

# TÉCNICAS DE ADAPTACIÓN APLICADAS A CONTROLES DEAD-BEAT PREDICTIVOS

Ing. Noelia I. Echeverría

Este Trabajo de Tesis fue presentado al Departamento de Electrónica  
de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata  
el 08 de marzo de 2019, como requisito parcial para la obtención del título de

Doctora en Ingeniería Orientación Electrónica

Director: Dr. Sergio A. González

Co-Director: Dr. Daniel Carrica



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y 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/).

A Diego y Aria, mi hermosa familia.

# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>XIII</b>
<b>Resumen</b>	<b>XIV</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Organización de la tesis . . . . .	4
<b>2. Sistema de Inyección de Corriente</b>	<b>6</b>
2.1. Introducción . . . . .	6
2.2. Modelo del sistema . . . . .	6
2.2.1. CC-VSI en configuración 4 hilos (planta) . . . . .	7
2.2.2. Modelo del modulador digital . . . . .	11
2.2.3. Retardo de cálculo . . . . .	13
2.2.4. Filtros antialiasing y digital . . . . .	14
2.3. Modelo Simplificado . . . . .	24
2.3.1. Transformada Z avanzada . . . . .	25
2.3.2. Modelo simplificado utilizando retardo fraccionario . . . . .	27
<b>3. Modelado e Identificación de Sistemas</b>	<b>30</b>
3.1. Introducción . . . . .	30
3.2. Métodos para la obtención de Modelos . . . . .	31



3.3.	Identificación de Sistemas y Estimación de Parámetros . . . . .	32
3.4.	Método de Mínimos cuadrados (LS) . . . . .	33
3.4.1.	LS con factor de olvido . . . . .	36
3.5.	Implementación de algoritmos de identificación en tiempo real . .	37
3.5.1.	Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) . . . . .	38
3.5.2.	RLS con factor de olvido . . . . .	39
3.6.	Factorización QR . . . . .	40
3.6.1.	Proceso de Ortogonalización de Gram-Schmidt . . . . .	41
3.6.2.	Reflexiones de Householder . . . . .	43
3.6.3.	Rotaciones de Givens . . . . .	44
3.6.4.	Solución a los Mínimos Cuadrados utilizando Factorización QR (QRD-RLS) . . . . .	46
3.6.5.	Identificación secuencial utilizando rotaciones de Givens . .	48
3.7.	Identificación paramétrica del sistema de inyección . . . . .	51
3.7.1.	Identificación del sistema de inyección utilizando el algoritmo RLS con factor de olvido . . . . .	56
3.7.2.	Identificación del sistema de inyección utilizando el algorit- mo RLS con reseteo de matriz de covarianza . . . . .	59
3.7.3.	Identificación del sistema de inyección utilizando el algorit- mo QRD-RLS . . . . .	62
3.8.	Conclusiones . . . . .	65
<b>4.</b>	<b>Control de Corriente</b>	<b>67</b>
4.1.	Introducción . . . . .	67
4.2.	Control de Corriente Predictivo y Robusto . . . . .	68
4.3.	Control Adaptativo . . . . .	73
4.3.1.	Esquemas adaptativos . . . . .	73

4.3.2.	Control Adaptativo por Modelo de Referencia . . . . .	75
4.3.3.	Regulador Auto-ajustable (STR) . . . . .	77
4.3.4.	Controlador de Ganancia Programada . . . . .	79
<b>5.</b>	<b>Control de Corriente Predictivo Robusto y Auto-Ajustable</b>	<b>82</b>
5.1.	Introducción . . . . .	82
5.2.	Modelo con parámetros variantes . . . . .	83
5.3.	Control de Corriente Predictivo Robusto y Auto-ajustable (ST- RPCC) . . . . .	86
5.3.1.	Principio de Funcionamiento . . . . .	87
5.4.	Resultados . . . . .	97
5.4.1.	Resultados de Simulación . . . . .	97
5.4.2.	Resultados Experimentales . . . . .	100
5.5.	Conclusiones . . . . .	106
<b>6.</b>	<b>Control de Corriente Predictivo Robusto y Adaptativo tolerante a retardos</b>	<b>107</b>
6.1.	Introducción . . . . .	107
6.2.	Control de Corriente Predictivo y Robusto Tolerante a Retardos .	108
6.3.	Control de Corriente Predictivo Robusto y Adaptativo Tolerante a Retardos . . . . .	113
6.4.	Resultados de Simulación . . . . .	120
6.5.	Conclusiones . . . . .	121
<b>7.</b>	<b>Control de Corriente Predictivo y Robusto con Planificación de Ganancia No Lineal</b>	<b>123</b>
7.1.	Introducción . . . . .	123
7.2.	Modelo de los tiempos muertos . . . . .	125

7.3. Compensación de tiempos muertos mediante NGS-RPCC . . . . .	128
7.3.1. Ajuste de la ganancia por tramos . . . . .	129
7.3.2. Control de Corriente Predictivo y Robusto con Planificación de Ganancia No Lineal (NGS-RPCC) . . . . .	130
7.4. Resultados . . . . .	133
7.4.1. Resultados de Simulación . . . . .	133
7.4.2. Resultados Experimentales . . . . .	135
7.5. Conclusión . . . . .	141
<b>8. Conclusiones y Trabajos Futuros</b>	<b>142</b>
8.1. Publicaciones realizadas como producto de esta tesis . . . . .	146
8.2. Trabajos Futuros . . . . .	150
<b>Bibliografía</b>	<b>151</b>

# Índice de figuras

1.1. Sistema de inyección trifásico con filtro L . . . . .	1
2.1. Diagrama en bloques del sistema de inyección monofásico completo	7
2.2. Modelo del sistema de inyección . . . . .	8
2.3. Diagrama en bloques del sistema de inyección - CC-VSI en rojo .	8
2.4. Modelo simplificado del sistema de inyección . . . . .	9
2.5. Generación de la corriente . . . . .	10
2.6. Organización de un modulador por ancho de pulso digital . . . . .	12
2.7. Diagrama en bloques del sistema de inyección - PWM en rojo . .	13
2.8. Diagrama en bloques del sistema de inyección - retardo de cálculo en rojo . . . . .	14
2.9. Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 2° orden . . . . .	16
2.10. Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 2° orden (una octava por encima y una octava por debajo de 1 Khz)	17
2.11. Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 7° orden . . . . .	18
2.12. Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 7° orden (una octava por encima y una octava por debajo de 1 Khz)	19

2.13. Diagrama en bloques del sistema de inyección - en rojo se aprecia el filtro anti-aliasing analógico . . . . .	21
2.14. Diagrama en bloques del sistema de inyección - en rojo se aprecia el filtro anti-aliasing FIR . . . . .	22
2.15. Diagrama de bode de la planta + PWM +Filtro Butterworth 2° orden + FIR (oversampling) . . . . .	23
2.16. Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 2° orden + FIR (oversampling) (una octava por encima y una octava por debajo de 1 Khz) . . . . .	24
3.1. Planta a identificar . . . . .	52
3.2. Planta a identificar . . . . .	52
3.3. Planta a identificar . . . . .	54
3.4. Planta a identificar . . . . .	56
3.5. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método RLS - Factor de olvido $\lambda=0.9998$ Variación de Inductancia $L_0=1.5\text{mH}$ a $L_1=1\text{mH}$ en $t=0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_1$ c) Parámetro $b_2$ d) $error = y - \hat{y}$ . . . . .	57
3.6. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método RLS - Factor de olvido $\lambda=0.9995$ Variación de Inductancia $L_0=1.5\text{mH}$ a $L_1=1\text{mH}$ en $t=0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_1$ c) Parámetro $b_2$ d) $error = y - \hat{y}$ . . . . .	58
3.7. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método RLS - Factor de olvido $\lambda=0.9998$ Variación de Retardo $\delta_0=0.3$ a $\delta_1=0.8$ en $t=0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}$ . . . . .	59

3.8. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método RLS - Factor de olvido $\lambda = 0.9998$ Con reseteo de matriz de covarianza para $ error  > 0.05$ Variación de Inductancia $L_0 = 1.5\text{mH}$ a $L_1 = 1\text{mH}$ en $t = 0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}$ . . . . .	60
3.9. Identificación de parámetros (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método RLS - Factor de olvido $\lambda = 0.9998$ Con reseteo de matriz de covarianza para $ error  > 0.05$ Variación de Retardo $p_0 = 0.3$ a $p_1 = 0.8$ en $t = 0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}$ . . . . .	61
3.10. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método QRD-RLS - Factor de olvido $\lambda = 0.98$ Variación de Inductancia $L_0 = 1.5\text{mH}$ a $L_1 = 1\text{mH}$ en $t = 0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}_{est}$ . . . . .	62
3.11. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método QRD-RLS - Factor de olvido $\lambda = 0.95$ Variación de Inductancia $L_0 = 1.5\text{mH}$ a $L_1 = 1\text{e} - 3$ en $t = 0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}_{est}$ . . . . .	63
3.12. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método QRD-RLS - Factor de olvido $\lambda = 0.90$ Variación de Inductancia $L_0 = 1.5\text{mH}$ a $L_1 = 1\text{mH}$ en $t = 0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}_{est}$ . . . . .	64
3.13. Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo) Método QRD-RLS - Factor de olvido $\lambda = 0.90$ Variación de Retardo $p_0 = 0.3$ a $p_1 = 0.8$ en $t = 0.1\text{s}$ a) Parámetro $a_1$ b) Parámetro $b_2$ c) Parámetro $b_3$ d) $error = y - \hat{y}_{est}$ . . . . .	65

4.1. Diagrama en bloques control RPCC . . . . .	71
4.2. Lugar de raíces para el control RPCC - Variaciones de $K = L_m/L$ - retardo=0 - La intersección con el círculo unitario se da para $K = 3$	72
4.3. Diagrama en bloques Control MRAC . . . . .	75
4.4. Diagrama en bloques control del tipo STR . . . . .	77
4.5. Diagrama en bloques Control basado en Gain Scheduling . . . . .	80
5.1. Diagrama en bloques del ST-RPCC . . . . .	86
5.2. Diagrama en bloques del control ST-RPCC . . . . .	88
5.3. Diagrama en bloques simplificado del control ST-RPCC . . . . .	89
5.4. Identificación del parámetro $\alpha = T_s/L$ para una variación en forma de escalón de $L_0 = 1.5\text{mH}$ a $L_f = 0.5\text{mH}$ . . . . .	92
5.5. Evolución de los polos en lazo cerrado a medida que los parámetros identificados convergen a su valor final - Puntos a) b) y c) de la figura 5.4 . . . . .	93
5.6. Evolución de los polos en lazo cerrado a medida que los parámetros identificados convergen a su valor final - Puntos d) e) y f) de la figura 5.4 . . . . .	94
5.7. Evolución de los polos en lazo cerrado a medida que los parámetros identificados convergen a su valor final - Puntos g) h) y i) de la figura 5.4 . . . . .	95
5.8. Parámetro $\alpha_x$ converge a su valor final en $t=0.95\text{s}$ - Polo doble en $z=0$ - Comportamiento dead-beat para $L=0.5\text{mH}$ - Control ST- RPCC . . . . .	96
5.9. Corriente sobre el inductor antes y después de aplicar adaptación con una corriente de referencia a) de 11 A b) 21A . . . . .	99

5.10. Captura del osciloscopio - Arriba) Cambio de Control No Adaptativo a Control Adaptativo - Referencia en 11A - Abajo) Detalle x10 sobre la zona de cambio (Nota: Las escalas de tiempo son relativas)	103
5.11. Captura del osciloscopio - Arriba) Cambio de Control No Adaptativo a Control Adaptativo - Referencia en 15A - Abajo) Detalle x5 sobre la zona de cambio (Nota: Las escalas de tiempo son relativas)	104
5.12. Captura del osciloscopio - Arriba) Cambio de Control No Adaptativo a Control Adaptativo - Referencia en 21A - Abajo) Detalle x5 sobre la zona de cambio (Nota: Las escalas de tiempo son relativas)	105
6.1. Diagrama en bloques simplificado para los controles RPCC y DT-RPCC . . . . .	109
6.2. Lugar de raíces control DT-RPCC a) Retardo $p=0.3T_s$ b) Retardo $p=1.8T_s$ . . . . .	111
6.3. Comparación entre RPCC (azul) y DT-RPCC (rojo): a) $p=0$ ; b) $p=0.5$ ; c) $p=1$ ; d) $p=1.3$ ; e) $p=1.5$ . . . . .	112
6.4. Respuesta del control DT-RPCC frente a distintos niveles de retardo: a) $p=1.6$ ; b) $p=2$ ; c) $p=3$ ; d) $p=3.5$ . . . . .	113
6.5. Diagrama en bloques del control ADT-RPCC . . . . .	114
6.6. Identificación del parámetro $p$ (retardo) . . . . .	115
6.7. Lugar de raíces para retardo $p=1.8$ - Posición de los polos y ceros para los puntos a) b) y c) de la figura 6.6 . . . . .	116
6.8. Lugar de raíces para retardo $p=1.8$ - Posición de los polos y ceros para los puntos d) e) y f) de la figura 6.6 . . . . .	117
6.9. Lugar de raíces para retardo $p=1.8$ - Posición de los polos y ceros para los puntos g) h) y i) de la figura 6.6 . . . . .	118



6.10. Lugar de raíces para retardo $p=1.8$ - Posición final de los polos y ceros . . . . .	119
6.11. ADT-RPCC vs. RPCC para: a) $p=1.3$ cambia a $p=1.4$ ; b) $p=1.4$ cambia a $p=1.5$ ; c) $p=1.5$ cambia a $p=1.6$ ; . . . . .	121
7.1. Relación entre la tensión de error y la corriente de filtro para un sistema con tiempos muertos . . . . .	127
7.2. Zonas delimitadas por el comportamiento alineal de la planta con tiempos muertos . . . . .	128
7.3. Variación de la ganancia por zonas debida a los tiempos muertos .	131
7.4. Diagrama en Bloques del control RPCC + Planta no lineal . . . .	131
7.5. Control NGS-RPCC . . . . .	132
7.6. Variación de la corriente de salida al cambiar el control RPCC por el NGS-RPCC para una referencia de corriente de 10A . . . . .	134
7.7. Variación de la corriente de salida al cambiar el control RPCC por el NGS-RPCC para una referencia de corriente de 14A . . . . .	135
7.8. Variación de la corriente de salida al cambiar el control RPCC por el NGS-RPCC para una referencia de corriente de 30A . . . . .	135
7.9. Corriente de Inyección - Control RPCC - a) $i_{ref} = 10A$ b) $i_{ref} = 21A$ . . . . .	136
7.10. Corriente de Inyección - Control NGS-RPCC - Zonas = 0.94 - 0.79 - 0.94 / 0.94 - 0.79 - 0.90 - a) $i_{ref} = 10A$ b) $i_{ref} = 15A$ . . . . .	137
7.11. Corriente de Inyección - Control NGS-RPCC Zonas = 0.94 - 0.79 - 0.90 / 0.94 - 0.79 - 0.90 - a) $i_{ref} = 10A$ b) $i_{ref} = 15A$ . . . . .	139

# Agradecimientos

El presente trabajo de tesis fue realizado en el Laboratorio de Instrumentación y Control, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata.

Quiero agradecer a todas las personas que hicieron esto posible y me acompañaron en este proceso de investigación y aprendizaje: a mis directores Sergio y Daniel por guiarme; a mis amigos del grupo de inyección Jona, Marquitos y Juanito por ayudarme y aconsejarme y por esas tardes de café y reflexión; a todos mis compañeros del Laboratorio de Instrumentación y Control que siempre se preocuparon por mi. A mis amigos y compañeros del Laboratorio de Bioingeniería por recibirme con los brazos abiertos y acompañarme en el proceso final de esta tesis. Y fundamentalmente a mi familia por hacer mis días tan felices.

# Resumen

Esta tesis aborda las problemáticas asociadas a los controles de corriente predictivos y robustos aplicados a inversores de tensión controlados en corriente (CC-VSI) monofásicos y trifásicos en configuración 4 hilos, y brinda solución a estos problemas a través de un enfoque adaptativo.

Los algoritmos clásicos de identificación en tiempo real están basados en mínimos cuadrados recursivos por lo que su velocidad de convergencia y estabilidad numérica pueden verse severamente comprometidas si el problema está mal condicionado. Es por ello que en primer lugar se analiza una técnica basada en la descomposición QR que busca mejorar la estabilidad numérica de los algoritmos de identificación.

Debido a que los controles del tipo predictivo utilizan el modelo de la planta para controlar la corriente de inyección, su desempeño se degrada rápidamente frente a incongruencias entre el modelo y la planta, por lo que se realiza un análisis detallado del sistema a controlar. Se describe el modelo físico del sistema, teniendo en cuenta los retardos agregados por los filtros anti-aliasing y posteriormente mediante la transformada  $z$  avanzada, se construye un modelo más sencillo el cual se utiliza para obtener una ley que gobierne el comportamiento del control predictivo.

La mayoría de las problemáticas asociadas a los controles predictivos son consecuencia de las discrepancias entre el modelo utilizado para obtener la ley de

control y la planta. No tener en cuenta los cambios en los parámetros de planta debidos a variaciones en las inductancias de filtro (por saturación o bien alinealidades propias del material), o bien por el efecto de los tiempos muertos asociados a las llaves semiconductoras, degradan el desempeño del control, comprometiendo seriamente su estabilidad. Es por ello que se propone dar solución a algunas de las problemáticas mencionadas a través de un enfoque adaptativo.

Se presenta como aporte de esta tesis un control predictivo robusto y autoajustable, basado en un modelo simplificado de la planta (planta sin filtros) el cual utiliza identificación paramétrica mediante mínimos cuadrados recursivos para auto-ajustar los parámetros del control y del observador de estados, minimizando el error en régimen permanente y mejorando la distorsión armónica producto de los tiempos muertos. Posteriormente, se presenta un control adaptativo predictivo y robusto tolerante a retardos basado en un modelo de la planta que contempla los retardos introducidos por la etapa de filtrado.

Por último se presenta un control predictivo y robusto con planificación de ganancia no lineal, el cual mejora el desempeño del control RPCC mediante un ajuste a lazo abierto, logrando mejorar notablemente la distorsión por tiempos muertos.

# Capítulo 1

## Introducción

Esta tesis aborda las problemáticas asociadas a los controles de corriente predictivos y robustos aplicados a inversores de tensión controlados en corriente (CC-VSI) monofásicos y trifásicos en configuración 4 hilos (Fig. 1.1), y brinda solución a estos problemas a través de un enfoque adaptativo.

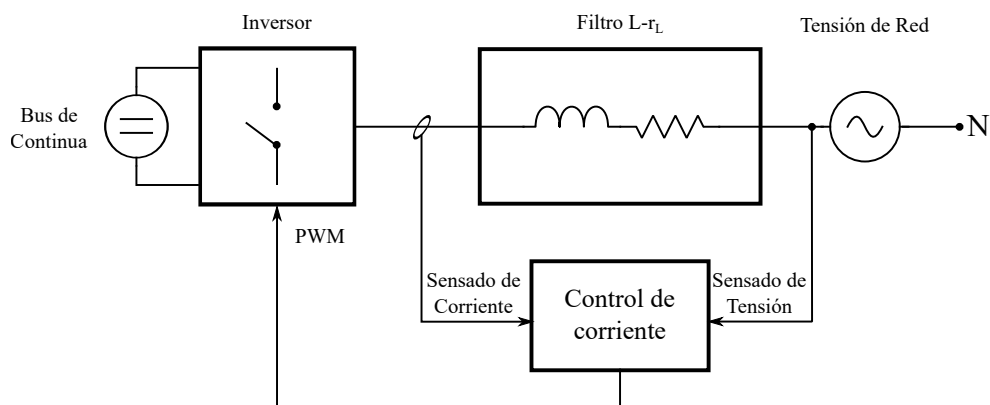


Figura 1.1: Sistema de inyección trifásico con filtro L

El principal objetivo de los CC-VSI es inyectar corriente con baja distorsión armónica (THD) a la red eléctrica [1], aun en presencia de perturbaciones que afectan al sistema, las cuales pueden provenir de la propia red eléctrica, como pueden ser fluctuaciones en la tensión de red, distorsión armónica total (  $THD_v$  )

y huecos de tensión, o bien ser no linealidades propias del inversor como por ejemplo tiempos muertos o variaciones en la inductancia de filtro.

Los principales inconvenientes que trae aparejada la aparición de armónicos indeseables, son la perturbación sobre la operación del transformador de potencia, la excesiva disipación de potencia en las líneas de transmisión y la interferencia con las cargas vecinas. Es por ello que el rendimiento óptimo del control de corriente es de máxima importancia en el diseño de VSI con conexión a red. Los requisitos clave en un control de corriente son: un rápido y preciso seguimiento de la referencia de corriente y un gran ancho de banda en lazo cerrado, con el fin de rechazar al máximo las perturbaciones en el lazo y obtener robustez frente a cambios en el modelo.

Entre los controles lineales, los predictivos dead-beat son unos de los más rápidos [2-6]. Estos controles utilizan un modelo explícito del sistema para predecir la salida del mismo, con lo cual, si el modelo utilizado es deficiente (o bien erróneo), el desempeño del control se ve comprometido. Es por ello que se vuelve imprescindible obtener un modelo que represente fielmente el comportamiento del sistema sin incrementar demasiado la complejidad del mismo, en todo instante y para todos los puntos de operación. Estos requerimientos con respecto al modelo pueden ser satisfechos si se utiliza un control adaptativo que pueda modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema (como puede ser la saturación de un inductor) o bien a perturbaciones que afectan al sistema (como pueden ser los tiempos muertos de las llaves semiconductoras).

El esquema típico de un control adaptativo está compuesto por dos lazos de realimentación: un lazo rápido de realimentación negativa para controlar las dinámicas del proceso mediante un regulador ajustable y un lazo lento que típicamente contiene un bloque de identificación, el cual se utiliza para ajustar los parámetros del regulador. Debido a que los datos son obtenidos secuencialmente

en tiempo real, resulta conveniente hacer cálculos de manera recursiva por lo que se utiliza el método de Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS).

Por otro lado, en los inversores de tensión, la mayor fuente de distorsión armónica proviene de los tiempos muertos de las llaves, con lo cual es sumamente importante, o bien eliminarlos o bien tenerlos en cuenta a la hora de modelar el sistema [7-9]. Debido a que la perturbación agregada por los tiempos muertos es netamente alineal, pero predecible, es posible utilizar una adaptación de ganancia a lazo abierto sin la necesidad de incorporar un bloque identificador. Este tipo de controladores adaptativos a lazo abierto se denominan controles de ganancia programada (gain scheduling).

En esta tesis se propone obtener un modelo del sistema que sea sencillo y a su vez garantice un buen desempeño del control utilizado; que logre adaptarse en caso de que alguno de los parámetros del sistema varíe y que sea factible de ser implementado en un procesador digital de señales. Se proponen tres nuevos controles basados en dos estrategias adaptativas distintas. En primer lugar, un control auto-ajustable con adaptación on-line en lazo cerrado basado en un modelo del sistema simplificado. En segundo lugar un control auto-ajustable tolerante a retardos no modelados con adaptación on-line en lazo cerrado y basado en un modelo de estados extendido, el cual contiene una variable de estados adicional como resultado del modelado del retardo total que afecta al sistema. Por último, un control con adaptación en lazo abierto basado en la técnica de planificación de ganancia, el cual es sumamente económico computacionalmente y minimiza el efecto distorsivo de los tiempos muertos.

## 1.1. Organización de la tesis

La organización de este trabajo se divide en ocho capítulos, incluyendo este, como se indica a continuación.

- En el Capítulo 2 se realiza un análisis detallado del sistema a controlar, obteniendo en primer lugar el modelo analítico del sistema y posteriormente mediante la transformada  $z$  avanzada se obtiene un modelo sencillo pero preciso del mismo.
- En el Capítulo 3 se detallan los pasos necesarios para un correcto modelado y posterior identificación del sistema. Se presenta una estrategia de identificación recursiva basada en una descomposición QR que posteriormente se utilizará para modelizar la planta utilizada. Por último, se realizan distintos ensayos para evaluar la capacidad de los algoritmos RLS y QRD-RLS de adaptarse a cambios paramétricos bruscos.
- En el Capítulo 4 se realiza un análisis de los controles predictivos y robustos (RPCC y DT-RPCC) y se detallan las problemáticas asociadas a los mismos. Se hace una breve introducción a los controles adaptativos, detallando las características principales de los mismos.
- En el capítulo 5 se propone el Control de Corriente Predictivo Robusto y Auto-Ajustable (ST-RPCC, Self Tuning RPCC), el cual mediante una etapa de identificación on-line ajusta sus parámetros para que coincidan con la planta real.
- En el capítulo 6 se propone el Control de Corriente Predictivo Robusto y Adaptativo Tolerante a Retardos, el cual se basa en un Control DT-RPCC y una etapa de identificación on-line.



- En el capítulo 7 se propone el Control Predictivo y Robusto con Planificación de Ganancia No Lineal (NGS-RPCC). La estrategia de adaptación a lazo abierto propuesta disminuye notablemente la distorsión por tiempos muertos a un muy bajo costo computacional y sin la necesidad de sintonizar complicados filtros resonantes.
- En el Capítulo 8 se presentan las conclusiones y se detallan futuros trabajos.
- Bibliografía

# Capítulo 2

## Sistema de Inyección de Corriente

### 2.1. Introducción

Este trabajo está basado en un sistema de inyección de corriente, con lo cual es necesario modelar el sistema, comenzando por tener en cuenta el conocimiento teórico que se tiene del mismo. Planteando las ecuaciones que describen en forma física la dinámica del sistema, se obtiene un modelo (a priori) del tipo caja blanca (los tipos de modelos se tratarán con mayor profundidad en el siguiente capítulo). Este modelo es complejo, por lo que no resulta práctica su utilización para obtener las leyes de control.

### 2.2. Modelo del sistema

En la figura [2.1](#) se muestra el diagrama en bloques del sistema de inyección a lazo abierto, sin tener en cuenta el control ni los tiempos muertos de las llaves

(los cuales se analizan en el capítulo 7). El primer bloque corresponde al modulador por ancho de pulso (PWM) que trabaja a una frecuencia  $f_s$ . En segundo lugar aparece un retardo de una muestra, relacionado con el tiempo que tarda el microcontrolador en aplicar el algoritmo de control. En tercer lugar aparece la planta continua  $G_p$  (carga tipo  $r_L$ -L). En cuarto lugar aparece el filtro antialiasing analógico, necesario para evitar el solapamiento de las señales muestreadas, en quinto lugar una conversión A/D de la salida del filtro analógico y por último aparece un filtro digital del tipo FIR que trabaja a una frecuencia  $3f_s$ , siendo  $f_s$  la frecuencia de conmutación o switching. El incremento de la frecuencia a la cual trabaja el filtro FIR se denomina oversampling y se utiliza para aliviar los requerimientos del filtro analógico.

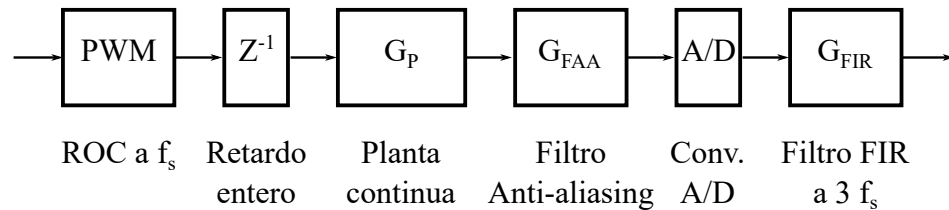


Figura 2.1: Diagrama en bloques del sistema de inyección monofásico completo

Para obtener el modelo caja blanca se requiere conocer las leyes físicas que gobiernan el comportamiento del sistema y en consecuencia, los modelos matemáticos de cada uno de los bloques mostrados en 2.1.

### 2.2.1. CC-VSI en configuración 4 hilos (planta)

En la figura 2.2 se muestra un sistema de inyección completo basado en un inversor de tensión controlado en corriente (CC-VSI). Este sistema consta de dos etapas bien diferenciadas. La etapa de potencia, que procesa la energía proveniente de un recurso renovable y la inyecta en forma de corriente eléctrica

senoidal y el bloque de control, encargado de comandar la etapa de potencia e inyectar la energía en función de la estrategia de control elegida. En la figura 2.3 se muestra el diagrama en bloques y la ubicación de la planta dentro del sistema de inyección.

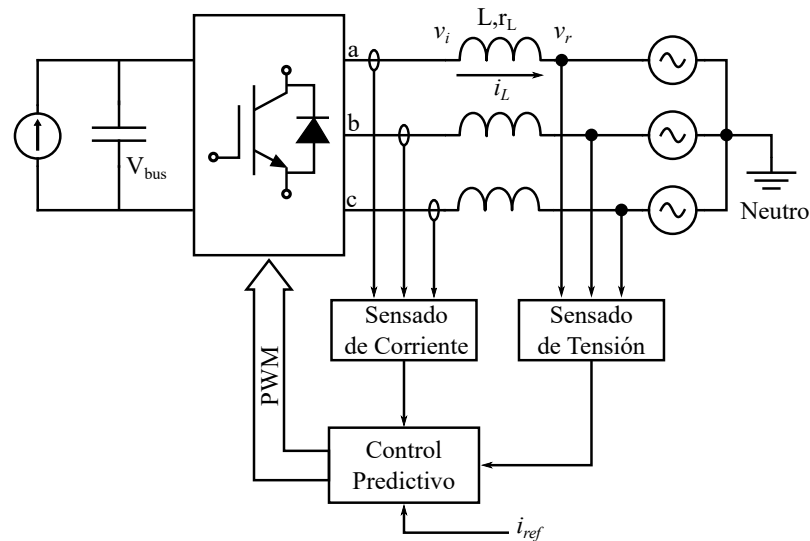


Figura 2.2: Modelo del sistema de inyección

En este tipo de sistemas se carga un bus de tensión continua con la energía proveniente de una fuente renovable y se controla la conmutación de los transistores para generar tensión alterna; a su vez se produce una corriente alterna filtrada por los inductores de salida.

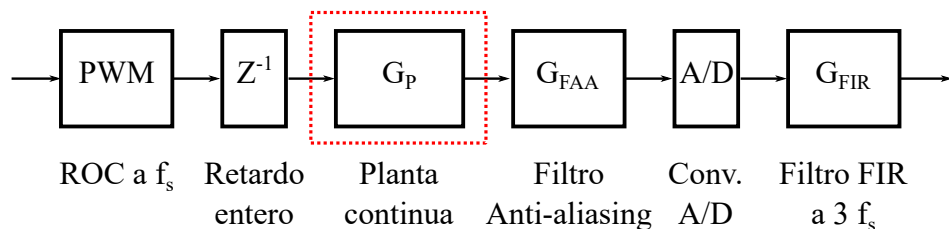


Figura 2.3: Diagrama en bloques del sistema de inyección - CC-VSI en rojo

Se considera que las tensiones de fase son ideales, es decir senoidales de 50Hz desfasadas  $120^\circ$  entre sí. Desde el punto de vista del control, un inversor trifásico

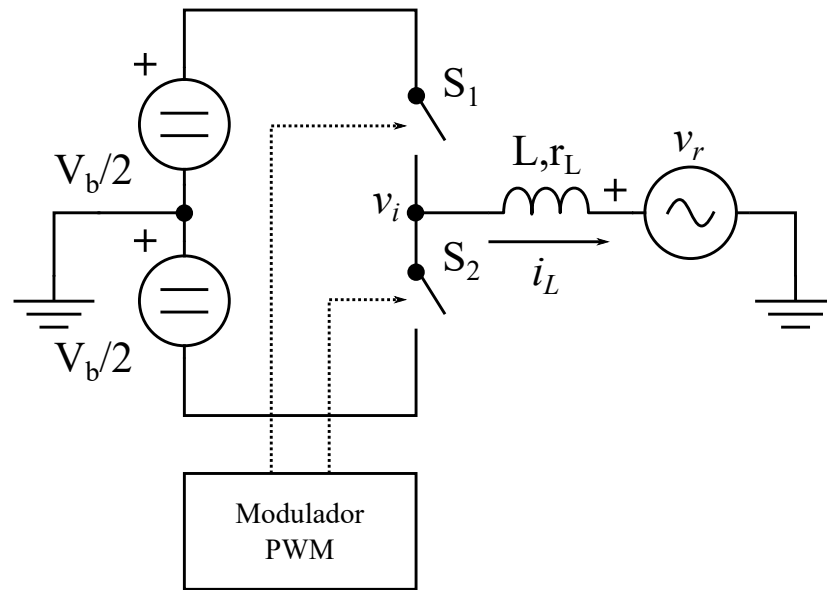


Figura 2.4: Modelo simplificado del sistema de inyección

de 4 hilos es una planta de orden 3 con estados desacoplados, con lo cual es posible utilizar un controlador independiente por cada una de las fases.

Es posible modelar en forma simplificada el proceso de inyección utilizando el circuito equivalente de la figura 2.4, donde  $i_L$  es la corriente inyectada,  $v_r$  es la tensión de red,  $v_i$  la tensión de salida del inversor,  $V_b$  la tensión del bus de continua,  $L$  el inductor de filtro,  $r_L$  la resistencia de pérdida del inductor, y  $v_L$  la tensión sobre el inductor.

La inyección de energía se logra mediante la síntesis de una corriente eléctrica senoidal de la misma frecuencia que la tensión de red. Para lograr este efecto, es necesario aplicar convenientemente una tensión sobre el inductor de filtro por medio de las llaves  $S_1$  y  $S_2$  que son accionadas por el controlador.

El controlador utiliza un modulador por ancho de pulso o PWM (Pulse-Width Modulator), el cual compara una señal de referencia con una señal triangular generada digitalmente, obteniendo así los instantes de disparo de las llaves. Esta señal triangular tiene una frecuencia igual a la de conmutación, la cual es mucho mayor que la frecuencia de red. En consecuencia, en  $v_i$  se tiene una señal cuadrada

cuyo valor medio en cada ciclo de conmutación es proporcional a la señal de referencia. Como puede observarse en la figura 2.5 la tensión  $v_i$  conforma ciclo a ciclo la corriente inyectada  $i_L$ , que puede modelarse como:

$$\frac{di_L}{dt}(t) = -\frac{r_L}{L}i_L(t) + \frac{1}{L}v_L(t) \quad (2.1)$$

Realizando la transformada de Laplace sobre la ecuación (2.1) se llega a

$$si_L(s) = -\frac{r_L}{L}i_L(s) + \frac{1}{L}v_L(s) \quad (2.2)$$

Agrupando convenientemente, se llega a la función transferencia de la planta:

$$G_P(s) = \frac{i_L(s)}{v_L(s)} = \frac{b_c}{s + a_c} \quad (2.3)$$

siendo  $b_c = \frac{1}{L}$  y  $a_c = \frac{r_L}{L}$ .

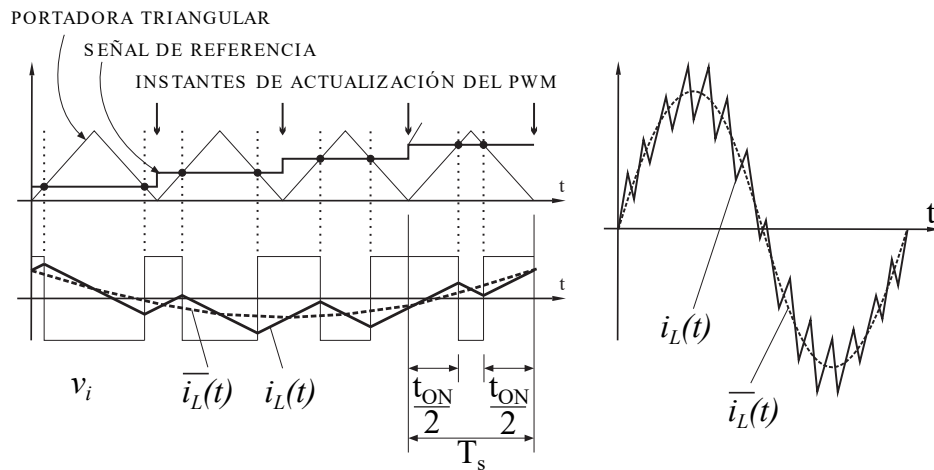


Figura 2.5: Generación de la corriente

Debido a que los controles utilizados son del tipo digital, es necesario obtener el modelo discreto de la planta. Aplicando la transformada  $z$  y considerando que

se utiliza un retenedor de orden cero (ROC o ZOH por sus siglas en inglés), se obtiene la función transferencia discreta de la planta

$$G_P(z) = \frac{i_L(z)}{\bar{v}_L(z)} = \frac{T_s}{L} \frac{z^{-1}}{(1 - e^{-\frac{rL T_s}{L}} z^{-1})} \quad (2.4)$$

Agrupando los términos se obtiene un modelo mas compacto de la planta

$$G_P(z) = \frac{\alpha z^{-1}}{(1 - \beta z^{-1})} \quad (2.5)$$

siendo  $\alpha = \frac{T_s}{L}$  y  $\beta = e^{-\frac{rL T_s}{L}}$ .

Es necesario destacar que un controlador ideal muestrea, calcula y transfiere su salida, todo en el mismo instante de muestreo  $kT_s$ . En la práctica, ésto no es posible y debe agregarse un retardo extra al modelo de la planta, resultando en

$$G_P(z) = \frac{\alpha z^{-2}}{(1 - \beta z^{-1})} \quad (2.6)$$

### 2.2.2. Modelo del modulador digital

En la figura 2.6 se puede ver la organización típica del hardware de un PWM digital, el cual puede encontrarse en micro-controladores o DSPs como un periférico dedicado [10]. En la figura 2.7 se muestra el diagrama en bloques y la ubicación del modulador PWM dentro del sistema de inyección.

El principio de operación de un modulador PWM es simple. El contador se incrementa con cada pulso de reloj. Cada vez que el contador binario es igual al ciclo de trabajo programado, el contador dispara una interrupción al micro-controlador y al mismo tiempo establece la señal de salida del modulador (señal PWM en el gráfico) en estado bajo. La señal PWM es puesta en estado alto en el inicio de cada período de cuenta. El contador y el comparador tienen un número

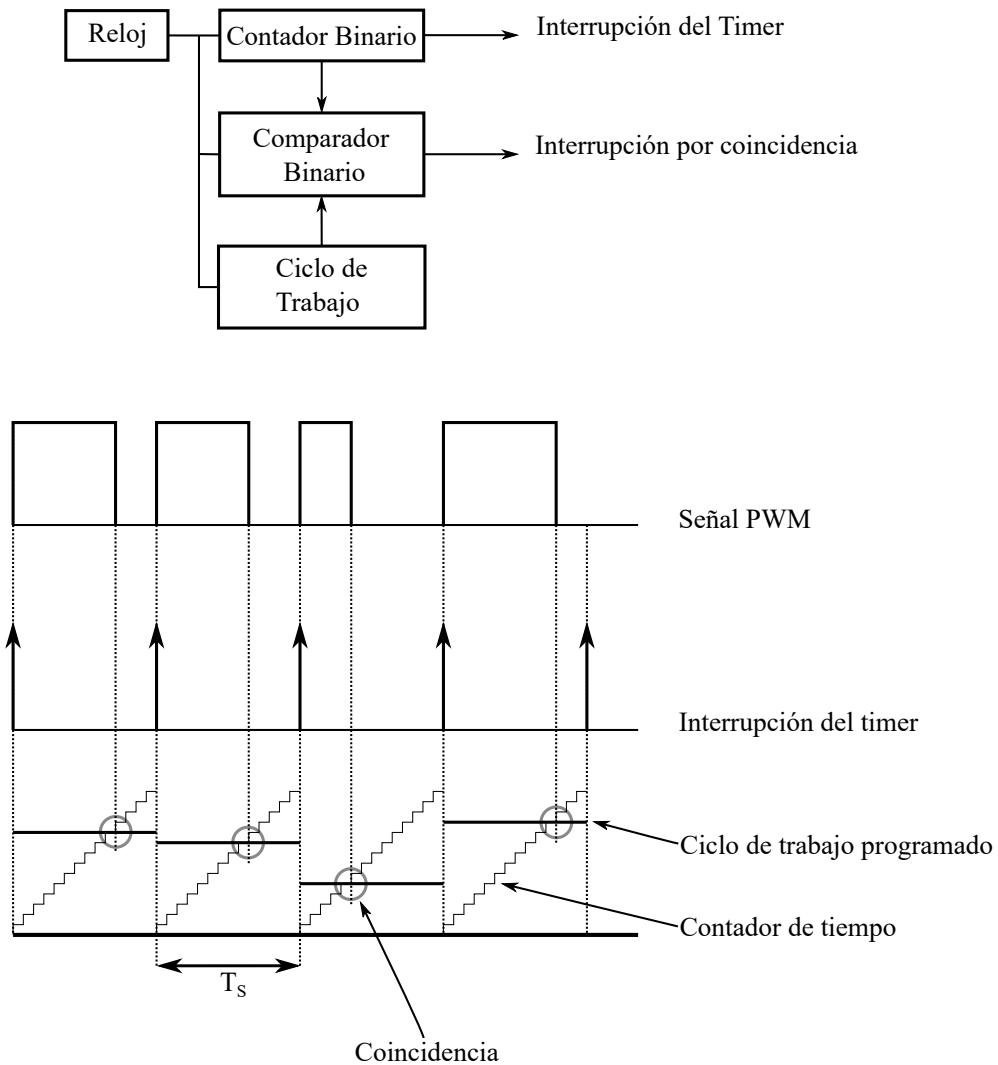


Figura 2.6: Organización de un modulador por ancho de pulso digital

determinado de bits,  $n = 32, 16, \dots$ , que puede llegar a ser tan bajo como 8 en el caso de utilizar un micro-controlador de bajo costo.

Si se observa la figura 2.6 puede notarse algo interesante con respecto a la modulación PWM, en particular sobre la respuesta dinámica del retardo del modulador. Puede notarse que la actualización de la señal de modulación es realizada solamente al principio de cada período de modulación. Con lo cual, es posible modelar esta forma de operación como un efecto *sample and hold* (muestreo y retención). Si se desprecia la operación binaria de comparación asumiendo resolución



infinita, el modulador digital se comporta exactamente igual que uno analógico en donde la señal de modulación  $m(t)$  es muestreada al comienzo de cada período de conmutación y el valor muestreado se mantiene constante durante el resto del período de muestreo.

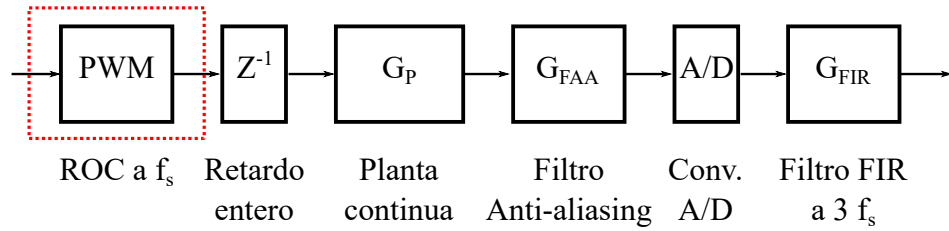


Figura 2.7: Diagrama en bloques del sistema de inyección - PWM en rojo

Teniendo en cuenta esto, es posible modelar el efecto de un modulador PWM como un ROC:

$$G_{PWM}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (2.7)$$

### 2.2.3. Retardo de cálculo

El retardo asociado a los cálculos y a la aplicación del control puede ser considerado como un período de muestreo entero. En la figura 2.8 se muestra el diagrama en bloques y la ubicación estimada del retardo de cálculo dentro del sistema de inyección.

La transformada de Laplace de un retardo simple es:

$$G_{delay}(s) = e^{-sT_s} \quad (2.8)$$

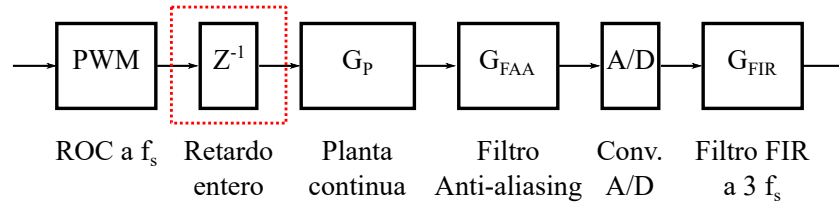


Figura 2.8: Diagrama en bloques del sistema de inyección - retardo de cálculo en rojo

#### 2.2.4. Filtros antialiasing y digital

Debido a que la inyección de energía a la red eléctrica debe cumplir con estrictos estándares de calidad de energía [11, 13, 14], que limitan tanto el contenido armónico como la componente de continua máxima, es necesario un correcto sensado, filtrado y adquisición de la corriente de inyección. El estándar [11, 12] especifica un nivel de continua máximo del 0.5% y un límite del 5% en el THD respecto de la corriente nominal y cotas individuales aún más restrictivas para los armónicos de red. Para lograr estos requerimientos el control de corriente debe tener un gran ancho de banda y un alto rechazo a las perturbaciones. El desempeño del control de corriente, el cual es implementado en plataformas digitales, depende en gran medida de la etapa de sensado, filtrado y adquisición [16, 17]. En aplicaciones de inyección a red basadas en esquemas de modulación PWM aparece una componente de ripple de alta frecuencia en la corriente de inyección debida a la operación conmutada del inversor. Si el control de corriente está basado en un modelo promediado del inversor, es necesario atenuar el ripple luego del sensado y antes de llegar al muestreador para evitar el aliasing.

El concepto detrás de las distintas estrategias de modulación PWM aplicadas a VSI es esencialmente siempre el mismo, generar un tren de pulsos de frecuencia fija y ancho variable para comandar las llaves del inversor a fin de generar una señal adecuada. El principal inconveniente que traen aparejados estos trenes de

pulsos es que también generan componentes armónicas no deseadas que deben minimizarse. En [18] se analizan distintos esquemas PWM, y se muestra que un patrón PWM simétrico (generado mediante la comparación de una portadora triangular y la señal de referencia) genera menor distorsión armónica que un patrón PWM asimétrico (generado mediante portadora tipo diente de sierra), por lo que en esta tesis la estrategia utilizada es un PWM simétrico.

Dado que el patrón PWM elegido es centrado, un muestreo sincrónico con desfase nulo entre la interrupción del PWM y el instante de muestreo aseguraría aliasing nulo, haciendo innecesario el filtrado. Sin embargo, el ruido de conmutación presente en el sistema obliga a realizar un filtrado mínimo que introduce un retardo entre el PWM y el muestreo debido a la rotación de fase introducida por el filtro. Este problema se acentúa en aplicaciones donde se emplean convertidores A/D de aproximaciones sucesivas con múltiples canales de muestreo secuencial, ya que existen retardos adicionales y distintos en cada canal.

Para lograr cumplir con la norma, es necesario utilizar filtros analógicos anti-aliasing con alto rechazo a la frecuencia de conmutación. Estos filtros producen rotaciones de fase que pueden comprometer la estabilidad del sistema. La rotación de fase admisible se elige de manera que el sistema tenga un margen de fase apropiado teniendo en cuenta el límite de estabilidad del control de corriente utilizado (PI, Predictivo, etc.). En esta tesis se utiliza como base para todos los controles desarrollados el control RPCC, el cual cuenta con un ancho de banda que, dependiendo de los parámetros programados, oscila entre  $500Hz$  y  $2kHz$ . Debido a las características del control, se establece  $60^\circ$  como la máxima rotación de fase admisible a  $1kHz$ . Para reducir la rotación de fase es posible, o bien bajar el ancho de banda del control, lo que conlleva a una pérdida del rechazo a las perturbaciones armónicas, o bien utilizar filtros con una frecuencia de corte muy cercana a la frecuencia de Nyquist y con una zona de transición lo suficientemente

abrupta como para maximizar el uso del ancho de banda disponible. Este último enfoque tiene la gran desventaja de encarecer la etapa de sensado y no proveer una mejora sustancial en cuanto a la rotación de fase debido a la inclusión de nuevos polos. Es necesario además tener en cuenta que los filtros analógicos de orden alto pueden generar distorsión sobre la fase de la señal, algo que no es deseado.

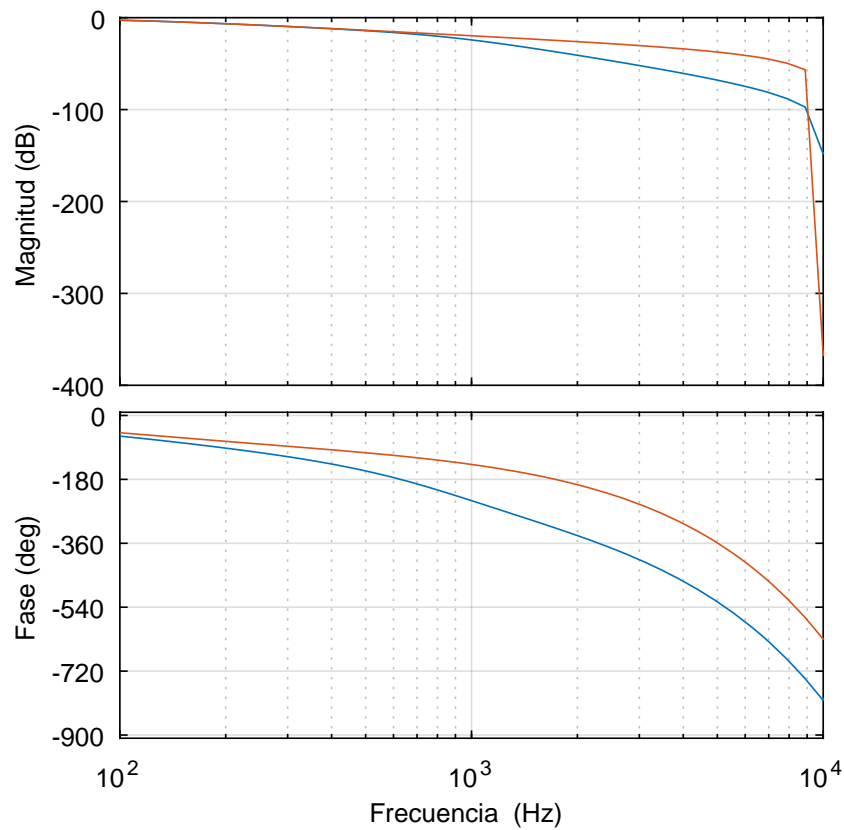


Figura 2.9: Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 2º orden

En la figura 2.9 se muestra el diagrama de bode del sistema sin filtros (línea roja) y el diagrama de bode del sistema utilizando un filtro antialiasing Butterworth de 2º orden (línea azul), que asegura una atenuación mínima a la frecuencia

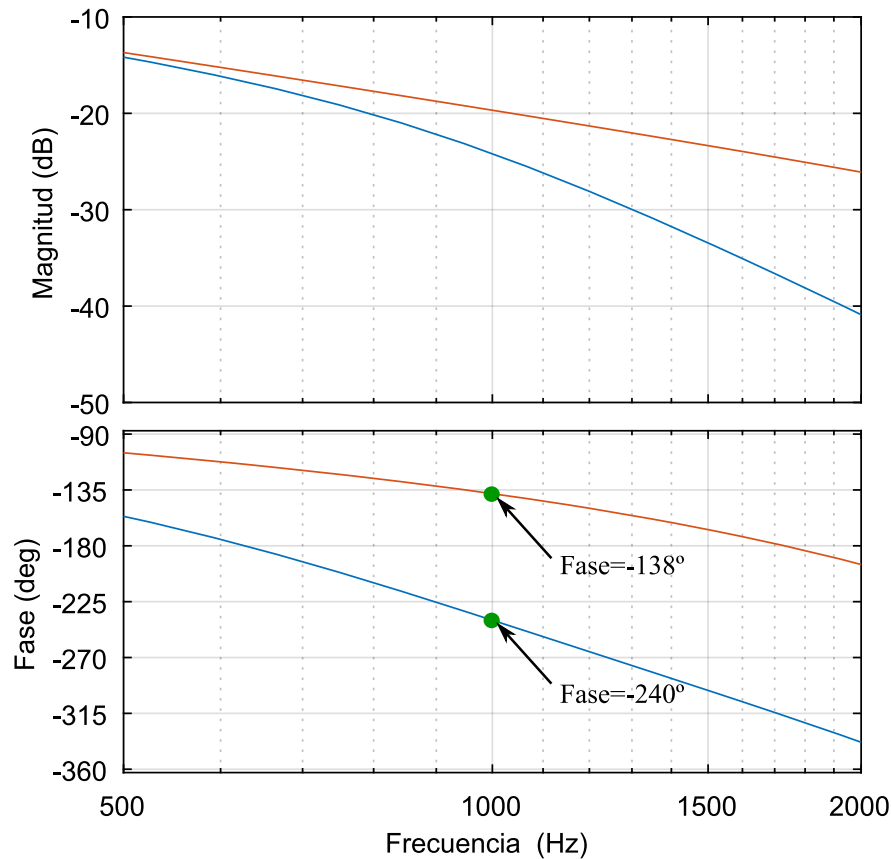


Figura 2.10: Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 2° orden (una octava por encima y una octava por debajo de 1 KHz)

fundamental (10 kHz) de 42.6dB (como establece la norma previamente citada). Este filtro presenta una frecuencia de corte de  $861\text{Hz}$ , por lo que es esperable una gran rotación de fase a  $1\text{kHz}$ . En la figura 2.10 se muestra el mismo diagrama de bode, una octava por debajo y una octava por encima de  $1\text{kHz}$ . La rotación de fase agregada por el filtro a  $1\text{kHz}$  es de  $102^\circ$ , un valor mucho mayor al máximo permitido.

En la figura 2.11 se muestra el diagrama de bode del sistema sin filtros (línea roja) y el diagrama de bode del sistema utilizando un filtro antialiasing Butterworth de 7° orden (línea azul), que asegura una atenuación mínima a la frecuencia

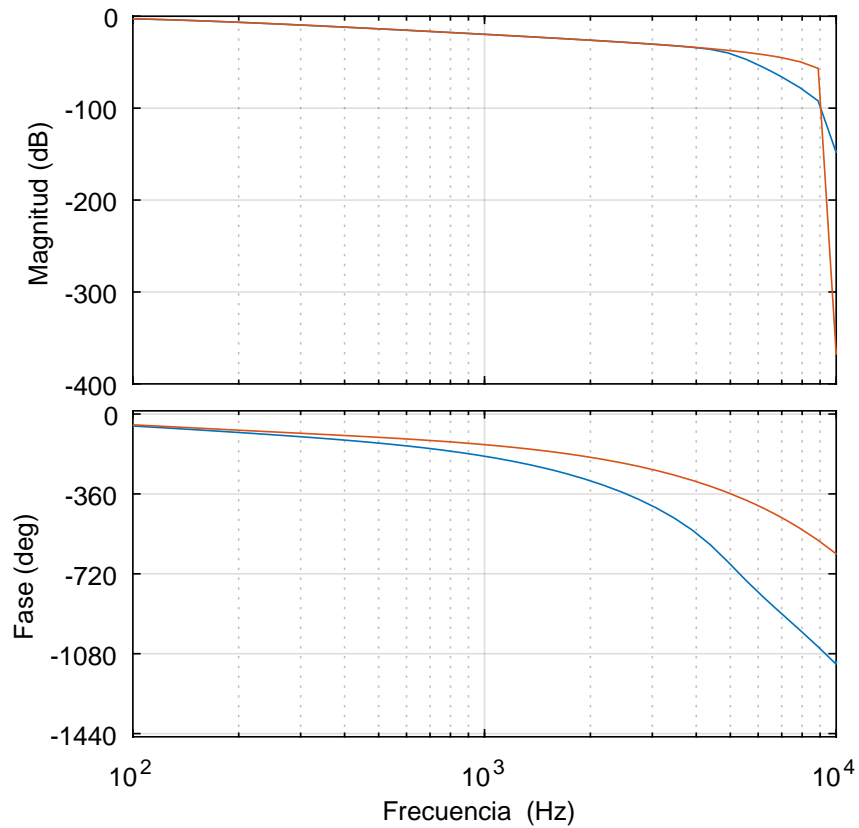


Figura 2.11: Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 7<sup>o</sup> orden

fundamental (10 kHz) de 42.6dB (como establece la norma previamente citada). Este filtro presenta una frecuencia de corte de  $4960\text{Hz}$ , muy alejada de la frecuencia de interés. En la figura 2.12 se muestra el diagrama de bode, una octava por debajo y una octava por encima de  $1\text{kHz}$ . En este caso la rotación de fase agregada por el filtro a  $1\text{kHz}$  es de  $52^\circ$ . Esta rotación de fase, si bien está dentro del máximo permitido, deja muy poco margen. El aumento en la rotación de fase en este caso, es debido al aumento en la cantidad de polos del filtro.

En la tabla 2.1 se muestran las rotaciones de fase a  $1\text{kHz}$  agregadas por los distintos filtros antialiasing analógicos evaluados (todos Butterworth, con ordenes

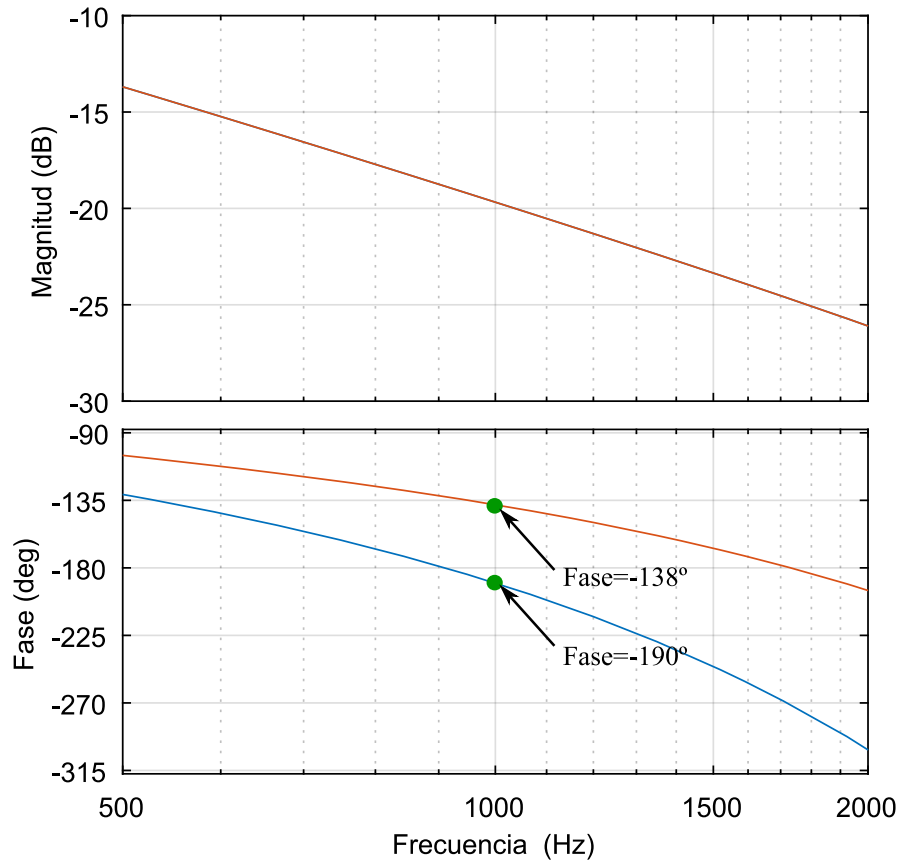


Figura 2.12: Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 7<sup>o</sup> orden (una octava por encima y una octava por debajo de 1 KHz)

$n=2,3,4,5,6$  y 7). Puede observarse que no puede obtenerse un margen de fase adecuado utilizando un filtrado puramente analógico. Un enfoque que permite mitigar los inconvenientes previamente mencionados de los filtros antialiasing analógicos es la utilización de un filtrado mixto con sobremuestreo (oversampling), es decir, un filtrado analógico mínimo acompañado de un filtrado digital con sobremuestreo.

Tabla 2.1: Rotación de fase para distintos filtros Butterworth

n	$f_c$ [kHz]	$\Delta\Phi$
2	0.861	-102°
3	2.00	-60°
4	3.00	-50.7°
5	3.80	-49°
6	4.40	-50.6°
7	4.96	-52°

### Filtro Anti-aliasing con sobremuestreo

El sobremuestreo es una técnica que consiste en muestrear una señal con una frecuencia significativamente mayor a la de Nyquist. Al aumentar el ancho de banda de la señal muestreada, las restricciones de diseño del filtro antialiasing pueden ser relajadas. Posteriormente, la señal sobremuestreada pasa por una etapa de filtrado digital antes de ser re-muestreada a la frecuencia deseada [15].

El sobremuestreo presenta múltiples ventajas, siendo una de las más interesantes la posibilidad de poder dividir la operación de filtrado entre el dominio analógico y digital. Esta división permite mejorar el filtrado de la señal, asegurando mediante el filtrado digital distorsión de fase nula y una frecuencia de corte pronunciada. Los inconvenientes relacionados al sobremuestreo son que el micro debe operar con una velocidad de muestreo superior, mientras realiza un procesamiento adicional en los datos para implementar el filtro digital. Dado el alto rendimiento de los procesadores actuales, es posible realizar este procedimiento en muchas aplicaciones.

La frecuencia de muestreo utilizada al realizar oversampling  $f_{os}$  es igual a 3 veces la frecuencia de conmutación  $f_s$ . El filtro analógico utilizado es un filtro Butterworth de 2° orden, con una frecuencia de corte de  $7.8\text{kHz}$  la cual asegura una atenuación a la frecuencia de muestreo  $f_{os} = 30\text{kHz}$  de 23.4dB. En



la figura 2.13 se muestra el diagrama en bloques y la ubicación del filtro anti-aliasing analógico dentro del sistema de inyección. La función transferencia del filtro queda:

$$G_{FAA} = \frac{1}{\left(\frac{s}{2\pi f_c}\right)^2 + \sqrt{2}\left(\frac{s}{2\pi f_c}\right) + 1} \quad (2.9)$$

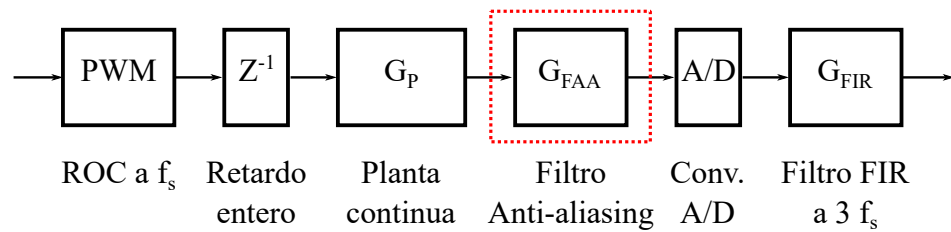


Figura 2.13: Diagrama en bloques del sistema de inyección - en rojo se aprecia el filtro anti-aliasing analógico

Para eliminar la componente fundamental del ripple se utiliza un filtro digital FIR de promedio móvil que opera a la frecuencia de oversampling (frecuencia de corte  $f_{cFIR} = 7,46kHz$ ). Dado que la etapa de control opera a  $f_s$ , es necesario remuestrear, con lo cual, la entrada de control es una muestra de cada tres de la salida del filtro digital. A esta operación se la conoce como submuestreo. Si se efectúa un promedio de 3 muestras se asegura un buen rechazo al mismo tiempo que se mantiene baja la rotación de fase. En la figura 2.14 se muestra el diagrama en bloques y la ubicación del filtro FIR dentro del sistema de inyección. La corriente promedio en función de las muestras se expresa como:

$$\bar{i}_k = \frac{1}{3}(i_{k-1} + i_k + i_{k+1}) \quad (2.10)$$

Dado que este filtro es anti-causal, es preciso hacer una modificación a su formulación. La causalidad del filtro se logra retrasando todo el filtro en una

muestra, a expensas de un incremento considerable en la rotación de fase. En forma alternativa, la muestra  $i_{k+1}$  se puede reemplazar por una estima en base a muestras anteriores, mediante interpolación.

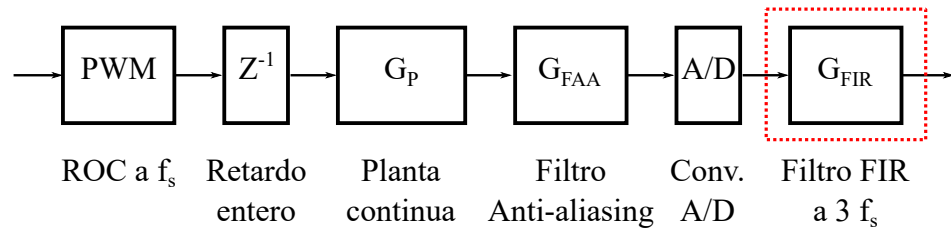


Figura 2.14: Diagrama en bloques del sistema de inyección - en rojo se aprecia el filtro anti-aliasing FIR

Si se considera que:

$$\hat{i}_k = \bar{i}_{k-1} + (\bar{i}_{k-1} - \bar{i}_{k-2}) = 2\bar{i}_{k-1} - \bar{i}_{k-2} \quad (2.11)$$

se obtiene

$$\hat{i}_k = \frac{2}{3}i_k + \frac{1}{3}i_{k-1} + \frac{1}{3}i_{k-2} - \frac{1}{3}i_{k-3} \quad (2.12)$$

Si se aplica la transformada  $z$  a la ecuación (2.12) se obtiene la función transferencia del filtro

$$H_{FIR}(z) = \frac{2}{3} + \frac{1}{3}z^{-1} + \frac{1}{3}z^{-2} - \frac{1}{3}z^{-3} \quad (2.13)$$

Sabiendo que la relación que existe entre la transformada de Laplace y la transformada  $z$  está dada por  $z = e^{sT_x}$ , siendo  $T_x = T_s/3$  el período de muestreo utilizado, es posible escribir la versión continua de la ecuación (2.13) como:

$$H_{FIR}(s) = \frac{2}{3} + \frac{1}{3} \left( e^{-sT_s/3} + e^{-2sT_s/3} - e^{-3sT_s/3} \right) \quad (2.14)$$

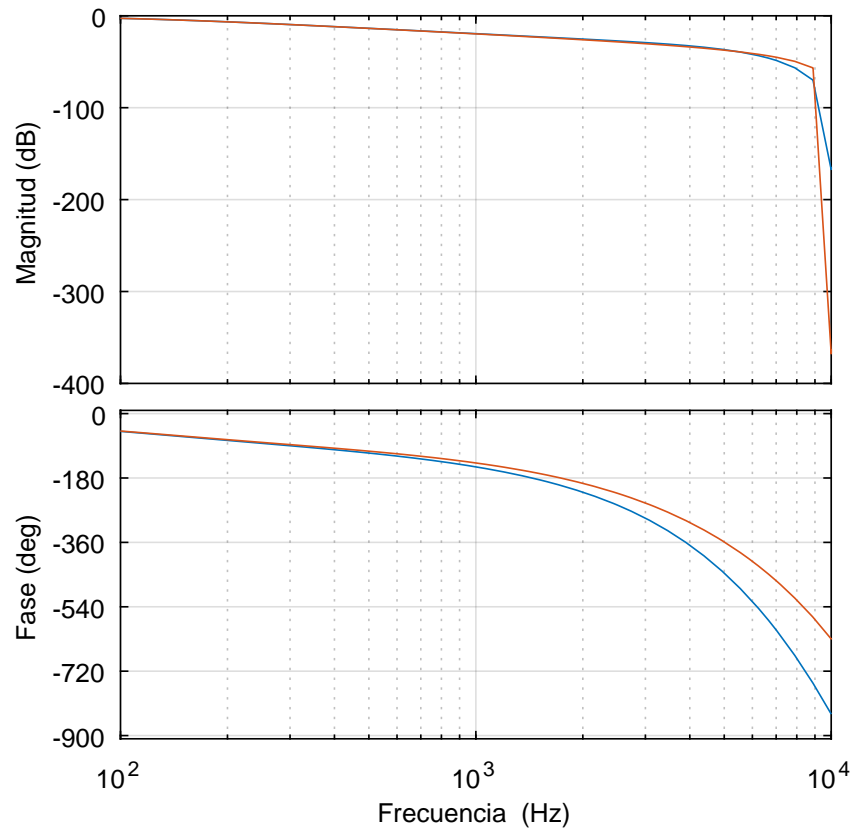


Figura 2.15: Diagrama de bode de la planta + PWM +Filtro Butterworth 2<sup>o</sup> orden + FIR (oversampling)

En la figura 2.15 se muestra el diagrama de bode del sistema sin filtros (línea roja) y el diagrama de bode del sistema utilizando un filtro antialiasing Butterworth de 2<sup>o</sup> orden trabajando con sobremuestreo + un filtro FIR (línea azul), que asegura una atenuación mínima a la frecuencia de 3<sup>o</sup> armónica (30 kHz) de 23.4dB (como establece la norma previamente citada). El filtro analógico presenta una frecuencia de corte de  $7.8\text{kHz}$ , muy alejada de la frecuencia de interés. Por su parte, la frecuencia de corte del filtro FIR es de  $7.46\text{kHz}$ . En la figura 2.16 se muestra el diagrama de bode, una octava por debajo y una octava por encima de  $1\text{kHz}$ . La rotación de fase agregada por el conjunto de filtros a  $1\text{kHz}$  es de

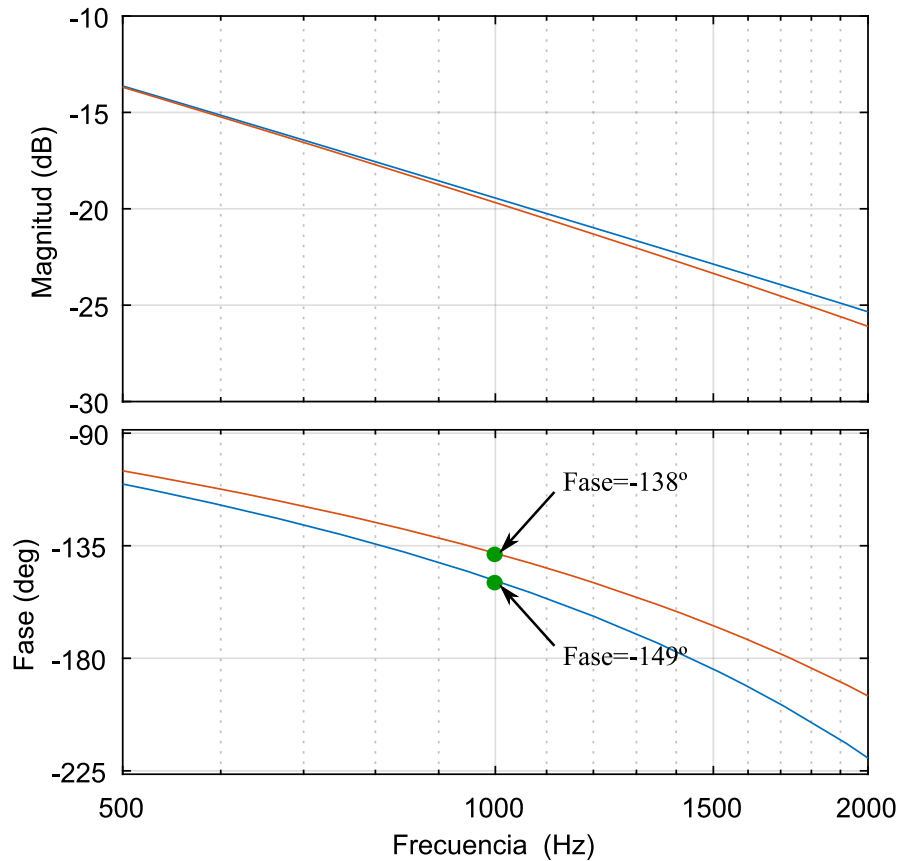


Figura 2.16: Diagrama de bode de la planta + PWM + Filtro Butterworth 2° orden + FIR (oversampling) (una octava por encima y una octava por debajo de 1 KHz)

11°. Esta combinación de filtro analógico + digital, muestra ser muy adecuada y sumamente económica.

### 2.3. Modelo Simplificado

Cuando se arma un modelo matemático basado en leyes físicas se busca obtener una representación matemática que describa la dinámica del proceso con la máxima fidelidad posible. Usualmente esto resulta en un modelo muy complejo

y difícil de implementar en plataformas digitales. Una alternativa, es obtener un modelo simplificado que pueda representar las dinámicas básicas del proceso o bien las dinámicas de interés, el cual no tiene porque ser tan exacto o complejo .

La transferencia del sistema de inyección, cuyo diagrama en bloques es mostrado en la figura 2.1 es:

$$\begin{aligned}
 G_T(s) = & \underbrace{\left[ \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s} \right]}_{PWM} \underbrace{\left[ \frac{1}{e^{sT_s}} \right]}_{delay} \underbrace{\left[ \frac{1}{(sL + r_L)} \right]}_{Planta} \cdots \\
 & \cdots \underbrace{\left[ \frac{1}{\left(\frac{s}{2\pi f_c}\right)^2 + \sqrt{2}\left(\frac{s}{2\pi f_c}\right) + 1} \right]}_{Filtro AA} \underbrace{\left[ \frac{2}{3} + \frac{1}{3} \left( e^{-s\frac{T_s}{3}} + e^{-2s\frac{T_s}{3}} - e^{-3s\frac{T_s}{3}} \right) \right]}_{Filtro FIR} \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

Puede notarse que el sistema completo es muy complejo, con lo cual, no es práctica su utilización para armar las ecuaciones de los controles predictivos. Es evidente que es necesario realizar una simplificación a este modelo, tratando de no modificar demasiado la respuesta en el ancho de banda del control. En este nuevo modelo, una parte se obtiene a partir de leyes físicas y para la otra se postula una estructura matemática con parámetros libres a los cuales se les asigna valor mediante experimentación. A este tipo de estructuras se las conoce como modelos paramétricos tipo caja gris. Es posible modelar el efecto del conjunto *retardo de cálculo + filtro antialiasing + filtro FIR* como un único retardo no entero mayor a un período de muestreo utilizando la transformada Z avanzada (una variante de la transformada Z para modelar retardos no enteros).

### 2.3.1. Transformada Z avanzada

Las transformadas z avanzada y modificada son una extensión de la transformada z que contempla los retardos ideales que no son múltiplos del período de

muestreo [20].

Si se tiene una señal retardada en  $p$  intervalos de tiempo de longitud  $T$ , en donde  $p$  es un número positivo no entero, se elije un número  $q$  tal que es el entero siguiente mayor a  $p$ ; la diferencia entre  $q$  y  $p$  es  $\Delta$ , un numero positivo cuyo valor se encuentra entre cero y uno, es decir :

$$q = p + \Delta \quad \text{con} \quad 0 < \Delta < 1 \quad (2.16)$$

Si  $F(s)$  es la transformada de Laplace de la señal sin retardar  $f(t)$ , entonces la transformada de la señal retardada  $f(t - pT)$  es  $F(s, p)$ .

$$\mathcal{L} [f(t - pT)] = F(s, p) = F(s)e^{(-pTs)} \quad (2.17)$$

Si utilizamos la nomenclatura de la ecuación (2.16),  $F(s, p)$  puede reescribirse como:

$$F(s, p) = e^{-qsTs} F(s)e^{\Delta Ts} \quad (2.18)$$

en donde  $e^{-qsTs}$  es un retardo entero, y por lo tanto:

$$\mathcal{L} \{e^{-qsTs}\} = z^{-q} \quad (2.19)$$

Teniendo en cuenta esto, definimos:

$$F(z, p) = z^{-q} F(z, \Delta) \quad (2.20)$$

en donde  $F(z, \Delta) = \mathcal{Z} \{F(s)e^{\Delta Ts}\}$  es la transformada Z avanzada, por lo que

$$F(z, \Delta) = \sum_{n=0}^{\infty} f((n + \Delta)T) z^{-n} \quad (2.21)$$

Las transformadas  $z$  avanzada y modificada pueden ser utilizadas para evaluar tiempos muertos no enteros. En el caso de la transformada  $Z$  avanzada, la función se retarda  $q$  muestras en exceso para posteriormente avanzar en el tiempo hasta obtener el retardo deseado. En el caso de la transformada  $Z$  modificada, la función se retarda en defecto un número entero de períodos de muestreo para posteriormente retardarla nuevamente hasta obtener el retardo deseado.

Estos dos enfoques fueron desarrollados para poder evaluar en forma correcta el valor de la función entre instantes de muestreo. La transformada  $z$  avanzada evalúa la función desde el instante  $k$  al instante  $k+1$ , mientras que la transformada  $z$  modificada evalúa desde el intervalo  $k - 1$  hasta el intervalo  $k$ .

$F(z, \Delta) \rightarrow$  Transformada  $z$  avanzada  $\rightarrow$  Evalúa la función desde  $k$  hasta  $k + 1$

$F_m(z, m) \rightarrow$  Transformada  $z$  modificada  $\rightarrow$  Evalúa la función desde  $k-1$  hasta  $k$

Estas dos transformadas están relacionadas por

$$F_m(z, m) = z^{-1}F(z, \Delta) \quad m = 1 - \Delta$$

### 2.3.2. Modelo simplificado utilizando retardo fraccionario

Como se mencionó en la sección 2.3 es posible realizar una simplificación del modelo completo de la planta, suponiendo que el filtro anti-aliasing, el filtro digital FIR y el retardo entero de cálculo se pueden agrupar como un único retardo fraccionario mayor a un período de muestreo. Teniendo en cuenta esto, es deseable obtener el modelo discreto  $GH(z)$  de la siguiente transferencia:

$$G(s) = \frac{e^{-sT_s} e^{-psT_s} b}{s + a}$$

con  $b = 1/L$ ,  $a = r_L/L$ ,  $p$  el retardo no entero,  $T_s$  el período de muestreo y muestreada con un retenedor de orden cero.

La función transferencia  $GH(z)$  es:

$$GH(z) = \mathcal{Z} \left[ \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \frac{b e^{-sT_s} e^{-psT_s}}{s + a} \right] \quad (2.22)$$

$$GH(z) = (1 - z^{-1}) z^{-1} \mathcal{Z} \left[ \frac{b e^{-psT_s}}{(s + a)s} \right] \quad (2.23)$$

sabiendo que  $p = q - \Delta$

$$GH(z) = \frac{b (1 - z^{-1}) z^{-1}}{a} \mathcal{Z} \left[ \frac{a e^{-qsT_s} e^{\Delta sT_s}}{s(s + a)} \right] = \frac{b (1 - z^{-1}) z^{-(q+1)}}{a} \underbrace{\mathcal{Z} \left[ \frac{e^{\Delta sT_s} a}{s(s + a)} \right]}_{\text{Termino } \xi} \quad (2.24)$$

La transformada  $\mathcal{Z}$  del término denominado  $\xi$  es

$$\text{Termino } \xi = \mathcal{Z} \left[ \frac{a}{s(s + a)} e^{\Delta sT_s} \right] = \frac{(1 - e^{-a\Delta T_s}) - (e^{-aT_s} - e^{-a\Delta T_s})z^{-1}}{(1 - z^{-1})(1 - e^{-aT_s}z^{-1})} \quad (2.25)$$

Si se realiza la expansión en serie del numerador, teniendo en cuenta que  $e^x \simeq 1 + x$ , se llega a

$$GH(z) = b T_s z^{-(q+1)} \left[ \frac{\Delta + z^{-1}(1 - \Delta)}{1 - e^{-aT_s}z^{-1}} \right] = \frac{b_2 z^{-(q+1)} + b_3 z^{-(q+2)}}{1 - a_1 z^{-1}} \quad (2.26)$$

con  $b_2 = bT_s\Delta$ ,  $b_3 = bT_s(1 - \Delta)$  y  $a_1 = e^{-aT_s}$

Si  $p = 0$ , entonces  $\Delta = 0$  y  $q = 0$ , se tiene el sistema ideal sin el retardo agregado por la etapa de filtrado:



$$G_P = \frac{b_3 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1}} \quad \text{con} \quad p = 0 \rightarrow q = 0 \rightarrow \Delta = 0 \quad (2.27)$$

Por el contrario, si el retardo  $p$  es fraccionario, se tiene el modelo ampliado

$$G_P = \frac{b_2 z^{-(q+1)} + b_3 z^{-(q+2)}}{(1 - a_1 z^{-1})} \quad p > 0 \rightarrow q > 1 \rightarrow 0 \leq \Delta \leq 1 \quad (2.28)$$

En el capítulo siguiente, se dará introducción a la identificación paramétrica y se identificarán los parámetros de los modelos del sistema de inyección.

# Capítulo 3

## Modelado e Identificación de Sistemas

### 3.1. Introducción

Modelar un sistema es obtener una representación simplificada del mismo para poder comprender, predecir y controlar el comportamiento de dicho sistema. El modelado es una herramienta importante en el diseño y análisis de sistemas de control. Generalmente un solo modelo no suele ser suficiente para describir un proceso debido a que, al construir estos modelos se obtiene una representación simplificada del mismo.

Para estudiar el comportamiento de un sistema ante entradas determinadas y en condiciones previamente estipuladas, es posible recurrir a la experimentación sobre dicho sistema y a la observación de las salidas. Sin embargo, en muchos casos la experimentación puede resultar compleja o en ocasiones incluso imposible de llevar a cabo, con lo cual se vuelve necesario trabajar con algún tipo de representación que se aproxime a la realidad, y a la que se conoce como modelo. Un modelo es una herramienta que permite predecir el comportamiento de un

sistema sin tener que experimentar sobre él.

Existen diferentes tipos de modelo [20, 21] y distintas clasificaciones de los mismos. Los modelos pueden clasificarse según el conocimiento que se tenga de su física en:

- Modelos de Caja Blanca: se obtienen a partir de leyes físicas
- Modelos de Caja Negra: se postula una estructura matemática, con una serie de parámetros libres a los cuales se les asigna valor mediante la experimentación.
- Modelos de Caja Gris: es un tipo de modelo, intermedio entre los dos anteriores. Parte se ajusta mediante leyes físicas y otra parte se ajusta mediante experimentación.

Y según el modo de parametrización:

- Modelos paramétricos: se tienen una serie de parámetros que hay que ajustar (Ej. una función transferencia)
- Modelos no- paramétricos: el modelo no se basa en parámetros que describen su dinámica, sino que se compone de información sobre la misma (Ej. Modelos basados en la respuesta en frecuencia)

## 3.2. Métodos para la obtención de Modelos

Existen dos métodos principales para obtener el modelo de un sistema [22] :

- Método analítico o teórico: se recurre a leyes básicas de la física para describir el proceso dinámico de un fenómeno o proceso.

- Método basado en la identificación del sistema: es un método experimental el cual permite obtener el modelo de un sistema a partir de datos reales recogidos de la planta bajo estudio.

Generalmente, el método analítico (modelado teórico) está restringido a procesos muy sencillos de modelar, o bien a aplicaciones que no requieran gran exactitud en el modelo obtenido (modelo teórico simplificado). Además, muchas veces la estructura del modelo obtenido a partir del conocimiento físico de la planta posee un conjunto de parámetros desconocidos los cuales deben obtenerse experimentando sobre el sistema real. De ahí la necesidad de recurrir a los métodos de identificación de sistemas.

Los modelos obtenidos mediante técnicas de identificación tienen ciertas desventajas:

- Rango de validez limitado (solo son aplicables a un determinado punto de trabajo, a un determinado tipo de entrada , etc.)
- Muchas veces es difícil dar un significado físico al modelo obtenido, debido a que los parámetros identificados no se relacionan en forma directa con ninguna magnitud física.

### 3.3. Identificación de Sistemas y Estimación de Parámetros

La identificación de sistemas comprende mayormente dos tareas bien diferenciadas:

- Armado de un modelo del sistema bajo análisis
- Identificación de los parámetros del modelo del sistema

Al armar el modelo del proceso se busca obtener una representación matemática que describa la dinámica del proceso de la mejor manera posible, sin llegar a la exactitud del modelo teórico. Este modelo debe representar bien las dinámicas básicas del proceso. Posteriormente se deben estimar los parámetros del mismo por algún método de identificación.

### 3.4. Método de Mínimos cuadrados (LS)

Para resolver un problema de estimación de parámetros se requiere de datos experimentales (entradas y salidas), de un modelo (ej. paramétrico tipo caja negra) y de un criterio (función de costo). Estimar los parámetros de un proceso es resolver un problema de optimización en el cual, el mejor modelo es el que hace mínimo el criterio elegido.

La identificación puede realizarse tanto en forma on-line como en forma off-line. En los métodos de identificación on-line, la estimación se efectúa utilizando mediciones obtenidas en tiempo real, y generalmente los cálculos realizados son de tipo recursivo. En cambio, en los métodos de identificación off-line se utiliza la totalidad de los datos previamente obtenidos mediante experimentación, para ajustar los parámetros del modelo.

Uno de los métodos más utilizados para la estimación de parámetros es el método de mínimos cuadrados recursivos [22, 24, 25].

Este método es utilizado principalmente para identificar parámetros de modelos lineales que pueden escribirse como una ecuación en diferencias de la forma:

$$\begin{aligned}y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_N y(k-N) &= \\ &= b_0 u(k-D) + \dots + b_M u(k-D-M) + \hat{e}(k)\end{aligned}\tag{3.1}$$

en donde  $u(k)$  es la entrada,  $y(k)$  es la salida o variable observada,  $\hat{e}(k)$  el error residual debido a posibles contaminaciones con ruido en las mediciones de la salida y  $M$ ,  $N$ , y  $D$  enteros.

Se introduce la siguiente notación

$$\begin{aligned}\varphi(k)^T &= [-y(k-1) \dots -y(k-N) \ u(k-D) \dots u(k-D-M)] \\ \theta(k) &= [a_1 \dots a_N \ b_0 \dots b_M]\end{aligned}\quad (3.2)$$

en donde  $\varphi(k)^T$  es conocido como vector de regresores y  $\theta(k)$  el vector con los  $n = M + N + 1$  parámetros a ser identificados. Este modelo es conocido como modelo de regresión, que en forma compacta puede escribirse como:

$$y(k) = \varphi(k)^T \theta(k) + \hat{e}(k) \quad (3.3)$$

El término  $\varphi^T(k)\theta(k)$  puede ser interpretado como la estima del valor de la salida para el instante  $k$  utilizando las muestras obtenidas hasta el instante  $k-1$ , es decir  $\hat{y}(k|k-1)$ . Para simplicidad en la notación se toma que  $\hat{y}(k) = \hat{y}(k|k-1)$

$$\hat{y}(k) = \varphi^T(k)\theta(k) \quad (3.4)$$

con lo cual la ecuación del error queda

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{y}(k) = y(k) - \varphi^T(k)\theta(k) \quad (3.5)$$

Es necesario determinar los parámetros  $\theta(k)$  de manera tal que las salidas  $\hat{y}(k)$  calculadas a partir del modelo de la ecuación (3.1) coincidan tanto como sea posible con las variables  $y(k)$  en el sentido de los mínimos cuadrados. Es decir, el vector de parámetros  $\theta(k)$  debe ser elegido de manera tal de minimizar el error

$\hat{e}(k)$  con el criterio elegido, o lo que es lo mismo, minimizar la función de costo de mínimos cuadrados:

$$V(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k (y(i) - \varphi^T(i)\theta(i))^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k e(i)^2 \quad (3.6)$$

Dado que la variable medida  $y(k)$  es lineal en los parámetros  $\theta(k)$  y el criterio de mínimos cuadrados es cuadrático, el problema admite solución analítica. Tomando suficientes muestras de la salida y de la entrada pueden obtenerse  $k$  ecuaciones como (3.4), con  $k > n$ , formando el siguiente sistema lineal en  $\theta$ :

$$Y = \Phi \theta + E \quad (3.7)$$

donde

$$Y = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(K)]^T \quad (3.8)$$

$$E = [\hat{e}(1) \ \hat{e}(2) \ \dots \ \hat{e}(K)]^T \quad (3.9)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \varphi^T(2) \\ \vdots \\ \varphi^T(K) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$P = [\Phi^T \Phi]^{-1} = \left[ \sum_{i=1}^k \varphi(i)\varphi^T(i) \right]^{-1} \quad (3.11)$$

en donde  $Y$  es el vector de variables de salida,  $E$  el vector de residuos  $\hat{e}$ ,  $\Phi$  el vector de regresores y  $P$  la llamada matriz de covarianza.

Con esta notación la función de costo (3.6) puede ser reescrita como

$$V(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \hat{e}^2(i) = \frac{1}{2} E^T E = \frac{1}{2} \|E\|^2 \quad (3.12)$$

siendo  $\|E\|$  la norma euclidiana de  $E$ .

La condición sobre  $\theta$  para que  $V$  sea mínima se expresa mediante la ecuación normal

$$\Phi^T \Phi \theta = \Phi^T Y \quad (3.13)$$

que constituye un sistema de ecuaciones lineales de la forma  $A X = B$ . Por otro lado, si el rango de  $\Phi$ ,  $RG(\Phi) = n$ ,  $\Phi$  es de rango completo y entonces la matriz  $\Phi^T \Phi$  es no singular, por lo que admite solución y es única. De esta forma el valor de  $\theta$  que hace mínimo el funcional de costo  $V(\theta, k)$  es :

$$\theta = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y = P \Phi^T Y \quad (3.14)$$

### 3.4.1. LS con factor de olvido

Muchas veces los parámetros de un sistema varían lentamente en el tiempo. En estos casos se utiliza el método del factor de olvido, que consiste en darle más peso a los datos más recientes de manera de acelerar la convergencia de la estimación. Éste método se expresa mediante el funcional de costo modificado [25]:

$$V(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \hat{e}^2(i) = \|W \Phi \theta - W Y\|_2^2 \quad (3.15)$$

donde  $\lambda$  es el llamado factor de olvido, con  $0 < \lambda < 1$ , y  $W$  la matriz diagonal que contiene los factores de peso,  $W(i, i) = \lambda^{k-i}$ . Observar que según (3.15), el error más reciente recibe un peso de uno, mientras que el error  $j$  muestras por



detras recibe siempre un peso menor a uno. La solución  $\theta$  que minimiza el nuevo funcional de costo se expresa mediante la ecuación normal modificada:

$$\Phi^T \Phi \theta = \Phi^T W Y \quad (3.16)$$

con lo cual el valor de  $\theta$  que hace mínimo a  $V$  es

$$\theta = P \Phi^T W Y \quad (3.17)$$

### 3.5. Implementación de algoritmos de identificación en tiempo real

En el control adaptativo, la determinación en tiempo real de los parámetros del sistema es un elemento clave. En el caso de los reguladores auto-ajustables uno de sus bloques fundamentales es un identificador recursivo de parámetros y este aparece en forma explícita. En el caso de los reguladores por modelo de referencia la estimación de parámetros ocurre en forma implícita, pero está presente.

Debido a que en muchos sistemas de control, las muestras se adquieren en forma secuencial en tiempo real, es deseable computar la estima de los parámetros en forma secuencial para ahorrar tiempo de procesamiento. El método de mínimos cuadrados (LS) puede reacomodarse de forma tal que los resultados obtenidos en el instante  $k - 1$  puedan ser usados para obtener la estima en  $k$  [24, 25].

### 3.5.1. Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS)

Sean  $\theta(k-1)$  y  $\theta(k)$  las estimas de los parámetros obtenidas por mínimos cuadrados con muestras hasta los instantes  $k-1$  y  $k$  respectivamente, entonces la solución por mínimos cuadrados puede reescribirse del siguiente modo:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \gamma(k-1) (y(k) - \varphi(k)^T \theta(k-1)) \quad (3.18)$$

$$\gamma(k-1) = P(k-1) \varphi(k) (1 + \varphi(k)^T P(k-1) \varphi(k))^{-1} \quad (3.19)$$

$$P(k) = (I - \gamma(k-1) \varphi(k)^T) P(k-1) \quad (3.20)$$

que se computan luego de cada adquisición en el siguiente orden: (3.19), (3.18), (3.20). Dado que

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{y}(k) = y(k) - \varphi(k)^T \theta(k)$$

entonces

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \gamma(k-1) \hat{e}(k)$$

lo que sugiere una interpretación simple e intuitiva del método: las estimas en  $k$  se obtienen actualizando las estimas en  $k-1$  con el error o residuo  $\hat{e}(k)$  pesado para cada parámetro mediante el vector de ganancias  $\gamma(k-1)$ .

El algoritmo comienza en el instante  $t_0$ , partiendo de las condiciones iniciales  $\theta(t_0) = \theta_0$  y  $P(t_0) = P_0$ .

Si no se tiene información a priori sobre el proceso de estimación, es conveniente tomar  $\theta(t_0) = 0$  y  $P(t_0) = \alpha I$ , con  $\alpha > 0$  y suficientemente grande para lograr una convergencia rápida durante el transitorio inicial.

### 3.5.2. RLS con factor de olvido

Cuando se tienen parámetros que varían lentamente con el tiempo, resulta conveniente considerar el funcional  $V$  modificado como (3.15), donde la introducción del factor de olvido  $\lambda$  puede mejorar la velocidad de convergencia de la estimación RLS. En función de esta nueva función de costo  $V$ , se obtienen las siguientes ecuaciones de recursión [25]:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \gamma(k-1) (y(k) - \varphi(k)^T \theta(k-1)) \quad (3.21)$$

$$\gamma(k-1) = P(k-1) \varphi(k) (\lambda + \varphi(k)^T P(k-1) \varphi(k))^{-1} \quad (3.22)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} (I - \gamma(k-1) \varphi(k)^T) P(k-1) \quad (3.23)$$

Puede observarse que tanto en el método RLS como en el RLS con factor de olvido, el número de operaciones matriciales es importante, incrementándose el orden de las matrices con cada parámetro a identificar. Esta cantidad de operaciones matemáticas creciente puede ser crítica en cuanto estabilidad numérica, principalmente cuando se desea implementar el algoritmo de identificación en un microcontrolador o procesador digital de señales (DSP). Es por ello que se vuelve necesario implementar un algoritmo que sea más estable numéricamente. Debido a que la función de costo está basada en la norma euclidiana del error, y esta se preserva frente a transformaciones ortogonales, es posible realizar una descomposición QR sobre el funcional a minimizar para aumentar la estabilidad numérica del algoritmo de identificación.

### 3.6. Factorización QR

En álgebra lineal, la descomposición o factorización QR de una matriz es una descomposición de la misma como producto de una matriz ortogonal por una matriz triangular superior [26].

Sea  $A \in C^{N \times N}$  una matriz de rango completo, y sean  $a_1, a_2, \dots, a_k$  las primeras  $k$  columnas de la matriz, con  $1 \leq k \leq N$ . La descomposición QR de la matriz  $A$  genera un conjunto de vectores ortonormales  $q_i \in C^N$  que abarcan estos sucesivos espacios.

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = r_{11}q_1 \\ a_2 = r_{12}q_1 + r_{22}q_2 \\ \vdots \\ a_k = r_{1k}q_1 + r_{2k}q_2 + \dots + r_{kk}q_k, \quad 1 \leq k \leq N \end{array} \right. \quad (3.24)$$

o en su forma matricial

$$A = QR = [Q_1 \ Q_2] \begin{bmatrix} R_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Donde  $Q \in R^{m \times n}$  es una matriz ortogonal y  $R_1 \in R^{n \times n}$  es una matriz triangular superior, es decir

$$Q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_N] \quad (3.25)$$

y

$$R = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1N} \\ 0 & r_{22} & \dots & r_{2N} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & & r_{NN} \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Esta factorización es útil para resolver sistemas de ecuaciones lineales, problemas de mínimos cuadrados y problemas de auto-valores.

Las maneras más comunes de calcular la factorización QR son aplicando

- El proceso de ortogonalización de Gram-Schmidt
- Reflexiones de Householder
- Rotaciones de Givens

### 3.6.1. Proceso de Ortogonalización de Gram-Schmidt

Una forma simple, aunque en ocasiones inestable, de obtener una sucesión adecuada de vectores ortonormales  $\mathcal{Q} = \{q_1, \dots, q_k\}$ ,  $1 \leq k \leq N$  es el método clásico de Gram Schmidt.

Se sustrae de  $a_k$  su proyección sobre el espacio  $\mathcal{Q}_{k-1}$  ya construido:

$$g_k = a_k - (q_1^H a_k)q_1 - (q_2^H a_k)q_2 - \dots - (q_{k-1}^H a_k)q_{k-1}, \quad 2 \leq k \leq N \quad (3.27)$$

se normaliza el vector  $g_k$ , transformándolo en el vector  $q_k$

$$q_k = \frac{g_k}{\|g_k\|_2} \quad (3.28)$$

con  $g_1 = a_1$ . Si se observa la ecuación (3.24), es evidente que

$$\begin{aligned} r_{ij} &= q_i^H a_j, \quad i \neq j \\ r_{jj} &= \|a_j - \sum_{i=1}^{j-1} r_{ij} q_i\|_2 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Este método fue propuesto por Schmidt en 1907 [31], aunque él reconoció que era similar a el método propuesto por Gram en 1883 [32], de allí el nombre de método de Gram-Schmidt. Este método, propuesto por Schmidt es conocido como *método de Gram-Schmidt clásico*, mientras que el propuesto por Gram es conocido como *método de Gram-Schmidt modificado*.

Puede observarse que  $q_k$  proviene de la proyección de  $a_k$  sobre el sub-espacio ortogonal  $\mathcal{Q}_{k-1}$ , es decir

$$\begin{aligned} q_1 &= \frac{P_1 a_1}{\|P_1 a_1\|_2} \\ &\vdots \\ q_k &= \frac{P_k a_k}{\|P_k a_k\|_2} \end{aligned} \quad (3.30)$$

en donde  $P_i = I - Q_{i-1} Q_{i-1}^H \in C^{N \times N}$

La existencia de la descomposición QR de cualquier matriz A, y la unicidad de esta descomposición cuando la matriz A es de rango completo, se demuestran mediante el método de ortogonalización de Gram-Schmidt. Como consecuencia, se podría esperar que todos los métodos condujeran a los mismos factores Q y R, al menos, teóricamente. En la práctica, el desempeño en términos de robustez y complejidad computacional difiere notablemente entre un método y otro, siendo el método de Gram-Schmidt clásico el más sensible a errores por redondeo.

El método de Gram-Schmidt modificado, difiere del método clásico en la forma en que son calculados los  $r_{ij}$ . A diferencia de aplicar a los  $a_k$  una proyección simple de rango  $N - k + 1$  como hace el método clásico, el método modificado, aplica  $k - 1$  proyecciones de rango  $N - 1$ . Con lo cual la ecuación (3.29) se transforma en

$$\begin{aligned} r_{ij} &= q_i^H (a_j - \sum_{k=1}^{j-1} r_{kj} q_k), \quad i \neq j \\ r_{jj} &= \|a_j - \sum_{i=1}^{j-1} r_{ij} q_i\|_2 \end{aligned} \quad (3.31)$$

Tanto el método clásico como el modificado calculan las dos primeras columnas de  $Q$  y la primer columna de  $R$  de la misma manera. Pero para  $j > 2$  el método modificado tiene en cuenta los productos cruzados  $q_i^H q_j$ , con  $i \neq j$ , que idealmente deberían ser cero. Si los cálculos se realizaran con precisión infinita, ambos métodos deberían obtener el mismo  $Q$ , sin embargo, el impacto de una aritmética de precisión finita es mas pronunciado en el método clásico en cuanto a estabilidad y a pérdida de ortogonalidad [33–36].

### 3.6.2. Reflexiones de Householder

El proceso de ortogonalización de Gram-Schmidt calcula una serie de proyecciones de manera de obtener una matriz  $A = QR$ . El proceso consiste en una serie de multiplicaciones a la derecha de  $A$  por matrices triangulares superiores no unitarias  $R$  de manera de obtener  $Q$ , es decir,  $AR_1 \dots R_N = AR^{-1} = Q$ .

El método de Householder [37], aplica una sucesión de matrices unitarias  $Q_i$  a la izquierda de  $A$  para poder obtener una matriz triangular superior  $R$ , tal que  $Q^H A = R$ .

La matriz  $Q_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N - 1$  es elegida unitaria tal que

$$Q_i = \begin{Bmatrix} I_i & 0 \\ 0 & H_i \end{Bmatrix} \quad (3.32)$$

en donde los bloques  $I$  y  $H$  tienen dimensiones  $i-1$  y  $N-i+1$  respectivamente [26].

La primer reflexión  $H_1$ , refleja el vector original  $a_1$  sobre  $e_1^N = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \in C^N$  con respecto a algún hiperplano  $\mathcal{H}_1 \in C^N$

$$H_1^H a_1 = \|a_1\|_2 e_1^N, \quad H_i^H = H_i, \quad H_i^2 = I \quad (3.33)$$

La segunda reflexión opera en la parte baja de la segunda columna de  $A$ , la cual conserva el nombre  $a_2$ , a pesar de haber sido modificada por  $Q_1$ . Esta parte es reflejada sobre  $e_1^{N-1} = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \in C^{N-1}$  con respecto a algún hiperplano  $\mathcal{H}_2 \in C^{N-1}$

$$\begin{Bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & H_2^H \end{Bmatrix} a_2 = \begin{Bmatrix} * \\ \|a_2\|_2 e_1^{N-1} \end{Bmatrix} \quad (3.34)$$

Este procedimiento es aplicado  $N - 1$  veces, finalizando con un múltiplo de  $e_N$  en la última columna.

El método de ortogonalización por reflexiones de Householder es el método estándar elegido por MATLAB.

### 3.6.3. Rotaciones de Givens

Otro interesante método para realizar la ortogonalización es el propuesto por Givens [38]. Sea  $a_j$  una columna cualquiera de  $A$ , y sea  $a_{jj}$  una componente de



la diagonal de  $A$ . Se desea ubicar ceros en las posiciones de  $a_{ij}, i = j + 1, \dots, N$  de a uno por vez.

Una rotación de Givens es representada por una matriz de la forma

$$G(i, j, \theta) = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & c & \cdots & -s & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & s & \cdots & c & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

en donde  $c = \cos(\theta)$  y  $s = \sin(\theta)$  aparecen en las intersecciones de la  $i$ -ésima fila y la  $j$ -ésima columna [26]. Los elementos no nulos de la matriz están dados por:

$$\left\{ \begin{array}{ll} g_{kk} = 1 & k \neq i, j \\ g_{ii} = c \\ g_{jj} = c \\ g_{ji} = -s \\ g_{ij} = s & i > j \end{array} \right.$$

El producto  $G(i, j, \theta)X$  es una rotación de  $\theta$  radianes del vector  $X$  en el plano  $(i, j)$ . De aquí el nombre de rotaciones de Givens.

Si  $y = G(i, j, \theta)X$ , entonces

$$\begin{aligned} x_k & \quad k \neq i, j \\ cx_i + sx_j & \quad k = i \\ -sx_i + cx_j & \quad k = j \end{aligned} \quad (3.36)$$

Si  $y_j = 0$ , entonces

$$s = \frac{x_j}{\sqrt{x_i^2 + x_j^2}}, \quad c = \frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + x_j^2}} \quad (3.37)$$

Las rotaciones de Givens son utilizadas para crear ceros, uno a la vez.

En general se genera una secuencia  $G_k$  de rotaciones de Givens tales que

$$G_s G_{s-1} \cdots G_1 A = R \quad (3.38)$$

Dado que  $G_K^T G_K = I$ , entonces

$$Q = G_1^T \cdots G_{s-1}^T G_s^T \quad (3.39)$$

Las rotaciones presentan la ventaja de ser más fáciles de paralelizar que las reflexiones de Householder y son especialmente útiles cuando se deben descomponer matrices ralas. Debido a que los algoritmos de identificación pueden llegar a ser implementados no solo en micro-controladores sino también en FPGA's (Field Programmable Gate Array), el método elegido en esta tesis para la descomposición QR es el basado en rotaciones de Givens por su fácil paralelización.

#### 3.6.4. Solución a los Mínimos Cuadrados utilizando Factorización QR (QRD-RLS)

Dado un conjunto de ecuaciones de la forma  $y(k) = \varphi^T(k)\theta + \hat{e}(k)$ , en donde  $y(k)$  es la salida,  $\varphi(k) \in R^n$  es el vector de regresores,  $\hat{e}(k)$  es el error residual, y  $\theta \in R^n$  el vector de parámetros que minimiza el funcional  $V(\theta, k) = \frac{1}{2} \|E\|_2^2 = \frac{1}{2} \|\Phi \theta - Y\|_2^2$ .

$$\min_{\theta \in \mathbb{R}^n} V(\theta, k) = \frac{1}{2} \min_{\theta \in \mathbb{R}^n} \|\Phi \theta - Y\|_2^2 \quad (3.40)$$

Si  $\Phi$  tiene rango completo, entonces la solución (única) que minimiza la ecuación (3.40) es definida por la ecuación normal [26]:

$$\Phi^T \Phi \theta = \Phi^T Y \quad (3.41)$$

Una forma obvia de resolver (3.41) es calcular la descomposición de Cholesky de  $(\Phi^T \Phi)$ . Sin embargo, el número de condición<sup>1</sup> de  $\Phi^T \Phi$  es el cuadrado del número de condición de  $\Phi$ . Por consiguiente, la solución calculada de (3.41) puede verse severamente degradada aún si  $\Phi$  está moderadamente mal condicionada.

Cualquier método de identificación recursivo que actualice la matriz de covarianza  $P = (\Phi^T \Phi)^{-1}$  sufrirá el problema mencionado en el párrafo anterior. Esto incluye al algoritmo estándar de mínimos cuadrados recursivos o incluso algoritmos numéricamente más estables basados en la factorización  $U^T D U$  de  $P$ . El siguiente enfoque, basado en la descomposición QR conserva el número de condición original del problema [27–29].

Suponer una matriz  $R$  conocida, tal que

$$Q^T \Phi = \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

en donde,  $Q$  es una matriz ortogonal de dimensión  $k \times k$ ;  $R$  es una matriz triangular superior de dimensión  $n \times n$ .

Debido a que la norma euclidiana se preserva frente a transformaciones ortogonales, la ecuación (3.40) es equivalente a

---

<sup>1</sup>El número de condición de una función con respecto a un argumento mide cuanto puede cambiar el valor de salida de la función para un pequeño cambio en el argumento de entrada.

Tabla 3.1: Costo computacional de los algoritmos de identificación

Algoritmo	N° Operaciones		
	x	÷	√
RLS	$6N^2+9N$	N	-
QRD-RLS	$3N^2+8N+4$	$2N+2$	$N+1$

$$\min_{\theta \in R^n} \|Q^T \Phi \theta - Q^T Y\|_2^2 \quad (3.43)$$

o bien

$$\min_{\theta \in R^n} \|R \theta - \bar{Y}\|_2^2 + \|\tilde{Y}\|_2^2 \quad (3.44)$$

en donde

$$Q^T Y = \begin{bmatrix} \bar{Y} \\ \tilde{Y} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Si  $\bar{Y}$  es conocida, la minimización de (3.40) puede ser hallada resolviendo  $R \theta = \bar{Y}$ . El valor del mínimo residuo es  $\|\tilde{Y}\|^2$ .

En la tabla 3.1 se muestra el costo computacional (la cantidad de operaciones matemáticas involucradas) de los algoritmos RLS y QRD-RLS. Se considera que por cada multiplicación hay una suma, por lo que sólo se indica el número de multiplicaciones. Puede notarse que la cantidad de operaciones matemáticas involucradas en los algoritmos QRD-RLS son del mismo orden que en los RLS estándar ( $\mathcal{O}[N^2]$ ). La razón principal para la utilización de los QRD-RLS por sobre los RLS es por su robustez numérica.

### 3.6.5. Identificación secuencial utilizando rotaciones de Givens

Es posible expresar a  $\Phi(k)$  y a  $Y(k)$  como

$$Y(k) = \begin{bmatrix} Y(k-1) \\ y(k) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\Phi(k) = \begin{bmatrix} \Phi(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Considerando (3.46) y (3.47), se sigue que en la etapa  $k$  se desea resolver el siguiente problema

$$\min_{\theta \in \mathbb{R}^n} \left\| \begin{pmatrix} \lambda \Phi(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{pmatrix} \theta - \begin{pmatrix} \lambda Y(k-1) \\ y(k) \end{pmatrix} \right\|_2^2 \quad (3.48)$$

A simple vista, esto no se ve prometedor, dado que  $\Phi(k)$  difiere de  $\Phi(k-1)$  en una matriz de rango  $n$ . Sin embargo,  $R(k)$  puede recurrirse en forma simple

$$\Phi(k) = Q \begin{bmatrix} R(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad y \quad Q^T Y(k) = \begin{bmatrix} \bar{Y}(k) \\ \tilde{Y} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

donde  $Q$  es una matriz ortogonal, y  $R(k)$  es una matriz triangular superior, entonces el mínimo de (3.48) es también el mínimo de

$$\min_{\theta \in \mathbb{R}^n} \left\| \begin{pmatrix} \lambda R(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{pmatrix} \theta - \begin{pmatrix} \lambda \bar{Y}(k-1) \\ y(k) \end{pmatrix} \right\|_2^2 \quad (3.50)$$

Para obtener el  $\theta(k)$  que minimice (3.50), solo es necesario actualizar el factor

$$\begin{bmatrix} \lambda R(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{bmatrix}$$

para formar  $R(k)$  y resolver el sistema triangular

$$R(k)\theta(k) = \bar{Y}(k)$$

Si se desea resolver para variaciones sobre el vector de parámetros  $\Delta\theta = \theta(k) - \theta(k-1)$  se puede escribir

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \delta(k-1) \quad (3.51)$$

Suponiendo conocida una matriz ortogonal  $\tilde{Q}$  tal que

$$\tilde{Q} \begin{bmatrix} \lambda R(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

De (3.47) a (3.50), se sigue que  $\delta$  minimiza la siguiente ecuación

$$\min_{\delta} \left\| \tilde{Q} \begin{bmatrix} \lambda R(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{bmatrix} \delta - \tilde{Q} \left\{ \begin{bmatrix} \lambda \bar{Y}(k-1) \\ Y(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda R(k-1) \\ \varphi^T(k) \end{bmatrix} \theta \right\} \right\| \quad (3.53)$$

que se reduce a

$$\min_{\delta} \left\| \begin{bmatrix} R(k) \\ 0 \end{bmatrix} \delta - \tilde{Q} \begin{bmatrix} 0 \\ e(k) \end{bmatrix} \right\| \quad (3.54)$$

en donde  $e(k) = Y(k) - \varphi^T(k-1)\theta(k-1)$ , por consiguiente,  $\delta(k-1)$  puede ser hallado resolviendo el sistema triangular

$$R(k)\delta(k-1) = \bar{Y}(k) \quad (3.55)$$

en donde  $\bar{Y}(k)$  satisface

$$\begin{bmatrix} \bar{Y}(k) \\ r(k) \end{bmatrix} = \tilde{Q} \begin{bmatrix} 0 \\ e(k) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Para poder hallar  $Q$  que satisfaga (3.52) se utilizan rotaciones de Givens, de forma de eliminar el término  $\varphi^T(k)$  de

$$\tilde{Q} \begin{bmatrix} \lambda R(k-1) & 0 \\ \varphi^T(k) & e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(k)\bar{Y}(k) \\ 0 & r(k) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Una vez actualizadas las matrices  $\bar{Y}(k)$  y  $R(k)$ , mediante sustitución inversa se despeja  $\delta(k-1)$  de (3.55) y finalmente se actualiza el vector de parámetros en (3.51).

## 3.7. Identificación paramétrica del sistema de inyección

En las secciones anteriores se mostraron ciertas técnicas de identificación de parámetros basadas en mínimos cuadrados. En esta sección se utilizarán estas técnicas para obtener el modelo del sistema de inyección, e identificar sus parámetros, incluso frente a variaciones rápidas.

En la figura 3.1 se muestra el diagrama en bloques simplificado del sistema de inyección del cual se necesita estimar los parámetros. Los bloques de pre-filtro ( $G_{PF}$ ) y control ( $G_C$ ) utilizados para la simulación corresponden al control RPCC, pero están puestos en forma genérica, dado que los parámetros no se van a realimentar sobre el control en esta primera etapa, y bien podría utilizarse cualquier otro control.

La planta  $G_P^*(z)$  es la descrita en 2.28, con  $q = 1$  y  $0 < p \leq 1$ :

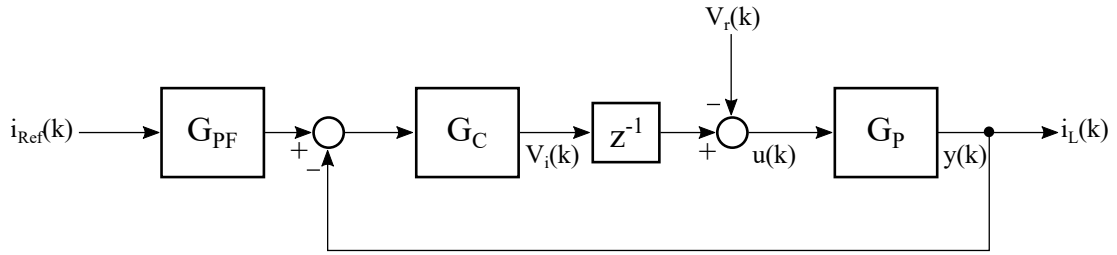


Figura 3.1: Planta a identificar

$$G_P^*(z) = z^{-1} \frac{T_s}{L} \frac{(1-p)z^{-1} + p z^{-2}}{1 - e^{-r_L T_s/L} z^{-1}} = z^{-1} G_P(z) \quad (3.58)$$

En el diagrama en bloques el retardo entero de cálculo se encuentra separado de la planta  $G_P(z)$ ; teniendo en cuenta que en este caso  $q = 1$ , y sabiendo que  $p = q - \Delta$  y  $\delta = 1 - \Delta$ , se tiene que  $\delta$  y  $p$ , son equivalentes, por lo que la planta a ser identificada queda:

$$G_P(z) = \frac{T_s}{L} \frac{(1-\delta)z^{-1} + \delta z^{-2}}{1 - e^{-r_L T_s/L} z^{-1}} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1}} = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (3.59)$$

siendo  $b_1 = \frac{T_s}{L}(1-\delta)$ ,  $b_2 = \frac{T_s}{L}\delta$  y  $a_1 = e^{-r_L T_s/L}$  los parámetros que deben ser identificados.

En la figura 3.2 se muestra el diagrama en bloques del sistema con el identificador conectado en bornes de la planta.

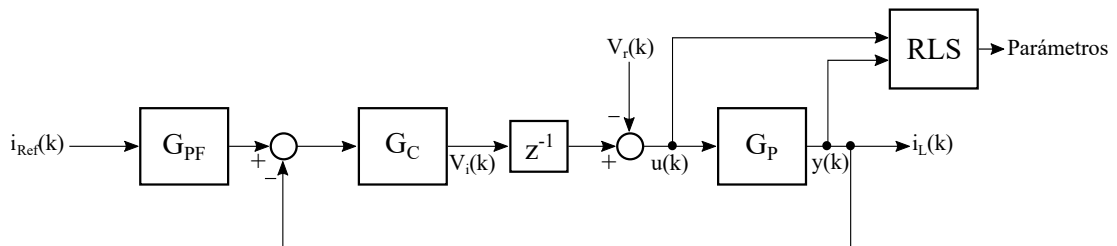


Figura 3.2: Planta a identificar

La entrada a la planta  $u(k)$  es la tensión  $v_L(k)$  aplicada sobre la inductancia, mientras que la salida de la planta  $y(k)$  es la corriente  $i_L(k)$  que circula por



el inductor. Es necesario armar el modelo de regresión por lo que si se despeja adecuadamente:

$$(b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})U(Z) = Y(Z)(1 - a_1 z^{-1}) \quad (3.60)$$

y se transforma (3.60) a una ecuación en diferencias queda:

$$b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) = y(k) - a_1 y(k-1) \quad (3.61)$$

En este modelo de regresión, el vector de regresores y el vector de parámetros a ser identificados son:

$$\begin{aligned} \varphi^T(k) &= [y(k-1) \ u(k-1) \ u(k-2)] \\ \theta(k) &= [a_1 \ b_1 \ b_2] \end{aligned} \quad (3.62)$$

En la figura 3.2 se muestra el diagrama en bloques del sistema de control con el algoritmo de identificación. Este enfoque tiene el gran inconveniente de que una de las variables que ingresan al algoritmo RLS, la tensión en bornes del inductor  $u(k)$ , no está disponible o no al menos en forma directa. Las variables a las cuales se tiene acceso son la corriente del inductor (la salida  $y(k)$ ) y la tensión de operación que entrega el controlador  $v_i(k)$ .

Teniendo en cuenta la disponibilidad de variables ( $i_L(k)$  y  $v_i(k)$ ), en una primera instancia se podría colocar el identificador como se muestra en la figura 3.3.

Siguiendo este diagrama, al intentar armar el modelo de regresión, suponiendo que la entrada al identificador es únicamente  $v_i(k)$  y la salida  $i_L(k)$  queda lo siguiente:

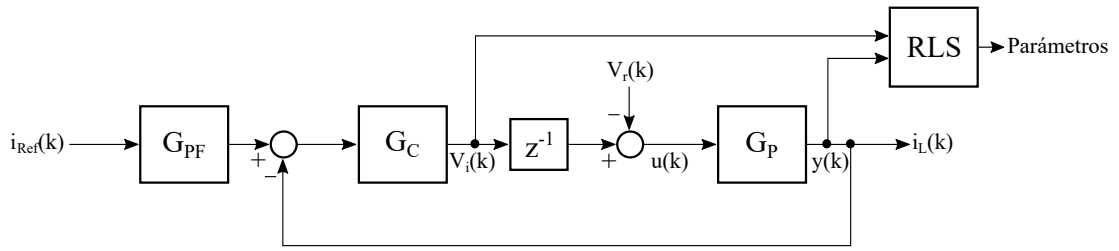


Figura 3.3: Planta a identificar

$$y(k) = a_1 y(k-1) + b_1 v_i(k-2) + b_2 v_i(k-3) - b_1 v_r(k-1) - b_2 v_r(k-2) \quad (3.63)$$

Se puede observar que en realidad hay 2 términos extra debidos a la tensión de red. No tener en cuenta estos dos términos provoca que el identificador no converja a los parámetros esperados. Existen dos enfoques para dar solución a este inconveniente, o bien utilizar un modelo de regresión ampliado que identifique todos los parámetros presentes o bien reestructurar la ecuación de regresión y generar una variable artificial de entrada al algoritmo RLS que contemple tanto el efecto de la tensión de operación como el de la tensión red.

El primer enfoque consiste en armar un modelo de regresión ampliado (sistema MISO - multiple input, single output), de 6 parámetros, como se muestra a continuación:

$$y(k) = a_1 y(k-1) + b_1 v_i(k-2) + b_2 v_i(k-3) - c_1 v_r(k-1) - c_2 v_r(k-2) \quad (3.64)$$

en donde el vector de regresores ampliado y el vector de parámetros a identificar son

$$\begin{aligned}\varphi^T(k) &= [y(k-1) \ v_i(k-2) \ v_i(k-3) \ -v_r(k-1) \ -v_r(k-2)] \\ \theta(k) &= [a_1 \ b_1 \ b_2 \ c_1 \ c_2]\end{aligned}\quad (3.65)$$

Este enfoque tiene como gran desventaja la cantidad de parámetros a ser identificados, siendo crítico en aplicaciones de identificación en tiempo real. Se debe recordar que una de las operaciones que se realizan al resolver problemas de mínimos cuadrados es la inversión de una matriz. En este caso, la matriz en cuestión es de orden 6, por lo cual, la cantidad de operaciones necesarias es extremadamente elevada. Esto puede provocar que la cantidad de tiempo requerido por la etapa de identificación consuma la mayor parte del tiempo disponible para el procesamiento (o más del disponible), provocando errores catastróficos al sistema de control. Por otro lado, este enfoque resulta además de poco conveniente, poco eficiente, dado que los dos parámetros asociados a la tensión de red  $c_1$  y  $c_2$  son los mismos parámetros asociados a la tensión de operación del inversor  $b_1$  y  $b_2$ . Si bien en esta tesis este enfoque se descarta, es necesario destacar que armar un sistema ampliado es de gran utilidad en aplicaciones en las que se utiliza un filtro LCL, con inductores de salida y entrada de distinto valor.

El segundo enfoque, es reacomodar la ecuación 3.63, agrupando los términos cuyos parámetros sean los mismos. Reagrupando se llega a:

$$y(k) = a_1 y(k-1) + b_1 \underbrace{(v_i(k-2) - v_r(k-1))}_{u(k-1)} + b_2 \underbrace{(v_i(k-3) - v_r(k-2))}_{u(k-2)} \quad (3.66)$$

En la figura 3.4 se muestra el diagrama en bloques de este enfoque, siendo  $u(k)$

la entrada al identificador, la diferencia entre la tensión de operación retardada en una muestra  $v_i(k - 1)$  y la tensión de red  $v_r(k)$ .

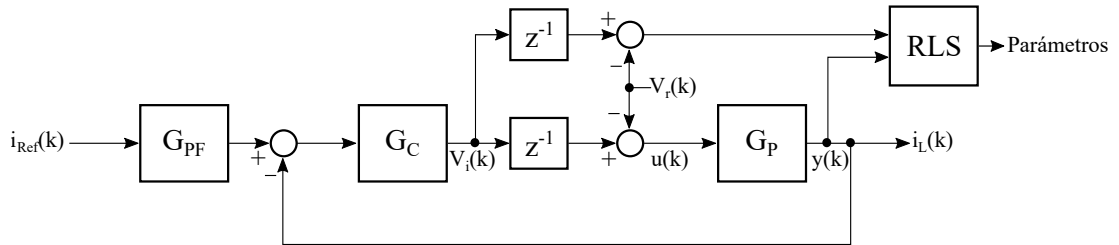


Figura 3.4: Planta a identificar

Utilizando este enfoque, se arma el modelo de regresión para identificar el sistema de inyección, el cual contiene parámetros que pueden variar con el tiempo en forma lenta (debidos por ejemplo a aumentos de temperatura, saturaciones, etc), o bien en forma abrupta por cambios en el punto de operación (tiempos muertos, desconexiones, etc). Es deseable, que el algoritmo de identificación pueda seguir estos cambios, e identificar parámetros que cambian en forma abrupta, sin diverger y en un tiempo razonable.

### 3.7.1. Identificación del sistema de inyección utilizando el algoritmo RLS con factor de olvido

El primer algoritmo utilizado para identificar los parámetros  $a_1$ ,  $b_1$  y  $b_2$  es un RLS (recursive least square) con factor de olvido. El primer ensayo consiste en identificar una variación en forma de escalón del valor de inductancia, pasando de un valor inicial  $L_O=1.5\text{mH}$  a un valor  $L_f = 1\text{mH}$  en  $t = 0,1\text{s}$ .

En la figura 3.5 se muestran los parámetros identificados por el algoritmo utilizando un factor de olvido  $\lambda=0.9998$ . En rojo se muestran los valores teóricos a los cuales el algoritmo debe converger, y en azul, los parámetros obtenidos mediante el algoritmo. Los parámetros  $a_1$ ,  $b_1$  y  $b_2$  se muestran respectivamente

en las figuras 3.5.a, 3.5.b y 3.5.c. En la figura 3.5.d se muestra el error en la identificación de la salida, es decir la diferencia entre el valor de la salida y su estima en el instante  $k$ ,  $error = y(k) - \hat{y}(k)$ .

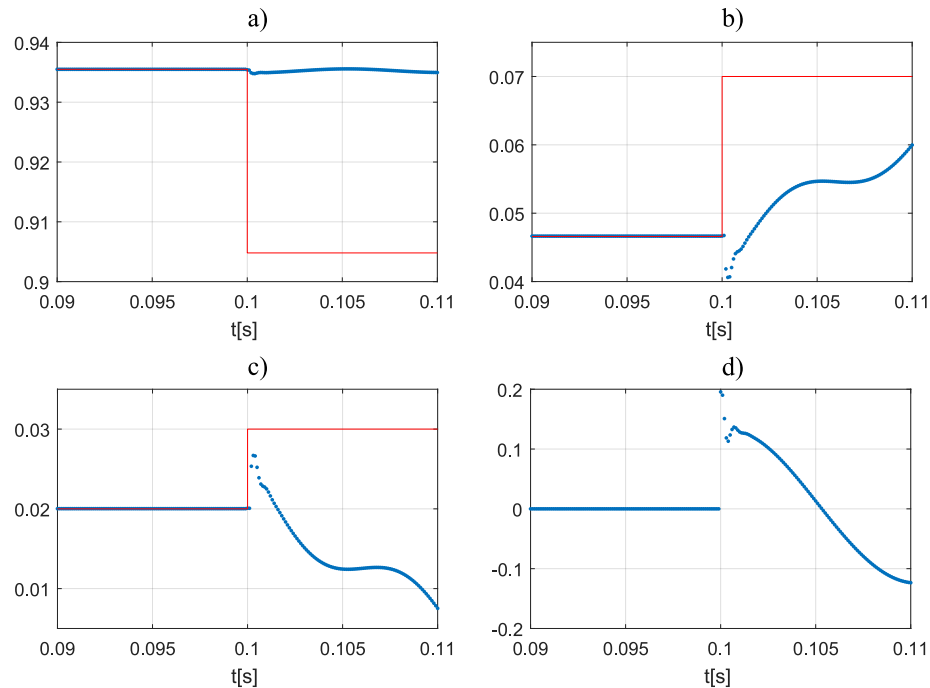


Figura 3.5: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método RLS - Factor de olvido  $\lambda=0.9998$   
 Variación de Inductancia  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_1 = 1\text{mH}$  en  $t = 0.1\text{s}$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_1$  c) Parámetro  $b_2$  d)  $error = y - \hat{y}$

Se puede observar que el algoritmo no es capaz de seguir la variación abrupta de los parámetros. Una de las posibles causas, es un valor muy elevado del factor de olvido. Cuanto más cercano a uno es el factor de olvido, mas preciso, pero también mucho mas lento se torna el algoritmo. Puede observarse que antes de la variación en escalón, el algoritmo había conseguido identificar los parámetros en forma muy precisa.

En la figura 3.6 se muestran los parámetros identificados por el algoritmo utilizando un factor de olvido  $\lambda = 0.9995$ . No se aprecia una mejora notable al haber disminuido el factor de olvido. Se ensayaron diversos valores, cada vez

menores de  $\lambda$ , sin lograr obtener mejoras sustanciales. Para valores muy pequeños de factor de olvido el algoritmo diverge.

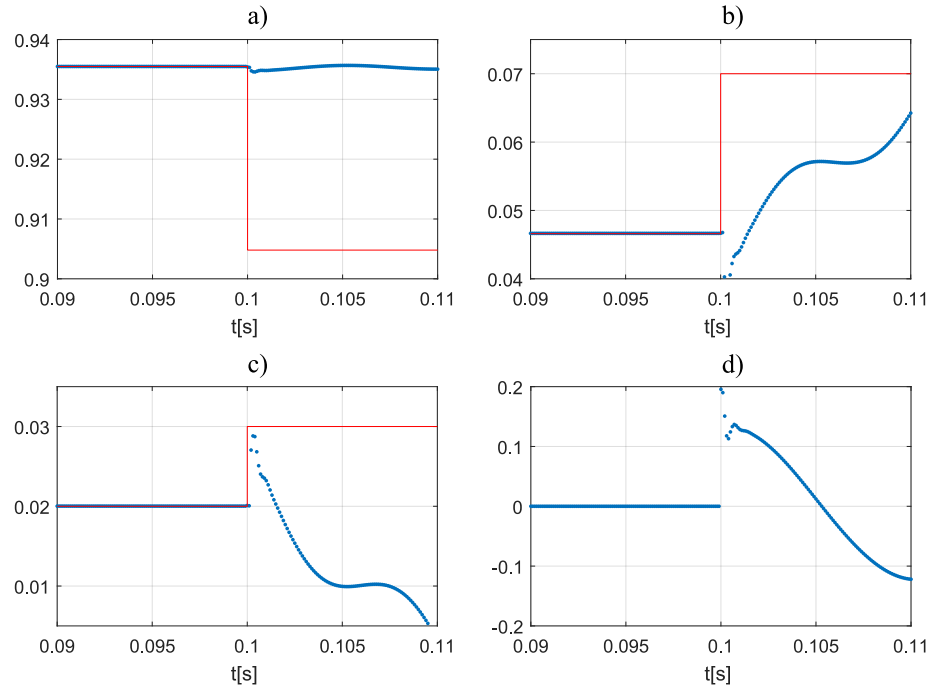


Figura 3.6: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método RLS - Factor de olvido  $\lambda=0.9995$   
 Variación de Inductancia  $L_0=1.5\text{mH}$  a  $L_1=1\text{mH}$  en  $t=0.1\text{s}$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_1$  c) Parámetro  $b_2$  d)  $error = y - \hat{y}$

El segundo ensayo consiste en identificar una variación en el valor de retardo fraccionario de  $\delta_0=0.3$  a  $\delta_f=0.8$ . Recordando que los parámetros a identificar son  $a_1 = e^{-rLT_s/L}$ ,  $b_1 = \frac{T_s}{L}(1 - \delta)$  y  $b_2 = \frac{T_s}{L}\delta$ , puede esperarse que el primer parámetro no varíe dado que no depende del retardo fraccionario  $\delta$ .

En la figura 3.7 se muestran los parámetros identificados utilizando un factor de olvido  $\lambda=0.9998$ . Puede observarse que nuevamente el algoritmo no logra identificar las variaciones en los parámetros  $b_1$  y  $b_2$  (que son los que dependen de  $\delta$ ), y el parámetro  $a_1$  que no depende del retardo, se torna divergente.

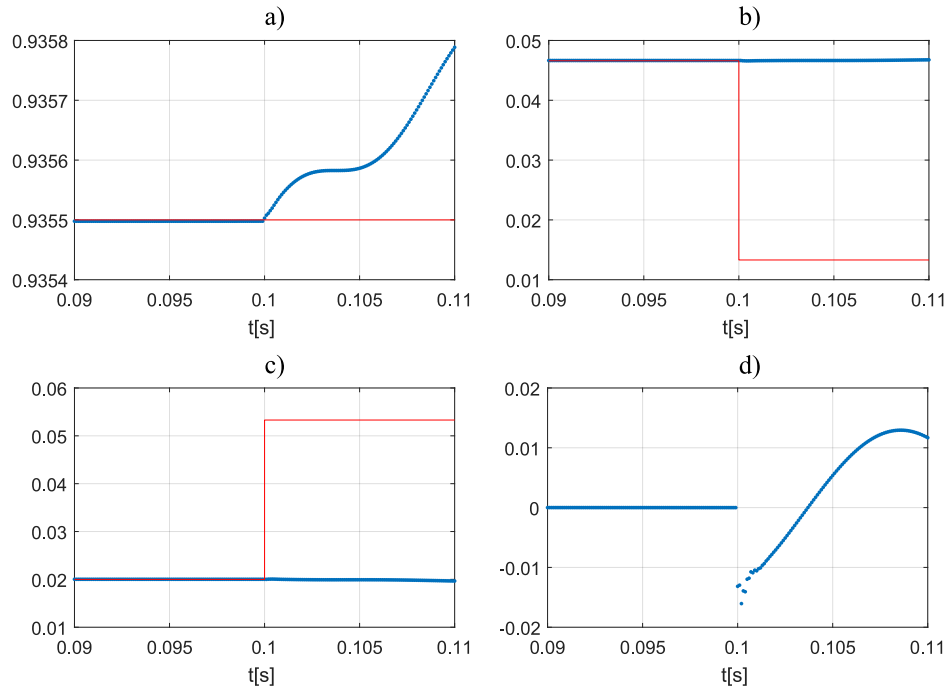


Figura 3.7: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método RLS - Factor de olvido  $\lambda = 0.9998$   
 Variación de Retardo  $\delta_0 = 0.3$  a  $\delta_1 = 0.8$  en  $t = 0.1s$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}$

### 3.7.2. Identificación del sistema de inyección utilizando el algoritmo RLS con reseteo de matriz de covarianza

En algunas situaciones, como en los ensayos previamente realizados, los parámetros se mantienen constantes por un largo período de tiempo, y ocasionalmente cambian abruptamente. En estos casos, el método del factor de olvido puede no ser suficiente, y es más apropiado, resetear la matriz de covarianza  $P$  [24].

En este caso se toma como variable umbral el valor del error en la identificación, es decir,  $error = y(k) - \hat{y}(k)$ , siendo  $\hat{y}(k)$  la estima de la variable de salida en el instante  $k$ . El valor del umbral, es decir, el valor que provoca el reseteo de la matriz de covarianza a su valor inicial (definido previamente como  $P_0 = \alpha Id$ , con  $Id$  la matriz identidad y  $\alpha$  muy grande) se halla en forma heurística.

En la figura 3.8 se muestran los parámetros obtenidos mediante el algoritmo RLS con factor de olvido  $\lambda = 0.9998$  y reseteo de matriz de covarianza cuando  $|error| > 0.05$ , para una variación en la inductancia de  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_f = 1\text{mH}$ . Se observa gran una mejora con respecto al algoritmo sin reseteo. El identificador es capaz de seguir las variaciones paramétricas sin dificultades.

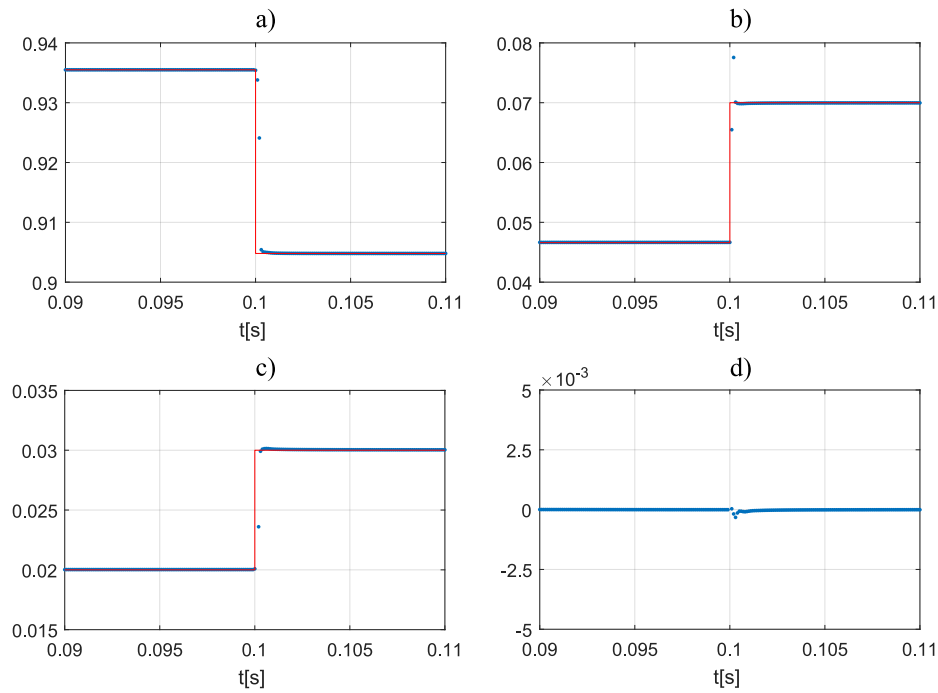


Figura 3.8: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método RLS - Factor de olvido  $\lambda = 0.9998$   
 Con reseteo de matriz de covarianza para  $|error| > 0.05$   
 Variación de Inductancia  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_1 = 1\text{mH}$  en  $t = 0.1\text{s}$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}$

En la figura 3.9 se muestran los parámetros obtenidos mediante el algoritmo RLS con  $\lambda = 0.9998$  y reseteo de matriz de covarianza cuando  $|error| > 0.05$ , para una variación en el retardo fraccionario  $\delta$  de  $\delta_0 = 0.3$  a  $\delta_f = 0.8$ . En este segundo ensayo, el algoritmo falló al seguir las variaciones paramétricas, mostrando incluso divergencia al hallar el parámetro  $a_1$  el cual no depende del retardo fraccionario.



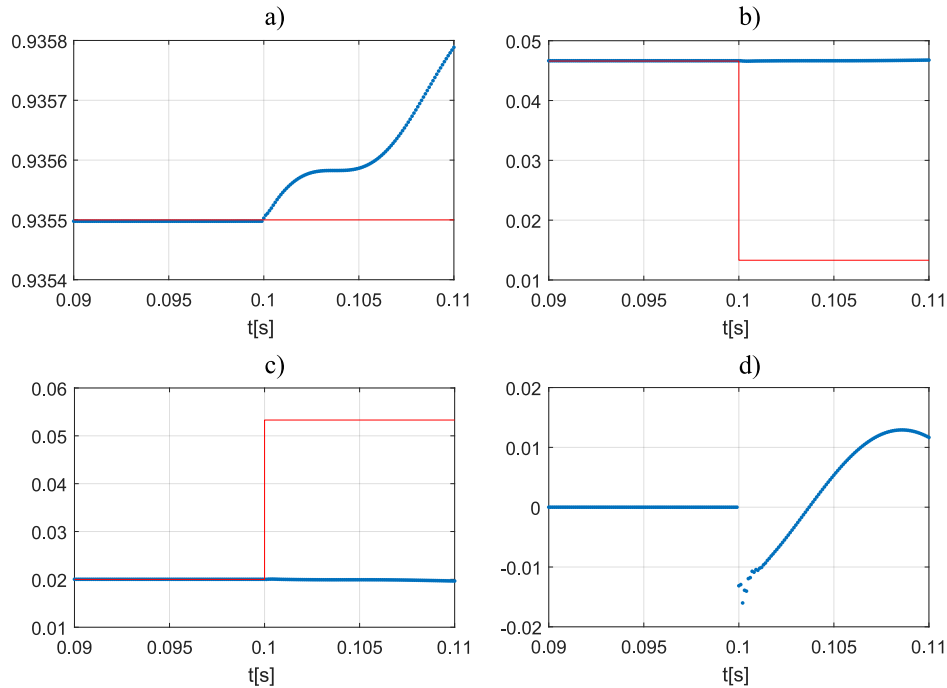


Figura 3.9: Identificación de parámetros (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método RLS - Factor de olvido  $\lambda=0.9998$   
 Con reseteo de matriz de covarianza para  $|error| > 0.05$   
 Variación de Retardo  $p_0=0.3$  a  $p_1=0.8$  en  $t = 0.1s$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}$

Se probaron distintos umbrales de error y distintas combinaciones de umbral y factor de olvido, y con ninguno se logró identificar la variación de retardo.

Se concluye que el algoritmo RLS, con factor de olvido, y con reseteo de matriz de covarianza, mejora con respecto al RLS con factor de olvido, pero no logra seguir todos los cambios paramétricos abruptos. Esto puede ser un gran problema en un sistema sometido a grandes variaciones del punto de operación (principalmente producto de las alinealidades de la planta como los tiempos muertos), por lo que es necesario encontrar un algoritmo de identificación más robusto. Se propone, utilizar una descomposición ortogonal QR.

### 3.7.3. Identificación del sistema de inyección utilizando el algoritmo QRD-RLS

Como previamente se realizó con el algoritmo RLS, se realizan dos ensayos para evaluar la capacidad de seguimiento de parámetros con grandes variaciones del algoritmo QRD-RLS.

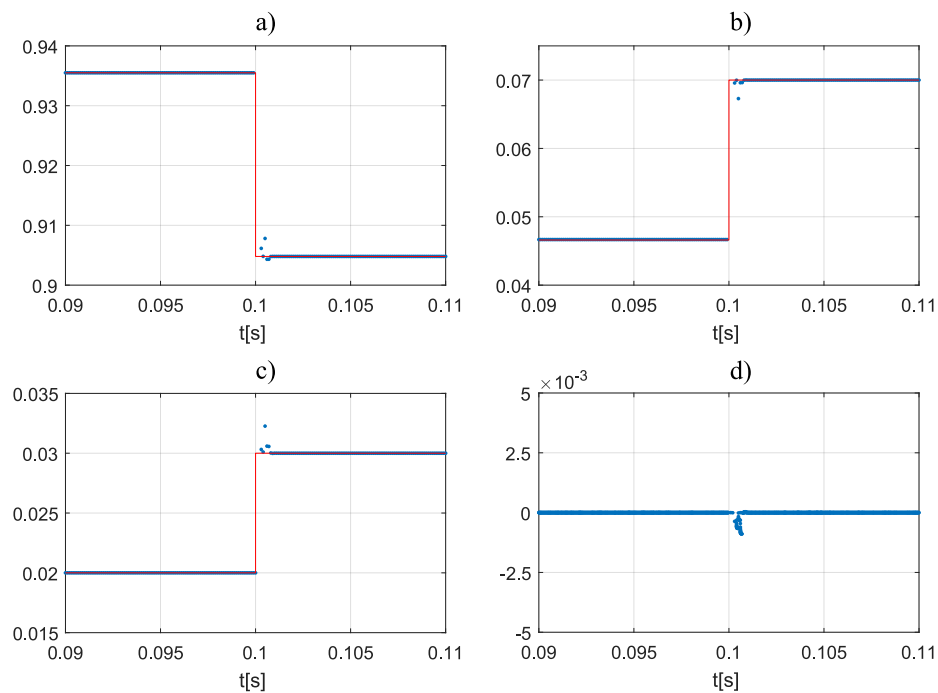


Figura 3.10: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)

Método QRD-RLS - Factor de olvido  $\lambda = 0.98$

Variación de Inductancia  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_1 = 1\text{mH}$  en  $t = 0.1\text{s}$

a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}_{est}$

El primer ensayo consiste en identificar una variación en forma de escalón del valor de inductancia, pasando de un valor inicial  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a un valor  $L_f = 1\text{mH}$  en  $t = 0.1\text{s}$ . El algoritmo utilizado es un QRD-RLS con factor de olvido basado en rotaciones de Givens. Se ensayan distintos factores de olvido.

El primer algoritmo utiliza un factor de olvido de  $\lambda = 0.98$ . En la figura 3.10 se muestran los parámetros obtenidos con él. El algoritmo consigue identificar

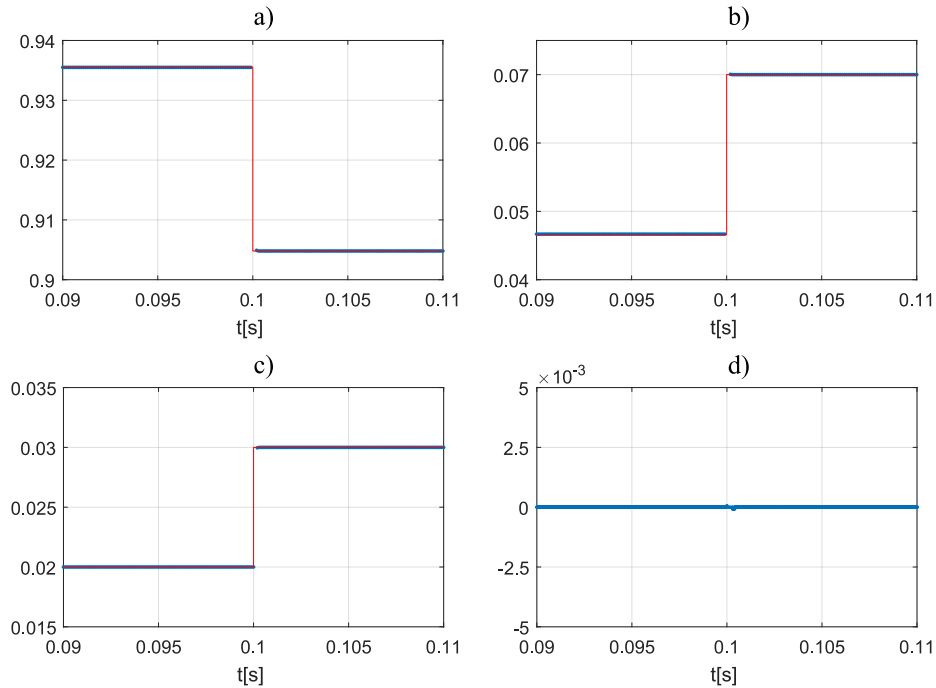


Figura 3.11: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método QRD-RLS - Factor de olvido  $\lambda = 0,95$   
 Variación de Inductancia  $L_0 = 1,5mH$  a  $L_1 = 1e - 3$  en  $t = 0,1s$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}_{est}$

los parámetros con bastante precisión, observándose en la zona de transición un pequeño error. El tiempo de convergencia es menor a  $2ms$  (10 veces menos a un período de red), por lo que se considera muy adecuado.

En las figuras 3.11 y 3.12 se muestran los parámetros identificados utilizando factores de olvido  $\lambda = 0.95$  y  $\lambda = 0.90$  respectivamente. Puede notarse que los algoritmos logran seguir las variaciones paramétricas sin problemas. Puede notarse que en el caso de utilizar  $\lambda = 0.90$  (figura 3.12) el error es casi imperceptible, y tiempo de convergencia es mínimo.

El segundo ensayo consiste en identificar una variación en forma de escalón del retardo fraccionario, pasando de un valor inicial  $d_0 = 0.3$  a un valor  $\delta_f = 0.8$  en  $t = 0.1s$ .

En la figura 3.13 se muestran los parámetros identificados utilizando un factor

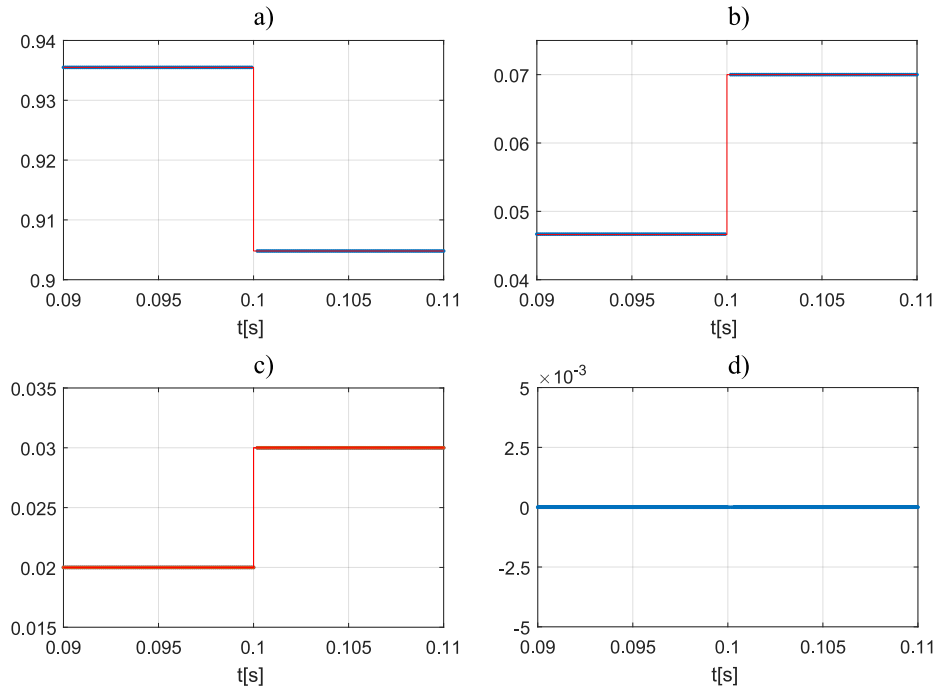


Figura 3.12: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método QRD-RLS - Factor de olvido  $\lambda = 0.90$   
 Variación de Inductancia  $L_0=1.5\text{mH}$  a  $L_1=1\text{mH}$  en  $t = 0.1\text{s}$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}_{est}$

de olvido  $\lambda = 0.9$ . Puede observarse que el algoritmo logra seguir las variaciones paramétricas, presentando error mínimo y tiempo de convergencia muy bajo.

Se concluye que el algoritmo QRD-RLS con factor de olvido basado en rotaciones de Givens es adecuado para identificar sistemas con grandes y rápidas variaciones paramétricas.

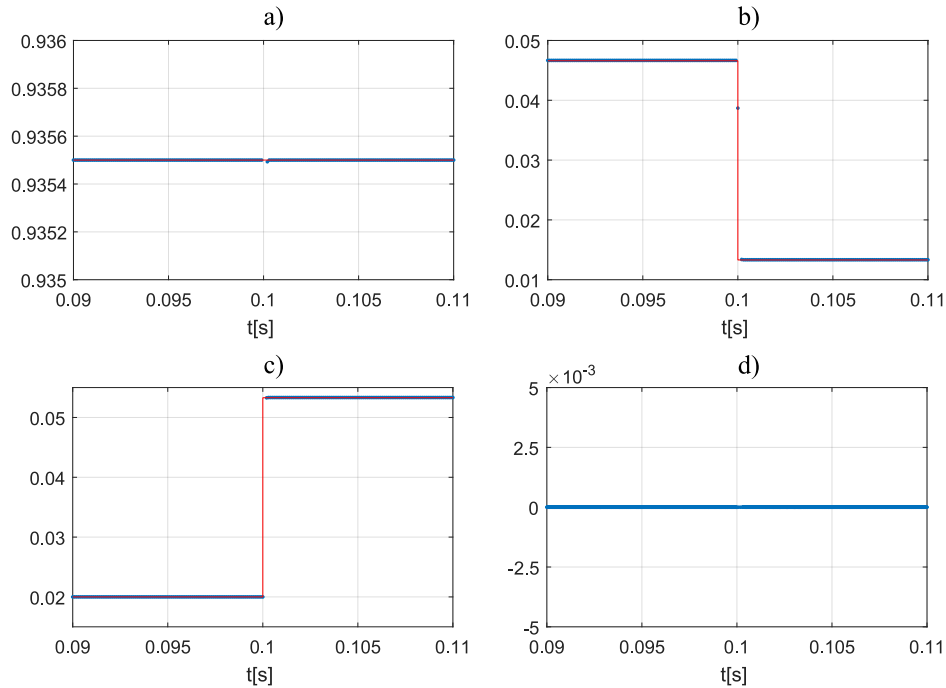


Figura 3.13: Parámetros identificados (azul) vs. Valores teóricos (rojo)  
 Método QRD-RLS - Factor de olvido  $\lambda = 0.90$   
 Variación de Retardo  $p_0=0.3$  a  $p_1 = 0.8$  en  $t = 0.1s$   
 a) Parámetro  $a_1$  b) Parámetro  $b_2$  c) Parámetro  $b_3$  d)  $error = y - \hat{y}_{est}$

### 3.8. Conclusiones

En este capítulo se analizó la capacidad de los algoritmos RLS y QRD-RLS para identificar plantas con grandes variaciones paramétricas. Se realizaron dos ensayos, uno suponiendo fijo el retardo fraccionario y con inductancia variante, y otro suponiendo inductancia de valor fijo y retardo variable.

Se compararon algoritmos RLS con distintos factores de olvido, y con reseteo de la matriz de covarianza. Si bien el reseteo de la matriz de covarianza mostró una mejora importante al identificar ciertas variaciones, no fue suficiente, mostrando falencias al variar el retardo.

Se compararon algoritmos QRD-RLS basados en rotaciones de Givens con distintos factores de olvido. En todos los casos ensayados, los algoritmos lograron

identificar las variaciones paramétricas tanto de inductancia como de retardo. El algoritmo QRD-RLS con factor de olvido  $\lambda = 0.90$  mostró ser el más rápido y con menor error.

Se concluye que en sistemas sometidos a grandes variaciones del punto de operación, el algoritmo RLS no es suficiente para realizar la identificación, por lo que se debe recurrir a algoritmos más robustos como el QRD-RLS.

# Capítulo 4

## Control de Corriente

### 4.1. Introducción

En este capítulo se hace una breve reseña sobre los controles de corriente predictivos dead-beat, base de esta tesis, analizando las problemáticas asociadas a los mismos. Posteriormente, se hace una introducción al control adaptativo, mencionando sus características principales.

Los controles que son descritos a continuación son del tipo dead-beat, lo que significa que la respuesta del sistema debe lograr igualar a la referencia en un número finito de períodos de muestreo, y el error en régimen permanente debe ser nulo (dead-beat ripple-free) [3].

El algoritmo del control de corriente predictivo original, está basado en un modelo discreto y promediado del sistema. Dicho modelo tiene en cuenta únicamente la dinámica de baja frecuencia, despreciando la componente a la frecuencia de conmutación, es decir sólo tiene en cuenta la tensión de red promedio y la corriente de salida promedio. El algoritmo utiliza un modelo discreto lineal de la

etapa de potencia, por lo que todas las técnicas de análisis y diseño de sistemas de control lineales son válidas. El control de corriente predictivo original tiene la desventaja de que si el retardo total en el lazo de control no es exactamente igual a un período de muestreo, el control se torna inestable aún para pequeños retardos adicionales [4]. Por lo cual, si bien los requerimientos de procesamiento de este algoritmo son moderados, es muy difícil lograr un controlador estable, con respuesta transitoria dead-beat y robusto frente a parámetros variantes. En [39] proponen un enfoque alternativo que consiste en adelantar el muestreo de las variables de entrada. Esta propuesta logra mejorar la robustez frente a variaciones paramétricas, tolerando una discrepancia del 100 % entre el valor de inductancia programada y el valor real de la misma. Incluso logrando esta mejora, el retardo máximo permitido es de un período de muestreo, por lo que al igual que en el enfoque clásico es difícil lograr un controlador estable con respuesta transitoria dead-beat y buena robustez a variaciones paramétricas.

## 4.2. Control de Corriente Predictivo y Robusto

Los controladores predictivos buscan aplicar un esquema de predicción o estimación de las variables en juego de forma de lograr una mejora en la respuesta transitoria y de estado permanente del controlador de corriente resultante. Es por ello que en [4] realizan una mejora al esquema de predicción mediante el uso de un observador de Luenberger. El observador provee una estima de los estados internos del sistema a partir de mediciones de entrada y salida. En el caso particular del sistema de inyección, todos los estados internos son accesibles debido a que la única variable de estado del modelo es la corriente sobre el inductor. El observador puede interpretarse además como un filtro digital sobre la corriente medida cuyo



ancho de banda o velocidad de convergencia se ajusta en función de la exactitud del modelo utilizado para el observador.

Recordando la transferencia discreta de la planta descrita en (2.5), y despejando la corriente sobre el inductor se tiene que

$$i_L[k + 1] = \beta i_L[k] + \alpha (\bar{v}_i[k] - \bar{v}_r[k]) \quad (4.1)$$

siendo  $\alpha = T_s/L$  y  $\beta = e^{-rL T_s/L}$ .

A partir de (4.1) es necesario obtener una expresión para la tensión  $v_i$  que debe imponer el inversor de forma de lograr que la corriente promedio sobre el inductor de salida iguale al valor de referencia  $i_{ref}$ . Debido a que se considera que el valor de inductancia puede variar, es necesario hacer una distinción entre el valor  $L$ , que representa el verdadero valor de la inductancia de filtro y  $L_m$  que representa el valor programado de inductancia utilizado para realizar los cálculos del control.

Despejando  $\bar{v}_i$  de la ecuación (4.1) se tiene

$$\bar{v}_i[k] = \frac{1}{\alpha_m} (i_L[k + 1] - \beta_m i_L[k]) + \bar{v}_r[k] \quad (4.2)$$

en donde  $\alpha_m = T_s/L_m$ ,  $\beta_m = e^{-rL_m T_s/L_m}$ ,  $i_L[k + 1]$  debe ser igual a  $i_{ref}$  y el valor de  $i_L[k]$  se reemplaza por una estima efectuada a través del observador de Luenberger:

$$\hat{i}_L[k] = \beta_m \hat{i}_L[k - 1] + \alpha_m (v_i[k - 1] - \hat{v}_r[k - 1]) + K_0 (i_L[k - 1] - \hat{i}_L[k - 1]) \quad (4.3)$$

donde  $K_0$  es la ganancia del observador y  $p_0$  el polo del filtro digital equivalente, siendo que ambos se relacionan mediante  $p_0 = 1 - K_0$ . Si  $K_0 \rightarrow 1$  el control

predictivo robusto se transforma en el control predictivo tradicional.

Debido a que la tensión de red varía lentamente durante el intervalo de conmutación, es posible estimar la tensión promedio en el intervalo  $kT_s$  en base a muestras previas, efectuando una interpolación lineal, considerando que se cumple:

$$\Delta v_r[k] = \Delta v_r[k - 1] = \Delta v_r[k - 2] \quad (4.4)$$

Considerando esto, el valor promedio de red en el intervalo  $k$ -ésimo se estima como

$$\hat{v}_r[k] = v_r[k - 1] + \Delta v_r[k - 1] + \frac{\Delta v_r[k]}{2} \quad (4.5)$$

dado que si se supone que la tensión varía en forma lineal durante el intervalo de conmutación, el valor promedio se da en mitad de dicho intervalo. Utilizando las muestras tomadas previamente  $v_r[k - 1]$  y  $v_r[k - 2]$  se obtiene:

$$\hat{v}_r[k] = \frac{5}{2}v_r[k - 1] - \frac{3}{2}v_r[k - 2] \quad (4.6)$$

Este valor, se utiliza en el lazo de control como un término *feed-forward* para cancelar el efecto de la tensión de red sobre la corriente del inductor.

El retardo total entre la adquisición de las variables y la corriente de salida igualando la referencia es de dos muestras, por lo tanto este algoritmo corresponde a un *dead-beat* de dos muestras.

En la figura 4.1 se muestra el diagrama en bloques del control de corriente predictivo y robusto (RPCC).

La transferencia de lazo abierto de este controlador es:

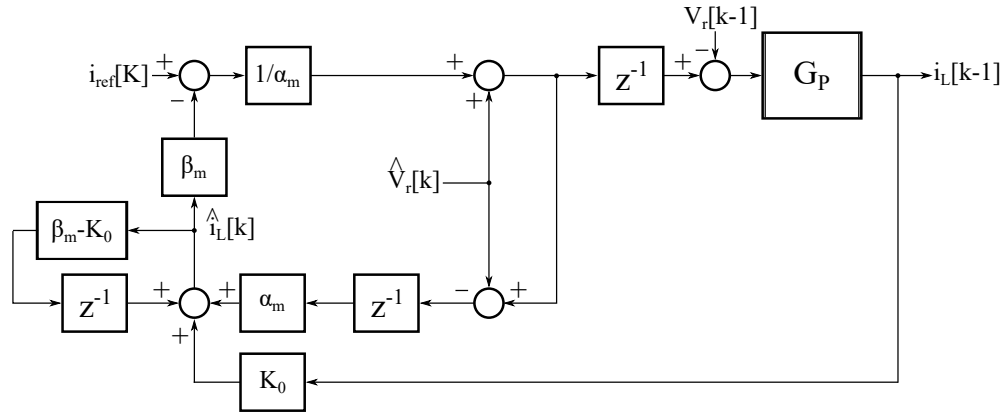


Figura 4.1: Diagrama en bloques control RPCC

$$H(z) = \frac{\alpha}{\alpha_m} K_0 \beta_m \frac{z^{-2}}{(1 - \beta z^{-1})(1 + K_0 z^{-1})} \quad (4.7)$$

Por lo tanto, la ecuación característica de lazo cerrado es:

$$1 + H(z) = z^2 + (K_0 - \beta)z + K_0 \beta \left( \frac{\alpha}{\alpha_m} \frac{\beta_m}{\beta} - 1 \right) = 0 \quad (4.8)$$

cuyos polos a lazo cerrado son:

$$p_{1,2} = \frac{(\beta - K_0)}{2} \pm \frac{\sqrt{(\beta - K_0)^2 - 4 K_0 \beta \left( \frac{\alpha}{\alpha_m} \frac{\beta_m}{\beta} - 1 \right)}}{2} \quad (4.9)$$

Puede observarse en la ecuación(4.9) que los polos a lazo cerrado se mantiene dentro del círculo unitario en función del valor de  $K_0$ , mejorando los límites en la variación de la inductancia de los controladores predictivos mencionados anteriormente.

Suponiendo que la variación de parámetros afecta principalmente al parámetro  $\alpha_m$ , es decir, considerando  $\beta \approx \beta_m$  se llega a que el sistema es estable si:

$$0 < \frac{L_m}{L} < \frac{1 + K_0}{K_0} \quad (4.10)$$

En los controles programados, se utiliza  $K_0=0.5$ , con lo cual

$$0 < \frac{L_m}{L} < 3 \quad (4.11)$$

En la figura 4.2 se muestra el lugar de raíces del sistema para variaciones de  $L_m/L$ .

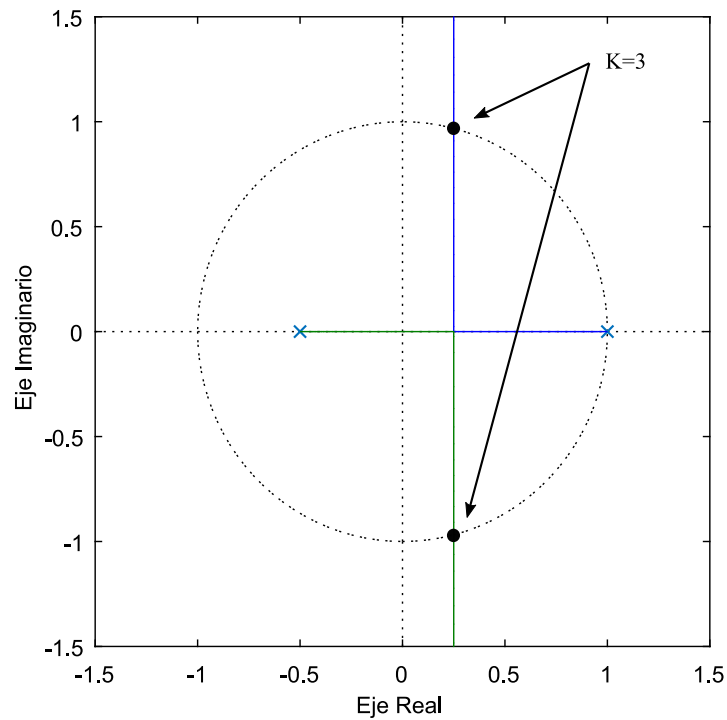


Figura 4.2: Lugar de raíces para el control RPCC - Variaciones de  $K = L_m/L$  - retardo=0 - La intersección con el círculo unitario se da para  $K = 3$

Si  $\alpha_m = \alpha$  y  $\beta_m = \beta = 1$ , la transferencia de lazo cerrado  $TLC(z) = z^{-2}$ , lo que significa que el control se comporta como un *dead-beat* de dos muestras para cualquier valor de  $K_0$ . Al igual que en los casos mencionados previamente, es difícil lograr en la práctica un controlador con respuesta transitoria *dead-beat*, aunque mediante una apropiada selección de  $K_0$  es posible aumentar la robustez a variaciones paramétricas.

Como conclusión, los controles predictivos son de los controles más rápidos, con un buen desempeño, con un costo computacional más que aceptable, pero son extremadamente sensibles a las variaciones paramétricas, errores en el modelado, y aun más a los retardos no modelados. Todos y cada uno de estos aspectos pueden mejorarse, si al control predictivo se le agrega una etapa adaptativa, para modificar el comportamiento del control en forma adecuada.

### 4.3. Control Adaptativo

En el lenguaje cotidiano, adaptar significa cambiar el comportamiento de algo para adecuarse a nuevas circunstancias. En forma intuitiva, un controlador adaptativo es un controlador que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del proceso y en función de las perturbaciones presentes. Debido a que la realimentación ordinaria también intenta reducir el efecto tanto de las perturbaciones como de las incertezas de la planta, la pregunta acerca de la diferencia entre la realimentación y el control adaptativo surge indefectiblemente. Si bien existen muchas definiciones de control adaptativo, una de las más aceptadas es que un control adaptativo es un tipo especial de control no lineal en el que el estado del proceso puede ser separado en dos escalas de tiempo que evolucionan a distinta velocidad. La escala lenta corresponde a cambio en los parámetros y por consiguiente a la velocidad con la cual los parámetros del regulador son modificados, y la escala rápida que corresponde a la dinámica del bucle ordinario de realimentación [23].

#### 4.3.1. Esquemas adaptativos

El esquema general de un sistema de control adaptativo puede pensarse como un sistema con dos lazos. Un primer lazo de realimentación estándar, compuesto

por la planta y un controlador. Y un segundo lazo para ajustar los parámetros del control.

Existen diversos tipos de controles adaptativos, entre los cuales se pueden mencionar: Controles Adaptativos por Modelo de Referencia (MRAC, del inglés Model Reference Adaptive Control) y Reguladores Auto-Ajustables (STR, del inglés Self Tuning Regulators). Existen además otro tipo de controladores que proporcionan buenas características de regulación en presencia de cambios de los parámetros del sistema y que según la definición anterior no son realmente adaptativos, puesto que la adaptación se realiza en lazo abierto. Una familia de controles con adaptación en lazo abierto muy utilizados son los llamados controles con planificación de ganancia (GS, del inglés Gain Scheduling). Si bien estos controles no encajan dentro de la primera definición de control adaptativo, sí encuadran en la definición dada por Astrom [24], según la cual un control adaptativo es un controlador con parámetros ajustables y un mecanismo para ajustar esos parámetros.

Los MRAC y los STR pueden ser considerados como una aproximación a la solución del problema del control adaptativo. La hipótesis que justifica la aproximación es que para cualquier juego de valores posibles de los parámetros de la planta y las perturbaciones, existe un controlador lineal con una complejidad fijada, tal que el conjunto controlador y planta tienen características pre-especificadas.

- Los controladores adaptativos por modelo de referencia, intentan alcanzar para una señal de entrada definida, un comportamiento en lazo cerrado dado por un modelo de referencia.
- Los reguladores auto-ajustables tratan de alcanzar un control óptimo, sujeto a un tipo de controlador y a la información obtenida del proceso y sus señales.

Estas dos técnicas han sido desarrolladas separadamente durante varios años, pudiéndose demostrar su equivalencia en muchos casos. La principal ventaja que tienen los MRAC es su rápida adaptación para una entrada definida. Sin embargo no se adaptan convenientemente si la señal de entrada al sistema tiene poca riqueza. Por su parte, los STR tienen la ventaja que se adaptan para cualquier caso y en particular para perturbaciones no medibles [23].

A continuación se detallan brevemente las características de cada uno, y se analiza la conveniencia o no de aplicar cada una de las distintas estrategias adaptativas para mejorar el desempeño del control RPCC.

### 4.3.2. Control Adaptativo por Modelo de Referencia

Los controles adaptativos por modelo de referencia son controles en los cuales el desempeño deseado es expresado en términos de un modelo de referencia, el cual brinda la respuesta deseada a la señal de control.

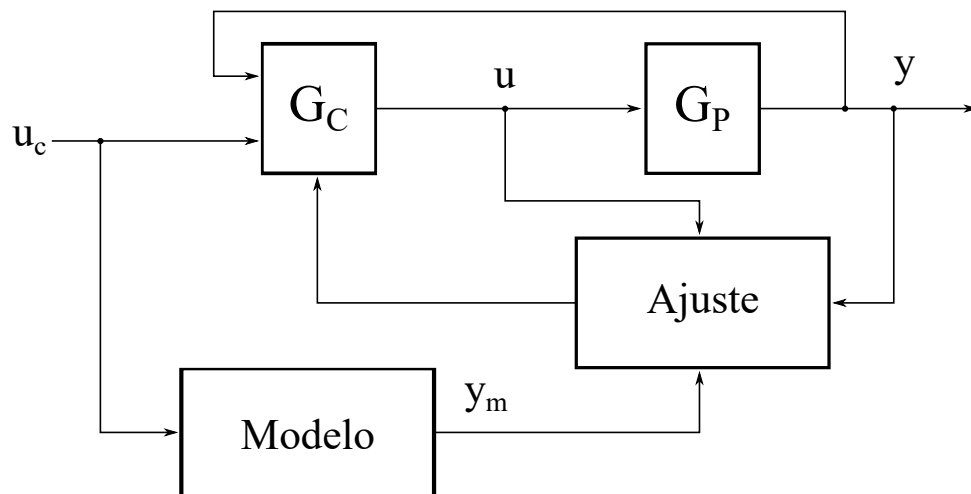


Figura 4.3: Diagrama en bloques Control MRAC

El diagrama en bloques de un MRAC se muestra en la figura 4.3. El sistema tiene un lazo de realimentación interno, compuesto por la planta y el controlador, y otro lazo de realimentación externo que cambia los parámetros del controlador.

Los parámetros son modificados en base a la realimentación del error, que es la diferencia entre la salida del sistema y la salida del modelo de referencia. Para diseñar un MRAC se debe definir el control, el modelo de referencia y la ley de adaptación. El modelo de referencia debe ser tal que en conjunto con el controlador pueda reproducir la respuesta en lazo cerrado deseada. En consecuencia, el controlador debe elegirse de manera tal que pueda obtenerse el comportamiento en lazo cerrado deseado para alguna combinación de sus parámetros. Existen distintas técnicas de diseño para los MRAC siendo una de las más populares la regla del MIT [24], la cual minimiza un índice de actuación, siendo dicho índice la integral del error cuadrático entre la salida del sistema y la salida del modelo. Otra técnica de diseño muy popular se fundamenta en la utilización del segundo método de Lyapunov. El principal inconveniente de éste método es que requiere conocimiento del vector de estados, el cual no siempre es accesible.

### **MRAC para mejorar el desempeño del RPCC**

Debido a que el objetivo principal de tesis es mejorar el desempeño del control RPCC, hallando el mejor conjunto de parámetros que aseguren un comportamiento dead-beat aún en presencia de perturbaciones no-medibles, se considera que un enfoque basado en MRAC no es el más adecuado, debido a la posible pérdida de identificabilidad debida a la realimentación y a la presencia de perturbaciones no medibles como los tiempos muertos. Dado que en esta tesis no se aplica esta estrategia adaptativa, no se entra en el detalle de sus distintas técnicas de diseño.



### 4.3.3. Regulador Auto-ajustable (STR)

Como se mencionó previamente, trabajar sobre sistemas en los cuales las condiciones ambientales o el proceso en si mismo cambian continuamente puede resultar sumamente engorroso. Una forma de simplificar el problema es suponer que el proceso tiene parámetros constantes, pero de valor desconocido. Los reguladores auto-ajustables son una clase de controladores que utilizan esta premisa y en función del conocimiento que se tiene acerca de la dinámica del proceso a controlar, son capaces de ajustarse a si mismos, de manera de obtener la respuesta deseada del sistema a lazo cerrado. Los parámetros del controlador (o bien los parámetros del proceso), son estimados en tiempo real. El esquema típico de un regulador auto-ajustable se muestra en la figura 4.4.

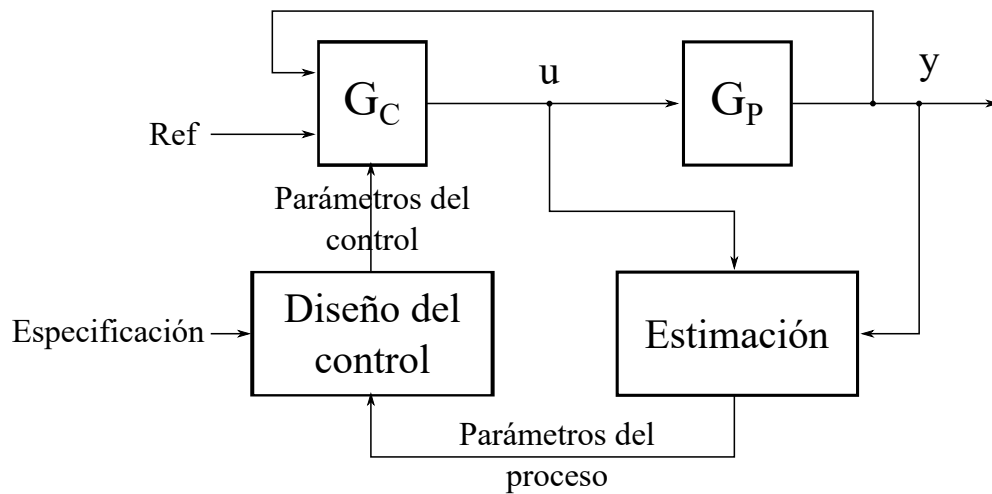


Figura 4.4: Diagrama en bloques control del tipo STR

El término auto-ajustable expresa la propiedad de que los parámetros del controlador convergen a los del controlador que se hubiera diseñado si el proceso fuera conocido. Un resultado interesante, es que esto puede ocurrir, incluso si la estructura del modelo es incorrecta.

Es necesario destacar que para diseñar el controlador, los parámetros identificados deben ser tratados como si fueran ciertos. Esto es llamado, "principio de equivalencia cierta".

Existen numerosas maneras de elegir el modelo y la estructura del controlador y las estimas pueden ser llevadas a cabo continuamente o bien en lotes. El controlador de la figura 4.4 tiene una estructura muy versátil, pero en la literatura son ampliamente utilizados dos enfoques para la obtención del controlador.

El primer enfoque, consiste en estimar los parámetros de la función transferencia de la planta. Esta opción lleva a un algoritmo adaptativo indirecto, dado que los parámetros del controlador no son actualizados directamente, sino en forma indirecta vía la estimación de los parámetros del modelo del sistema.

Por otro lado, para el segundo enfoque, el modelo puede ser re-parametrizado de manera tal de poder estimar los parámetros del controlador en forma directa. Esta opción lleva a un algoritmo adaptativo directo.

Es necesario destacar que en la literatura, en ocasiones hay confusiones en cuanto a la nomenclatura utilizada. Esto es debido a que los métodos indirectos son llamados reguladores auto-ajustables explícitos, dado que los parámetros del modelo se estiman en forma explícita. Los controladores que actualizan directamente los parámetros del control se denominan reguladores auto-ajustables implícitos.

### **STR para mejorar el desempeño del RPCC**

Debido a las características detalladas previamente, una estrategia basada en STR parece ser muy adecuada para modificar el comportamiento del control RPCC frente a variaciones de los parámetros del sistema o incluso en respuesta a perturbaciones no contempladas como puede ser el caso de los tiempos muertos. Con respecto a los tiempos muertos, si bien al utilizar un STR el control se

adaptará encontrando el mejor conjunto de parámetros posible, no es la estrategia mas adecuada para mitigar su efecto. Dado que el efecto de los tiempos muertos varía en forma no lineal con el nivel de referencia de corriente, pero de una manera predecible, es posible mitigar su efecto con una estrategia adaptativa mas económica como el GS.

#### 4.3.4. Controlador de Ganancia Programada

Existen muchas situaciones en las que de antemano se conoce como varía la dinámica de un proceso con las condiciones del punto de operación. Un ejemplo de una posible fuente de cambios en la dinámica de un sistema son las no linealidades conocidas que lo afectan.

Si se conoce de antemano la manera en que el sistema se comporta en cada punto de operación, es posible cambiar los parámetros del controlador monitoreando las condiciones de operación del proceso. Esta idea es conocida como ganancia programada o *gain scheduling* (GS) debido a que este esquema fue utilizado originalmente para realizar cambios unicamente en la ganancia del proceso. Este tipo de control es muy popular en sistemas de control de vuelo, en los que los parámetros del controlador se seleccionan de un conjunto de parámetros pre-calculados en función de la altura de vuelo. Por supuesto, este tipo de control funciona bien si entre la variable auxiliar y la dinámica del sistema existe una fuerte relación, que permite determinar el valor de los parámetros en función del valor observado de la variable auxiliar.

En la figura 4.5 se muestra un diagrama en bloques simplificado de un control con GS. La técnica de GS es una realimentación no lineal de un tipo especial, es decir, tiene un controlador lineal cuyos parámetros son cambiados en función del punto de operación en una forma pre-programada.

La idea de relacionar los parámetros del controlador a variables auxiliares es vieja, pero no era fácil de implementar mediante técnicas analógicas. Hoy en día la implementación de controladores GS es muy sencilla.

### Principio de Funcionamiento

En muchas ocasiones es posible encontrar variables auxiliares que se correlacionan muy bien con cambios en la dinámica del proceso. Utilizando esta información es posible disminuir los efectos de las variaciones paramétricas simplemente cambiando los parámetros del controlador como función de las variables auxiliares. Los controles GS pueden ser vistos como sistemas de control realimentados en los cuales la ganancia es ajustada utilizando una compensación feed-forward. Dado que no existe estimación de parámetros, el factor limitante depende de que tan rápido respondan las mediciones auxiliares a los cambios en el proceso.

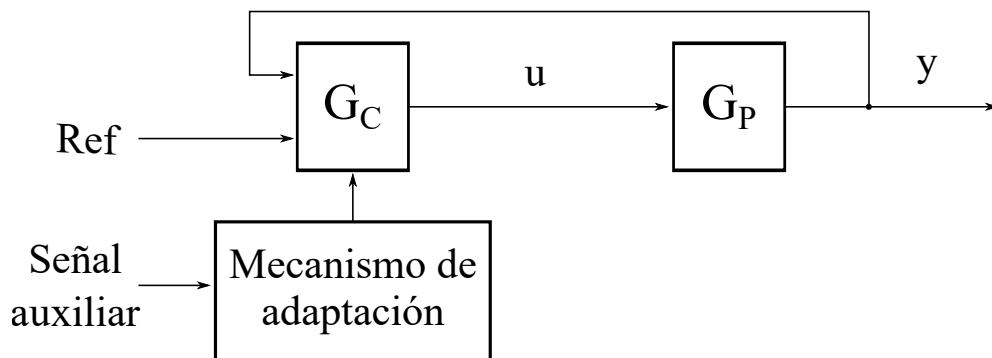


Figura 4.5: Diagrama en bloques Control basado en Gain Scheduling

### GS para mejorar el desempeño del RPCC

Dado que esta técnica demuestra ser sumamente útil para disminuir los efectos de variaciones paramétricas debidas a cambios del punto de operación y debido a que el efecto de los tiempos muertos tiene una alta correlación con el nivel de referencia de corriente, es posible utilizar esta estrategia para mitigar el efecto

distorsivo de los tiempos muertos y así mejorar el desempeño del control RPCC. La principal ventaja que tiene este enfoque es que es muy económico computacionalmente, y la velocidad de adaptación es casi instantánea.

# Capítulo 5

## Control de Corriente Predictivo Robusto y Auto-Ajustable

### 5.1. Introducción

Para poder diseñar un control predictivo es necesario obtener un modelo que represente de manera fiel la dinámica de la planta a controlar. ¿Pero que ocurre si la planta a controlar tiene parámetros variantes en el tiempo? En este caso, un modelo con parámetros fijos no podrá asegurar un buen desempeño del controlador, perdiendo la deseada característica dead-beat y pudiendo llegar a la inestabilidad en caso de discrepancias muy groseras entre el modelo y la planta real. En estos casos, el agregado de una etapa que identifique los parámetros del modelo propuesto y auto-ajuste la ley de control de acuerdo a estos cambios, puede ayudar a evitar estos inconvenientes. Esta estrategia adaptativa en la cual se optimiza el desempeño del controlador mediante la identificación de los parámetros del sistema da lugar a los llamados reguladores auto-ajustables o STR.

En los STR existe una relación de compromiso entre complejidad del modelo

y el tiempo necesario para identificar todos sus parámetros. Si el modelo es demasiado simple, no siempre será posible asegurar que la respuesta del sistema sea dead-beat. Esto es debido a que esta estrategia busca obtener el mejor conjunto de parámetros de control, tal que el error entre la referencia y la salida del sistema sea mínima, pero no asegura una respuesta en lazo cerrado determinada, como es el caso de los llamados MRAC. Por el contrario, si el modelo es muy complejo, la cantidad de parámetros a identificar aumentará considerablemente, con lo cual el tiempo de cálculo consumido por la etapa de identificación será muy elevado, pudiendo llegar a consumir más tiempo del disponible, generando problemas de estabilidad.

## 5.2. Modelo con parámetros variantes

Como se mencionó en el capítulo 2 un inversor de tensión en configuración 4 hilos (4W) puede modelarse como 3 sistemas SISO desacoplados. Es decir, cada corriente de fase sólo depende de las tensiones del inversor y de red en esa fase. El modelo ideal del sistema teniendo en cuenta el retardo entero de cálculo pero sin tener en cuenta el retardo agregado por la etapa de filtrado se detalla en la ecuación (2.6) de la sección 2:

$$G_P(z) = \frac{\alpha_m z^{-2}}{(1 - \beta_m z^{-1})} \quad (5.1)$$

La planta descrita en la ecuación (5.1) es la utilizada por el control RPCC para armar su ley de control. Dicha planta no tiene en cuenta el efecto de la etapa de filtrado y no tiene en cuenta el efecto de los tiempos muertos por lo que es un modelo incompleto. Teniendo en cuenta que el desempeño de los controles dead-beat predictivos se degrada frente a incongruencias del modelo con la

planta real, se vuelve necesario encontrar un modelo de planta que represente el comportamiento del sistema teniendo en cuenta el retardo fraccionario y el efecto de los tiempos muertos.

A tales fines, se propone un modelo simplificado de planta a controlar, en el cual se considera que tanto los tiempos muertos como el retardo fraccionario afectan principalmente a la ganancia y a la ubicación del polo, con lo cual, el orden del modelo no se ve afectado. Es necesario destacar que, debido a los tiempos muertos, el escalado en la ganancia no varía en forma lineal con la magnitud de la corriente de referencia.

Se agrega un parámetro de ajuste de ganancia  $K_1$ , multiplicando al numerador de la ecuación (5.1). Hacer esto, teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo es fija y de valor conocido, es equivalente a decir que la inductancia efectiva de la planta es  $K_1$  veces inferior al valor  $L_m$ . A fin de ser consistentes se agrega un segundo factor de escala  $K_2$  en el denominador de dicha ecuación que contempla el mismo efecto de escalado en el valor de inductancia, pero afectando al término exponencial, provocando un corrimiento del polo. Agregando los parámetros de ajuste previamente mencionados, la ecuación (5.1) se transforma en:

$$G_{P_2}(z) = \frac{K_1 \frac{T_s}{L_m} z^{-2}}{(1 - e^{-(K_2 r_{L_m} \frac{T_s}{L_m})} z^{-1})} \quad (5.2)$$

Agrupando convenientemente los parámetros:

$$G_{P_2}(z) = \frac{\alpha_x z^{-2}}{(1 - \beta_x z^{-1})} \quad (5.3)$$

en donde  $\alpha_x = K_1 \frac{T_s}{L_m}$  y  $\beta_x = e^{-(K_2 r_{L_m} \frac{T_s}{L_m})}$ . Aún en ausencia de variaciones de inductancia y/o resistencia, los parámetros  $\alpha_x$  y  $\beta_x$  cambian a medida que varía la referencia de corriente por efecto de los tiempos muertos.

El control propuesto esta basado en un control RPCC, es decir, un dead-beat



predictivo de dos muestras y un observador de Luenberger para estimar el valor futuro de la corriente del inductor de filtro del inversor.

La ley de control utilizada por el RPCC es:

$$v_i(k) = \frac{1}{\alpha_m} \left[ i_{ref}(k) - \beta_m \hat{i}_L(k+1) \right] + \bar{v}_r(k+1) \quad (5.4)$$

la ecuación de la estimación de la tensión de red a partir de las muestras de tensión es:

$$\bar{v}_r(k+1) = \frac{5}{2}v_r(k) - \frac{3}{2}v_r(k-1) \quad (5.5)$$

y la ecuación del observador esta dada por:

$$\hat{i}_L(k+1) = (\beta_m - K_0)\hat{i}_L(k) + K_0 i_L(k) + \alpha_m (v_i(k-1) - \bar{v}_r(k)) \quad (5.6)$$

en donde  $\alpha = T/L$  y  $\beta = e^{-rLT/L}$  son los parámetros propios de la planta, mientras que  $\alpha_m = T/L_m$  y  $\beta_m = e^{-rL_m T/L_m}$  son los parámetros utilizados por el control, y  $K_0$  es la ganancia del observador.

Las ecuaciones que describen el control RPCC y el observador de Luenberger no contemplan posibles variaciones paramétricas (parámetros  $\alpha_m$  y  $\beta_m$  fijos), retardos extra o el efecto de los tiempos muertos. Esto trae aparejado una pérdida en la característica dead-beat del control, un aumento en la distorsión armónica (debida a los tiempos muertos) y un incremento en el error de corriente en régimen permanente.

Es necesario obtener un modelo cuyos parámetros se auto-ajusten ( $\alpha_x$  y  $\beta_x$ ) teniendo en cuenta las posibles variaciones de inductancia y resistencia, los retardos no enteros y el efecto sobre la ganancia de los tiempos muertos. Una vez obtenidos mediante identificación los parámetros de la nueva planta, se debe ajustar la ley de control como se muestra en la sección siguiente.

### 5.3. Control de Corriente Predictivo Robusto y Auto-ajustable (ST-RPCC)

El modelo planteado en 5.3 tiene parámetros que varían en forma no lineal con el tiempo y con el punto de operación [6, 40, 41].

A fin de obtener un error de corriente en régimen permanente lo más pequeño posible (idealmente cero) y tratando siempre de minimizar la distorsión armónica para poder cumplir con las normas internacionales de calidad de la energía, es necesario contar con un mecanismo que permita ajustar el control RPCC a medida que los parámetros varían.

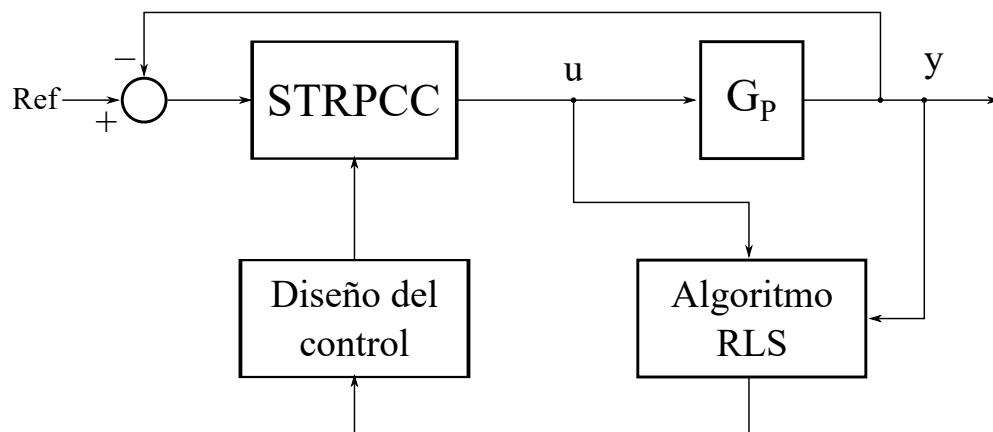


Figura 5.1: Diagrama en bloques del ST-RPCC

En la Fig.5.1 se puede apreciar el diagrama en bloques del control propuesto. Hay 4 bloques bien diferenciados que son, el control ST-RPCC (RPCC con parámetros auto-ajustables), el algoritmo de identificación RLS, el bloque Diseño Control (el cual contiene el criterio de actualización de los parámetros del control) y la planta real (con tiempos muertos, retardos, y posibles variaciones de inductancia y/o resistencia).

### 5.3.1. Principio de Funcionamiento

La planta compuesta por el inversor trifásico en configuración 4W, los filtros antialiasing y el modulador PWM no contempla el efecto de los tiempos muertos de las llaves, los cuales introducen una gran alinealidad al sistema, siendo los mayores responsables de la distorsión armónica de la corriente de salida. Los tiempos muertos afectan la ganancia del sistema, cuya variación con el punto de operación es no lineal. El efecto de los mismos sobre la ganancia decrece en forma no lineal a medida que crece la referencia de corriente.

A grandes rasgos, el sistema se ve afectado por dos tipos de variaciones paramétricas de características muy distintas. Un primer tipo de variación debida a cambios en las inductancias y resistencias, de lenta evolución. Dentro de este grupo se puede incluir también el efecto de los retardos no enteros, los cuales una vez identificados, pueden considerarse casi constantes. El segundo tipo de variación, debida a los tiempos muertos, se asemejan a cambios paramétricos de tipo escalonado (variaciones muy rápidas). A fin de poder adaptarse a características tan antagónicas, el algoritmo de identificación, debe ser capaz de seguir variaciones lentas por lo cual debe incluir factor de olvido, y debe ser capaz de adaptarse a variaciones paramétricas escalonadas, por lo que debe contar con algún mecanismo de reseteo de matriz de covarianza. Se utiliza el algoritmo QRD-RLS con factor de olvido y reseteo de matriz de covarianza por resultar más estable que el clásico algoritmo RLS (ver capítulo 3).

El principio de operación del control es el siguiente. En primer lugar, el bloque RLS identifica los parámetros de la planta,  $\alpha_x = K_1 T_s/L_m$  y  $\beta_x = e^{-K_2 r_{Lm} \frac{T_s}{L_m}}$ . Una vez obtenidos estos parámetros, el bloque llamado Diseño Control selecciona el momento adecuado para actualizar los parámetros del control.

Una vez habilitada la actualización se procede a la adaptación de las ecuaciones del control y del observador. La ley de control modificada es:

$$v_i(k) = \frac{1}{\alpha_x} \left[ i_{ref}(k) - \beta_x \hat{i}_L(k+1) \right] + \bar{v}_r(k+1) \quad (5.7)$$

y la ecuación del observador:

$$\begin{aligned} \hat{i}_L(k+1) = & (\beta_x - K_0) \hat{i}_L(k) + \\ & + K_0 i_L(k) + \alpha_x (v_i(k-1) - \bar{v}_r(k)) \end{aligned}$$

En la figura 5.2 se muestra el diagrama en bloques del sistema de control completo.

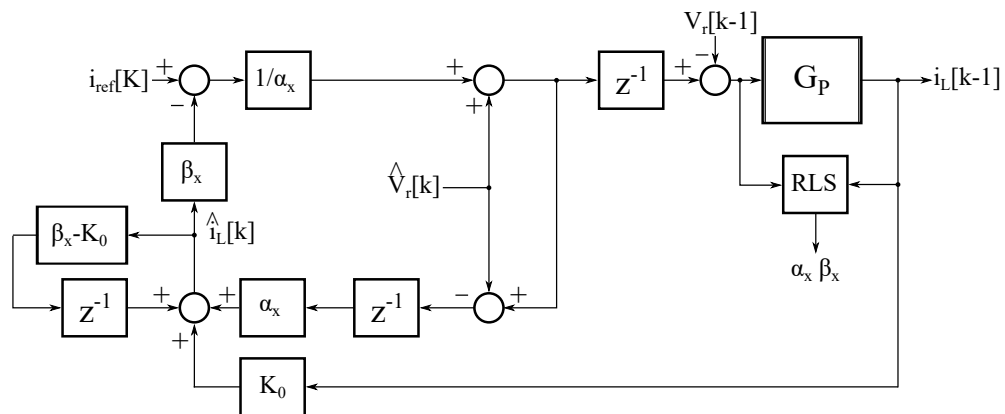


Figura 5.2: Diagrama en bloques del control ST-RPCC

Puede observarse que las estructuras tanto de la ley de control como del observador de Luenberger son similares a las del control RPCC, pero con parámetros capaces de adaptarse tanto a las variaciones de los parámetros físicos de la planta como a las agregadas por los tiempos muertos. Debido a la similitud en las estructuras de control, el análisis de estabilidad es similar al descrito para el control RPCC.

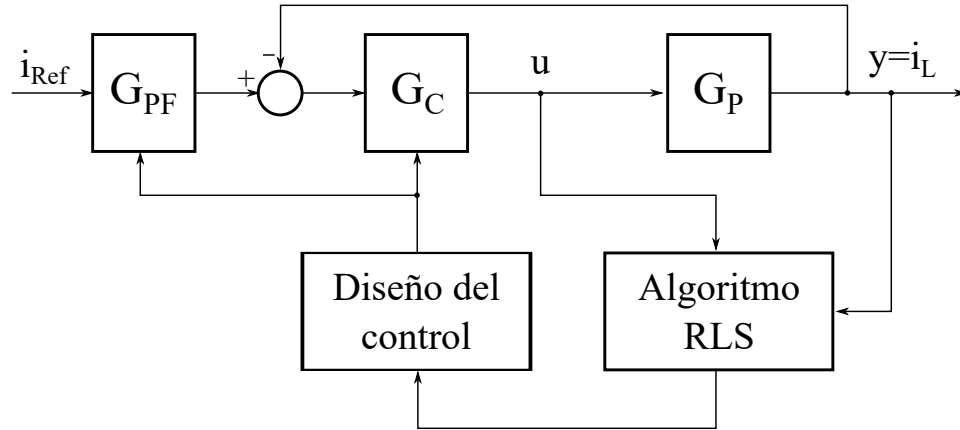


Figura 5.3: Diagrama en bloques simplificado del control ST-RPCC

En la figura 5.3 se muestra el diagrama en bloques simplificando para el control ST-RPCC, en donde:

$$G_{PF} = \frac{1 - z^{-1}(\beta_x - K_0)}{K_0 \beta_x} = \frac{z + (K_0 - \beta_x)}{K_0 \beta_x z} \quad (5.8)$$

es la transferencia del pre-filtro,

$$G_C = \frac{\beta_x K_0}{\alpha_x} \frac{1}{1 + K_0 z^{-1}} = \frac{\beta_x K_0 z}{\alpha_x (z + K_0)} \quad (5.9)$$

es la transferencia del control, y

$$G_P = \frac{\alpha z^{-2}}{1 - z^{-1} \beta} = \frac{\alpha}{z(z - \beta)} \quad (5.10)$$

es la planta, cuyos parámetros varían con el tiempo y con el punto de operación.

La transferencia a lazo abierto del sistema queda:

$$H = G_C G_P = \frac{\alpha}{\alpha_x} \frac{\beta_x K_0}{(z - \beta)(z + K_0)} \quad (5.11)$$

La ecuación característica de lazo cerrado es:

$$1 + H = z^2 + z(K_0 - \beta) + K_0 \beta \left( \frac{\alpha}{\alpha_x} \frac{\beta_x}{\beta} - 1 \right) = 0 \quad (5.12)$$

cuyos polos a lazo cerrado son:

$$p_1, p_2 = \frac{-(K_0 - \beta)}{2} \pm \frac{\sqrt{(K_0 - \beta)^2 - 4 \left( \frac{\alpha}{\alpha_x} \frac{\beta_x}{\beta} - 1 \right)}}{2} \quad (5.13)$$

Dado que el algoritmo RLS busca igualar los parámetros, de manera que  $\alpha_x = \alpha$  y  $\beta_x = \beta$ , los polos a lazo cerrado sin tener en cuenta el pre-filtro quedan:

$$p_1 = 0 \quad (5.14)$$

$$p_2 = \beta - K_0 \quad (5.15)$$

La transferencia a lazo cerrado teniendo en cuenta el pre-filtro queda

$$TLC = G_{PF} \frac{H}{1 + H} = \frac{z + (K_0 - \beta_x)}{z K_0 \beta_x} \frac{\alpha / \alpha_x \beta_x K_0}{z(z - (\beta - K_0))} \quad (5.16)$$

Re-acomodando los términos

$$TLC = \left( \frac{\alpha}{\alpha_x} \right) \left( \frac{\beta_x K_0}{\beta_x K_0} \right) \left( \frac{z + (K_0 - \beta_x)}{z + (K_0 - \beta)} \right) \left( \frac{1}{z^2} \right) \quad (5.17)$$

y considerando que  $\alpha_x = \alpha$  y  $\beta_x = \beta$ , la transferencia a lazo queda

$$TLC = \frac{1}{z^2} \quad (5.18)$$

es decir, el controlador se comporta como un dead-beat de dos muestras.

Para ejemplificar como el sistema no sólo logra un comportamiento dead-beat mediante la identificación, sino que también permanece estable ante variaciones

abruptas de parámetros, se muestra un caso extremo en el cual la inductancia de la planta disminuye a un tercio de su valor nominal. En la figura 5.4 se muestra como evoluciona la identificación del parámetro  $\alpha_x$  para una variación en forma de escalón de  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_f = 0.5\text{mH}$  en  $t = 0.05\text{s}$ . A partir de  $t = 0.05\text{s}$  se toman muestras cada 5ms (puntos a, b, c, d, e, f, g, h e i) y se calcula la variación de  $\alpha_m/\alpha$ . El momento más desfavorable para la estabilidad del sistema es cuando la inductancia varía en forma instantánea de  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_f = 0.5\text{mH}$ . Antes de la variación, el valor  $L_x$  programado de 1.5mH coincide con el verdadero valor de la inductancia. Un instante después, al producirse el cambio, la relación entre  $L_x/L$  está en su valor límite de estabilidad. En las figuras 5.5, 5.6 y 5.7 se muestra la evolución de los polos del sistema para los puntos mostrados en la figura 5.4 a medida que los parámetros convergen a su valor final. Puede notarse como los polos se alejan círculo unitario a medida que evoluciona el tiempo. Finalmente, en la figura 5.8 se muestra la posición final de los polos para  $t = 0.95\text{s}$ . Puede notarse que el sistema recupera su comportamiento dead-beat (dos polos en  $z=0$ ).

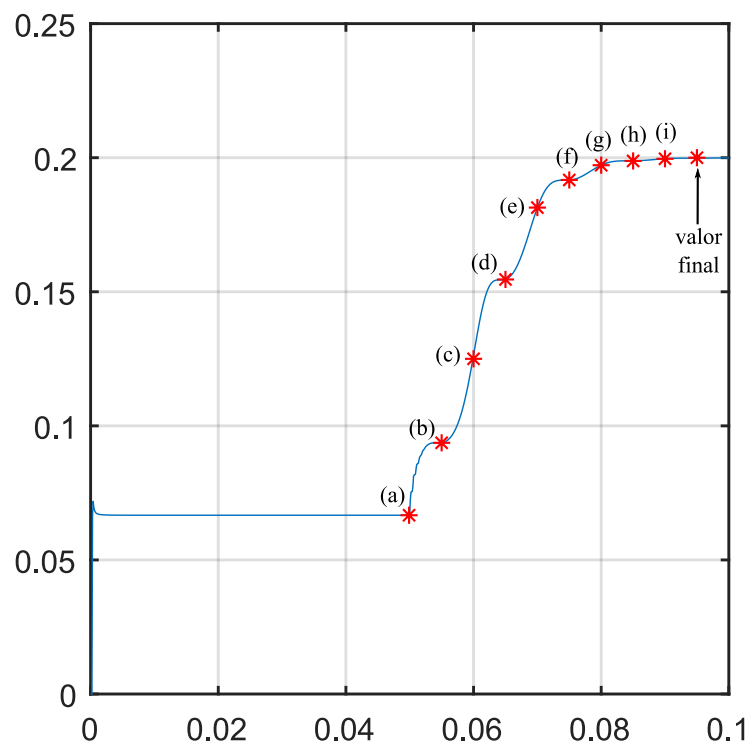


Figura 5.4: Identificación del parámetro  $\alpha = T_s/L$  para una variación en forma de escalón de  $L_0 = 1.5\text{mH}$  a  $L_f = 0.5\text{mH}$



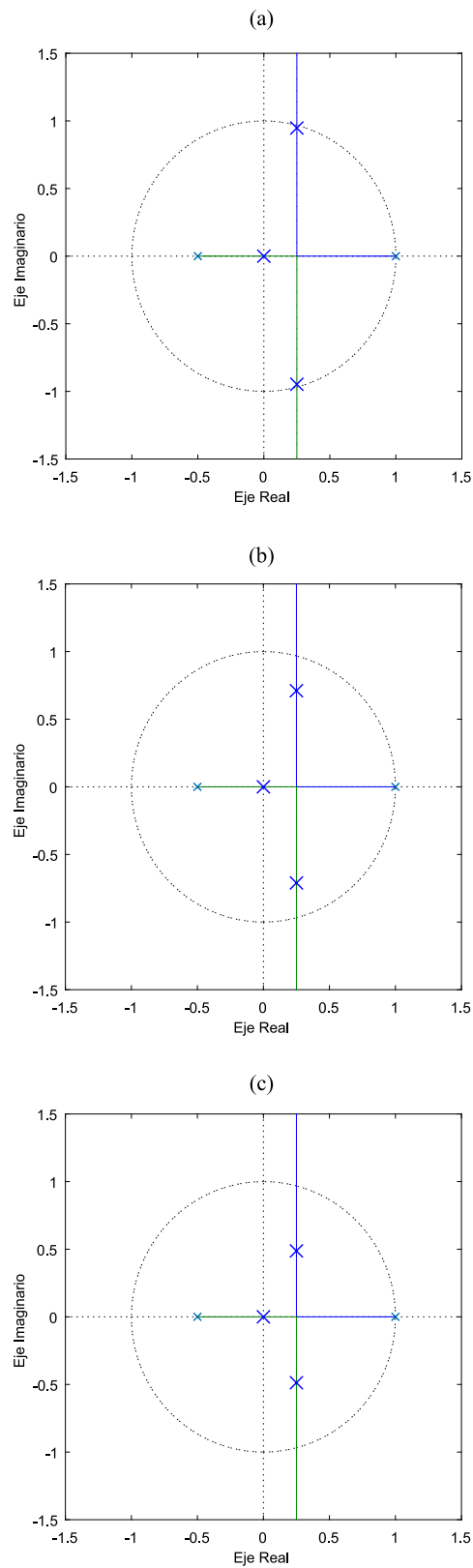


Figura 5.5: Evolución de los polos en lazo cerrado a medida que los parámetros identificados convergen a su valor final - Puntos a) b) y c) de la figura 5.4

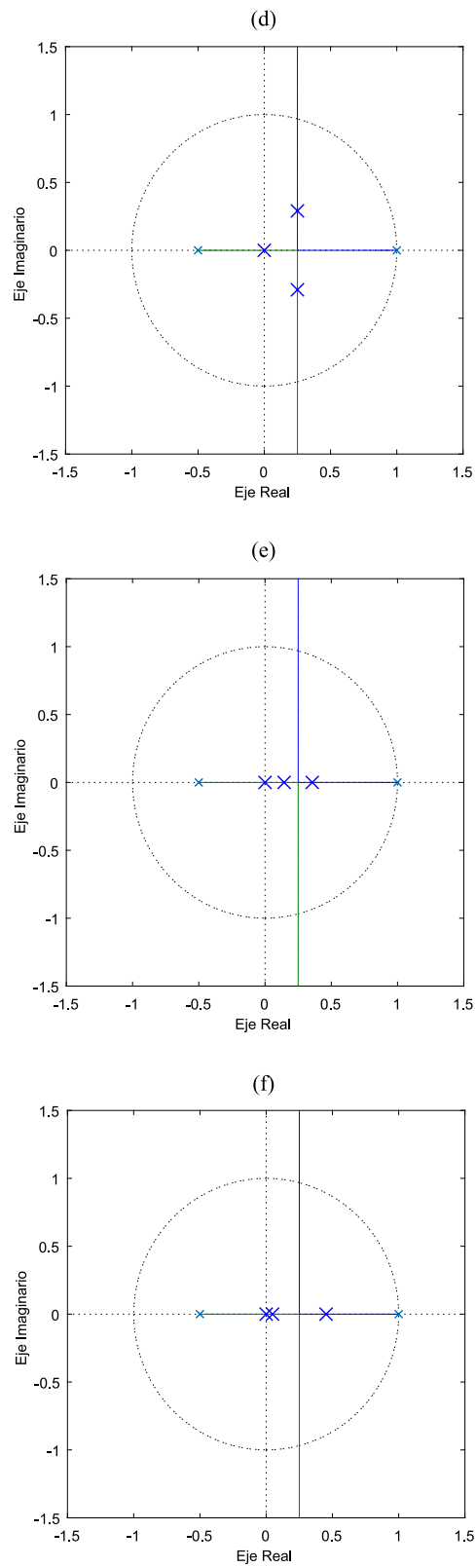


Figura 5.6: Evolución de los polos en lazo cerrado a medida que los parámetros identificados convergen a su valor final - Puntos d) e) y f) de la figura 5.4

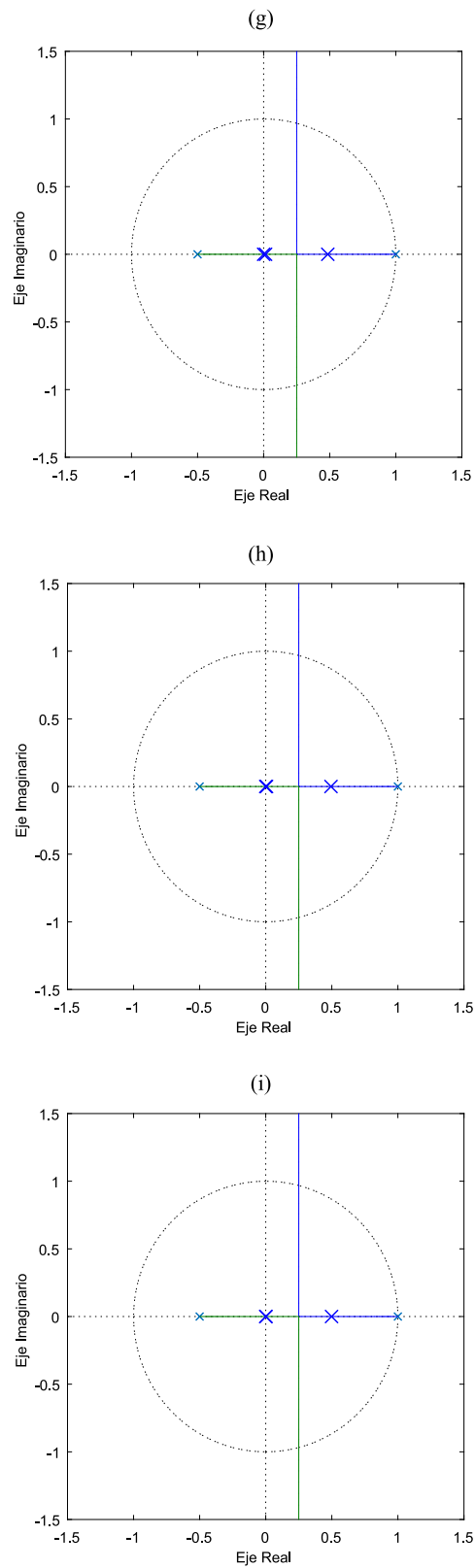


Figura 5.7: Evolución de los polos en lazo cerrado a medida que los parámetros identificados convergen a su valor final - Puntos g) h) y i) de la figura 5.4

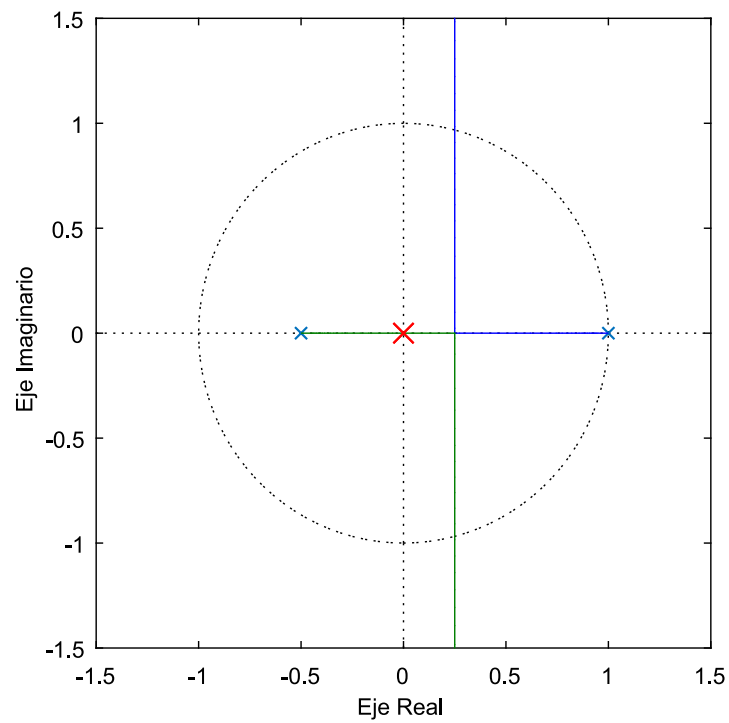


Figura 5.8: Parámetro  $\alpha_x$  converge a su valor final en  $t=0.95s$  - Polo doble en  $z=0$  - Comportamiento dead-beat para  $L=0.5mH$  - Control ST-RPCC

## Criterio de Actualización

Existen diversos criterios sobre el momento adecuado para actualizar los parámetros del control. La identificación se realiza mediante el algoritmo QRD-RLS [42] [43], a la frecuencia de conmutación, mientras que la actualización efectiva, se realiza teniendo en cuenta algún criterio preestablecido [42], y su frecuencia puede ser variable o fija, pero siempre inferior a la de conmutación.

El criterio utilizado para actualizar el control, consiste en comparar los parámetros en dos instantes sucesivos (error), y actualizar cuando la diferencia entre ellos sea inferior a una cota elegida convenientemente. El valor de la cota debe ser elegido de manera de garantizar que efectivamente los parámetros han convergido. Un valor demasiado grande del error, hará que la actualización se efectúe mientras los parámetros aun están convergiendo. Si el valor elegido es demasiado pequeño, puede ocurrir que la actualización de los parámetros no se lleve a cabo nunca [42].

Mediante simulación, se estableció como criterio, un error de aproximadamente 0,5 % del valor nominal para cada uno de los dos parámetros ( $\alpha_x$  y  $\beta_x$ ). De esta forma se asegura que el control no se actualice en medio de una transición abrupta, pero una vez dentro de la cota de error, el control sigue ajustando sus parámetros en una forma suave.

## 5.4. Resultados

### 5.4.1. Resultados de Simulación

Para evaluar el desempeño del control propuesto se utilizó un modelo monofásico debido a que, como se mencionó previamente, en la configuración 4W el inversor puede modelarse como 3 sistemas SISO independientes. Los valores programados de inductancia y resistencia, frecuencia de conmutación, tensión del

bus de continua, factor de olvido ( $\lambda$ ) del algoritmo RLS y cotas de error ( $h_\alpha, h_\beta$ ) de los dos parámetros del control se detallan en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Valores utilizados en la simulación.

$L_m$	1.5 mHy
$r_{Lm}$	1 $\Omega$
$f_s$	10 KHz
$V_{bus}$	800 V
$\lambda$ (RLS)	0.9998
$h_\alpha$	330 $e^{-6}$
$h_\beta$	5 $e^{-3}$

Para corroborar si efectivamente el control propuesto puede auto-ajustarse (adaptarse) y mejorar al desempeño del control RPCC estándar se realizó una simulación en la cual, durante los primeros 100ms el control RPCC estándar es el responsable de controlar la corriente de salida del filtro. Durante este tiempo, se procede a identificar los parámetros de la planta mediante un algoritmo RLS que se ejecuta, instante a instante, en paralelo al control. En  $t = 100\text{ms}$  se reemplaza el RPCC por el ST-RPCC, el cual adapta sus parámetros a la nueva planta identificada. Esta actualización de parámetros se realiza inmediatamente debido a que los parámetros poseen valores estables y por lo tanto se cumple con el criterio de actualización.

En la figura 5.9.a puede verse la adaptación del algoritmo para una corriente de referencia de 11A, mientras que en la figura 5.9.b la corriente de referencia es de 21A. En ambas simulaciones tanto la inductancia como la resistencia programadas en el control coinciden con los valores de la planta. Puede verse, que incluso existiendo una total coincidencia de los parámetros, la corriente en el inductor no sigue completamente a la referencia presentando un evidente error en régimen permanente. Sumado a esto, la forma de onda de corriente presenta una alta distorsión debida a los tiempos muertos de las llaves. Este evidente error en la

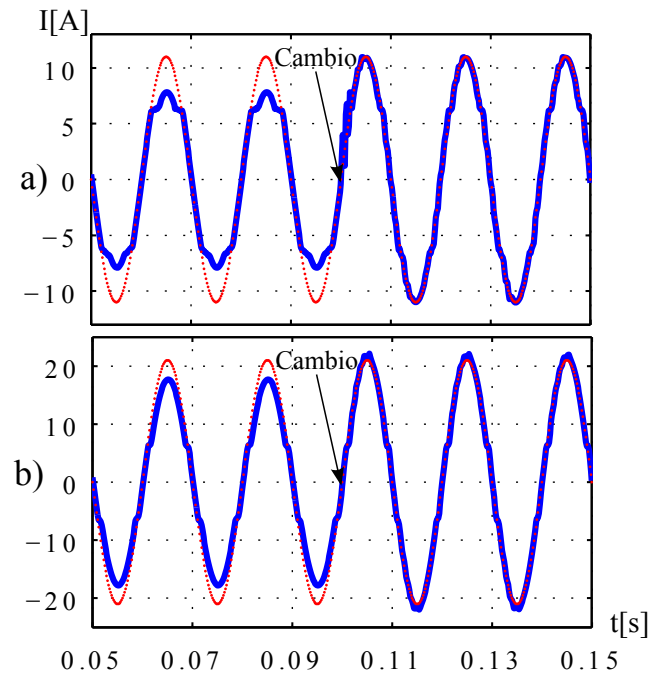


Figura 5.9: Corriente sobre el inductor antes y después de aplicar adaptación con una corriente de referencia a) de 11 A b) 21A

ganancia es debido a que los parámetros programados no tienen en cuenta el efecto de los tiempos muertos.

En la figura 5.9.a, con una corriente de referencia de 11A puede observarse una muy alta distorsión y un elevado error de corriente cuando actúa el RPCC. En el momento en que el control se vuelve adaptativo puede verse una mejora tanto en el error de corriente en régimen permanente como en la distorsión en la forma de onda.

En la figura 5.9.b, con una corriente de referencia de 21A puede observarse que persiste el error en régimen permanente, pero que la distorsión de corriente es menor; esto es debido a que cuanto mayor es la corriente de referencia el efecto de los tiempos muertos (en cuanto a distorsión de la forma de onda) es menor. Igualmente, puede observarse que en el momento en que el control se vuelve adaptativo, nuevamente mejora, tanto el error de corriente en régimen

permanente como la distorsión en la forma de onda.

### 5.4.2. Resultados Experimentales

El control propuesto fue testeado experimentalmente de manera de evaluar su desempeño en régimen permanente, en un inversor trifásico en configuración 4W. Inicialmente la planta fue controlada mediante el control RPCC. En paralelo al funcionamiento del control, se ejecutó un algoritmo RLS, de manera de identificar los parámetros de la planta real. A partir de un determinado instante, se liberó el control adaptativo, y a partir de dicho instante los parámetros del control fueron auto-ajustados.

Los valores programados de inductancia y resistencia en el control RPCC eran  $L_m = 1.5\text{mH}$  y  $r_{L_m} = 1\Omega$  al igual que los valores inicialmente programados para el control ST-RPCC. Se utilizó una frecuencia de conmutación de  $f_s = 10\text{ kHz}$ , por lo cual el período utilizado era de  $100\mu\text{s}$ . La tensión del bus de continua era  $795\text{V}$ . El algoritmo RLS implementado en el micro tenía programado el mismo factor de olvido que en las simulaciones y un valor inicial en la matriz de covarianza de 1000. Las cotas de actualización de los parámetros eran  $h_\alpha = 330e^{-6}$  y  $h_\beta = 5e^{-3}$ . El control propuesto y el algoritmo RLS fueron implementados en el DSP de Texas Instruments TMS320F28335.

Tabla 5.2: Comparativa entre el Control ST-RPCC y el RPCC

$I_{\text{Ref}}$ (rms)	ST-RPCC			RPCC		
	THD %	$I_{\text{rms}}$ A	$e_{\hat{i}}$ %	THD %	$I_{\text{rms}}$ A	$e_{\hat{i}}$ %
11 A <sub>p</sub>	3.96	8.11	4.26	8.76	6.27	19.38
15 A <sub>p</sub>	3.88	11.1	4.65	7.13	9.63	9.21
19 A <sub>p</sub>	3.53	13.7	1.97	6.61	12.8	4.26
21 A <sub>p</sub>	3.16	15.0	1	5.01	14.1	5.05



Para poder apreciar en una forma más clara el momento en que se activa el controlador adaptativo, se introdujo un retardo lógico para el encendido del algoritmo, que puede observarse en la traza color verde de las figuras 5.10, 5.11 y 5.12.

En la figura 5.10 puede verse el desempeño del control RPCC y el desempeño del ST-RPCC para una corriente de referencia de 11A. Se observa una notable disminución del error de corriente en régimen permanente al utilizar los parámetros identificados mediante el algoritmo RLS. Existe una notable disminución en la distorsión armónica total de corriente, pasando de un valor de THD que excedía el valor máximo establecido por las normas IEEE Std. 1547-2003 y IEC 61000-3-2 durante el funcionamiento del RPCC, a un valor dentro de los límites de las normas (menor a 5%) al pasar al control adaptativo. Se muestra además un detalle x10 de la zona de transición y establecimiento en donde puede observarse un pequeño sobrepico en el momento de la transición debido al cambio de control.

En las figuras 5.11 y 5.12 puede verse el desempeño del control RPCC y el desempeño del ST-RPCC para corrientes de referencia de 15A y 21A respectivamente. Se observa disminución del error de corriente en régimen permanente al utilizar los parámetros identificados mediante el algoritmo RLS. La distorsión armónica total de corriente mejora al utilizar el control adaptativo, pasando de un valor de THD que excedía el valor máximo establecido por las normas incluso al trabajar con una corriente de referencia de 21A, a un valor dentro de los límites de las normas (menor a 5%). Se muestra además un detalle x5 de las zonas de transición y establecimiento.

Es evidente que al aumentar la referencia de corriente, la distorsión por tiempos muertos fue menor, tanto para el RPCC como para el ST-RPCC. Y la misma conclusión puede obtenerse sobre el error de corriente en régimen permanente.

Cabe destacar, que incluso en esta circunstancia favorable (corriente mas elevada), el RPCC no logró cumplir con las normas en cuanto al THD, mientras que el ST-RPCC logró reducir la distorsión a un 3.16 %. En cuanto al error de corriente, el ST-RPCC eliminó casi completamente el error, llegando a un valor del 1 %.

En la tabla 5.2 se muestra una comparación en los valores de THD, corriente RMS y error de corriente pico, para los controles ST-RPCC y RPCC respectivamente. Los valores de THD y de corriente RMS fueron obtenidos mediante el osciloscopio Tektronix MSO 4034B, mientras que el error porcentual de corriente se halló de la siguiente manera

$$e_i = \text{abs} \left( \frac{I_{RMS}\sqrt{2} - I_{ref}}{I_{ref}} \right) \times 100.$$

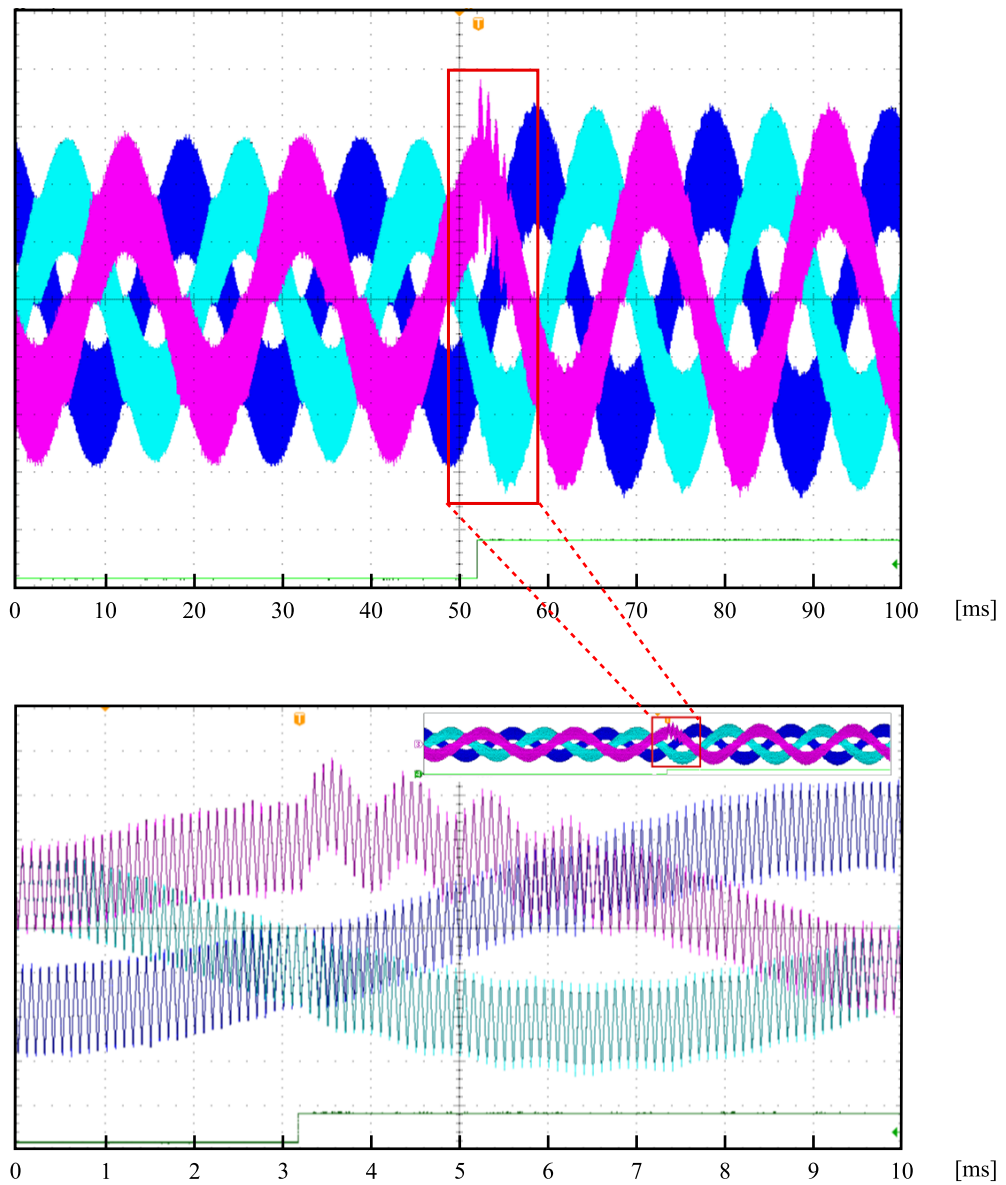


Figura 5.10: Captura del osciloscopio - Arriba) Cambio de Control No Adaptativo a Control Adaptativo - Referencia en 11A - Abajo) Detalle x10 sobre la zona de cambio (Nota: Las escalas de tiempo son relativas)

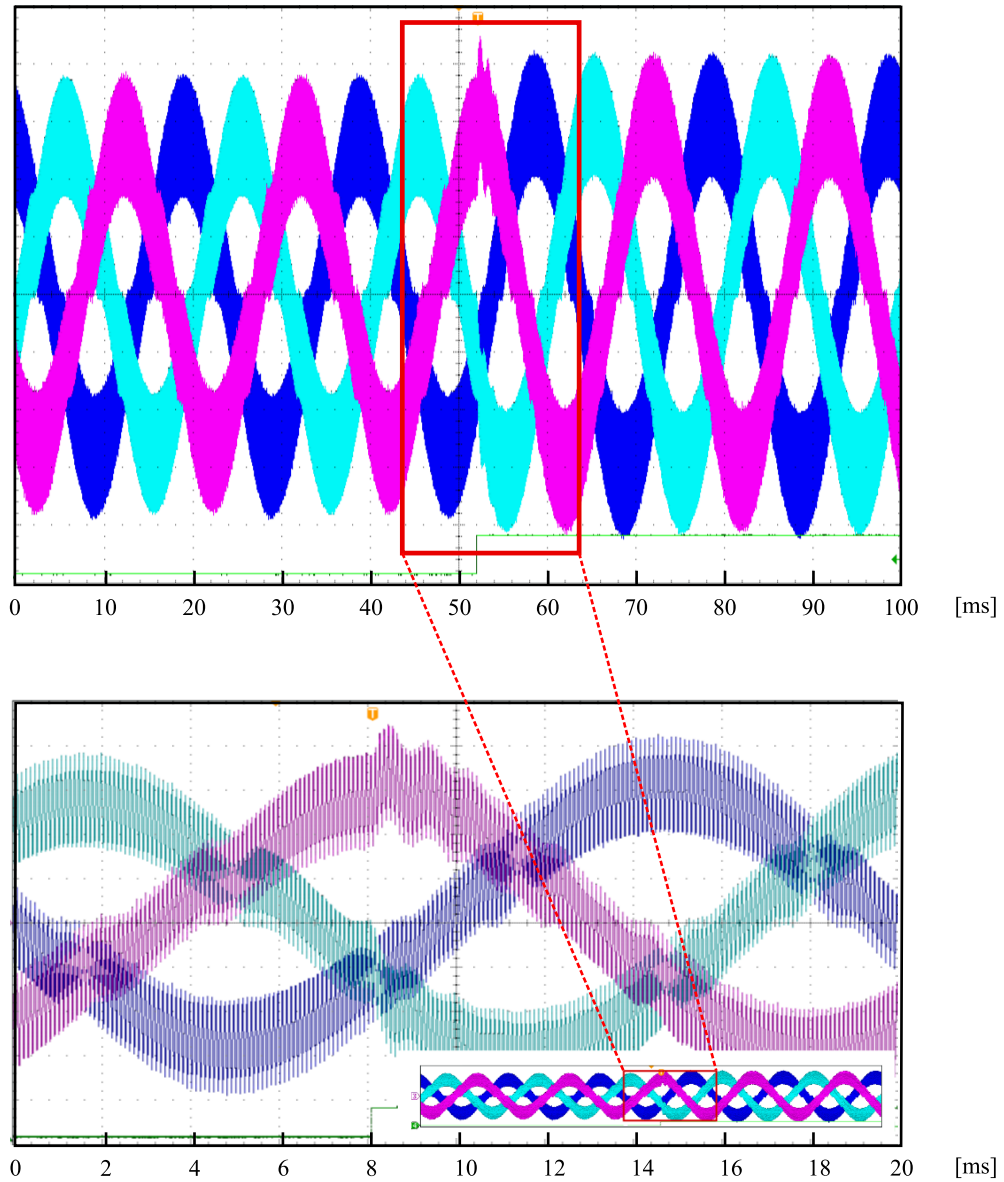


Figura 5.11: Captura del osciloscopio - Arriba) Cambio de Control No Adaptativo a Control Adaptativo - Referencia en 15A - Abajo) Detalle x5 sobre la zona de cambio (Nota: Las escalas de tiempo son relativas)

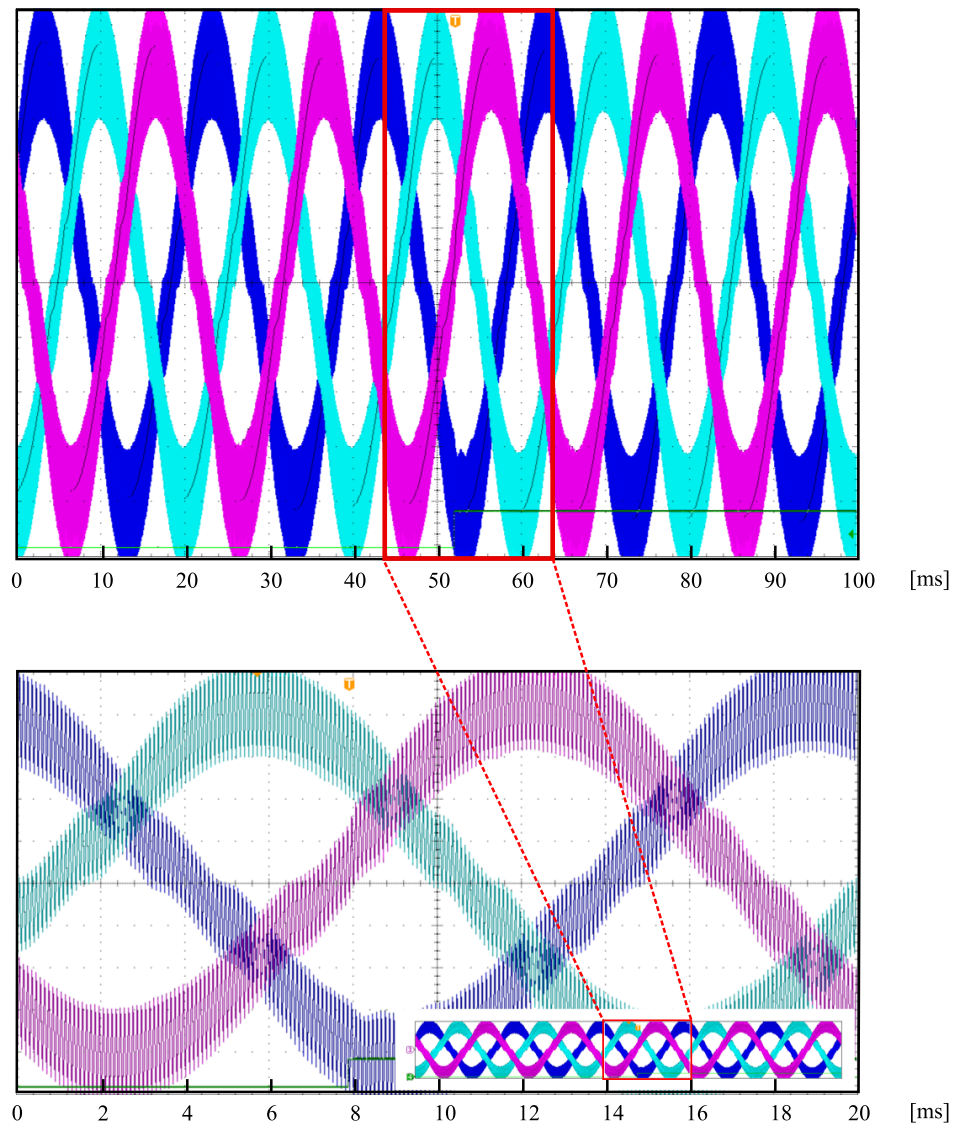


Figura 5.12: Captura del osciloscopio - Arriba) Cambio de Control No Adaptativo a Control Adaptativo - Referencia en 21A - Abajo) Detalle x5 sobre la zona de cambio (Nota: Las escalas de tiempo son relativas)

## 5.5. Conclusiones

Se propuso, simuló e implementó un nuevo control de corriente predictivo robusto y adaptativo, del tipo STR, para inversores de tensión tanto trifásicos como monofásicos. El control propuesto logró adaptarse tanto a variaciones paramétricas lentas (variaciones de inductancia, de resistencia y retardos no modelados) como a variaciones de gran dinámica, como son las variaciones debidas a los tiempos muertos. Mediante la identificación y posterior adaptación de los parámetros del control, se logró disminuir el error en régimen permanente de la corriente del filtro L (error característico de los controles RPCC) para todos los valores de corriente ensayados.

Además, mediante adaptación se logró mejorar la distorsión armónica, permitiendo de esta manera cumplir con las normas vigentes (en cuanto a THD máximo), incluso en condiciones de operación desfavorables. Dentro de las condiciones desfavorables se pueden mencionar: trabajar en 4 W (lo que permite tener rechazo a perturbaciones no balanceadas, mediante la adaptación de cada fase por separado), tener un bus de continua de valor elevado (para evitar el uso de transformador a la salida) e inductancias de filtro pequeñas.

Como desventaja de este control se puede mencionar que presenta una gran carga computacional, más aún si se utiliza en inversores trifásicos, debido a la necesidad de ejecutar 3 algoritmos recursivos por período de conmutación.

En resumen, se recomienda el uso del control ST-RPCC en lugar del RPCC en caso de trabajar con tiempos muertos de valor elevado, en presencia de posibles variaciones paramétricas (por saturación de los núcleos de los inductores) o bien en presencia de grandes retardos no modelados debidos a la etapa de filtrado. No se recomienda su uso en caso de tener un DSP con velocidad de cálculo reducida debida a la gran carga computacional que presentan los algoritmos recursivos.

# Capítulo 6

## Control de Corriente Predictivo Robusto y Adaptativo tolerante a retardos

### 6.1. Introducción

Si bien los controles predictivos son uno de los controles mas rápidos y fáciles de implementar que existen, presentan problemas de estabilidad cuando hay discrepancias entre el modelo utilizado por el control y la verdadera planta. Teniendo en cuenta esto y debido a que los sistemas de inyección requieren una etapa de filtrado para su correcto funcionamiento, es necesario modelar el retardo introducido por los filtros y tenerlo en cuenta a la hora de diseñar el control. Estos retardos, dependientes de los moduladores digitales, de los filtros y de la etapa de cálculo son del tipo no entero, con lo cual es necesario utilizar una herramienta matemática adecuada que permita modelar el sistema en forma sencilla y que sea factible de ser utilizada para armar la ley de control.

En [5] se mejora la robustez del control predictivo mediante el agregado de un

observador de Luenberger. En ese trabajo se muestra un modelo de planta que tiene en cuenta los retardos de implementación, pero ese modelo únicamente es utilizado para estudiar la estabilidad del sistema. El algoritmo de control utiliza un modelo simplificado del sistema que no tiene en cuenta los retardos fraccionarios presentes en el sistema, lo que provoca que el desempeño dead-beat del control se degrade, más aún cuando el retardo es comparable con el período de muestreo.

En el capítulo anterior se propuso el control ST-RPCC que responde mejor que el RPCC ante variaciones paramétricas o variaciones de ganancia producto de los tiempos muertos. El ST-RPCC está basado en un modelo de planta simplificado y en un algoritmo RLS que identifica 2 parámetros. Si el retardo introducido por la etapa de filtrado es muy elevado, el ST-RPCC encontrará los mejores 2 parámetros que minimicen el error entre la corriente y su estima, pero no asegurará un comportamiento dead-beat debido a que el modelo de planta es deficiente.

Se propone utilizar un modelo de planta extendido que contemple el efecto de los retardos, previamente modelados mediante la transformada  $z$  avanzada, para armar la ley de control, y un algoritmo QRD-RLS que identifique el retardo neto presente en el lazo, y ajuste los parámetros del control.

## 6.2. Control de Corriente Predictivo y Robusto Tolerante a Retardos

En [44] se propuso una modificación a la ley de control y al observador de Luenberger de forma de hacer el control RPCC tolerante a los retardos introducidos por la etapa de filtrado, dando lugar al control DT-RPCC. En dicho trabajo,



se utiliza un modelo de espacio de estados extendido, el cual tiene una variable de estados adicional como resultado del modelado del retardo fraccionario.

En la figura 6.1 se muestra un diagrama en bloques simplificado que puede ser aplicado tanto al control RPCC como al DT-RPCC.

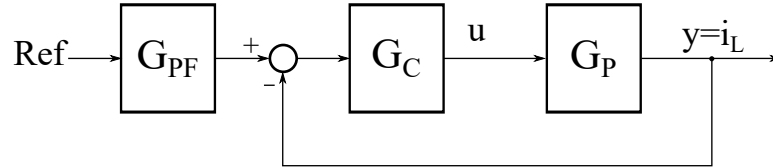


Figura 6.1: Diagrama en bloques simplificado para los controles RPCC y DT-RPCC

La planta a controlar, compuesta por el inversor, el modulador PWM, el retardo entero de cálculo y los filtros anti-aliasing, está dada por:

$$G_P(z) = \alpha \frac{(1-p)z + p}{z^2(z-1)} \quad (6.1)$$

siendo  $\alpha = T_s/L$  y  $p$  el retardo fraccionario total presente en el sistema.

Los bloques de control  $G_C$  y de pre-filtro  $G_{PF}$  para el control RPCC son:

$$\begin{aligned} G_C(z) &= \frac{z(1-p_0)}{\alpha_m(z + (1-p_0))} \\ G_{PF}(z) &= \frac{z-p_0}{z(1-p_0)} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Y para el control DT-RPCC:

$$\begin{aligned} G_c(z) &= \frac{z^2(1-p_0)^2}{\alpha_m(z^2 + (1-2p_0)z + p_m(1-p_0)^2)} \\ G_{pf}(z) &= \frac{(z-p_0)^2}{z^2(1-p_0)^2} \end{aligned} \quad (6.3)$$

en donde  $p_0$  es el polo del observador,  $p$  el retardo total,  $q$  el entero siguiente a  $p$ ,  $\Delta = q - p$  un retardo fraccionario menor a 1 período de muestreo,  $p_m$  el retardo total programado en el control,  $q_m$  el entero siguiente a  $p_m$  y  $\Delta_m = q_m - p_m$ ,  $b_d = T_s/L$  y  $b_{dm} = T_s/L_m$ , siendo  $T_s$  el período de muestreo utilizado,  $L$  el valor real de inductancia y  $L_m$  el valor programado en el control.

La función transferencia en lazo abierto del sistema utilizando el control DT-RPCC es

$$H(z) = G_c(z)G_P(z)$$

$$H(z) = \frac{\alpha}{\alpha_m} \frac{(1-p_0)^2((1-p)z+p)}{(z^3 + z^2(-2p_0) + z(p_m(1-p_0)^2 - 1 + 2p_0) - p_m(1-p_0)^2)} \quad (6.4)$$

Y la función transferencia en lazo cerrado queda:

$$TLC = \frac{G_{pf}(z)H(z)}{1 + H(z)}$$

$$TLC = \frac{\frac{\alpha}{\alpha_m}(z-p_0)^2((1-p_0)z+p)}{(z^5 + z^4(-2p_0) + z^3((1-p_0)^2(p_m - \frac{\alpha}{\alpha_m}(p-1)) + (2p_0-1))) + z^2((1-p_0)^2(\frac{\alpha}{\alpha_m}p - p_m))}$$

Si se cumple que  $\alpha = \alpha_m$  y que  $p = p_m$  la TLC queda

$$TLC = \frac{(1-p)z+p}{z^3} \quad (6.5)$$

que es una función transferencia dead-beat de 3 muestras, para cualquier valor de  $p$ .

En las figuras 6.2.a y 6.2.b se muestran los lugares de raíces para el sistema con retardos de  $p=0.3T_s$  y  $p=1.8T_s$  respectivamente.

En la figura 6.3 se muestra una variación en forma de escalón en la referencia de corriente para distintos valores de retardo, mostrando en azul la traza

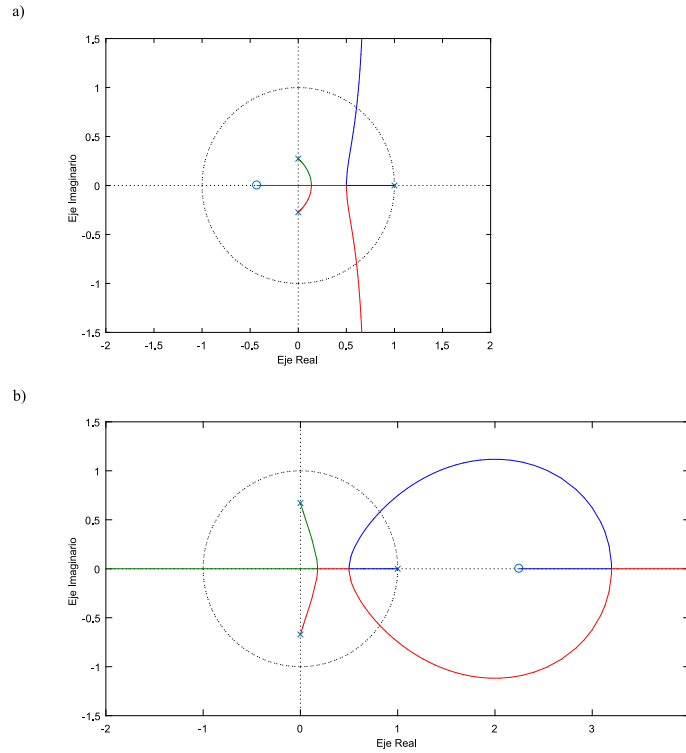


Figura 6.2: Lugar de raíces control DT-RPCC a) Retardo  $p=0.3T_s$  b) Retardo  $p=1.8T_s$

correspondiente al control RPCC y en rojo la correspondiente al DT-RPCC.

En la figura 6.3.a se tiene un retardo nulo, por lo que ambos controles funcionan de manera similar. En 6.3.b se tiene un retardo  $p = 0.5$  ( $q=1, \delta=0.5$  y  $\Delta=0.5$ ) o lo que es lo mismo un retardo igual a  $0.5T_s$ . En este caso puede observarse que el control RPCC presenta sobrepico, a diferencia del DT-RPCC que sigue a la referencia perfectamente. En las figuras 6.3.c y 6.3.d se tiene un retardo de  $p = 1$  ( $q = 1, \delta=1$  y  $\Delta=0$ ) y  $p = 1.3$  ( $q=2, \delta=0.3$  y  $\Delta=0.7$ .) respectivamente. Puede observarse que a medida que el retardo aumenta, en el control RPCC aumentan las oscilaciones y sobrepicos. En la figura 6.3.e, que corresponde a un retardo  $\delta=1.5$  ( $q=2, \delta = 0.5$  y  $\Delta=0.5$ ) se observa que el control RPCC está al borde de la inestabilidad mientras que el DT-RPCC sigue manteniendo un comportamiento correcto. Para valores de retardo superiores a 1.5 veces el período de muestreo el

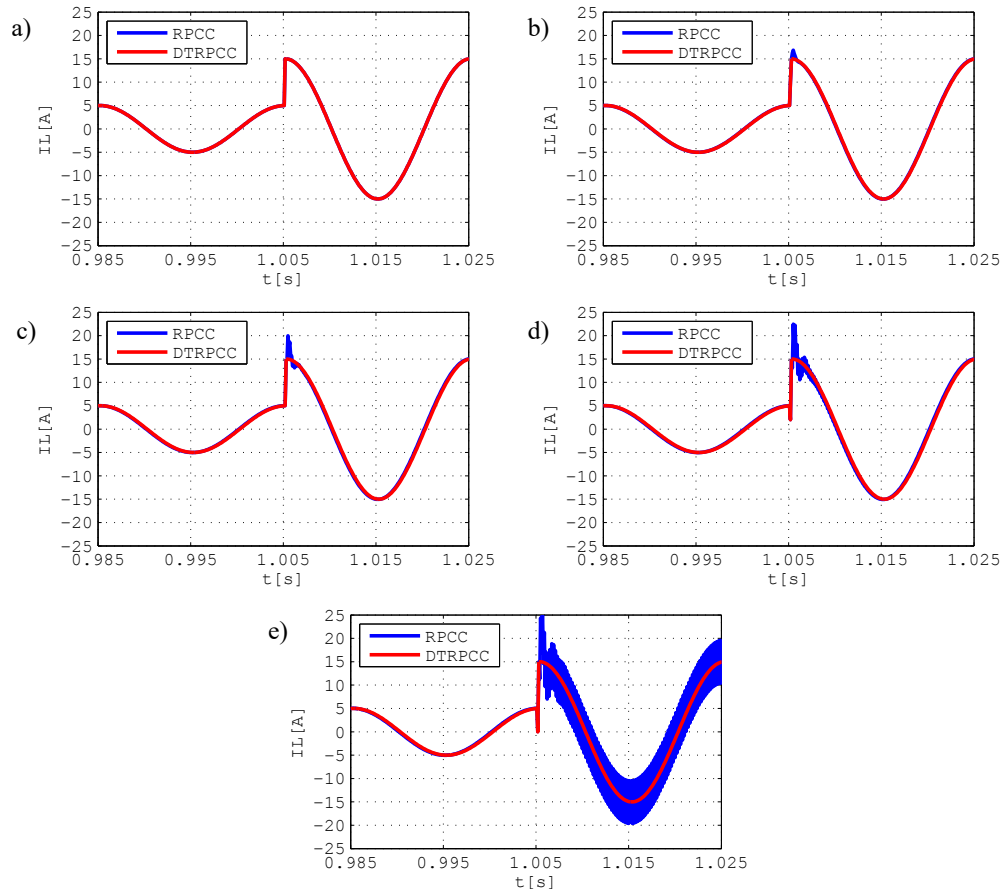


Figura 6.3: Comparación entre RPCC (azul) y DT-RPCC (rojo): a)  $p=0$ ; b)  $p=0.5$ ; c)  $p=1$ ; d)  $p=1.3$ ; e)  $p=1.5$ .

control RPCC se torna inestable.

Por último, en la figura 6.4 se muestra el comportamiento del control DT-RPCC para retardos de  $p = 1.6$ ,  $p = 2$ ,  $p = 3$  y  $p = 3.5$ . En todos los casos, el control sigue la referencia, manteniéndose estable.

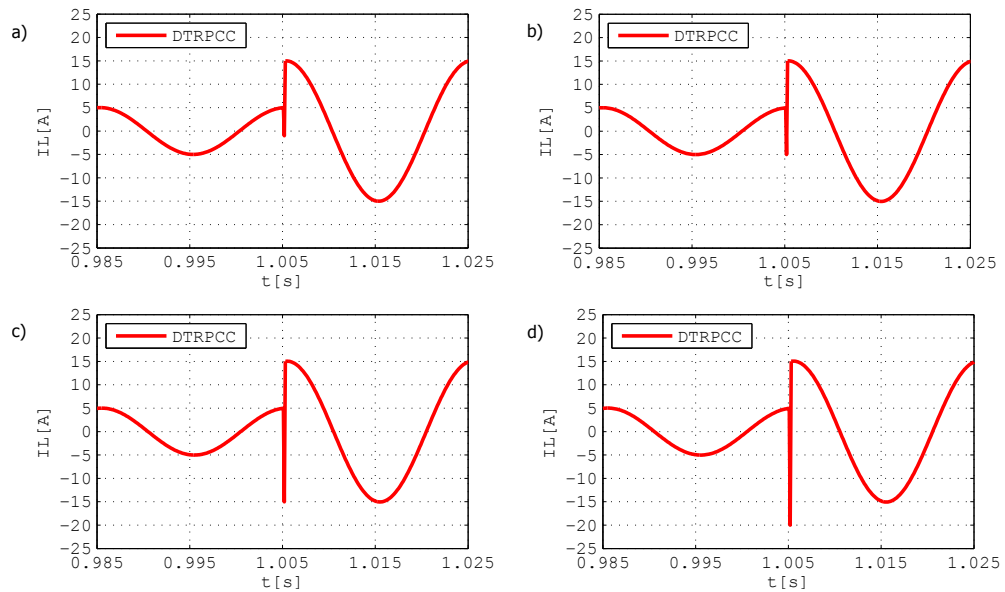


Figura 6.4: Respuesta del control DT-RPCC frente a distintos niveles de retardo: a)  $p=1.6$ ; b)  $p=2$ ; c)  $p=3$ ; d)  $p=3.5$

### 6.3. Control de Corriente Predictivo Robusto y Adaptativo Tolerante a Retardos

Es evidente que los controles predictivos son sensibles a discrepancias entre el modelo y el sistema real, por lo que es crucial tener en cuenta los retardos agregados por las etapas de filtrado a fin de evitar inestabilidades. Es necesario por lo tanto disponer de alguna herramienta que permita obtener el valor del retardo de forma precisa y en tiempo real. Se propone un control que denominamos ADT-RPCC (Adaptive Delay Tolerant RPCC) basado en el DT-RPCC. El control propuesto posee una etapa de identificación online la cual permite obtener el valor del retardo y modificar el control adaptándolo instante a instante. Como punto extra, es necesario destacar que si por alguna razón varía algún otro parámetro de la planta (como por ejemplo la inductancia de filtro), la etapa de identificación también se adaptará a este cambio paramétrico.

En la figura 6.5 puede verse el diagrama en bloques del sistema de control con el agregado de una etapa de identificación online.

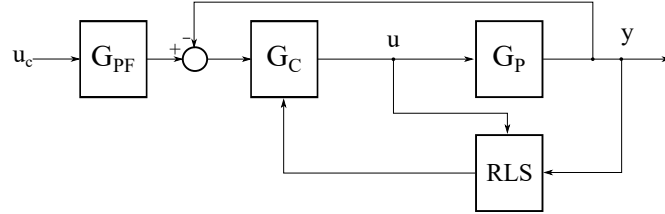


Figura 6.5: Diagrama en bloques del control ADT-RPCC

Como se vió en la sección 3.4 para la identificación, los modelos entrada salida suelen escribirse de la forma:

$$y(k) = a_1y(k-1) + \dots + a_Ny(k-N) + b_0u(k-d) + \dots + b_Mu(k-M-d) \quad (6.6)$$

en donde  $y(k)$  es la salida y  $u(k)$  es la entrada, con  $M$ ,  $N$ ,  $d$  enteros. Si la planta descrita en (2.26) se reescribe en función del retardo total  $p$  se obtiene

$$y(k) = a_1y(k-1) + b_2u(k-2) + b_3u(k-3) \quad (6.7)$$

siendo  $a_1 = 1$ ,  $b_2 = \frac{T_s}{L}(1-p)$  y  $b_3 = \frac{T_s}{L}p$  los parámetros a ser identificados,  $u(k)$  la tensión aplicada sobre el inductor e  $y(k)$  la corriente sobre el inductor.

Puede observarse que se supuso el parámetro  $a_1 = 1$  por lo que en nuestro caso los parámetros a identificar son  $b_2$  y  $b_3$ . Si se considera que el valor  $T_s/L$  es conocido, es posible despejar el valor del retardo del parámetro  $b_2$ . Si por el contrario, se considera que  $T_s/L$  puede variar (por variar el valor de la inductancia), es posible despejar el valor del retardo operando con ambos parámetros

$$p = \frac{b_3}{b_2 + b_3} \quad (6.8)$$

Es necesario destacar que si bien se supuso que el parámetro  $a_1$  tiene valor unitario, el algoritmo de identificación hallará igualmente el verdadero valor del parámetro. Es posible utilizar el valor hallado para tratar de mejorar aun mas el desempeño del control, aunque las mejoras son imperceptibles y en este trabajo no se realizan.

En la figura 6.6 se muestra como evoluciona la identificación del retardo  $p$  cuando el mismo varía de  $0.3T_s$  a  $1.8T_s$ . A partir de  $t=0.05s$  se toman muestras cada 25ms (puntos a, b, c, d, e, f, g, h e i) y se calcula la variación de  $p_m/p$ . El momento más desfavorable para la estabilidad del sistema es cuando el retardo varía en forma instantánea en  $t=0.05s$ . En las figuras 6.7, 6.8 y 6.9 se muestra la evolución de los ceros y polos del sistema (círculos y cruces en color rojo) para los puntos mostrados en la figura 5.4 a medida que el parámetro converge a su valor final. Puede notarse como los polos se alejan círculo unitario a medida que evoluciona el tiempo. Finalmente, en la figura 6.10 se muestra la posición final de los polos para  $t=0.3s$ . Puede notarse que el sistema recupera su comportamiento dead-beat (tres polos en  $z=0$ ).

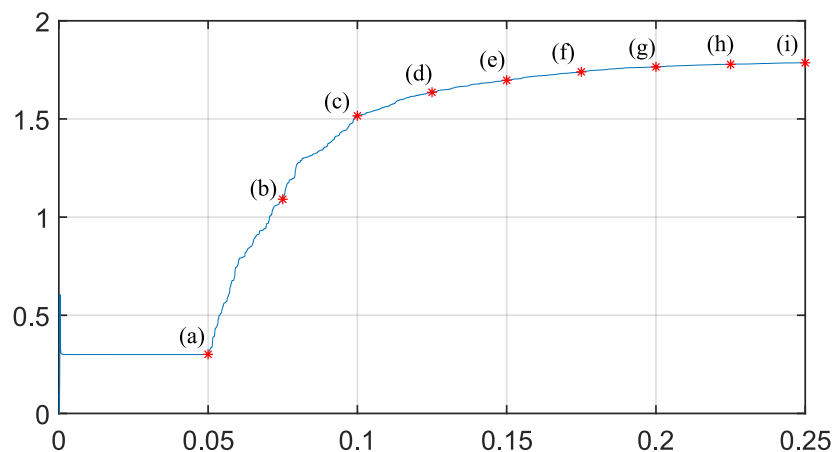


Figura 6.6: Identificación del parámetro  $p$  (retardo)

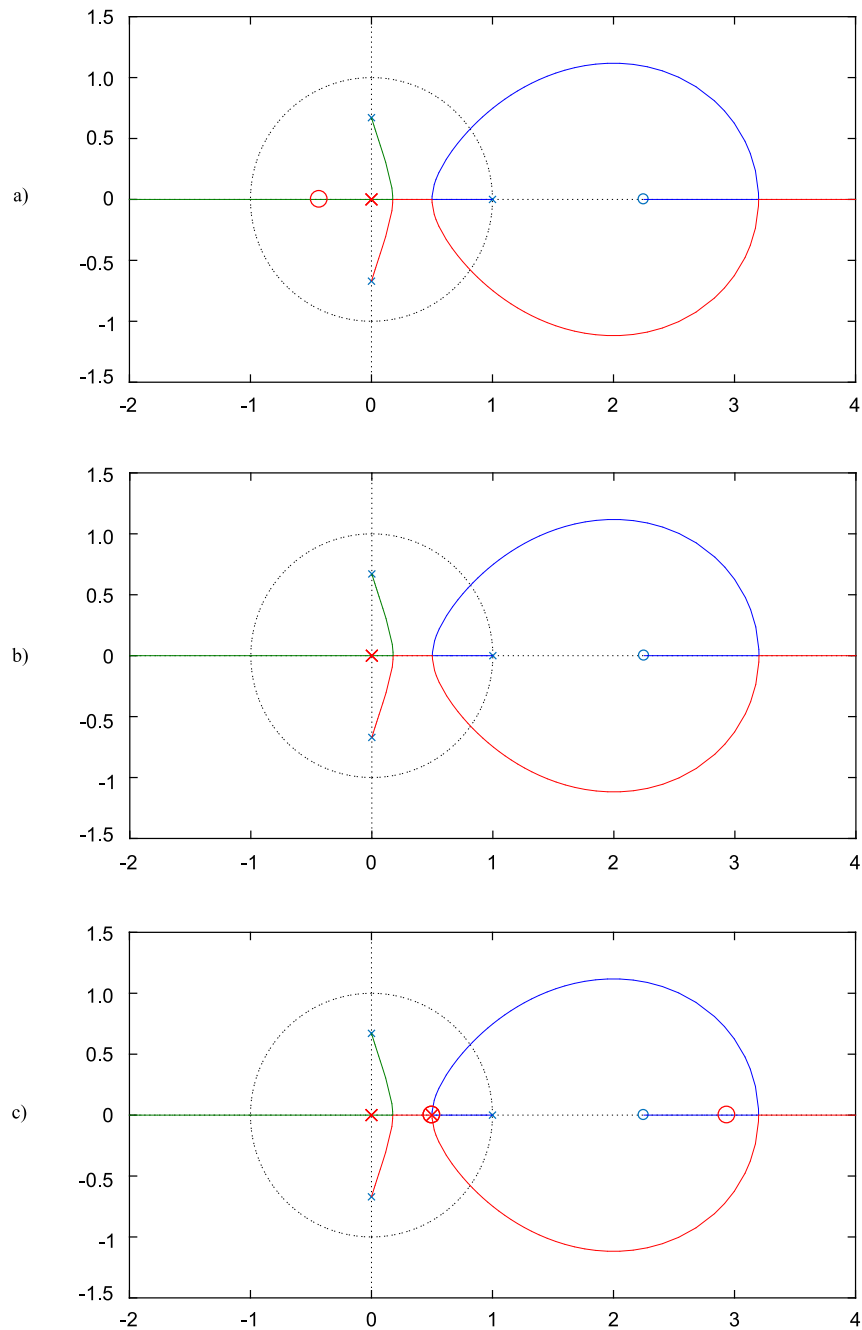


Figura 6.7: Lugar de raíces para retardo  $p=1.8$  - Posición de los polos y ceros para los puntos a) b) y c) de la figura 6.6



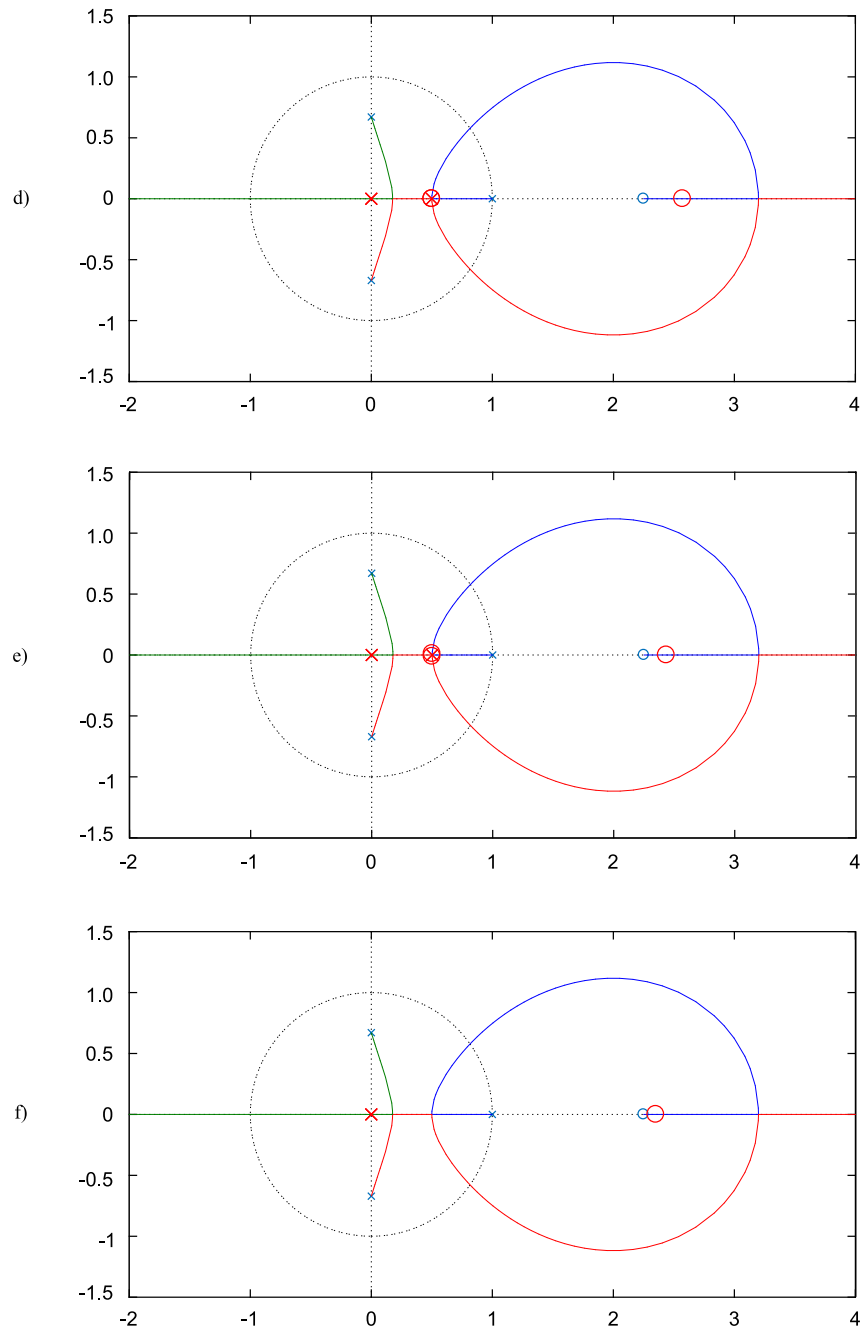


Figura 6.8: Lugar de raíces para retardo  $p=1.8$  - Posición de los polos y ceros para los puntos d) e) y f) de la figura 6.6

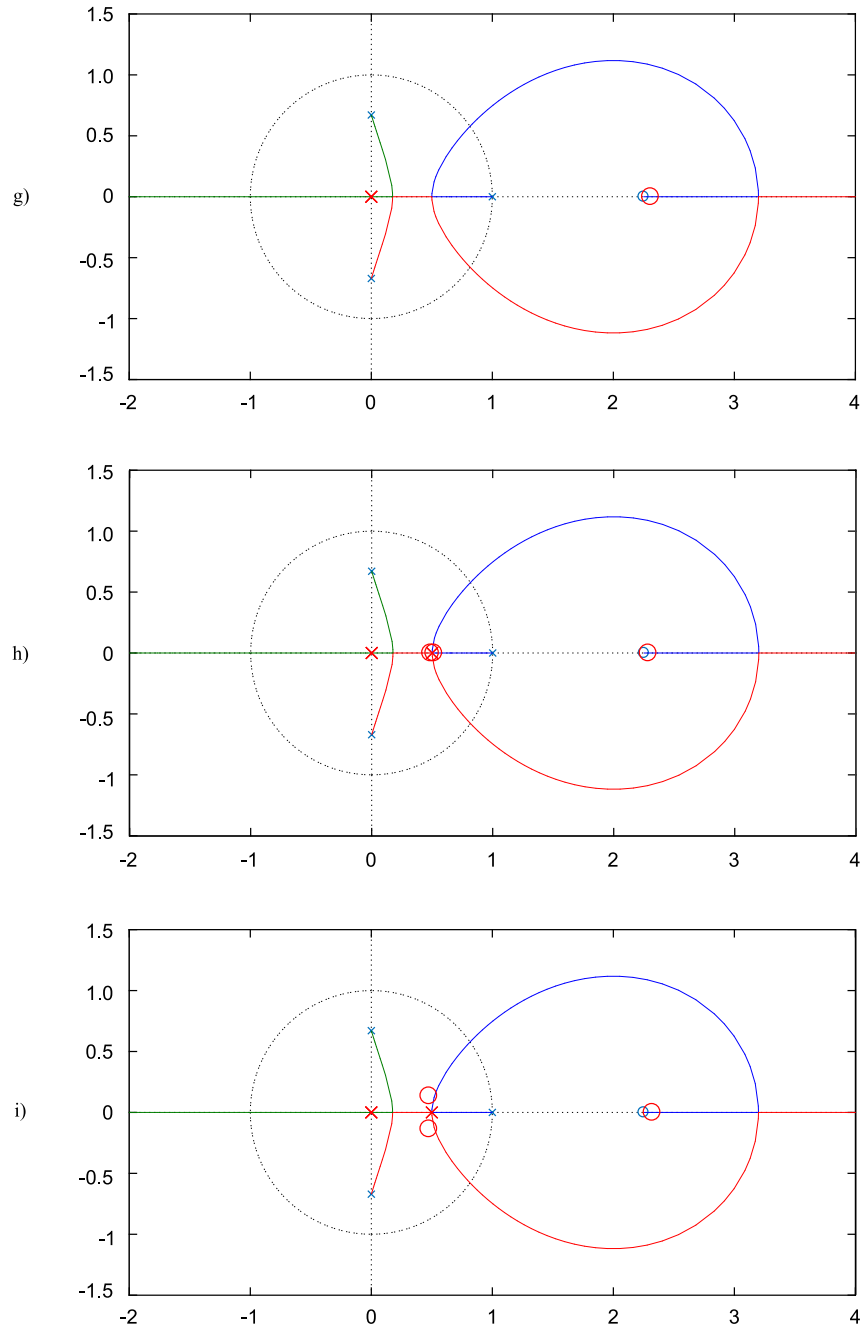


Figura 6.9: Lugar de raíces para retardo  $p=1.8$  - Posición de los polos y ceros para los puntos g) h) y i) de la figura 6.6

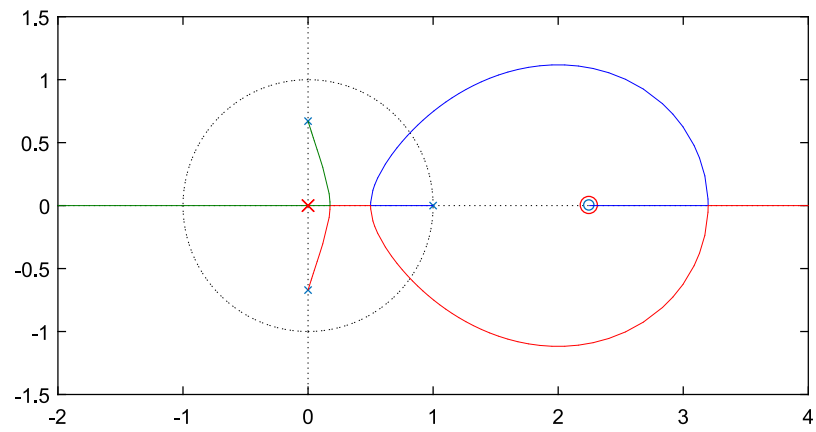


Figura 6.10: Lugar de raíces para retardo  $p=1.8$  - Posición final de los polos y ceros

## 6.4. Resultados de Simulación

En la figura 6.11 se muestra la comparación del control RPCC con el control ADT-RPCC para variaciones simultáneas de referencia y de retardo. En todos los casos, en  $t=1.005\text{s}$  la referencia pasa de  $I_{ref} = 7.5\text{A}$  a  $I_{ref} = 15\text{A}$ . En las figuras 6.11.a y 6.11.b el retardo pasa de  $p_0=1.3$  a  $p_1=1.4$ . Puede observarse un sobrepico y una leve inestabilidad en el RPCC. En las figuras 6.11.c y 6.11.d el retardo pasa de  $p_0=1.4$  a  $p_1=1.5$ . Puede observarse que el control RPCC está al borde de la inestabilidad presentando un importante sobrepico de corriente. Por último, en la figura 6.11.e el retardo pasa de  $p_0=1.5$  a  $p_1=1.6$ . En este punto, con ese nivel de retardo, el control RPCC es totalmente inestable, mientras que el control ADT-RPCC logra adaptarse a todos los valores de retardo, manteniéndose estable y sin presentar sobrepicos de corriente.

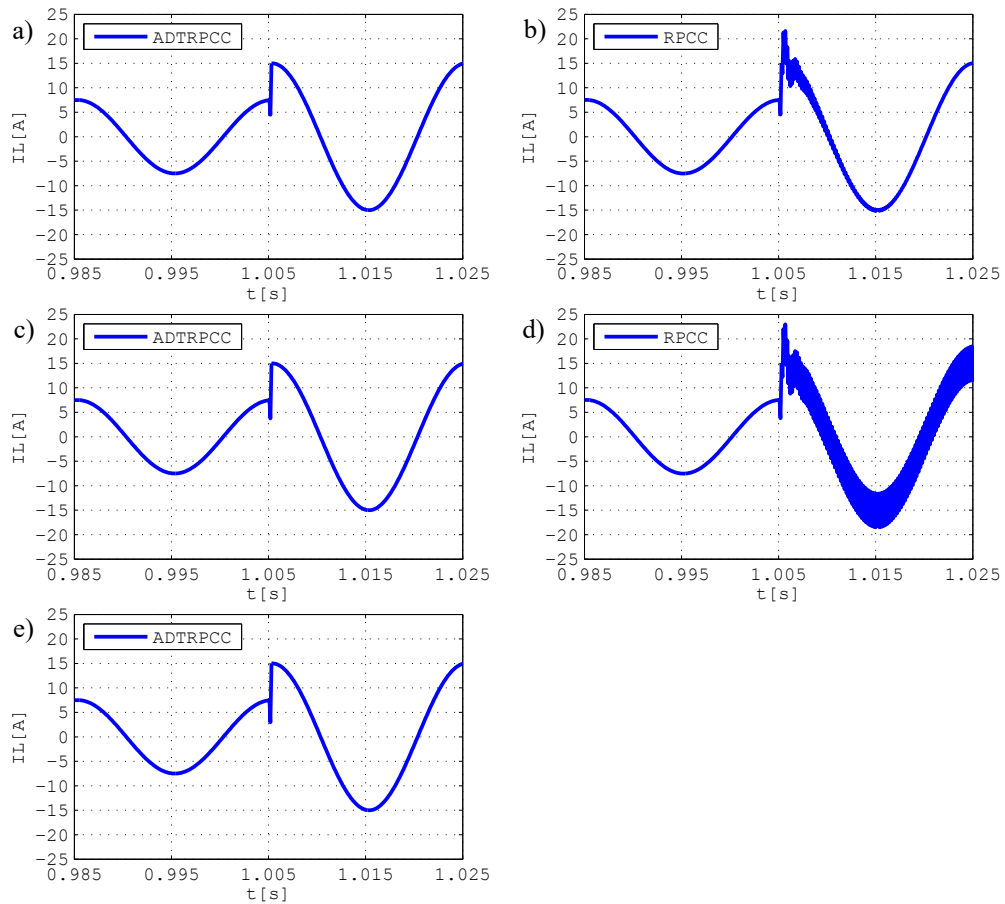


Figura 6.11: ADT-RPCC vs. RPCC para: a)  $p=1.3$  cambia a  $p=1.4$ ; b)  $p=1.4$  cambia a  $p=1.5$ ; c)  $p=1.5$  cambia a  $p=1.6$ ;

## 6.5. Conclusiones

En primera instancia se comparó el control de corriente predictivo y robusto (RPCC) con el control de corriente predictivo robusto tolerante a retardos (DT-RPCC). Para este fin se supuso conocido el retardo y se mostró que, para retardos superiores a 1.5 veces el período de muestreo, el RPCC se torna inestable, mientras que el DT-RPCC puede seguir sin inconvenientes la corriente de referencia. En este primer ensayo se supuso que el retardo introducido por los filtros era conocido e invariante. Es decir, antes de poner el sistema en funcionamiento y teniendo en cuenta las características del mismo fue necesario estimar el valor del retardo y una vez obtenido se supuso de valor constante. Sin embargo, esta

suposición no siempre es cierta. El retardo no tiene por que ser constante y puede variar durante el normal funcionamiento. Es por ello que a fin de independizarse de las variaciones en el retardo del sistema se propuso la inclusión de una etapa de identificación para poder estimar instante a instante el valor del retardo y modificar el comportamiento del control en forma adecuada. Este control se denominó Control RPCC adaptativo tolerante a retardos (Adaptive Delay Tolerant RPCC, ADT-RPCC). Por último se comparó el desempeño del control RPCC con el ADT-RPCC. El control adaptativo mostró poder adaptarse a todas las variaciones de retardo en forma inmediata y sin ningún tipo de información a priori acerca de las características del retardo.

# Capítulo 7

## Control de Corriente Predictivo y Robusto con Planificación de Ganancia No Lineal

### 7.1. Introducción

En un VSI controlado mediante PWM es necesario evitar la conducción simultánea o cruzada de las dos llaves de una misma pierna. En inversores con llaves ideales sería posible evitar la conducción simultánea imponiendo señales lógicas complementarias sobre las mismas. Desafortunadamente, esto no es suficiente debido a que la conmutación de llaves reales requiere una cantidad de tiempo finita, la cual es una compleja función de ciertas variables, como por ejemplo tensiones y corriente de conmutación, corriente de compuerta, temperatura, entre otras. Una efectiva protección contra la conducción cruzada de las llaves es la incorporación de tiempos muertos de conmutación.

El efecto de los tiempos muertos se convierte en un problema importante en aplicaciones conectadas a red, produciendo distorsión armónica que no puede ser

mitigada fácilmente mediante técnicas de control clásico [6], principalmente en sistemas que operan con altas frecuencias de conmutación y más aún si trabajan con elevados valores de bus de continua (para evitar el transformador a la salida).

Los efectos negativos de los tiempos muertos así como las técnicas para compensarlos fueron publicados en varios trabajos [7–9, 49–51]. Sin embargo, estos trabajos se basan en el modelo simple de perturbación de tiempos muertos que no tiene en cuenta los efectos en torno al cruce por cero por lo que la compensación se vuelve imprecisa, observándose una gran distorsión alrededor de los puntos de cruce por cero [53, 54].

Alternativamente, se han propuesto soluciones basadas en hardware y técnicas de modulación modificadas [53] para reducir los efectos de los tiempos muertos. Pero a pesar del hardware extra y de la complejidad agregada, estas soluciones siguen presentando distorsión en torno a la zona de cruce por cero.

En [52, 55–58] se proponen esquemas de compensación basados en la estimación del error de tensión con un observador de perturbación. No requieren ningún modelo de perturbación de tiempos muertos y pueden hacer frente a distintas condiciones. A pesar de esto, requieren un conocimiento muy preciso del modelo del inversor y de sus parámetros, y un gran esfuerzo computacional [58]. Adicionalmente la convergencia del observador puede comprometer severamente la calidad de la compensación.

Dado que los controles de corriente dead-beat predictivos (base de esta tesis) son muy dependientes del modelo de la planta a controlar, en inversores de gran dinámica los tiempos muertos pueden generar severos problemas de estabilidad y/o distorsión armónica si no son incluidos en el modelo. Pero debido a que el efecto de los tiempos muertos sobre la planta a controlar varía notablemente con el punto de operación (corriente de referencia) es necesario encontrar alguna estrategia que permita ajustar el modelo a medida que varía el punto de operación.



Sumado a la distorsión producida por los tiempos muertos, la pérdida de respuesta dead-beat por la discrepancia entre la planta y el modelo, existe además una variación de la inductancia con el nivel corriente. Con lo cual es evidente que la planta a controlar es función no lineal de la corriente (de referencia), por lo que es deseable poder adaptarse a estos cambios de una manera rápida y con un bajo costo computacional.

Una forma de abordar las problemáticas asociadas a modelos con parámetros variables es mediante el control adaptativo. Las estrategias de control adaptativo suponen que, para cualquier juego de valores de los parámetros del sistema y de las perturbaciones, existe un controlador que hace que el sistema en lazo cerrado cumpla con los requisitos de diseño. Debido a que la principal causa de distorsión y errores de corriente son alinealidades propias del sistema, estudiadas y conocidas, se propone utilizar una técnica de adaptación del tipo GS (Gain Scheduling o Planificación de Ganancia).

En la técnica propuesta de GS a partir de conocimientos previos sobre la naturaleza no lineal de la planta (planta + tiempos muertos+variación de la inductancia) se modifica el control y el observador de estados dando lugar a un control no lineal, el cual presenta una gran mitigación de la distorsión generada por los tiempos muertos, y disminuye el error de corriente en régimen permanente. La principal ventaja de los controles del tipo GS con respecto a otros controles adaptativos es su bajo costo computacional debido a que no utilizan pesados algoritmos recursivos (como por ejemplo mínimos cuadrados recursivos).

## 7.2. Modelo de los tiempos muertos

Durante los tiempos muertos las dos llaves de una misma pierna del inversor están apagadas y la corriente de salida  $i_L$  fluye a través de uno de los diodos

de rueda libre. De esta forma  $i_L$  define el valor de la tensión  $v_i$  aplicada por el inversor, la cual se desvía de la tensión de referencia  $v_{ref}$ . El error de tensión  $v_e$  es definido como  $v_e = v_{ref} - v_i$ . El modelo de perturbación de tiempos muertos es obtenido de la relación entre  $\bar{v}_e$  e  $i_L$ , en donde  $\bar{v}_e$  es la tensión media de error. Para este propósito es conveniente aproximar la corriente de salida como

$$i_L = \bar{i}_L + i_{rp} \quad (7.1)$$

en donde  $i_{rp}$  es el ripple de conmutación e  $\bar{i}_L$  es la corriente de salida promedio. En (7.1) se asume que la frecuencia de  $\bar{i}_L$  es mucho menor que la frecuencia del ripple. Además se supone que la constante de tiempo  $\frac{R}{L}$  es elevada por lo que  $i_{rp}$  tiene forma triangular. Por lo tanto, el único parámetro relevante de  $i_{rp}$  para el análisis de los tiempos muertos es el valor pico del ripple de corriente  $\Delta I$  cuya expresión es

$$\Delta I = \frac{(V_{bus}/2)}{4L} T_s \quad (7.2)$$

donde  $(V_{bus}/2)$  es la tensión sobre uno de los capacitores del bus de continua,  $L$  es la inductancia de filtro y  $T_s$  el período de conmutación.

En muchos trabajos que abordan la problemática de los tiempos muertos, consideran que la pérdida de tensión se divide en dos regiones distintas, a saber, corriente de salida positiva y corriente de salida negativa. Sin embargo al tener sólo en cuenta la polaridad de la corriente de salida, se desprecia la amplitud del ripple de corriente debido a la conmutación de las llaves, con lo cual la distorsión en la zona de cruce por cero se mantiene muy elevada.

En [6] se hace un análisis de los tiempos muertos y se demuestra que la relación entre la corriente de filtro y la tensión de error es una función no lineal por tramos,

como se muestra en la figura 7.1.

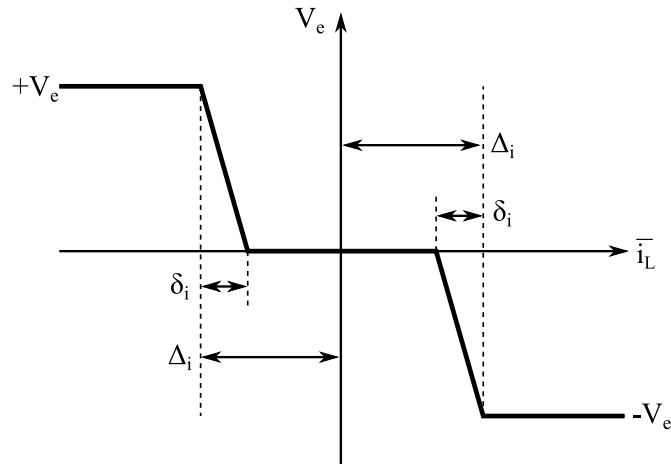


Figura 7.1: Relación entre la tensión de error y la corriente de filtro para un sistema con tiempos muertos

Pueden identificarse 3 puntos a partir de los cuales la corriente y la tensión de error se relacionan de manera distinta. Para corrientes positivas los 3 puntos son,  $i_L = \Delta_i$ ,  $i_L = \Delta_i - \delta_i$  e  $i_L = 0$ . El parámetro  $\delta_i$  es la corriente mínima necesaria para asegurar conducción continua y es igual a

$$\delta_i = \frac{V_{bus}/2}{L} T_T \quad (7.3)$$

siendo  $T_T$  el tiempo muerto total efectivo.

Estos 3 valores de corriente, delimitan 5 zonas con distintas ganancias en el gráfico de corriente/tiempo como se muestra en la figura 7.2. Puede notarse, que tanto la zona 2 como la zona 4 son muy pequeñas en comparación con las zonas 1, 3 y 5. Esta gran diferencia de tamaño entre las zonas, hace que las zonas críticas para ajustar la ganancia sean la 1, 3 y 5. Con lo cual, en este trabajo se propone la forma de onda de corriente en 3 zonas por semi-ciclo en lugar de 5.

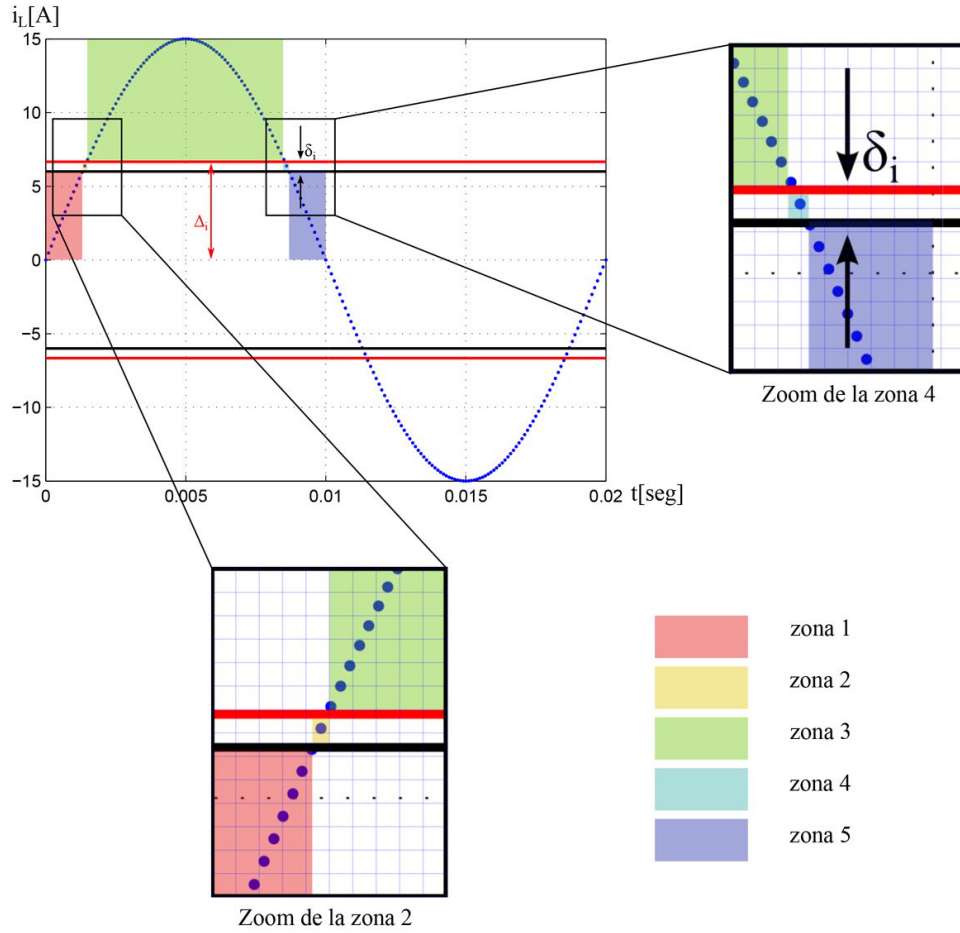


Figura 7.2: Zonas delimitadas por el comportamiento alineal de la planta con tiempos muertos

### 7.3. Compensación de tiempos muertos mediante NGS-RPCC

Un primer enfoque podría consistir en adaptar globalmente la ganancia del sistema teniendo en cuenta únicamente el valor de la referencia. Esta estrategia presenta una mejora respecto a la variante no adaptativa pero, debido a las características no lineales de la perturbación, no logra mejorar el desempeño del control para poder cumplir con los estándares de calidad de la energía.

Es por ello que se propone ajustar la ganancia del control teniendo en cuenta no sólo el valor de la referencia de corriente sino también la forma de la no linealidad que afecta al sistema.

### 7.3.1. Ajuste de la ganancia por tramos

Para poder modelar el efecto de los tiempos muertos sobre la planta, se propuso una división en zonas a partir de las características del ripple y la referencia. La no linealidad propuesta, consta de 3 zonas por semiciclo (se descartan dos de las 5 zonas por ser su efecto menos influyente), teniendo en total 6 zonas por ciclo completo. Las zonas propuestas se encuentran delimitadas tanto por las intersecciones entre la referencia de corriente y el valor teórico del ripple como por los cruces de la referencia por cero.

Teniendo en cuenta el primer semiciclo, la primer zona fue definida como aquella en donde la corriente de referencia es menor a la amplitud del ripple y mayor a cero, con pendiente positiva; la segunda en donde la corriente de referencia es mayor a la amplitud del ripple; la tercer zona en donde la referencia es mayor a cero y menor que la amplitud del ripple, con una pendiente negativa.

Para definir las zonas de ganancia variable es necesario calcular las posiciones en las cuales ocurren las intersecciones entre la corriente de referencia y el valor del ripple de corriente.

Igualando la referencia de corriente a la amplitud del ripple

$$\Delta I = I_{ref} \sin\left(\frac{2\pi}{f_s/f_{red}} N\right) \quad (7.4)$$

se despeja el valor de  $N$ , para el cual se dan las intersecciones

$$N = \frac{asin(\Delta I/I_{ref})}{2\pi f_{red}/f_s} \quad (7.5)$$

siendo  $f_s$  la frecuencia de conmutación y  $f_{red}$  la frecuencia de red. Con este valor  $N$ , el cual varía conforme varía la amplitud de la corriente de referencia  $I_{ref}$ , es posible calcular los intervalos en los cuales la ganancia cambia de valor. Sobre cada ciclo de la corriente de referencia podemos definir las 6 zonas de la siguiente manera (Fig.7.3)

zona 1	$\Rightarrow$	$0 < n \leq N$
zona 2	$\Rightarrow$	$N < n \leq n_1 - N$
zona 3	$\Rightarrow$	$n_1 - N < n \leq n_1$
zona 4	$\Rightarrow$	$n_1 < n \leq n_1 + N$
zona 5	$\Rightarrow$	$n_1 + N < n \leq n_2 - N$
zona 6	$\Rightarrow$	$n_2 - N < n \leq n_2$

en donde  $n_2 = f_s/f_{red}$  y  $n_1 = n_2/2$ .

### 7.3.2. Control de Corriente Predictivo y Robusto con Planificación de Ganancia No Lineal (NGS-RPCC)

En la figura 7.4 el control RPCC no tiene en cuenta la característica no lineal de la planta, con lo cual el modelo sobre el cual está basado es erróneo. Si se

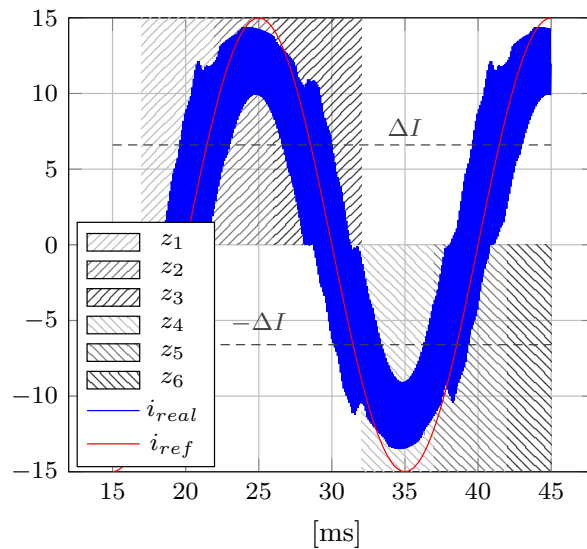


Figura 7.3: Variación de la ganancia por zonas debida a los tiempos muertos

considera que las alinealidades afectan principalmente a la ganancia de la planta, es posible modificar tanto el control como el observador de estados de manera tal que tengan en cuenta el efecto de las no linealidades.

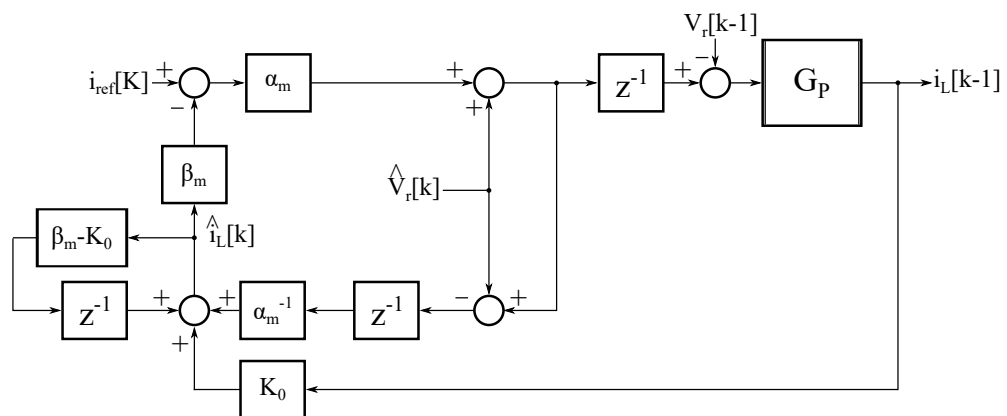


Figura 7.4: Diagrama en Bloques del control RPCC + Planta no lineal

El nuevo modelo de la planta propuesto está compuesto por la planta lineal descrita en la ecuación 5.1 precedida por un bloque no-lineal que tiene en cuenta tanto el efecto de los tiempos muertos como la variación de inductancia. Si se reescriben las ecuaciones del control RPCC y del observador de estados teniendo

en cuenta la modificación previamente descrita, se obtiene un nuevo control cuyo diagrama en bloques se muestra en la figura 7.5.

En la figura 7.5 se muestra el control RPCC modificado, en el cual se agrega un bloque no lineal (denominado  $\alpha$ ) tanto en la cadena de avance como en el observador de estados. En ambos casos, el parámetro afectado por el bloque no lineal es la ganancia, con lo cual se tiene un control RPCC con planificación de ganancia no lineal (NGS-RPCC - Nonlinear Gain Scheduling RPCC).

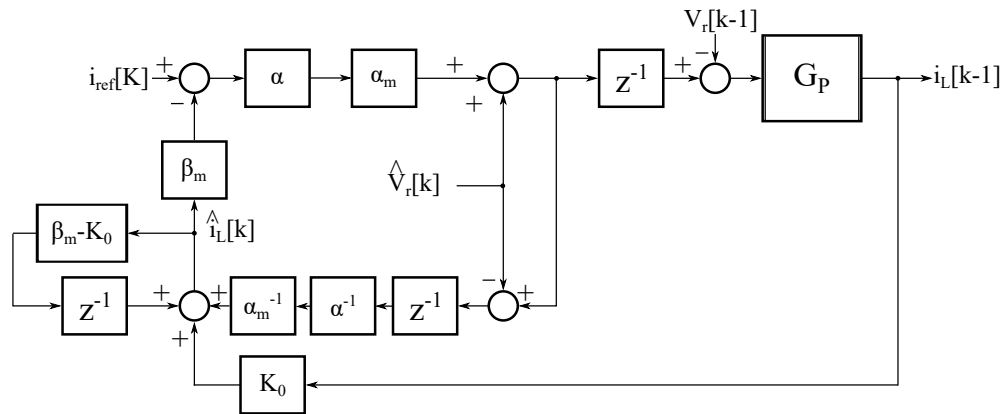


Figura 7.5: Control NGS-RPCC

El control NGS-RPCC es un control de corriente predictivo y robusto con planificación de ganancia (Gain Scheduling) no lineal. En los controles Gain Scheduling la adaptación se realiza a lazo abierto y en función de una variable auxiliar. En el caso particular del control de corriente para el inversor de tensión, la variable auxiliar utilizada es la corriente de referencia, dado que ella no sólo es responsable del mayor o menor impacto de los tiempos muertos sino también de la variación del valor de la inductancia en inductores con núcleo de hierro pulverizado.



## 7.4. Resultados

### 7.4.1. Resultados de Simulación

Para evaluar el desempeño del control propuesto (antes de ser implementado en el inversor de potencia), se utilizó un modelo monofásico debido a que en la configuración 4W el inversor trifásico puede modelarse como 3 sistemas SISO independientes. Los valores de inductancia y resistencia programados, la frecuencia de conmutación y la tensión del bus de continua se detallan en la tabla 7.1.

$L$	1.5mH
$r_L$	1 $\Omega$
$f_{sw}$	10KHz
$V_{bus}$	800V

Tabla 7.1: Valores utilizados en la simulación

Para corroborar si el nuevo control propuesto puede mejorar el desempeño del control RPCC estándar, se realizó una simulación en la cual durante los primeros 40ms se controla la corriente de salida mediante el control RPCC. En  $t = 40ms$ , se cambia al control NGS-RPCC, previamente ajustado. Debido a que el ajuste de los parámetros del control se realiza en forma off-line, la mejora obtenida ocurre en forma instantánea, no debiendo esperar a que el control converja, como ocurre en el caso de los controles adaptativos recursivos.

En las figuras 7.6, 7.7 y 7.8 puede verse como mejora el desempeño del control RPCC mediante la planificación de ganancia para corrientes de referencia de 10A, 14A y 30A respectivamente. En estas simulaciones los valores de resistencia e inductancia programados coinciden con los de la planta. Puede notarse que incluso existiendo una total coincidencia de los parámetros, al utilizar el control RPCC la corriente en el inductor no sigue correctamente la referencia, presentando un evidente error en régimen permanente y un elevado nivel de distorsión armónica.

Por el contrario, al utilizar el NGS-RPCC se disminuyen notablemente los niveles de distorsión armónica y el error en régimen permanente. Utilizando el RPCC los niveles de THD obtenidos no cumplieron con los estándares de calidad de energía, salvo cuando la referencia de corriente se ajustó en 30A. En cuanto al error de corriente para todos los niveles ensayados el error obtenido promedió el 18 %. Utilizando el NGS-RPCC los niveles de THD resultaron en simulación siempre menores al 5 %, cumpliendo con las normas de calidad de la energía. Con respecto al error de corriente, este se mantuvo siempre por debajo del 5 %.

En la tabla 7.2 se muestran los valores obtenidos de distorsión armónica, corriente RMS y error de corriente para los 3 casos mostrados y para una referencia de corriente de 21A, tanto para el control RPCC como para el NGS-RPCC.

$I_{Ref}$	RPCC			NGS-RPCC		
	THD %	$I_{rms}$ A	$e_i$ %	THD %	$I_{rms}$ A	$e_i$ %
10 A <sub>p</sub>	13.7	5.75	18.7	4.98	7.41	4.79
14 A <sub>p</sub>	7.85	7.91	20.1	3.87	10.3	4.04
21 A <sub>p</sub>	5.21	12.1	18.5	2.90	15.1	1.68
30 A <sub>p</sub>	4.17	18	15.1	2.39	21.7	2.29

Tabla 7.2: Comparativa entre el Control NGSRPCC y el RPCC

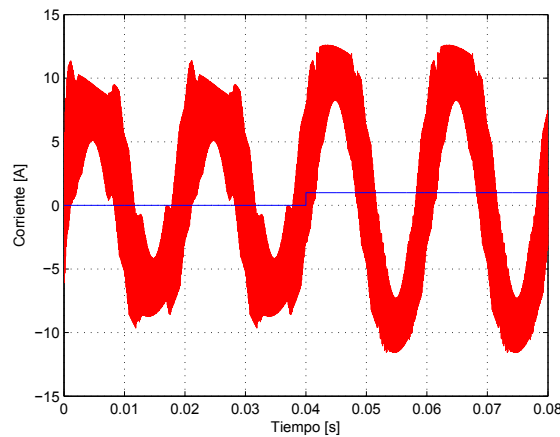


Figura 7.6: Variación de la corriente de salida al cambiar el control RPCC por el NGS-RPCC para una referencia de corriente de 10A

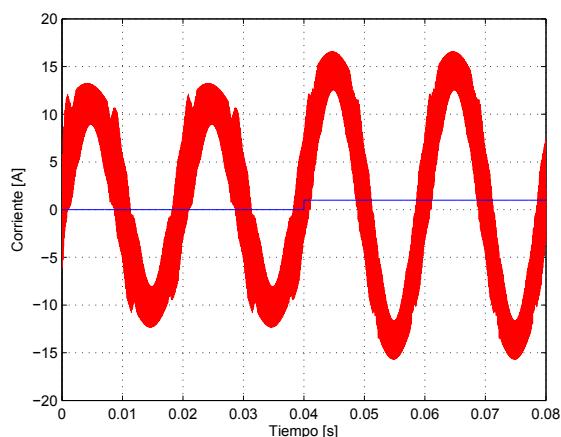


Figura 7.7: Variación de la corriente de salida al cambiar el control RPCC por el NGS-RPCC para una referencia de corriente de 14A

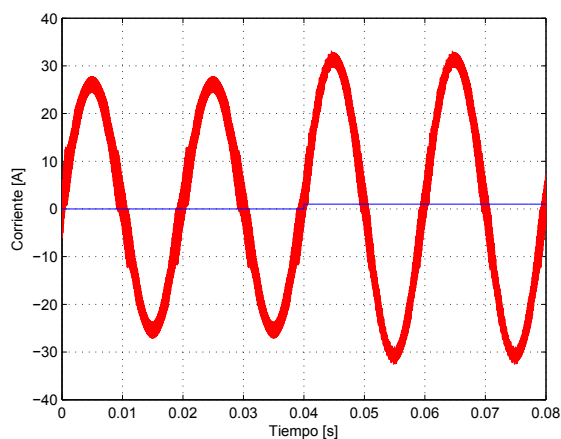


Figura 7.8: Variación de la corriente de salida al cambiar el control RPCC por el NGSRPCC para una referencia de corriente de 30A

### 7.4.2. Resultados Experimentales

El control propuesto fue testeado experimentalmente para evaluar su desempeño en régimen permanente en un inversor trifásico en configuración 4W. Los valores programados en el RPCC son los mismos que se utilizaron en las simulaciones. Ambos controles (RPCC y NGS-RPCC) están implementados en el DPS de Texas Instruments TMS320F28335.

En las figuras 7.9.a y 7.9.b pueden observarse las corrientes de salida para referencias de corriente de 10A y 21A respectivamente utilizando el control RPCC.

Los valores de THD obtenidos no cumplen con la norma que establece una cota máxima del 5%. Puede apreciarse que los errores en corriente son extremadamente elevados, superiores al 30% en ambos casos.

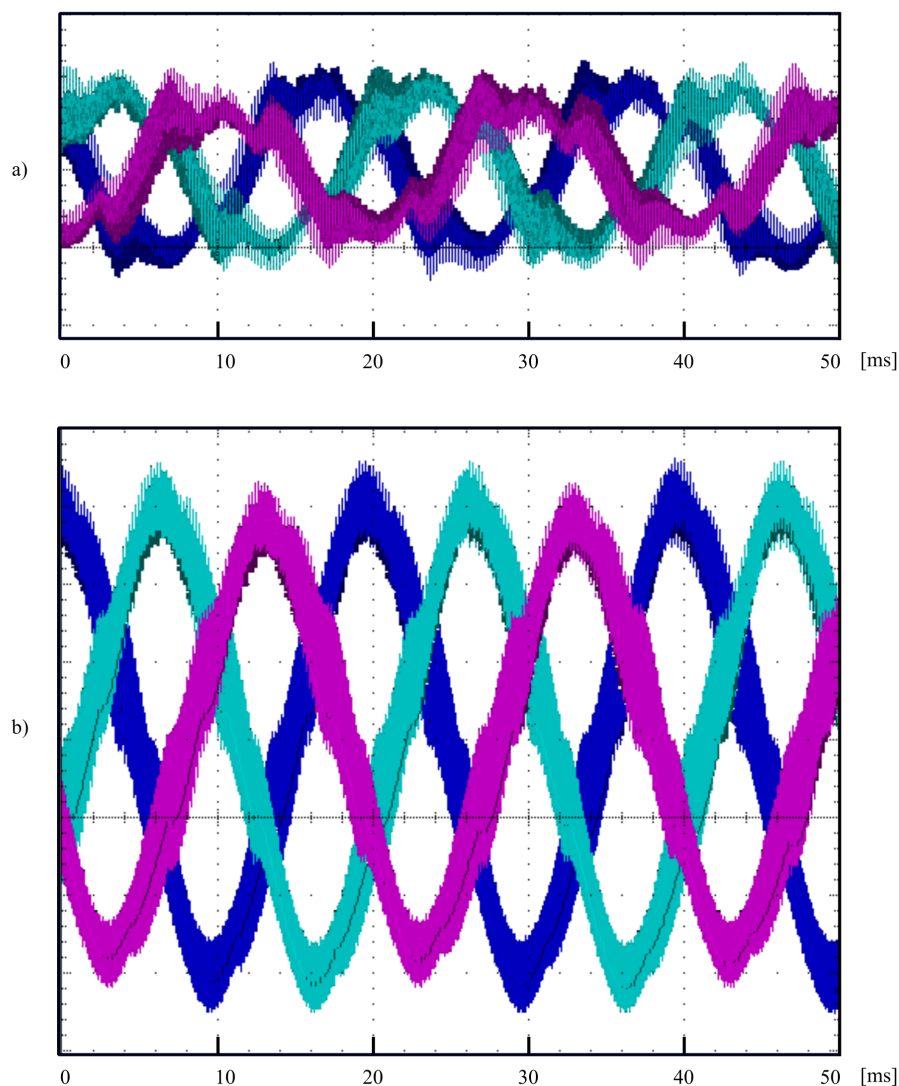


Figura 7.9: Corriente de Inyección - Control RPCC - a)  $i_{ref} = 10A$  b)  $i_{ref} = 21A$

En las figuras 7.10.a y 7.10.b pueden observarse las corrientes de salida para referencias de corriente de 10A y 15A respectivamente, utilizando el control NGS-RPCC. Las zonas programadas de cambio de ganancia corresponden a la zona 1 de la tabla 7.3. Para estos valores de zonas programados, los valores de THD

obtenidos son del 3.45 % y 2.69 % para 10A y 15A respectivamente. En cuanto al error de corriente para los dos valores de corriente, el error fue menor al 7 %.

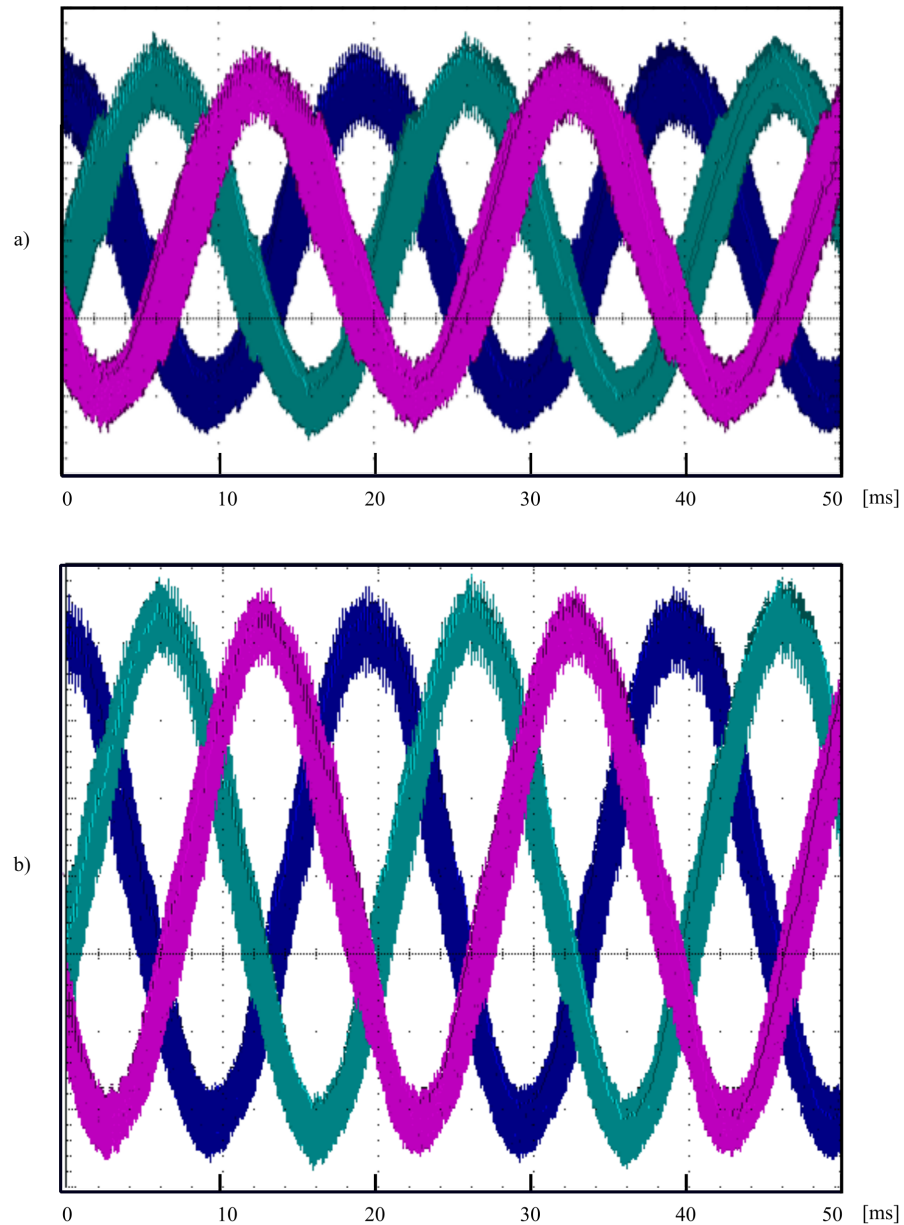


Figura 7.10: Corriente de Inyección - Control NGS-RPCC - Zonas = 0.94 - 0.79 - 0.94 / 0.94 - 0.79 - 0.90 - a)  $i_{ref} = 10A$  b)  $i_{ref} = 15A$

En las figuras 7.11.a y 7.11.b pueden observarse las corrientes de salida para

referencias de corriente de 10A y 15A respectivamente, utilizando el control NGS-RPCC. Las zonas programadas de cambio de ganancia corresponden a la zona 2 de la tabla 7.3. Para estos valores de zonas programados, los valores de THD obtenidos son del 3.28 % y 2.8 % para 10A y 15A respectivamente. En cuanto al error de corriente para los dos valores de corriente, el error fue menor al 7 %.

En la tabla 7.4 se detallan todos los valores de THD, de corriente rms, corriente pico y errores de corriente para el control RPCC para niveles de corriente de referencia de 10A y 21A. Por su parte, en la tabla 7.5 se detallan todos los valores de THD, de corriente rms, corriente pico y errores de corriente para el control NGS-RPCC para niveles de corriente de referencia de 10A y 15A.

zona 1	0.94	0.79	0.90	0.94	0.79	0.90
zona 2	0.94	0.79	0.89	0.94	0.79	0.89

Tabla 7.3: Zonas programadas de cambio de ganancia

$i_{ref}$	RPCC	
10A	THD	15.9 %
	$i_{RMS}$	3.91A
	$i_p$	5.53A
	$e_i$	44.70 %
21A	THD	7.97 %
	$i_{RMS}$	10.3A
	$i_p$	14.56A
	$e_i$	30.66 %

Tabla 7.4: Valores obtenidos de THD, corriente RMS, corriente pico y error de corriente para el Control RPCC

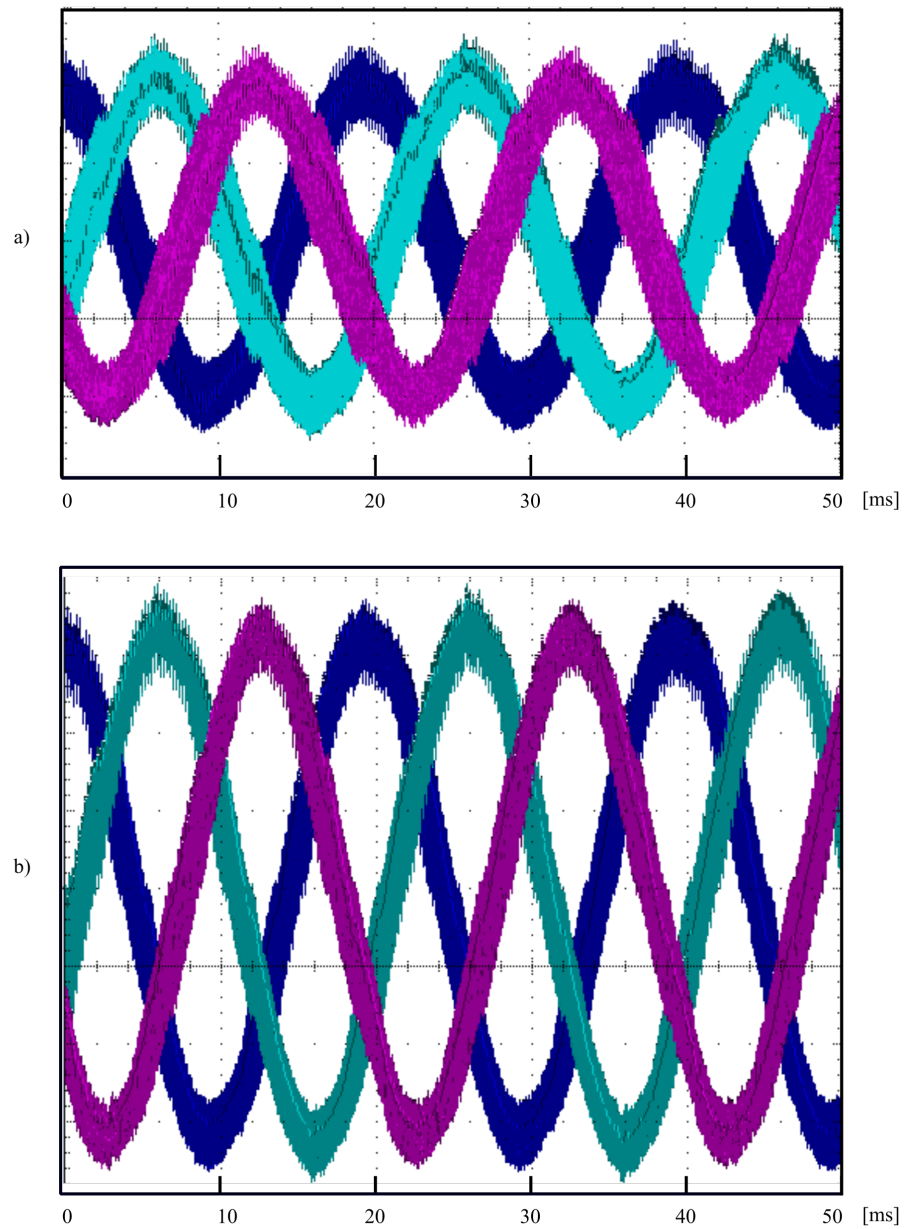


Figura 7.11: Corriente de Inyección - Control NGS-RPCC  
Zonas = 0.94 - 0.79 - 0.90 / 0.94 - 0.79 - 0.90 - a)  $i_{ref} = 10A$  b)  $i_{ref} = 15A$

$i_{ref}$		NGS-RPCC	
		Zona <sub>1</sub>	Zona <sub>2</sub>
10A	THD	3.45 %	3.28 %
	$i_{RMS}$	7.26A	7.27A
	$i_p$	10.26A	10.28A
	$e_i$	2.6 %	2.8 %
15A	THD	2.69 %	2.8 %
	$i_{RMS}$	11.3A	11.3A
	$i_p$	15.98A	15.98A
	$e_i$	6.53 %	6.53 %

Tabla 7.5: Valores obtenidos de THD, corriente RMS, corriente pico y error de corriente para el Control NGS-RPCC



## 7.5. Conclusión

En este capítulo se presentó una técnica de compensación de tiempos muertos adaptativa basada en planificación de ganancia no lineal para el control RPCC, dando lugar al control NGS-RPCC. Este nuevo control conserva todas las ventajas de un control predictivo dead-beat con la mejora agregada de poder mitigar el efecto de los tiempos muertos y así mejorar el error de corriente en régimen permanente y la distorsión armónica aún para valores de referencia bajos. Se comprobó que las técnicas adaptativas basadas en planificación de ganancia son muy adecuadas en situaciones en donde se conoce de antemano la manera en que varía la planta. Dado que existen modelos que representan muy bien el efecto de los tiempos muertos sobre la forma de corriente, la adaptación a lazo abierto resulta sumamente conveniente debido a ser muy económica computacionalmente. Se demostró que es posible mejorar el comportamiento del control RPCC de manera que cumpla con los estándares de calidad de la energía en una situación sumamente desfavorable como es, bus de continua de valor elevado, inductancia de filtro de valor bajo, tiempos muertos elevados y configuración en 4 hilos, sin la necesidad de recurrir a complicados esquemas adaptativos y sin la inclusión de etapas resonantes difíciles de sintonizar.

## Capítulo 8

# Conclusiones y Trabajos Futuros

Esta tesis trata acerca de técnicas de identificación de parámetros y de control adaptativo, utilizadas para mejorar el desempeño de controladores dead-beat predictivos, para inyección de energía a la red eléctrica.

Los controles dead-beat predictivos son una solución atractiva, debido a su simplicidad, bajo costo computacional y rápido seguimiento de la referencia de corriente. Pero dado que su ley de control está basada en el modelo de la planta que debe controlar, su estabilidad y seguimiento de la referencia de corriente se ven comprometidas cuando el modelo utilizado no es el adecuado, ya sea por variaciones paramétricas o bien por retardos no modelados.

Debido a la importancia de conocer en profundidad el sistema de inyección de corriente que se quiere controlar, en el capítulo 2 se realizó un análisis del sistema en su totalidad, y se obtuvo un modelo simplificado, pero que tiene en cuenta los retardos asociados a los cálculos y a la etapa de filtrado. Este modelo, posteriormente fue utilizado para identificar los parámetros variantes de la planta, y adaptar el comportamiento del control predictivo mediante técnicas adaptativas.

Debido a que en el control adaptativo la correcta identificación de los parámetros es crucial, en el capítulo 3 se analizó la capacidad de los algoritmos RLS y

QRD-RLS para identificar plantas con grandes y rápidas variaciones paramétricas. Se realizaron distintos ensayos, variando en forma de escalón distintos parámetros. El primer ensayo consistió en una variación en el valor de inductancia, suponiendo fijo el retardo fraccionario. El segundo ensayo consistió en una variación en el valor del retardo, suponiendo fijo el valor de inductancia.

Se compararon algoritmos RLS con distintos factores de olvido, para los dos ensayos. No se obtuvieron buenos resultados utilizando RLS con factor de olvido dado la rápida variación de los parámetros. Se probó además un algoritmo RLS con reseteo de la matriz de covarianza. Si bien este algoritmo mostró una mejora importante al identificar ciertas variaciones, no fue suficiente, mostrando falencias al variar el retardo.

Posteriormente se compararon algoritmos QRD-RLS basados en rotaciones de Givens con distintos factores de olvido. En todos los casos ensayados, los algoritmos lograron identificar las variaciones paramétricas tanto de inductancia como de retardo. El algoritmo QRD-RLS con factor de olvido  $\lambda = 0,90$  mostró ser el más rápido y con menor error.

Se concluyó que en sistemas sometidos a grandes variaciones del punto de operación, el algoritmo RLS no fue suficiente para realizar la identificación, por lo que se debió recurrir a algoritmos más robustos como el QRD-RLS. Esta clase de algoritmos mostraron ser más robustos numéricamente, realizando menos operaciones matemáticas, un dato no menor en aplicaciones en tiempo real, implementadas en plataformas digitales como DSPs o micro-controladores.

En el capítulo 4 se detallaron los puntos débiles de los controles predictivos del tipo dead-beat. Posteriormente se hizo una introducción a los controles adaptativos utilizados para dar solución a las falencias de los controles predictivos.

En el capítulo 5, se mostró uno de los principales aportes de la tesis. En este capítulo se propuso, simuló e implementó un nuevo control adaptativo de corriente

para inversores tanto trifásicos como monofásicos. El control propuesto, el ST-RPCC o RPCC auto-ajustable, es un control de corriente predictivo, robusto y adaptativo, del tipo STR.

Utilizando la identificación paramétrica del sistema para ajustar la ley de control, se logró disminuir el error en régimen permanente de la corriente del filtro L (error característico de los controles RPCC), incluso para bajas (en torno a los 5A de referencia). Además se logró mediante la adaptación del control, mejorar la distorsión armónica, permitiendo de esta manera cumplir con las normas vigentes (en cuanto a THD máximo y cotas sobre los armónicos), incluso en condiciones de operación desfavorables. Dentro de las condiciones desfavorables se pueden mencionar: trabajar en 4 W (lo que permite tener rechazo a perturbaciones no balanceadas, mediante la adaptación de cada fase por separado), tener un bus de continua de valor elevado (para evitar el uso de transformador a la salida) e inductancias de filtro pequeñas.

En capítulo 6, se propuso hacer un control de corriente adaptativo y predictivo, basado en el RPCC tolerante a retardos. Este control tolerante a retardos está basado en un modelo de espacio de estados extendido, el cual tiene una variable de estados adicional como resultado del modelado del retardo fraccionario. El nuevo control propuesto, utiliza un algoritmo de identificación online para estimar el retardo presente, y en base a la estima del retardo, modifica la ley de control. Los parámetros identificados, no solo dependen del retardo, sino también de los parámetros del sistema, por lo cual, frente a variaciones de los mismos se adapta también.

En primer lugar se compararon el control de corriente predictivo y robusto (RPCC) y el control de corriente predictivo robusto tolerante a retardos (DT-RPCC) y se mostró que para retardos superiores a 1.5 veces el período de muestreo, el RPCC se tornó inestable, mientras que el DT-RPCC pudo seguir sin

inconvenientes la corriente de referencia. En este primer ensayo se supuso que el retardo introducido por los filtros era conocido e invariante. Es decir, antes de poner el sistema en funcionamiento y teniendo en cuenta las características del mismo fue necesario estimar el valor del retardo, y una vez obtenido se supuso de valor constante.

Debido a que el retardo del sistema no siempre es conocido, o constante, se propuso la inclusión de una etapa de identificación para poder estimar instante a instante el valor del retardo y modificar el comportamiento del control en forma adecuada. Para evaluar la mejora debida a la adaptación, se comparó el desempeño del control RPCC con el nuevo control ADT-RPCC (Control RPCC adaptativo tolerante a retardos). El control adaptativo mostró poder adaptarse a todas las variaciones de retardo en forma inmediata y sin ningún tipo de información a priori acerca de las características del retardo. Nuevamente, el control RPCC se tornó inestable para retardos superiores a 1.5 veces el período de muestreo.

Por último, y debido a que la fuente principal de distorsión armónica en sistemas de inyección de corriente a la red eléctrica proviene de los tiempos muertos, en el capítulo 7 se propuso un control basado en programación de ganancia, que permite mitigar el efecto de los tiempos muertos en forma sencilla y computacionalmente económica. Se presentó una técnica de compensación de tiempos muertos adaptativa basada en planificación de ganancia no lineal para el control RPCC, dando lugar al control NGS-RPCC. Este nuevo control, conserva todas las ventajas de un control predictivo dead-beat con la mejora agregada de poder mitigar el efecto de los tiempos muertos y así mejorar el error de corriente en régimen permanente y la distorsión armónica aún para valores de referencia bajos. Se comprobó que las técnicas adaptativas basadas en planificación de ganancia son muy adecuadas en situaciones en donde se conoce de antemano la manera en

que varía la planta. Dado que existen modelos que representan muy bien el efecto de los tiempos muertos sobre la forma de corriente, la adaptación a lazo abierto resulta sumamente conveniente debido a ser muy económica computacionalmente. Se demostró que es posible mejorar el comportamiento del control RPCC de manera que cumpla con los estándares de calidad de la energía en una situación sumamente desfavorable como es, bus de continua de valor elevado, inductancia de filtro de valor bajo, tiempos muertos elevados y configuración en 4 hilos, sin la necesidad de recurrir a complicados esquemas adaptativos y sin la inclusión de etapas resonantes difíciles de sintonizar.

## 8.1. Publicaciones realizadas como producto de esta tesis

La técnica de identificación paramétrica basada RLS con descomposición QR implementada con rotaciones de Givens discutida en el capítulo 3 fue publicada como:

- “Identificación paramétrica de un inversor trifásico conectado a red mediante el método QRD-RLS”, *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2013)*, N.I. Echeverría, S.A. González, M.G. Judewicz, J.R. Fischer, M.A. Herrán y D.O. Carrica, 2013.

El control de corriente predictivo robusto y auto-ajutable (ST-RPCC) mostrado en el capítulo 5, fue publicado como:

- “Control de Corriente Predictivo Robusto y Auto-Ajustable”, *2016 IEEE Biennial congress of Argentina (ARGENCON)*, N.I. Echeverría, M.G. Judewicz, S.A. González, J.R. Fischer y D.O. Carrica. 2016

El control de corriente predictivo robusto y adaptativo tolerante a retardos (ADT-RPCC) mostrado en el capítulo 6, fue publicado como:

- “Adaptive Delay-Tolerant Robust Predictive Current Control”, *2018 IEEE Biennial congress of Argentina (ARGENCON)*, N.I. Echeverría, J.R. Fischer, R.M. Hidalgo, S.A. González y D.O. Carrica. 2018

El control de corriente predictivo y robusto con planificación de Ganancia no lineal (NGS-RPCC) fue publicado como:

- “Dead-Time compensation technique for Robust Predictive Current Control”, *2017 XVII Workshop of information processing and control (RPIC 2017)*, N.I. Echeverría, J.R. Fischer, J.F. Martinez, M.G. Judewicz, S.A. González. 2017

Además, durante el desarrollo del trabajo de investigación de esta tesis, se exploraron temas relacionados con la operación del inversor y la inyección de corriente proveniente de fuentes de energía renovables.

En el siguiente trabajo se propone un control de corriente predictivo lineal generalizado que presenta una rápida respuesta a variaciones en la referencia de corriente, robusto a variaciones paramétricas y con baja distorsión en la corriente de salida, con un esfuerzo computacional reducido:

- “Generalized Predictive Current Control (GPCC) for Grid-Tie Three-Phase Inverters”, M.G.Judewicz, S.A. González, N.I. Echeverría, J.R. Fischer and D.O. Carrica, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, Vol. 63. Issue:7 pp: 4475-4484. 2016

Además, se han implementados otras estrategias de control basadas en RPCC. En el siguiente trabajo basado en RPCC se incluyeron compensadores armónicos resonantes externos, para obtener gran rechazo a perturbaciones externas y mejorar el THD en régimen permanente.

- “Robust predictive current control with harmonic compensators for grid-connected VSI”, *2017 XVII Workshop of information processing and control (RPIC 2017)*, J.R. Fischer, J.F. Martinez, M.G. Judewicz, N.I. Echeverría, S.A. González. 2017

En el siguiente trabajo se presenta un control GPC (Generalized Predictive Control) aplicado a un rectificador boost de 3 niveles. El control de este rectificador es de gran interés para el grupo de investigación del cual la tesista forma parte:

- “Generalized predictive control of three-level boost rectifiers”, *2017 XVII Workshop of information processing and control (RPIC 2017)*, M.G. Judewicz, N.I. Echeverría, J.R. Fischer, S.A. González, D.O. Carrica. 2017

En el siguiente trabajo se evaluaron distintos tipos de filtros digitales en FCS-MPC para controlar el espectro de la corriente inyectada:

- “Filtro notch digital para la conformación del espectro en control predictivo basado en modelo”, *2014 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, M.G. Judewicz, J.R. Fischer, N.I. Echeverría, S.A. González y D.O. Carrica. 2014

Por último, durante el desarrollo del trabajo de tesis, el laboratorio del cual forma parte la tesista, adquirió 18 paneles solares (4.5kW) para inyectar corriente a la red eléctrica. A raíz de esto, se han realizado diversos estudios y trabajos relacionados con las tecnologías fotovoltaicas.



En el siguiente trabajo se desarrolló un nuevo algoritmo de seguimiento de punto de máxima potencia:

- “Algoritmo MPPT de conductancia incremental con doble cota”, *24° Congreso Argentino de Control Automático - AADECA 2014*, N.I. Echeverría, M.G. Judewicz, G. Murcia, J. Strack y S.A González - 2014

Relacionado con el tema de investigación de esta tesis (identificación y extracción de parámetros), se aplicaron técnicas de inteligencia computacional para extraer los parámetros característicos de los paneles solares adquiridos por el laboratorio. Se obtuvieron las siguientes publicaciones:

- “Extracción de parámetros de un panel solar utilizando algoritmos genéticos”, *Acta de la XXXVII Reunión de Trabajo de la Asociación Argentina de Energías Renovables y Medio Ambiente*, N.I. Echeverría, M.P. Cervellini, R.A. García Retegui, S.A. González, M.A. Funes y D.O. Carrica - 2014
- “Extracción de parámetros de un panel solar utilizando algoritmos genéticos”, *Revista Energías Renovables y Medio Ambiente (ERMA)*, N.I. Echeverría, M.P. Cervellini, R.A. García Retegui, S.A. González, M.A. Funes, D.O. Carrica - 2015
- “Optimized Parameter Extraction Method for Photovoltaic Devices Model”, M.P. Cervellini, N.I. Echeverría, P.D. Antoszczuk, R.A. García Retegui, M.A. Funes, S.A. González, *IEEE Latin America Transactions*, Vol.14. Issue:4 pp: 1959-1965. 2016

Además, en conjunto con el departamento de Ingeniería eléctrica se obtuvieron las siguientes publicaciones:

- “Proyecto Interconexión de sistemas fotovoltaicos a la red eléctrica en ambientes urbanos de Mar del Plata - Primera Etapa”, *XXXVII Reunión de*

*Trabajo de la Asociación Argentina de Energías Renovables y Medio Ambiente*, S. Jacob, G. Murcia, J. Branda, E. Garín, J. Strack, N. Echeverría, M. Judewicz y J. Suarez - 2014

- “Montaje y Producción Energética de una Instalación Fotovoltaica Conectada a la Red de Baja Tensión en la Ciudad de Mar del Plata - Argentina”, *The XI latin-american congress electricity generation and transmission - CLAGTEE 2015 "Bioenergy for electricity generation and ecological issues in power plants"*, S. Jacob, G. Murcia, J. Branda, E. Garín, N. Echeverría, S. Teodoldi y C. De Souza - 2015

## 8.2. Trabajos Futuros

- Aplicar la identificación de parámetros a un sistema de inyección con filtro LCL.
- Aplicar las técnicas de control adaptativo a inversores trifásicos en configuración 3W.

# Bibliografía

- [1] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. Kjaer, “ Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems ”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184 - 1194, Sept 2004.
- [2] R. Arthur Bergen and R. John Ragazzini, “ Sampled-data processing techniques for feedback control systems”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, 73(5):236-247, 1954.
- [3] S. Uríkura and A. Nagata, “ Ripple-free deadbeat control for sampled-data systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 32(6):474-482, 1987.
- [4] J.C. Moreno, J.M.E. Huerta, R.G. Gil, and S.A. Gonzalez, “ A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6):1993-2004, 2009.
- [5] J.M. Espi Huerta, J. Castello-Moreno, J.R. Fischer, and R. Garcia-Gil, “A synchronous reference frame robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3):954-962, March 2010.
- [6] M. A. Herrán, J. R. Fischer, S. A. González, M. G. Judewicz, and D. O. Carrica, “Adaptive dead-time compensation for grid-connected PWM inverters of single-stage PV systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2816-2825, Jun. 2013.
- [7] J. W. Choi and S. K. Sul, “Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, pp. 221 - 227, mar 1996.
- [8] D. Leggate and R. Kerkman, “ulse-based dead-time compensator for pwm voltage inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, pp. 191 - 197, apr 1997.
- [9] A. Munoz and T. Lipo, “On-line dead-time compensation technique for open-loop pwm-vsi drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 683 - 689, jul 1999.

- [10] S. Buso, P. Mattavelli, “Digital control in power electronics”, Morgan & Claypool, ISBN 1598291122 2006
- [11] IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, 2003.
- [12] IEEE application guide for IEEE std 1547, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, 2009.
- [13] IEEE guide for design, operation, and integration of distributed resource island systems with electric power systems, 2011.
- [14] IEEE recommended practice for interconnecting distributed resources with electric power systems distribution secondary networks, 2011.
- [15] J. R. Fischer, M. A. Herrán, M. G. Judewicz, S. A. González, “Diseño de filtros de adquisición para control de corriente promedio en inversores trifásicos conectados a red”, *XV Reunión de trabajo en procesamiento de la información y control, RPIC 2013*, 2013.
- [16] L. Zhou, M. Khan, G. Yao, F. Ji, D. Xie, C. Chen and J. Shu, “On using resetting integrator in current control loop for active power filter,” *Power engineering conference, IPEC 2005. The 7th international*, pp. 986-990 Vol. 2, 2005.
- [17] Y. Han, L. Xu, M. Han, C. Chen, G. Yao and L. Zhou, “Robust deadbeat control scheme for a hybrid apf with resetting filter and adaline-based harmonic estimation algorithm”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3893-3904, 2011.
- [18] D. G. Holmes, T. A. Lipo, “Pulse Width Modulation For Power Converters - Principles and Practice,” *IEEE PRESS - WILEY INTERSCIENCE*. 2003
- [19] L. Smith, “ Digital Computer Process Control”, *IntextEducational Publishers*, 1972
- [20] B. Roffel, B. H. Betlem, “Advanced practical process control”, Springer, ISBN 3-540-40183-0, 2003.
- [21] J. Sjöberg, Q. Zhang, L. Ljung, A. Benveniste, B. Delyon, P. Glorennec, H. Hjalmarsson and A. Juditsky, “Nonlinear black-box modeling in system identification: a unified overview”, *Automatica*, Vol. 31, No. 12, pp. 1691-1724, 1995
- [22] L. Ljung, “System identification, Theory for the user”, *Prentice Hall*, 2nd edition, 1999.

- [23] F. Rodríguez Rubio, M. J. López Sánchez, “Control Adaptativo y Robusto”, *Universidad de Sevilla*, 1996
- [24] K. J. Aström, B. Wittenmark, “Adaptive Control - second edition”, Dover Publications, U.S 2008, ISBN 978-0-486-46278-3
- [25] R. Isermann, K. H. Lachmann and D. Matko, “Adaptive control systems”, Prentice-Hall International, Hemel Hempstead, U.K., 1992, ISBN 0-13-005414-3
- [26] J. A. Apolinário Jr., “QRD-RLS Adaptive Filter”, Springer, ISBN 978-0-387-09733-6, 2009.
- [27] G.H. Golub and C.F. Van Loan, “Matrix Computations”, *Baltimore, MD: The Johns Hopkins University Press*, 1990.
- [28] B. Yang and J. Böhme, “Rotation-based RLS algorithms: unified derivations, numerical properties, and parallel implemetations”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(5):1151-1167, 1992.
- [29] J. E. Bobrow and W. Murray, “ An algorithm for RLS identification of parameters that vary Quickly with time”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, No. 2, February 1993.
- [30] M. Shoaib, S. Werner, J. A. Apolinário, T.I. Laakso, “Solution to the Weight Extraction Problem in Fast QR-Decomposition RLS Algorithms ”, *2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings*, ISBN: 1-4244-0469-X, 2006.
- [31] E. Schmidt, “ Zur theorie der linearen und nichtlinearen integralgleichungen. I. teil: Entwicklung willkürlicher funktionen nach systemen vorgeschriebener ”, *Mathematische Annalen*, vol. 63, no. 4, pp. 433-476 (December 1907)
- [32] J. P. Gram, “ Ueber entwicklung reeller functionen in reihen mittelst der methode der kleinsten quadrate ”, *Journal für die reine und angewandte Mathematik*, vol. 94, pp. 71-73 (1883)
- [33] S. J. Leon, W. Gander, J. Langou, and A°. Björck, “ Gram-Schmidt orthogonalization: 100 years and more ”, *Manuscript to appear* (2008)
- [34] A°. Björck, “Solving linear least squares problems by Gram-Schmidt orthogonalization”, *BIT Numerical Mathematics*, vol. 7, no. 1, pp. 1-21 (March 1967)
- [35] A°. Björck, “Numerics of Gram-Schmidt orthogonalization”, *Linear Algebra and its Applications*, vol. 197-198, pp. 297-316 (January-February 1994)

- [36] W. Gander, “Algorithms for the QR-decomposition” *Research Report*, 80-02, Eidgenoessische Technische Hochschule, Zurich, Switzerland (April 1980)
- [37] A. S. Householder, “Unitary triangularization of a nonsymmetric matrix”, *Journal of the ACM*, vol. 5, no. 4, pp. 339-342 (October 1958)
- [38] W. Givens, “Computation of plane unitary rotations transforming a general matrix to triangular form”, *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 6, no. 1, pp. 26-50 (March 1958)
- [39] M. Bode, H. Gerwich, Poh Chiang Loh, Newman, John and Donald Grahame Holmes, “An improved robust predictive current regulation algorithm”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(6):1720-1733, 2005.
- [40] M. A. Herrán, J. R. Fischer, M. G. Judewicz, S. A. González, and D. Carrica, “Adaptive software-based dead-time compensation for grid-connected PWM inverters,” *ANALES I Reunión Bianual de la IEEE Sección Argentina, ArgenCon 2012*, C. O. A. 2012, Ed., Córdoba, Argentina, Jun. 13-15, 2012.
- [41] M. A. Herrán, S. A. González, J. Fischer, M. G. Judewicz, and D. Carrica, “Método de compensación de tiempos muertos adaptativo para inversores conectados a la red”, *ANALES XIV Reunión de Trabajo En Procesamiento de la Información Y Control, RPIC 2011*, 2011.
- [42] N. Echeverría, S. González, M. Judewicz, J. Fischer, M. Herrán, and D. Carrica, “Identificación paramétrica de un inversor trifásico conectado a red mediante el método qrd-rls”, *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, RPIC 2013*, Bariloche, Rio Negro, Sep. 16-20, 2013.
- [43] S. A. González, J.R. Fischer, M. A. Herrán, J. Krzemien, and D. O. Carrica, “Estimación de parámetros en un sistema de inyección de energía a red”, *ANALES XXII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA 2010*, Buenos Aires: Asociación Argentina de Control Automático, Aug. 31-Sep. 3, 2010.
- [44] J. R. Fischer, S. A. González, M. A. Herrán, M. G. Judewicz, D. O. Carrica, “Calculation-delay tolerant predictive current controller for three-phase inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 10, No.1, pp 233-242, 2013.
- [45] David M. Brod and D.W. Novotny “Current control of vsi-pwm inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21(3):562-570, 1985.
- [46] Osman Kükrer, “Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(2):260-269, 1996.

- [47] Osman Kükrer, “Deadbeat control of a three-phase inverter with an output LC filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(1):16-23, 1996.
- [48] D.G. Holmes and D.A. Martin, “Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage”, *In Proc. IEEE Thirty- First IAS Annual Meeting, IAS’96*, pages 141-147, San Diego, CA, USA, October 1996. IEEE Press.
- [49] G. Pellegrino, R. Bojoi, P. Guglielmi, and F. Cupertino, “Accurate inverter error compensation and related self-commissioning scheme in sensorless induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1970-1978, sept.-oct. 2010.)
- [50] S. H. Hwang and J. M. Kim, “Dead time compensation method for voltage-fed pwm inverter”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, pp. 1-10, march 2010.
- [51] S. Y. Kim and S. Y. Park, “Compensation of dead-time effects based on adaptive harmonic filtering in the vector-controlled ac motor drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 1768-1777, june 2007.
- [52] H. S. Kim, H. T. Moon, and M. J. Youn, “On-line dead-time compensation method using disturbance observer”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 1336-1345, nov. 2003.
- [53] Y. Wang, Q. Gao, and X. Cai, “Mixed pwm modulation for deadtime elimination and compensation in a grid-tied inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2011.
- [54] J. Schellekens, R. Bierbooms, and J. Duarte, “Dead-time compensation for pwm amplifiers using simple feed-forward techniques”, *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010* , pp. 1-6, sept. 2010.
- [55] S. Y. Kim, W. Lee, M. S. Rho, and S. Y. Park, “Effective dead-time compensation using a simple vectorial disturbance estimator in pmsm drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 1609-1614, may 2010.
- [56] N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, and T. Funabashi, “Adaptive deadtime compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 271-280, june 2007.
- [57] C. H. Choi, K. R. Cho, and J. K. Seok, “Inverter nonlinearity compensation in the presence of current measurement errors and switching device parameter uncertainties”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 576-583, march 2007.

- 
- [58] N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, and T. Funabashi, “An adaptive deadtime compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, pp. 1150-1160, sept. 2005.
- [59] Y. A. R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, “ An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase pwm voltage-source inverter” , *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2):747-759, 2007.
- [60] J. Espi, J. Castello, R. Garcia-Gil, G. Garcera, and E. Figueres, “ An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters” , *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP(99):1, 2010.