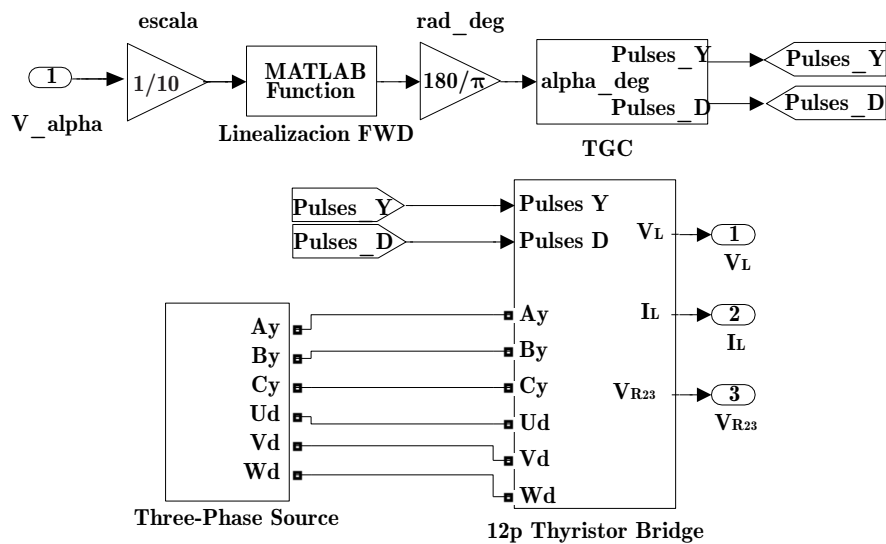


Figura A.16: Bloque: *TGC + Puente*. Sistema de disparo de tiristores *TGC* y convertidor de 12 pulsos.

A.6.7. Bloque *TGC*

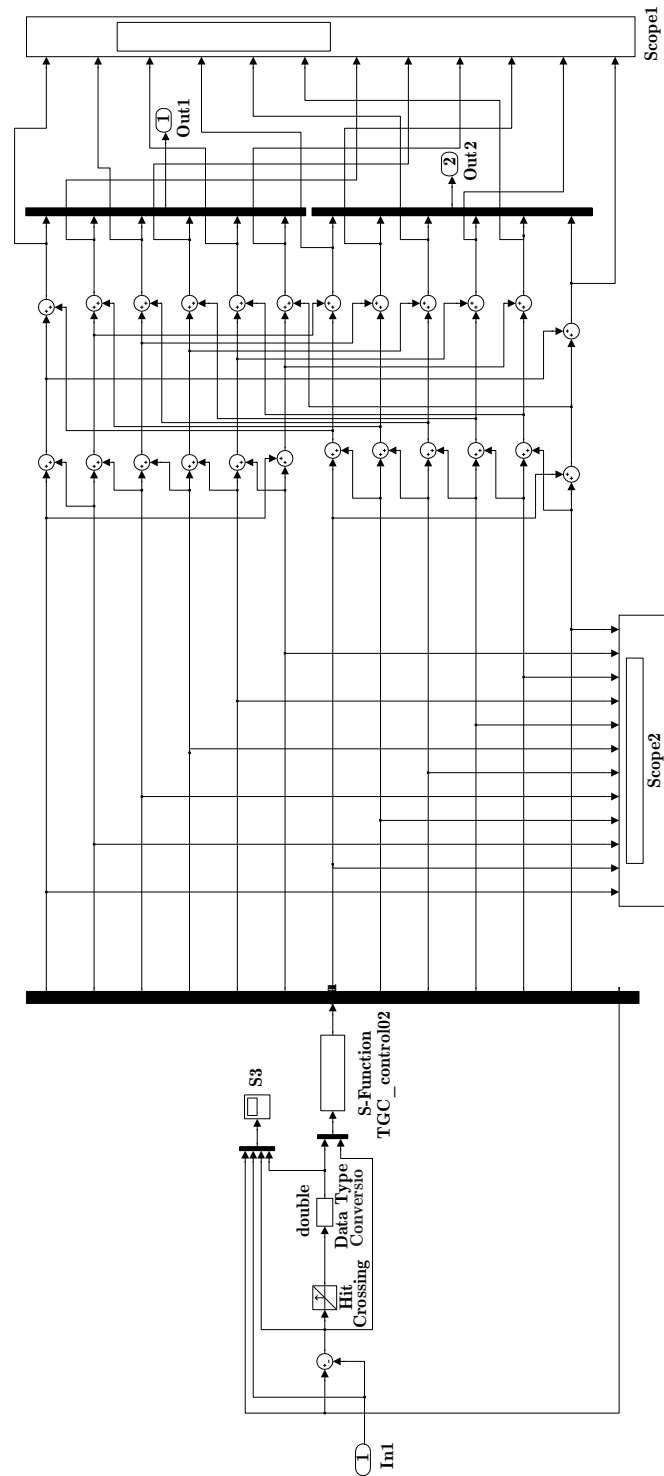


Figura A.17: Diagrama de simulación del *TGC* con el detalle de direccionamiento de pulsos.

A.6.8. Bloque *Fuente trifásica*

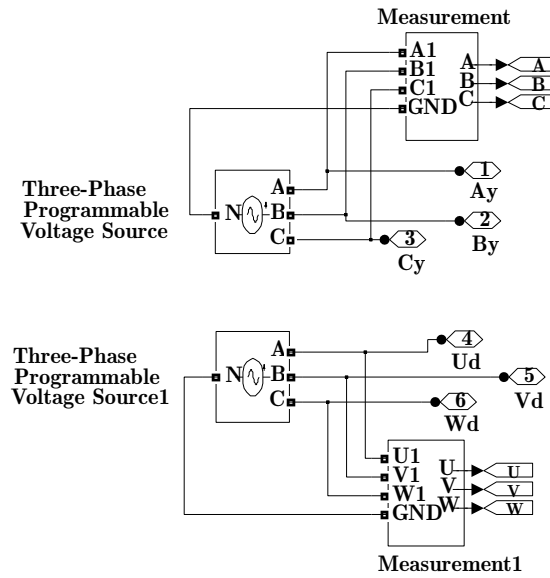


Figura A.18: Fuente trifásica.

A.6.9. Bloque *Puente de 12 pulsos*

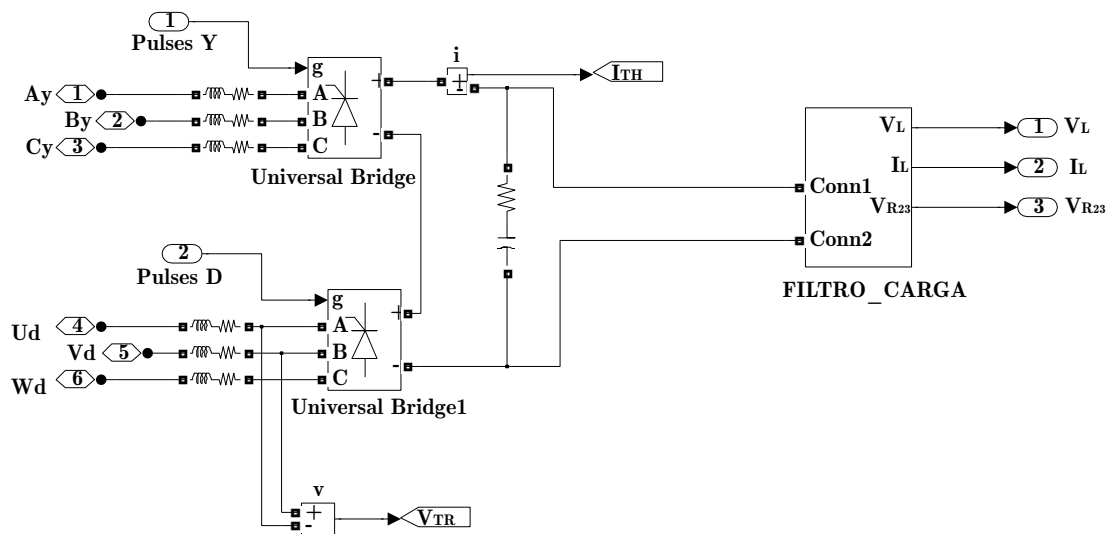


Figura A.19: Diagrama de simulación puente de 12 p en montaje serie.

A.6.10. Bloque *Filtro + Carga*

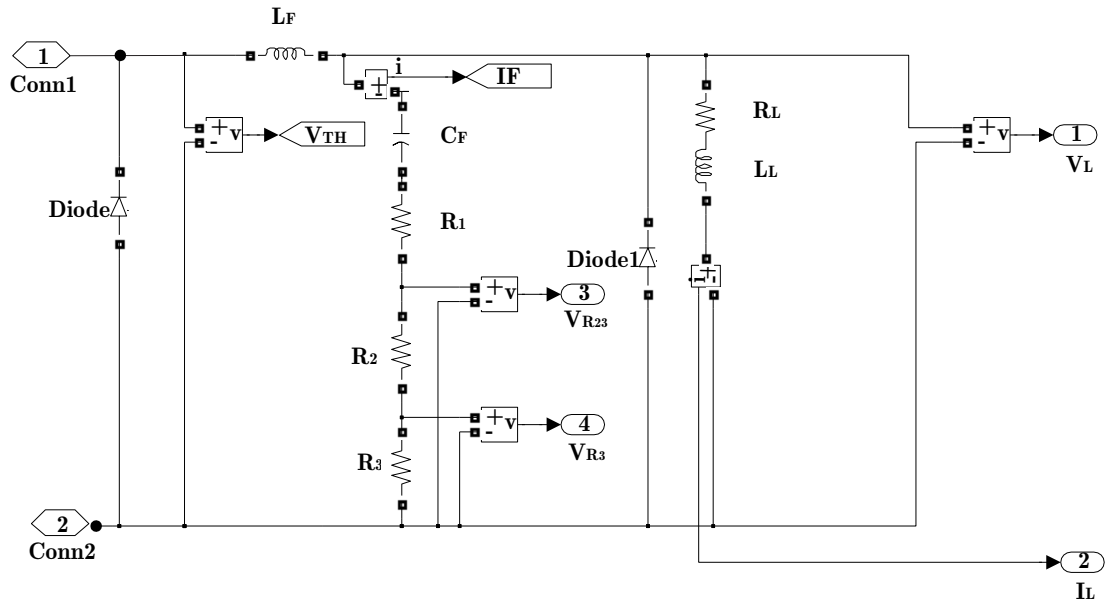


Figura A.20: Diagrama de simulación de la Carga más el Filtro Pasivo.

Apéndice B

Publicaciones

Los trabajos que se presentan a continuación resumen la investigación realizada, relacionada con esta de Tesis.

B.1. Artículos en revistas

- 1. A Non-Linear Approach for Assessing Stability in Line-Commutated Converters with an Integrating Controller, G. Uicich, S. Maestri, M. Benedetti, D. Carrica, IEEE Transactions on Power Electronics, (ISSN 0885-8993), 2014, Vol. 29, N° 1, pp. 339-346, Jan-14, IEEE, New York, EEUU
- 2. Detectores y Aceleradores que curan, M. Benedetti, Acta Bioquímica Clínica Latinoamericana, (ISSN 0325-2957), 2013, Vol. 47, N° 2, pp. 385-397, Jun-13, Federación Bioquímica de la Pcia de Bs As, La Plata, Argentina
- 3. Current Estimation for Pulsed Power Applications, E. Penovi, R. Garcia Retegui, S. Maestri, W. Kloster, M. Benedetti, International Review of Electrical Engineering, (ISSN 1827-6660), 2013, Vol 8, N° 2, pp. 595 - 602, Apr-13, PRAISE WORTHY PRIZE SRL., Naples, Italy
- 4. Variable Sampling Period Filter PLL for distorted three phase system, I. Carugati, S. Maestri, P. Donato, D. Carrica, M. Benedetti, IEEE Transactions on Power Electronics, (ISSN 0885-8993), 2012, Vol. 27, N° 1, pp. 321-330, Jan-12, IEEE, New York, EEUU

- 5. Frequency adaptive PLL for polluted single-phase grids, I. Carugati, P. Donato, S. Maestri, D. Carrica, M. Benedetti, IEEE Transactions on Power Electronics, (ISSN 0885-8993), 2012, Vol. 27, N° 5, pp. 2396-2404, May-12, IEEE, New York, EEUU
- 6. Multiple-Stage Converter Topology for High-Precision High-Current Pulsed Sources, N. Wassinger, S. Maestri, R. García Retegui, J-M. Cravero, M. Benedetti, D. Carrica, IEEE Transactions on Power Electronics, (ISSN 0885-8993), 2011, Vol. 26, N° 5, pp. 1316-1321, May-11, IEEE, New York, EEUU
- 7. Synchronization method with variable sampling frequency using Neuronal Networks, I. Carugati, S. Maestri, P. Donato, D. Carrica, M. Benedetti, IEEE Latin America Transactions, (ISSN: 1548-0992), 2011, Vol. 9, N° 5, pp. 715-720, Sept-11, IEEE, New York, EEUU
- 8. Synchronization Method for Three Phase Applications, S. Maestri, P. Donato, R. Petrocelli, I. Carugati, D. Carrica, M. Benedetti, International Review of Electrical Engineering (IREE), (ISBN 1827-6660), 2010, Vol. 5, N° 4, Part B, pp. 1728-1735, Apr-10, Praise Worthy Prize, New York, EEUU
- 9. Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters, S. Maestri, G. Uicich, R. Petrocelli, M. Benedetti, IEEE Transactions on Power Electronics, (ISSN 0885-8993), 2009, Vol. 24, N° 3, pp. 869-872, Mar-09, IEEE, New York, EEUU
- 10. Harmonic Computation Technique Suitable for Active Power Filters, Sergio A. González, R. García Retegui, M. Benedetti, IEEE Transactions on Industrial Electronics, (ISSN 0278-0466), 2007, Vol. 54, N° 5, pp. 2791-2796, Aug-07, IEEE, New York, EEUU
- 11. A Novel Synchronism Method for Thyristor Power Converters Using the Space Vector Approach, G. Uicich, M. Benedetti, J. Fernández Rovira, IEEE Transactions on Nuclear Science, (ISBN 0018-9499), 2006, Vol. 53, N° 3 Part 3, pp. 1522-1529, Jun-06, IEEE, New York, EEUU
- 12. New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters, M. Benedetti, G. Uicich, IEEE Transactions on Industrial Electronics, (ISSN 0278-0466), 1999, Vol. 46, N° 5, pp. 972-978, IEEE, New York, EEUU

- 13. Análisis de estabilidad de sistemas de no mínima fase por medio de los diagramas de Bode, M. Benedetti, V. Morgenstern, Revista Telegráfica Electrónica, 1986, Vol. 86, N° 876, pp. 1215-1219, Arbó, Buenos Aires, Argentina

B.2. Artículos en Congresos

- 1. Thyristor Gate Control implementation on FPGA for particle accelerator facilities, C. Orallo, I. Carugati, M. Funes, S. Maestri, O. Goudard, N. Wassinger, M. Benedetti, Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (EAMTA), 2014 Argentine Conference on, (ISBN 978-987-1907-86-1), 2014, pp. 48-53, 24-25 July 2014, Mendoza, Argentina
- 2. Control de corriente en fuente pulsada basado en FCS-MPC y estimación de pendiente, E. Penovi, S. Maestri, R. A. García Retegui, N. Wassinger, M. Benedetti, XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, RPIC 2013, (ISBN978-987-27739-7-7), 2013, pp.1082-1087, 16-20 de Septiembre de 2013, Bariloche, Argentina
- 3. Comparison of topologies suitable for Capacitor Charging Systems, S. Maestri, R. García Retegui, G. Uicich, M. Benedetti, J. Cravero, 15th European Power Electronics And Drives Association, 2013, pp. 1-9, 2-6 sept 2013, Lille, Francia
- 4. Implementación de fuente de corriente pulsada multiestructura, E. Penovi, D. Waisman, R. A. García Retegui, S. Maestri, G. Uicich, M. Benedetti, XXIII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA 2012, 2012, 3 al 5 de Octubre de 2012, Buenos Aires, Argentina
- 5. Improved Control Strategy for Active Bouncers used in Klystron Modulators, S. Maestri, R. García Retegui, P. Antoszczuk, M. Benedetti, D. Aguglia, D. Nisbet, 14th International European Power Electronics Conference and Applications, (EPE11), Print-ISBN: 978-1-61284-167-0, 2011, 30 de Agosto al 1 de Septiembre, 2011, Birmingham, Reino Unido.
- 6. Convertidor Multi Estructura para Fuente de Corriente Pulsada con Regulador Serie Push-Pull, R. García Retegui, S. Maestri, E. Penovi, M. Benedetti, G. Uicich, XIV Reunión de Procesamiento de la Información y Control; RPIC 2011, (ISBN978-987-950-698-280-5), 2011, 16 al 18 de Noviembre, Oro Verde, Argentina

- 7. Fuente de Corriente Pulsada Multi-Estructura con Regulador Serie tipo Inversor de una Rama, R. García Retegui, S. Maestri, M. Benedetti, N. Wassinger, G. Uicich, XIV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, RPIC 2011, (ISBN978-987-950-698-280-5), 2011, 16 al 18 de Septiembre de 2011, Oro Verde, Argentina
- 8. FPGA implementation: A multiple-stage converter control for a pulsed current source, N. Wassinger, R. García Retegui, M. Funes, M. Benedetti, XVI Iberchip Workshop, IBERCHIP 2010, 2010, pp 1-6, 23 al 25 de Febrero de 2010, Foz do Iguaçu, Brasil
- 9. PLL trifásico para redes fuertemente distorsionadas, I. Carugati, P. Donato, S. Maestri, M. Benedetti, D. Carrica, XXII Congreso Argentino de Control Automático, 2010, Trabajo N° 001457, 31 de agosto al 1 de septiembre 2010, Buenos Aires, Argentina
- 10. CANCELACIÓN DE RIPPLE EN CONVERTIDORES POLIFÁSICOS DE ALTA POTENCIA., P. Antoszczuk, R. García Retegui, M. Funes, M. Benedetti, XXII Congreso Argentino de Control Automático, 2010, Trabajo N° 001457, 31 de agosto al 1 de septiembre 2010, Buenos Aires, Argentina
- 11. A new multiple stages converter topology for high power and high precision fast pulsed current sources, R. García Retegui, N. Wassinger, M. Benedetti, Jean-Marc Cravero, C. Almeida Martins, XIII Internacional European Power Electronics Conference and Applications, EPE 2009, 978-1-4244-4432-8, 2009, pp 1-9, 8 al 10 de Septiembre de 2009, Barcelona, España
- 12. New modulator for multi-phase interleaved DC/DC converters, R. García Retegui, M. Benedetti, R. Petrocelli, N. Wassinger, S. Maestri, XIII Internacional European Power Electronics Conference and Applications, EPE 2009, 978-1-4244-4432-8, 2009, pp 1-8, 8 al 10 de Septiembre de 2009, Barcelona, España
- 13. IMPLEMENTACION DIGITAL DE CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS POR LINEA EN MODO DE CONDUCCION DISCONTINUA, S. Maestri, M. Benedetti, G. Uicich, R. Petrocelli, XXI° Congreso Argentino de Control Automático AADECA 2008 , 2008, 1 al 3 de Septiembre de 2008, Buenos Aires, Argentina

- 14. NUEVA TOPOLOGÍA DE CONVERTIDOR PARA FUENTES DE CORRIENTE PULSADA DE ALTAS PRESTACIONES, R. García Retegui, M. Benedetti, J-M. Cravero, C. Martins, XXI° Congreso Argentino de Control Automático AADECA 2008 , 2008, 1 al 3 de Septiembre de 2008, Buenos Aires, Argentina
- 15. Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters, S. Maestri, M. Benedetti, G. Uicich, M. Funes, Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007, pp. 1-9, ,
- 16. Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode, S. Maestri, M. Benedetti, R. Petrocelli, G. Uicich, Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007, pp. 1-9, ,
- 17. Digital Synchronization Method for Three Phase Systems, R. Petrocelli, S. Maestri, M. Benedetti, R. García Retegui, 2007 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP'2007), (ISBN: 1-4244-0829-6), 2007, 3-5 de Octubre de 2007, Alcala de Henares, España
- 18. Three Phase PLL Suitable For Utility Synchronism, R. Petrocelli, S. Maestri, M. Benedetti, R. García Retegui, VI World Wind Energy Conference and Exhibition, WVEC 2007, 2007, 2-4 Octubre de 2007, Mar del Plata, Argentina
- 19. PLL trifásico para sincronismo con la línea, R. Petrocelli, S. Maestri, M. Benedetti, R. García Retegui, XII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (XII RPIC 2007), (ISBN: 978-987-1242-23-8), 2007, 16-18 de Octubre de 2007, Río Gallegos, Argentina
- 20. Control de Convertidores Controlados por Fase en Conducción Discontinua, S. Maestri, M. Benedetti, R. Petrocelli, G. Uicich, XX Congreso Argentino de Control Automático 2006. , (ISBN 978-950-99994-4-2), 2006, Buenos Aires, Argentina
- 21. New Harmonic Computation Technique for Single-Phase Active Power Filters, Sergio A. González, R. García Retegui, M. Benedetti, XI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, RPIC 2005, (ISSN 950-665-340-2), 2005, Río Cuarto, Argentina

- 22. Control Digital de Corriente por Histéresis con Frecuencia Fija, R. García Retegui, M. Benedetti, XIX Congreso Argentino de Control Automático AADECA 2004, 2004, Buenos Aires, Argentina
- 23. Control Digital de Fuentes de Alimentación de Alta Corriente y Alta Precisión., M. Benedetti, D. Carrica, G. Coudert, R. Pittin, II Congreso Latinoamericano de Generación y Transporte de Energía Eléctrica, 1995, Vol. 1, Mar del Plata, Argentina.

B.3. Informes Técnicos CERN

- 1. Digital Control of Current Sources at Proton-Synchrotron Division, M. Benedetti, D. Carrica, CERN, 1990, PS-PO, 9, Ginebra, Suiza
- 2. Feasibility Evaluation of Digital Control for Current Sources of CERN Accelerators, M. Benedetti, D. Carrica, CERN, 1990, PS-PO, 3, Ginebra, Suiza
- 3. All-Digital control and regulation system for SCR converters with active filter, M. Benedetti, G. Uicich, J. Gómez Costa, D. Carrica, R. De la Calle, G. Coudert, R. Pittin, CERN, 1998, PS-PO, 56, Ginebra, Suiza
- 4. Active Alignment Electronic System for CLIC 30 GHz Modules in CTF2, D. Carrica, R. Pittin, W. Coosemans, M. Benedetti, CERN, 1998, CLIC, 361, Ginebra, Suiza
- 5. High Performance electronics for the Alignement Regulation on the CLIC 30 GHz Modules, D. Carrica, R. Pittin, M. Benedetti, CERN, 1999, CLIC, 357, Ginebra, Suiza
- 6. 30GHz Alignment System Real Time Task (alnrt), 30GHz Alignment System Console Application (ctfaln) of the high performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, J-M. Bouche, R. Pittin, S. Sherbakov, CERN, 1999, CTF, 11, Ginebra, Suiza
- 7. Acquisition Subsystem of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, M. Benedetti, G. Uicich, CERN, 1999, CTF, 12, Ginebra, Suiza
- 8. Control Subsystem DSP Software of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, M. Benedetti, R. Pittin, CERN, 1999, CTF, 10, Ginebra, Suiza

- 9. Control Subsystem Hardware of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, M. Benedetti, R. Pittin, CERN, 1999, CTF, 9, Ginebra, Suiza
- 10. Driver Subsystem of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, M. Benedetti, G. Uicich, CERN, 1999, CTF, 16, Ginebra, Suiza
- 11. Stand Alone Testing System, DSP Software of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, M. Benedetti, CERN, 1999, CTF, 14, Ginebra, Suiza
- 12. Stand Alone Testing System, Hardware of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Carrica, R. Pittin, M. Benedetti, CERN, 1999, CTF, 13, Ginebra, Suiza
- 13. Stand Alone Testing System, PC Program of the High performance electronics for Alignment Regulation on the CLIC 30GHz modules, D. Calcoen, D. Carrica, M. Benedetti, CERN, 1999, CTF, 15, Ginebra, Suiza
- 14. Controller of a New Pulsed Source for LINAC 4 (MEGADISCAP), N. Wassinger, R. García Retegui, M. Benedetti, W. Kloster, J-M Cravero, J-L. Gómez Costa, CERN, 2009, TE/EPC TN, 2009-003, Ginebra, Suiza
- 15. Operational Principle and Tuning of the MegaDiscaP Power Converters Control System, J-M Cravero, N. Wassinger, R. García Retegui, M. Benedetti, S. Maestri, W. Kloster, CERN, 2010, sLHC Project Note, 20, Ginebra, Suiza
- 16. Thermal analysis of MegaDiscaP semiconductor devices , J-M Cravero, M. Benedetti, R. García Retegui, S. Maestri, N. Wassinger, CERN, 2011, sLHC Project Note, 30, Ginebra, Suiza
- 17. Design of the DC-DC power stage of the capacitor charger for MAXIDISCAP power converters, R. García Retegui, S. Maestri, J-M Cravero, G. Uicich, M. Benedetti, CERN, 2013, sLHC Project Note, 42, Ginebra, Suiza