

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

Departamento de Ingeniería Electrónica

Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales



**Técnicas de filtrado adaptativo aplicadas al
rechazo selectivo de perturbaciones en
inversores fotovoltaicos trifásicos**

TESIS DOCTORAL

PRESENTADA POR:

D. Francisco José González Espín

DIRIGIDA POR:

Dr. Emilio Figueres Amorós

Dr. Gabriel Garcerá Sanfeliú

Valencia, 2010

*Para Elia,
que llegó justo cuando la necesitaba.*

AGRADECIMIENTOS

Desde estas líneas quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todas aquellas personas que han contribuido a que una simple idea se convierta en algo tan importante para mí como lo es esta tesis doctoral que, tras un intenso recorrido, finalicé el domingo 15 de agosto de 2010 a la una y media de la madrugada.

En especial, deseo agradecer a mis directores de tesis, los profesores Emilio Figueres Amorós y Gabriel Garcerá Sanfeliú, su incondicional apoyo a mi trabajo, su confianza plena en mis pesquisas más descabelladas y su perfecto equilibrio simbiótico, que han hecho de este trabajo un enorme placer, sin duda, y por muchos motivos, irrepetible. A Emilio le debo, por citar tan sólo una de sus múltiples virtudes, la dosis justa de análisis y pragmatismo que hay en este trabajo, y que de manera recurrente trato de emplear en cada nuevo proyecto que inicio; a Gabi, la otra gran parte de lo que yo he percibido como un único director de tesis, el carácter riguroso que todo trabajo científico debe poseer.

Por supuesto, agradezco enormemente a mi familia su fe en mi trabajo cuando yo no he sabido encontrarla. En particular, a mi madre le agradezco la semilla de la curiosidad y de la capacidad de sacrificio que desde mi infancia ha ido germinando hasta madurar en distintos frutos, entre los cuales se encuentra este documento. A mi padre le agradezco el gusto por las cosas bien hechas, y a mi hermano se lo agradezco todo, por si acaso se me olvida algo.

Doy las gracias también a mis compañeros del Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales, por hacerme disfrutar de la complicada tarea de desterrar, poco a poco, la mítica frase de Unamuno “¡Que inventen ellos!” de un entorno que, demasiado a menudo, es hostil a semejante tarea. Y agradezco también todos y cada uno de los momentos que he compartido durante este periodo como doctorando con el resto de compañeros que habitamos el edificio del Departamento de Ingeniería Electrónica de la UPV (incluidos los que ya se fueron), en especial aquellos cafés que tomábamos en el ya extinto comedor de “los de BIO”

(Yeison Javier Montagut sabrá contarles mejor que yo la historia de la seta o, si lo prefieren, la del pan crudo).

A Elia tengo tantas cosas que agradecerle, que necesitaría otro libro para poder escribirlas todas; no obstante, le agradezco, sobre todo, su risa.

A Jorge y a Bea les agradezco mi bata de doctor, que cuelga de la percha a la espera del título que me permita utilizarla, mientras que a Carol, JP, Pepe, Merche, y a las pintas del Max junto a las tertulias más o menos afortunadas sobre lo humano y lo divino, incluyendo el mundial de fútbol de Sudáfrica, todo el calor humano que se necesita para sobrevivir a una contienda como la elaboración de una tesis doctoral.

Y, por supuesto, gracias a Tomás por pedir silencio.

RESUMEN

La conexión de paneles solares fotovoltaicos a la red eléctrica puede llevarse a cabo mediante el empleo de inversores de potencia tipo VSI (*Voltage Source Inverter*). Los inversores pueden ser controlados en un marco de referencia estacionario (StRF, *Stationary Reference Frame*) mediante reguladores resonantes (PR) sintonizados tanto a la frecuencia de la red como a determinados armónicos habituales de la misma, de manera que permitan obtener un factor de potencia próximo a la unidad con una tasa de distorsión armónica (THD) en corriente dentro de los límites establecidos en las normativas de conexión a red. Para ello, es habitual estimar la fase de la red eléctrica mediante el empleo de un PLL en un marco de referencia síncrono (SRF-PLL, *Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop*).

En la presente tesis se ha realizado un estudio sobre el efecto que las perturbaciones en la red eléctrica trifásica tienen sobre el SRF-PLL y los reguladores PR, y su repercusión en el deterioro del factor de potencia y en el THD en corriente del inversor, demostrando que dicho deterioro no permite, en determinados supuestos, cumplir las normativas anteriormente citadas, sobre todo si existe variación en la frecuencia de la red eléctrica de acuerdo a la tolerancia definida en distintas normativas, o bien cuando el inversor se encuentra conectado a redes de generación distribuida en situación de isla.

Teniendo en cuenta que las perturbaciones más habituales son desequilibrio y distorsión armónica, para mejorar el rechazo de las mismas pueden emplearse diversas técnicas de filtrado convencional para el diseño de los reguladores PR y del SRF-PLL. No obstante, dichas técnicas se muestran poco eficientes cuando existe variación en la frecuencia de la red eléctrica. En la presente tesis se ha propuesto el empleo de técnicas de filtrado adaptativo, capaces de adaptar sus coeficientes de manera automática en función de la variación de la frecuencia de la red eléctrica, de manera que el rechazo de las perturbaciones estudiadas es adecuado incluso cuando dicha variación es considerable. Tras estudiar filtros adaptativos digitales tipo FIR e IIR,

se ha comprobado que la topología que ofrece mejores resultados es la basada en la estructura *Lattice-Notch* IIR, empleando dichos filtros tanto en el regulador PR en el StRF como en el SRF-PLL.

ABSTRACT

The connection of the photovoltaic solar panels to the electric grid can be carried out by using an inverter based on the Voltage Source Inverter (VSI). This converter can be controlled in an Stationary Reference Frame (StRF) by means of a resonant regulator (PR) tuned to the frequency of the grid and to some desired harmonics, so that a power factor next to the unit with a low line current THD below the limits described in the grid connection most used standards can be obtained. To get this, it is usual to estimate the phase of the electric grid by means of a Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop (SRF-PLL).

In the present PhD, it has been carried out a study of the effect of the disturbances in the grid into the SRF-PLL and the regulators PR, and their effect in the power factor and in the THD of the current generated by the inverter. It has been proved that there exist some situations where the previously mentioned standards are not accomplished, mainly if a variation in the frequency of the grid appears, according to the tolerance defined in the standards, or when the inverter is connected to a distributed generation system in islanding situation.

Keeping in mind that the most usual disturbances of the grid are imbalance and harmonic distortion, these ones can be rejected by using conventional digital filters in the SRF-PLL and in the PR regulators. Nevertheless, the performance of these filters is not good enough when the frequency of the grid varies. In the present thesis, adaptive filter theory has been used to adapt automatically the filter coefficients in order to obtain a better filtering even if a remarkable variation of the frequency of the grid appears, obtaining a good rejection of the disturbances. After studying several digital adaptive filters topologies based on FIR and IIR structures, it has been proved that the topology that offers better results is the Lattice-Notch IIR adaptive filter, which has been used in the PR regulator and in the SRF-PLL as well.

RESUM

La connexió de panells solars fotovoltaics a la xarxa elèctrica pot dur-se a terme per mitjà de l'ocupació de convertidor electrònic de potència tipus 'Voltage Source Inverter' (VSI). Aquests convertidors poden ser controlats en un 'Stationary Reference Frame' (StRF) per mitjà de reguladors ressonants (PR) sintonitzats a la freqüència de la xarxa i determinats harmònics de la mateixa, de manera que permeten obtenir un factor de potència pròxim a la unitat amb un THD en corrent dins dels límits establerts en les normatives de connexió a la xarxa. Per a això, és habitual calcular la fase de la xarxa elèctrica per mitjà de l'ús d'un 'Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop' (SRF-PLL).

En la present tesi s'ha realitzat un estudi sobre l'efecte que les pertorbacions en la xarxa elèctrica trifàsica tenen sobre el SRF-PLL i els reguladors PR, i la seua repercussió en el deteriorament del factor de potència i en el THD en corrent del VSI, demostrant que el dit deteriorament no permet, en determinats supòsits, complir les normatives anteriorment citades, sobretot si hi ha variació en la freqüència de la xarxa elèctrica d'acord amb la tolerància definida en distintes normatives, o bé quan el VSI es troba connectat a xarxes de generació distribuïda en situació de *islanding*.

Tenint en compte que les pertorbacions més habituals són desequilibri i distorsió harmònica, el rebuig de les mateixes pot dur-se a terme emprant diverses tècniques de filtrat convencional en el SRF-PLL i en els reguladors PR. No obstant això, dites tècniques es mostren poc eficients quan hi ha variació en la freqüència de la xarxa elèctrica. En la present tesi s'ha proposat l'ocupació de tècniques de filtrat adaptatiu, capaços d'adaptar els seus coeficients de manera automàtica en funció de la variació de la freqüència de la xarxa elèctrica, de manera que el rebuig de les pertorbacions estudiades és adequat inclús quan la dita variació és considerable. Després d'estudiar filtres adaptatius digitals tipus FIR i IIR, s'ha comprovat que la topologia que ofereix millors resultats és la basada en l'estructura *Lattice-Notch* IIR, emprant els dits filtres tant en el regulador PR en el StRF com en el SRF-PLL.

LISTADO DE ABREVIATURAS Y SÍMBOLOS

a_k	Coeficiente k del denominador un filtro digital.
b_k	Coeficiente k del numerador un filtro digital.
$\nabla a_k(n)$	Regresor filtrado del coeficiente a_k .
$\nabla b_k(n)$	Regresor filtrado del coeficiente b_k .
v_k	Parámetros de ajuste de un filtro <i>Lattice</i> .
θ_k	Parámetros de ajuste de un filtro <i>Lattice</i> .
$\nabla v_k(n)$	Regresores filtrados del parámetro v_k .
$\nabla \theta_k(n)$	Regresores filtrados del parámetro θ_k .
$S_u(e^{j\omega})$	Densidad espectral de una señal discreta $u(n)$.
$\{\zeta(\cdot)\}$	Secuencia discreta de una señal de error.
$\{u(\cdot)\}$	Secuencia discreta de una señal de error.
$\{y(\cdot)\}$	Secuencia discreta de una señal de error.
$E[e^2(n)]$	Varianza de la señal $e(n)$.
σ_ζ^2	Varianza de la señal de ruido $\zeta(n)$.
$\ H(z)\ _2$	Norma L_2 de $H(z)$.
J	Función de coste a minimizar por los algoritmos de adaptación.
T_m	Periodo de muestreo filtro digital.

f_m	Frecuencia de muestreo de un filtro digital.
T_s	Periodo de conmutación.
f_s	Frecuencia de conmutación.
LTI	<i>Linear Time Invariant.</i>
FIR	Filtro digital <i>Finite Impulse Response.</i>
IIR	Filtro digital <i>Infinite Impulse Response.</i>
LMS	<i>Least Mean Squares.</i>
GD	<i>Gradient Descent.</i>
GAL	<i>Gradiente Adaptive Lattice.</i>
SD	<i>Steepest Descent.</i>
LS	<i>Least Squares.</i>
ARMA	<i>Auto Regressive Moving Average.</i>
ANC	<i>Adaptive Noise Cancelling.</i>
M	Número de etapas de un filtro FIR.
BW	Ancho de banda de un filtro <i>notch.</i>
μ	Paso de adaptación de un filtro adaptativo.
ρ	Constante que define el ancho de banda de un filtro <i>notch.</i>
ω_0	Frecuencia de sintonización de un filtro <i>notch.</i>
θ_1	Parámetro de ajuste variable de la frecuencia de sintonización de un filtro <i>Lattice-Notch.</i>
θ_2	Parámetro de ajuste constante del ancho de banda de un filtro <i>Lattice-Notch.</i>

NRF	Marco de referencia natural (abc).
$StRF$	Marco de referencia estacionario ($\alpha\beta\gamma$).
SRF	Marco de referencia síncrono (dqo).
PLL	<i>Phase Locked Loop.</i>
$SRF-PLL$	<i>Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop.</i>
\vec{v}_g	Fasor de la tensión de red en el NRF.
\vec{V}_g^s	Fasor de la tensión de red en el StRF.
v_q	Componente q de la proyección en el SRF del fasor \vec{v}_g .
v_d	Componente d de la proyección en el SRF del fasor \vec{v}_g .
\vec{i}_{red}	Fasor de la corriente en la red eléctrica en el NRF.
\vec{I}^s	Fasor de la corriente en la red eléctrica en el StRF.
\vec{i}_{dq}	Fasor de la corriente en la red eléctrica en el SRF.
i_q	Componente q de la proyección en el SRF del fasor \vec{i}_{red} .
i_d	Componente d de la proyección en el SRF del fasor \vec{i}_{red} .
ω_i	Frecuencia en rad/s de la red eléctrica.
θ_i	Fase en radianes de la red eléctrica.
$\hat{\omega}_i$	Frecuencia estimada en rad/s de la red eléctrica.
$\hat{\theta}_i$	Fase estimada en radianes de la red eléctrica.
P_θ	Perturbación sobre la fase estimada por un SRF-PLL.

P_Q	Perturbación sobre la componente v_q .
ω_c	Frecuencia de corte de un filtro.
ξ	Coefficiente de amortiguamiento de un filtro.
PM	Margen de fase.
GM	Margen de ganancia.
PI	Regulador proporcional+integral.
PR	Regulador proporcional+resonante.
PL	Regulador proporcional+Lattice.
$A(z)$	Función de transferencia de un filtro paso-todo.
$H(z)$	Función de transferencia de un filtro <i>notch</i> a partir de estructura <i>Lattice</i> .
$G(z)$	Función de transferencia de un filtro pasa-banda a partir de estructura <i>Lattice</i> .
$H_{PI}(s)$	Función de transferencia del filtro PI.
$H_{PR}(s)$	Función de transferencia del filtro PR.
$H_R(s)$	Función de transferencia del filtro resonante del regulador PR.
K_R	Ganancia proporcional del filtro PR.
$H_{PL}(s)$	Función de transferencia del filtro PL.
$H_{Ln}(s)$	Función de transferencia del filtro <i>Lattice</i> del regulador PL para el armónico n .
K_L	Ganancia proporcional del filtro PL.
K_{Ln}	Ganancia del filtro <i>Lattice</i> del armónico n .

$H_{LP}(s)$	Función de transferencia de un filtro paso-bajo.
$H_{PWM}(s)$	Función de transferencia de la modulación PWM.
H_{AA}	Función de transferencia del filtro <i>anti-aliasing</i> .
K_p	Ganancia proporcional del PI.
K_i	Ganancia integral del PI.
T_{PLL}	Ganancia de lazo abierto de un PLL.
T_V	Ganancia de lazo abierto del lazo de control de la tensión en el panel solar fotovoltaico.
$T_{i\alpha}$	Ganancia de lazo abierto del lazo de control de la corriente generada por el inversor en el canal α .
$T_{i\beta}$	Ganancia de lazo abierto del lazo de control de la corriente generada por el inversor en el canal β .
$G_{ic_{i\alpha}}$	Respuesta en lazo cerrado de la corriente en el canal α .
$G_{ic_{i\beta}}$	Respuesta en lazo cerrado de la corriente en el canal β .
$G_{i\alpha_p}$	Función de transferencia entre la corriente generada por el inversor en el canal α y la perturbación en dicha corriente.
$G_{i\beta_p}$	Función de transferencia entre la corriente generada por el inversor en el canal α y la perturbación en dicha corriente.
K_{PV}	Conductancia del panel solar fotovoltaico en el punto de funcionamiento.
ρ	Parámetro de ajuste del ancho de banda de un filtro <i>notch</i> IIR.

L_i	Inductancia de la bobina del lado del inversor en un filtro LCL.
L_g	Inductancia de la bobina del lado del transformador en un filtro LCL.
C_f	Capacidad del condensador de un filtro LCL.
R_d	Resistencia de <i>damping</i> de un filtro LCL.
v_i	Tensión en una rama del inversor trifásico.
i_i	Corriente en una rama del inversor trifásico.
i_i	Corriente en una fase del transformador del inversor trifásico.
Z_b	Impedancia base.
C_b	Capacidad base.
f_{res}	Frecuencia de resonancia de un filtro LCL.
X	Señal en el punto de funcionamiento.
\bar{x}	Señal promediada.
\tilde{x}	Señal promediada en pequeña señal.
x^*	Referencia en un lazo de control.
\tilde{d}	Ciclo de trabajo en pequeña señal.
D_α	Punto de funcionamiento del ciclo de trabajo del inversor trifásico en el canal α del StRF.
D_β	Punto de funcionamiento del ciclo de trabajo del inversor trifásico en el canal β del StRF.
I_α	Punto de funcionamiento de la corriente generada por el inversor trifásico en el canal α del StRF.

I_{β}	Punto de funcionamiento de la corriente generada por el inversor trifásico en el canal β del StRF.
THD_i	Distorsión armónica total de la corriente.
THD_v	Distorsión armónica total de la tensión.
FP	Factor de potencia.
C_{PV}	Capacidad de la <i>DC-Link</i> del inversor trifásico.
V_{PV}	Tensión en el panel solar fotovoltaico.
I_{PV}	Corriente entregada por el panel solar fotovoltaico.

LISTADO DE FIGURAS

Figura 1-1. Evolución de la potencia instalada a partir de IGF en el mundo.	5
Figura 1-2. Distintos tipos de células fotovoltaicas.	6
Figura 1-3. Modelo eléctrico de la célula solar fotovoltaica, a) completo y b) simplificado.	7
Figura 1-4. Característica I-V de una célula solar fotovoltaica.	7
Figura 1-5. Curvas características a) I-V y Pmax-V y b) I-V a diferentes temperaturas para un módulo SLK60P6L de la compañía SILIKEN S.A.	8
Figura 1-6. Distintas agrupaciones de la célula solar fotovoltaica.	8
Figura 1-7. Esquema básico de IGF aisladas.	9
Figura 1-8. Esquema básico de IGF con conexión a la red eléctrica.	10
Figura 1-9. Conexión a red de paneles fotovoltaicos empleando a) inversor centralizado, b) inversores por asociación serie de paneles, c) asociación serie de paneles e inversor centralizado y d) inversores por panel o microinversor.	12
Figura 1-10. Distintas configuraciones del convertidor para IGF.	14
Figura 1-11. Esquema básico del inversor con convertidor DC/DC y a) aislamiento galvánico en HF, b) aislamiento galvánico en LF, c) sin aislamiento galvánico.	14
Figura 1-12. Esquema básico del inversor sin etapa DC/DC y a) aislamiento galvánico en LF, b) sin aislamiento galvánico.	14
Figura 1-13. DC/DC + DC/AC con aislamiento HF a partir de Push-Pull e inversor monofásico.	15
Figura 1-14. DC/DC por panel + DC/AC centralizado con aislamiento LF a partir de etapas Boost e inversor trifásico VSI.	16
Figura 1-15. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología VSI y filtro LCL con conexión a red sin aislamiento.	17
Figura 1-16. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología VSI y filtro LCL con conexión a red con aislamiento.	17
Figura 1-17. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología CSI con conexión a red sin aislamiento.	18

Figura 1-18. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología CSI con conexión a red con aislamiento.....	18
Figura 1-19. Esquema básico del modulador PWM trifásico mediante comparación con diente de sierra.....	21
Figura 1-20. Salida del modulador para la comparación de una moduladora sinusoidal (V_m) con una portadora diente de sierra (V_p).....	21
Figura 1-21. Salida del modulador para la comparación de una moduladora sinusoidal (V_m) con una portadora triangular (V_p).....	22
Figura 1-22. VSI trifásico.	22
Figura 1-23. <i>Naturally Sampled Double Edge PWM</i> aplicado a un VSI trifásico.	23
Figura 1-24. Formas de onda de la modulación <i>Trailing Edge Regularly Sampled PWM</i>	24
Figura 1-25. Formas de onda de la modulación <i>Symmetrical Regularly Sampled PWM</i>	24
Figura 1-26. Formas de onda de la modulación <i>Asymmetrical Regularly Sampled PWM</i>	25
Figura 1-27. Espectro armónico de la tensión entre fases de un inversor trifásico VSI para a) <i>Double Edge Naturally Sampled PWM</i> , b) <i>Asymmetrical Regularly Sampled PWM</i> , c) <i>Symmetrical Regularly Sampled PWM</i> y d) <i>Trailing Edge Regularly Sampled PWM</i> para $m_a=0.9$ y $m_f=21$	26
Figura 1-28. Tensión de fase para una de las ramas con inyección de tercer armónico en la señal de referencia y modulación <i>Assymetrical Regularly Sampled PWM</i> para $m_a=1$ y $m_f=21$. a) Dominio del tiempo y b) espectro armónico.	27
Figura 1-29. Contenido armónico y distorsión armónica de la tensión entre fases para modulación <i>Assymetrical Regularly Sampled PWM</i> , $m_a=0.9$ y $m_f=21$	28
Figura 1-30. Proyección $\alpha\beta$	28
Figura 1-31. Proyección $\alpha\beta$ y vectores de estado.....	29
Figura 1-32. Cálculo de los ciclos de trabajo de los vectores de estado adyacentes en un sector de conmutación.	30
Figura 1-33. Esquema básico de control del convertidor VSI trifásico.	32
Figura 1-34. Esquema básico de la estructura de control VOC.	33

Figura 1-35. Proyección las corrientes y tensiones de red en un SRF cuando a) el factor de potencia es distinto de la unidad y b) cuando el factor de potencia es unitario, suponiendo que el inversor se comporta como generador.	34
Figura 1-36. Diagrama de bloques de un estimador de flujo.....	34
Figura 1-37. Esquema básico de la estrategia de control DPC.	35
Figura 1-38. Sectores del vector V_{red} en el marco de referencia estacionario.	36
Figura 1-39. VOC mediante reguladores SRFPI.....	39
Figura 1-40. Control de las señales de error E_x y E_y	40
Figura 1-41. Respuesta en frecuencia del filtro PR con $K_{PI}=1$, $K_{II}=10$, $\omega_i=2\pi 50\text{rad/s}$	42
Figura 1-42. VOC mediante reguladores PR en el StRF.....	43
Figura 1-43. Control Dead Beat en el NRF.....	44
Figura 1-44. Regulador Dead Beat.....	44
Figura 1-45. Esquema básico del regulador mediante realimentación de estado.	45
Figura 1-46. Control por histéresis. a) Esquema simplificado y b) Trayectoria de conmutación.	46
Figura 1-47. Modelo del comparador con histéresis.....	46
Figura 1-48. Comparador DM.....	47
Figura 1-49. Ejemplo de superficie de deslizamiento.....	48
Figura 1-50. Control SMC en el SRF.	49
Figura 1-51. Estructura de una red neuronal a) biológica y b) artificial.	49
Figura 1-52. Esquema del control Fuzzy.....	50
Figura 1-53. Asignación de pertenencia a una clase mediante el proceso de <i>Fuzzyficación</i> de las variables de entrada Temperatura y Humedad.	51
Figura 1-54. Respuesta V/P de un panel solar fotovoltaico a) para una irradiancia determinada y b) para dos irradiancias distintas.....	52
Figura 1-55. Flujograma de IncCond.....	54

Figura 1-56. Etapa de <i>Fuzzyficación</i>	56
Figura 1-57. Esquema básico de una red neuronal.....	57
Figura 1-58. Control de tensión en condensador DC-Link.....	58
Figura 1-59. Representación en el NRF del sistema trifásico con $f=50\text{Hz}$ en a) $t=1\text{ms}$ y b) $t=3\text{ms}$	60
Figura 1-60. Proyección del vector tensión de fase en un plano perpendicular a $[1 \ 1 \ 1]^T$	61
Figura 1-61. Espacio $\alpha\beta\gamma$ o StRF.....	61
Figura 1-62. Proyección en el sistema de referencia síncrono o SRF.....	63
Figura 1-63. Tensiones de fase y corrientes de línea en un SRF.....	64
Figura 1-64. Proyección de un sistema trifásico de tensiones a tres hilos en un StRF.....	65
Figura 1-65. Proyección en el SRF de un fasor en el NRF.....	66
Figura 1-66. Proyección de armónicos desde el NRF hasta el SRF.....	66
Figura 1-67. Estimación de la fase de la red eléctrica mediante filtrado paso bajo de las componentes α y β	68
Figura 1-68. Diagrama de bloques de un PLL.....	70
Figura 1-69. Tipos de PD.....	71
Figura 1-70. Modelo lineal de un PLL.....	72
Figura 2-1. Inversor conectado a una red débil.....	78
Figura 2-2. Cargas no lineales más habituales. a) Rectificador trifásico no controlado y b) rectificador trifásico controlado con carga fuertemente inductiva.....	79
Figura 2-3. Espectro armónico de la corriente i_{ga}	80
Figura 3-1. Filtro transversal FIR.....	88
Figura 3-2. Implementación en forma directa tipo II para $N=M$	89
Figura 3-3. Célula <i>Lattice</i> básica.....	89

Figura 3-4. Estructura <i>Lattice-ladder</i> para filtro IIR.....	90
Figura 3-5. Filtrado adaptativo para forma directa con algoritmo LMS.	93
Figura 3-6. Filtro IIR expresado en forma directa.....	95
Figura 3-7. Filtro IIR mediante estructura <i>Lattice</i>	96
Figura 3-8. Rotación a partir de la recursión de Schur.....	96
Figura 3-9. Estimación de regresores.....	101
Figura 3-10. Filtrado adaptativo aplicado a identificación de sistemas.	103
Figura 3-11. Filtrado adaptativo aplicado a modelado inverso de sistemas.....	103
Figura 3-12. Filtrado adaptativo aplicado a predicción de señales aleatorias.....	104
Figura 3-13. Filtrado adaptativo aplicado a la cancelación de interferencias.....	104
Figura 3-14. ANC con referencia sinusoidal.	107
Figura 3-15. Ratio β/M en función del número de etapas, M	108
Figura 3-16. Modelo equivalente del ANC-LMS mediante filtro FIR con referencia sinusoidal y $\beta/M \approx 0$	109
Figura 3-17. Posición de los polos y los ceros en el filtro $H(z)$	110
Figura 3-18. Conexión en cascada de filtros <i>notch</i> de segundo orden.....	112
Figura 3-19. Representación en el lugar de las raíces del filtro <i>notch</i>	113
Figura 3-20. Respuesta del filtro <i>notch</i> en forma directa para distintos valores de ρ	113
Figura 3-21. Cálculo de la derivada parcial en forma directa.	117
Figura 3-22. Respuesta de un filtro paso-todo de segundo orden.	118
Figura 3-23. Filtro <i>notch</i> a partir de filtro paso-todo de segundo orden.....	119
Figura 3-24. Filtro <i>notch</i> a partir de filtro paso-todo, con $k_1=0$	121
Figura 3-25. Implementación de filtro <i>notch</i> mediante estructura <i>Lattice</i>	121
Figura 3-26. Respuesta en frecuencia de $G(z)$ y $H(z)$ para $\theta_1=0$ y $\theta_2=1.3$	123

Figura 3-27. Filtro <i>IIR-Lattice</i> adaptativo.....	125
Figura 3-28. Respuesta en frecuencia del filtro <i>notch</i> en forma directa.....	127
Figura 3-29. Entrada al filtro adaptativo, $u(n)$ (azul) y salida del filtro adaptativo, $y(n)$ (rojo).....	128
Figura 3-30. Respuesta en frecuencia del filtro <i>Lattice-Notch</i>	129
Figura 3-31. Entrada al filtro adaptativo, $u(n)$ (azul) y salida del filtro <i>Lattice-Notch</i> adaptativo, $y(n)$ (rojo).....	130
Figura 3-32 Entrada al filtro adaptativo, $u(n)$ (azul) y salida del filtro <i>Lattice-Notch</i> adaptativo simplificado, $y(n)$ (rojo).....	130
Figura 4-1. Diagrama de bloques de un SRF-PLL.....	135
Figura 4-2. Sincronización con la red eléctrica mediante SRF-PLL, a) en el inicio del transitorio y b) en régimen permanente.	136
Figura 4-3. Diagrama de bloques de un SRF-PLL.....	138
Figura 4-4. Modelo en pequeña señal del PLL para $V_{qref} \neq 0$	139
Figura 4-5. Estudio del lazo cerrado.....	139
Figura 4-6. Rechazo frente a perturbaciones en v_q	139
Figura 4-7. Modelo en pequeña señal de un SRF-PLL con ganancia de sensado. .	140
Figura 4-8. Ganancia de lazo T_{PLL}	142
Figura 4-9. Ganancia de lazo cerrado G_{lcpll}	142
Figura 4-10. Respuesta frente a escalón del SRF-PLL.	143
Figura 4-11. Respuesta en el dominio del tiempo del SRF-PLL.....	143
Figura 4-12. Respuesta en el dominio del tiempo del SRF-PLL frente a variaciones en la frecuencia de red.....	144
Figura 4-13. Control en el StRF mediante PR.....	145
Figura 4-14. Proyección en el StRF desde el SRF.	145
Figura 4-15. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0$	149

Figura 4-16. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0.3$	149
Figura 4-17. Atenuación de la perturbación en v_q	150
Figura 4-18. Ganancia de lazo abierto, T_{PLL}	151
Figura 4-19. Ganancia de lazo cerrado del SRF-PLL.	152
Figura 4-20. Atenuación de la perturbación en v_p	152
Figura 4-21. Respuesta frente a escalón del SRF-PLL.	153
Figura 4-22. Estimación de la fase y componente v_q del SRF-PLL.	154
Figura 4-23. Estimación de la fase y componente v_q del SRF-PLL para una variación del 10% en la frecuencia de la red eléctrica.	154
Figura 4-24. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0$	155
Figura 4-25. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0.3$	155
Figura 4-26. Atenuación de la perturbación en v_q para el diseño original (trazo discontinuo) y para el diseño modificado (trazo continuo).	158
Figura 4-27. Estimación de la fase de la red eléctrica y componente v_q para el diseño del SRF-PLL original.....	159
Figura 4-28 Estimación de la fase de la red eléctrica y componente v_q para el diseño del SRF-PLL modificado.	159
Figura 4-29. Respuesta en frecuencia de $G_n(s)$ para distintos valores de ξ	162
Figura 4-30. Modelo en pequeña señal del SRF-PLL con filtrado selectivo de v_q . 162	
Figura 4-31. Diagrama de bloques para el estudio de la estabilidad del SRF-PLL.	163
Figura 4-32. Diagrama de bloques para el estudio del seguimiento de la referencia del SRF-PLL.	163
Figura 4-33. Diagrama de bloques para el estudio del rechazo frente a perturbaciones del SRF-PLL.	163
Figura 4-34. Ganancia de lazo, T_{pll}	165
Figura 4-35. Rechazo a perturbaciones en la estimación de la fase con $G_n(s)$ (azul) y sin $G_n(s)$ (verde).	166

Figura 4-36. Estimación de la fase para una red desequilibrada y con distorsión armónica con un SRF-PLL convencional.....	167
Figura 4-37. Espectro armónico de las tensiones de red y de la componente v_q .	167
Figura 4-38. Estimación de la fase para una red desequilibrada y con distorsión armónica con un SRF-PLL con filtrado selectivo de v_q	168
Figura 4-39. Espectro armónico de las tensiones de red (arriba) y de la componente v_q (abajo-rojo) y v_q filtrada (abajo-azul).	168
Figura 4-40. Rechazo a perturbaciones en la estimación de la fase con filtrado selectivo para el rango máximo y mínimo de variación en la frecuencia de red.	170
Figura 4-41. Estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada con variación de la frecuencia, sin empleo de filtrado de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), señal V_q (abajo).....	172
Figura 4-42. Espectro armónico de la tensión en una fase y de la componente V_q del SRF-PLL para $\theta_i=2\pi 50 \text{ rad/s}$	173
Figura 4-43. Espectro armónico de la tensión en una fase y de la componente V_q del SRF-PLL para $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$	173
Figura 4-44. Estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada con variación de la frecuencia, con filtrado adaptativo de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), V_q sin filtrar (abajo-rojo) y V_q filtrada (abajo-azul).....	175
Figura 4-45. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo), para $\theta_i=2\pi 50 \text{ rad/s}$	175
Figura 4-46. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo), para $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$	176
Figura 4-47. Estimación de la fase de la red eléctrica con desequilibrio empleando filtrado adaptativo de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), señal V_q sin filtrar (abajo-rojo) y señal V_q filtrada (abajo-azul).	177
Figura 4-48. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) sin desequilibrio.	177

Figura 4-49. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de la componente V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) con desequilibrio..	178
Figura 4-50. Estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada y con desequilibrio empleando filtrado adaptativo de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), señal V_q sin filtrar (abajo-rojo) y señal V_q filtrada (abajo-azul).....	179
Figura 4-51. Espectro armónico de la tensión de red (arriba), de la componente V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) para $\theta_i=2\pi 50 \text{ rad/s}$	180
Figura 4-52. Espectro armónico de la tensión de red (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) para $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$	180
Figura 4-53. Medida experimental de la respuesta en frecuencia de T_{PLL} , para distintas frecuencias de red.	182
Figura 4-54. Red trifásica de referencia.....	183
Figura 4-55. Respuesta temporal de la tensión V_{ab} y de la fase estimada, $\hat{\theta}_i$	183
Figura 4-56 a). Respuesta temporal y b) espectro armónico de $\sin(\hat{\theta}_i)$	184
Figura 4-57. Respuesta temporal de V_q	184
Figura 4-58. Red trifásica de referencia.....	185
Figura 4-59. Respuesta temporal de la tensión V_{ab} (arriba) y de la fase estimada, $\hat{\theta}_i$ (abajo).	186
Figura 4-60. Espectro armónico de la tensión sensada V_{ab}	186
Figura 4-61. Componente V_q de un sistema trifásico desequilibrado y con distorsión, a) respuesta temporal y b) espectro armónico.....	187
Figura 4-62. a) Respuesta temporal y b) espectro armónico de $\sin(\hat{\theta}_i)$, cuando la red se encuentra desequilibrada y distorsionada.	187
Figura 4-63. Respuesta temporal de V_q sin filtrar (azul) y filtrada mediante <i>Lattice-Notch</i> IIR no adaptativo (rojo).....	188

Figura 4-64. Espectro armónico de V_q sin filtrar (trazo discontinuo-azul) y filtrada (trazo continuo-rojo), con $f_0=50\text{Hz}$	189
Figura 4-65. Espectro armónico de V_q sin filtrar (trazo discontinuo-azul) y filtrada (trazo continuo-rojo), con $f_1=55\text{Hz}$	190
Figura 4-66 . Respuesta temporal de V_{ab} (arriba) y de la fase estimada (abajo) para a) $f_0=50\text{Hz}$ y b) $f_1=55\text{Hz}$	191
Figura 4-67. Espectro armónico de una referencia sinusoidal generada con la fase estimada para $f_0=50\text{Hz}$ (continua-azul) y $f_1=55\text{Hz}$ (discontinua-rojo).....	191
Figura 4-68. Respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo) mediante <i>Lattice-Notch</i> IIR adaptativo.....	192
Figura 4-69. Espectro armónico de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (roja) para $f_0=50\text{Hz}$	193
Figura 4-70. Espectro armónico de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (roja) para $f_0=50\text{Hz}$	194
Figura 4-71. Respuesta temporal de V_{ab} (arriba) y de la fase estimada (abajo) para a) $f_0=50\text{Hz}$ y b) $f_1=55\text{Hz}$	195
Figura 4-72. Espectro armónico de una referencia sinusoidal generada con la fase estimada para $f_0=50\text{Hz}$ (continua-azul) y $f_1=55\text{Hz}$ (discontinua-rojo).....	195
Figura 4-73. Respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo) mediante <i>Lattice-Notch</i> IIR adaptativo.....	196
Figura 4-74. Respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo) mediante <i>Lattice-Notch</i> IIR adaptativo con variación suave de la frecuencia.	197
Figura 5-1. Esquema del inversor conectado a la red eléctrica a través de filtro LCL y transformador <i>DY</i>	203
Figura 5-2. Esquema de control simplificado PR en el StRF.....	204
Figura 5-3. Esquema de control PR en el StRF.....	205
Figura 5-4. Lazo de control mediante PI de la tensión en el panel.	206
Figura 5-5. Lazo de control mediante PR de la corriente en el canal α	206
Figura 5-6. Lazo de control mediante PR de la corriente en el canal β	206

Figura 5-7. Circuito monofásico equivalente de una rama del inversor más el filtro LCL.....	207
Figura 5-8. Modelo de una de las fases del transformador <i>DY</i> conectado a la red eléctrica.....	208
Figura 5-9. Modelo de una de las fases del transformador <i>DY</i> conectado a la red eléctrica visto desde el primario.	208
Figura 5-10. Circuito equivalente de una de las fases del transformador <i>DY</i> conectado a la red eléctrica visto desde el primario a) entre fases y b) entre fase y <i>N'</i>	208
Figura 5-11. Modelo del filtro LCL.	209
Figura 5-12. Filtro LCL a la frecuencia del armónico fundamental.	213
Figura 5-13. Filtro LCL a la frecuencia del armónico fundamental ($i_c \approx 0$).	213
Figura 5-14. Respuesta en frecuencia del filtro LCL, a) i_i/v_i , b) i_g/v_i y c) i_g/i_i , amortiguado (magenta) y sin amortiguar (azul).....	217
Figura 5-15. Respuesta en frecuencia del filtro LCL frente a variaciones de la inductancia de red, L_g , a) i_i/v_i , b) i_g/v_i y c) i_g/i_i	218
Figura 5-16. Respuesta en frecuencia del filtro LCL frente a variaciones de la resistencia de red, R_g , a) i_i/v_i , b) i_g/v_i y c) i_g/i_i	218
Figura 5-17. Esquema del inversor conectado al panel fotovoltaico y a la red eléctrica mediante un filtro LCL.....	219
Figura 5-18. Esquema del inversor modificado.	220
Figura 5-19 Circuito eléctrico equivalente del inversor de a) la entrada y b) una de las fases de la salida ($\Phi \in (a,b,c)$).....	221
Figura 5-20. Empleo del operador media sobre a) la función de conmutación, s_ϕ y b) una variable sinusoidal.	223
Figura 5-21. Modelo eléctrico promediado del inversor con filtro LCL.....	225
Figura 5-22. Modelo eléctrico promediado del inversor en el StRF.....	227
Figura 5-23. Circuito eléctrico del inversor en el punto de funcionamiento.	229
Figura 5-24. Proyección de los vectores tensión de red y corriente de red en el StRF con factor de potencia unitario.	230

Figura 5-25. Modelo en pequeña señal linealizado en torno a un punto de funcionamiento.....	234
Figura 5-26. Lazo de control de la tensión en el panel, V_{PV}	235
Figura 5-27. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, T_v , para distintos puntos de funcionamiento.....	237
Figura 5-28. Control PR de la variable \tilde{i}_α	237
Figura 5-29. Control PR de la variable \tilde{i}_β	237
Figura 5-30. Respuesta en frecuencia del regulador PR.....	239
Figura 5-31. Respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto, $T_{i\alpha}$, para distintos puntos de funcionamiento.....	240
Figura 5-32. Respuesta en frecuencia en lazo cerrado de $G_{lc_{i\alpha}}$ para distintos puntos de funcionamiento.....	240
Figura 5-33. Corriente en el canal α sometida a perturbación.....	241
Figura 5-34. Atenuación de la perturbación mediante regulador PR sintonizado a 50Hz, para distintos puntos de funcionamiento.....	241
Figura 5-35. Control PR en el StRF mediante n reguladores resonantes.....	242
Figura 5-36. Respuesta en frecuencia del regulador PR.....	243
Figura 5-37. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_{i\alpha}$, para los distintos puntos de funcionamiento propuestos.....	244
Figura 5-38. Respuesta en lazo cerrado de lazo de control del canal α	245
Figura 5-39. Respuesta en frecuencia del rechazo frente a perturbaciones en el control del canal α de la corriente generada por el inversor.....	246
Figura 5-40. Error de seguimiento debido a variaciones en la frecuencia de la red eléctrica.....	247
Figura 5-41. Deterioro en el rechazo frente a perturbaciones debido a variaciones en la frecuencia de la red eléctrica.....	248
Figura 5-42. Filtro Lattice.....	249
Figura 5-43. Detalle del filtro Lattice.....	249

Figura 5-44. Control PL adaptativo del canal α.....	251
Figura 5-45. Respuesta en frecuencia del regulador PR y del regulador PL para una frecuencia de red de a) 50Hz y b) 55Hz.....	253
Figura 5-46. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_{i\alpha}$, para distintos puntos de funcionamiento para la frecuencia de red de 50Hz.....	253
Figura 5-47. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_{i\alpha}$, para los valores central y extremos de la variación de la frecuencia de la red.....	254
Figura 5-48. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	256
Figura 5-49. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	256
Figura 5-50. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	257
Figura 5-51. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	258
Figura 5-52. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	259
Figura 5-53. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	259
Figura 5-54. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	260
Figura 5-55. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	261
Figura 5-56. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	262
Figura 5-57. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	262
Figura 5-58. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	263
Figura 5-59. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a, V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a, I_{Lga} (azul).....	264

Figura 5-60. Repuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).	265
Figura 5-61. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).	265
Figura 5-62. Repuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).	266
Figura 5-63. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).	267
Figura 5-64. Medida de la respuesta en frecuencia del regulador PL propuesto.	268
Figura 5-65. Diagrama de bloques del montaje empleado para probar el regulador PL.....	268
Figura 5-66. Medida de la respuesta en frecuencia del regulador PL cuando la frecuencia estimada es de 50Hz (continuo) y de 55Hz (discontinuo).....	269
Figura 5-67. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 50Hz.	270
Figura 5-68. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 250Hz.....	270
Figura 5-69. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 350Hz.....	271
Figura 5-70. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 550Hz.....	272
Figura 5-71. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.....	272
Figura 5-72. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica (arriba), junto con la estimación de la fase de la red eléctrica (abajo).	273
Figura 5-73. Sistema trifásico desequilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.....	274
Figura 5-74. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica (arriba), junto con la estimación de la fase de la red eléctrica (abajo).	275
Figura 5-75. Sistema trifásico desequilibrado y con distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.....	275

Figura 5-76. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica (arriba), junto con la estimación de la fase de la red eléctrica (abajo).	276
Figura 5-77. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 50Hz.	277
Figura 5-78. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 250Hz.....	277
Figura 5-79. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 350Hz.....	278
Figura 5-80. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 550Hz.....	278
Figura 5-81. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.....	279
Figura 5-82. Sistema trifásico de 50Hz desequilibrado y con distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.....	279
Figura 5-83. Estimación de la frecuencia (arriba), junto con la estimación de la fase (abajo) de un SRF-PLL no adaptativo (discontinuo) y de un SRF-PLL adaptativo continuo).	280
Figura 5-84. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica por un SRF-PLL no a adaptativo (azul) y adaptativo (rojo).	281
Figura 5-85. Esquema simplificado de montaje del inversor trifásico.....	282
Figura 5-86. Tensiones compuestas y tensión en el panel solar fotovoltaico (magenta).	283
Figura 5-87. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	283
Figura 5-88. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	284
Figura 5-89. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase U	285
Figura 5-90. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	286
Figura 5-91. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	287
Figura 5-92. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase U	288

Figura 5-93. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	289
Figura 5-94. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	290
Figura 5-95. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase U	291
Figura 5-96. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	292
Figura 5-97. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	292
Figura 5-98. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_i (azul) en la fase U	293
Figura 5-99. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	294
Figura 5-100. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	295
Figura 5-101. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W	296
Figura 5-102. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	297
Figura 5-103. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	297
Figura 5-104. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W	299
Figura 5-105. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	300
Figura 5-106. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	300
Figura 5-107. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W	301
Figura 5-108. Tensiones simples y corriente de línea, i_{redR} (magenta).....	302
Figura 5-109. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_{red} (azul) en la fase R	303
Figura 5-110. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	304
Figura 5-111. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	305
Figura 5-112. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W	306
Figura 5-113. Tensiones simples y corriente de línea, i_{redR} (magenta).....	307

Figura 5-114. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_{red} (azul) en la fase R.....	308
Figura 5-115. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).....	309
Figura 5-116. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).....	309
Figura 5-117. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W.....	311
Figura 5-118. Tensiones simples y corriente de línea, i_{redR} (magenta).....	312
Figura 5-119. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_{red} (azul) en la fase R.....	312
Figura 5-120. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{PV} (verde), y corriente de panel solar, I_{PV} (magenta)....	314
Figura 5-121. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{PV} (verde), y corriente de panel solar, I_{PV} (magenta)....	314
Figura 5-122. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{PV} (verde), y corriente de panel solar, I_{PV} (magenta)....	315
Figura 5-123. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{PV} (verde), y corriente de panel solar, I_{PV} (magenta)....	316

LISTADO DE TABLAS

TABLA 1-I. Secuencia de conmutación.....	36
TABLA 1-II. Algoritmo Hill Climbing / P&O.....	53
TABLA 1-III. Tabla de control.....	56
TABLA 3-I. Secuencia de programación del algoritmo LMS en forma directa.	116
TABLA 3-II. Programación del algoritmo LMS en estructura <i>Lattice</i>	125
TABLA 3-III. Secuencia de programación simplificada del algoritmo LMS en estructura <i>Lattice</i>	126
TABLA 3-IV. Parámetros de ajuste del filtro <i>notch</i> adaptativo en forma directa.	127
TABLA 3-V. Parámetros de ajuste del filtro <i>Lattice-Notch</i> adaptativo.....	128
TABLA 4-I. Datos de diseño para el SRF-PLL.....	141
TABLA 4-II. Parámetros de ajuste de H_{PI} y margen de ganancia y de fase.....	141
TABLA 4-III. Parámetros de diseño del SRF-PLL.....	151
TABLA 4-IV. Regulador PI del SRF-PLL para mejora la atenuación de la perturbación debida a desequilibrio.	151
TABLA 4-V. Amplitud de los armónicos de la tensión de red.	158
TABLA 4-VI. Ajustes de los filtros $G_n(s)$	164
TABLA 4-VII. Ajustes del regulador PI.....	164
TABLA 4-VIII. Rango de variación permitida en la frecuencia de red para baja y media tensión según UNE-EN 50160.	169
TABLA 4-IX. Rango de variación de la frecuencia fundamental y armónicos debido a desequilibrio y distorsión armónica en la red eléctrica.....	169
TABLA 4-X. Parámetros de ajuste de los filtros <i>Lattice-Notch</i> IIR.....	171
TABLA 4-XI. Amplitud de los armónicos de la tensión de red en $t=0s$	174
TABLA 4-XII. Amplitud del armónico fundamental de las fases <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> en situación de desequilibrio.	176

TABLA 4-XIII. Márgenes de fase y ganancia de T_{PLL}	181
TABLA 4-XIV. Atenuación de los distintos armónicos mediante el empleo filtrado no adaptativo con $f_0=50\text{Hz}$	189
TABLA 4-XV. Atenuación de los distintos armónicos mediante el empleo filtrado no adaptativo con $f_1=55\text{Hz}$	190
TABLA 4-XVI. Atenuación de armónicos mediante filtrado adaptativo con $f_0=50\text{Hz}$	192
TABLA 4-XVII. Atenuación de armónicos mediante filtrado adaptativo con $f_1=55\text{Hz}$	193
TABLA 4-XVIII. Carga computacional de cada uno de los métodos de filtrado propuestos.	197
TABLA 5-I. Coeficientes de las funciones de transferencia $G_c(s)$, $G_g(s)$ y $G_i(s)$	210
TABLA 5-II. Datos de diseño para el filtro LCL.....	215
TABLA 5-III. Valores base del diseño considerado.	216
TABLA 5-IV. Valores de diseño del filtro LCL.	216
TABLA 5-V. Estados de conmutación.	220
TABLA 5-VI. Datos de diseño.	236
TABLA 5-VII. Punto de funcionamiento del convertidor.	236
TABLA 5-VIII. Parámetros de ajuste y margen de fase y ganancia del PI.	236
TABLA 5-IX. Datos de diseño.	238
TABLA 5-X. Parámetros de ajuste y margen de fase y ganancia del PR.....	239
TABLA 5-XI. Parámetros de ajuste y margen de fase y ganancia del PR.	243
TABLA 5-XII. Rango de variación permitida en la frecuencia de red para baja y media tensión según UNE-EN 50160.	246
TABLA 5-XIII. Rango de variación de la frecuencia fundamental y armónicos considerados en la red eléctrica.	247
TABLA 5-XIV. Coeficientes de diseño del regulador PL adaptativo.	252

TABLA 5-XV. Margen de fase y ganancia de $T_{i\alpha}$ para distintas frecuencias de la red eléctrica.....	252
TABLA 5-XVI. Condiciones de desequilibrio y distorsión estudiadas.....	255
TABLA 5-XVII. THD en corriente y FP.....	256
TABLA 5-XVIII. THD en corriente y FP.	257
TABLA 5-XIX. THD en corriente y FP.	259
TABLA 5-XX. THD en corriente y FP.....	260
TABLA 5-XXI. THD en corriente y FP.	261
TABLA 5-XXII. THD en corriente y FP.....	263
TABLA 5-XXIII. THD en corriente y FP.	264
TABLA 5-XXIV. THD en corriente y FP.....	266
TABLA 5-XXV. Calidad de la corriente generada.	285
TABLA 5-XXVI. Calidad de la corriente generada.....	287
TABLA 5-XXVII. Calidad de la corriente generada.	290
TABLA 5-XXVIII. Calidad de la corriente generada.....	293
TABLA 5-XXIX. Calidad de la corriente generada.....	295
TABLA 5-XXX. Calidad de la corriente generada.	298
TABLA 5-XXXI. Calidad de la corriente generada.....	301
TABLA 5-XXXII. Calidad de la corriente inyectada.....	303
TABLA 5-XXXIII. Calidad de la corriente generada.....	305
TABLA 5-XXXIV. Calidad de la corriente inyectada.....	308
TABLA 5-XXXV. Calidad de la corriente generada.....	310
TABLA 5-XXXVI. Calidad de la corriente inyectada.....	313

TABLA DE CONTENIDOS

Agradecimientos	i
Resumen	iii
Abstract	v
Resum	vii
Listado de abreviaturas y símbolos	ix
Listado de figuras	xvii
Listado de tablas	xxxv
Tabla de Contenidos	xxxix
Capítulo 1. Estado de la técnica	3
1.1. Instalaciones de Generación Fotovoltaica	4
1.1.1. La Célula Fotovoltaica.....	5
1.1.2. Tipos de IGF.....	9
1.1.3. Conexión a Red de Paneles Fotovoltaicos.....	10
1.1.4. Convertidores Electrónicos de Potencia para IGF con Conexión a la Red de Distribución Eléctrica	12
1.2. Técnicas de Modulación y Control de Convertidores VSI trifásicos	19
1.2.1. Modulación de convertidores VSI trifásicos	19
1.2.2. Control de convertidores VSI trifásicos	30
1.3. Algoritmos de MPPT	51
1.4. Representación Matemática de Variables Trifásicas en Distintos Marcos de Referencia	59
1.5. Sincronización con la Red Eléctrica	67
1.5.1. Técnicas de Sincronización basadas en el Filtrado de la Tensión de Red.....	67
1.5.2. Técnicas de Sincronización basadas en PLL's.....	70
Capítulo 2. Justificación y Objetivos de la Tesis Doctoral ...	77
2.1. Distorsión en el Punto de Conexión Común (PCC)	77
2.2. Rechazo de Perturbaciones debidas a la Distorsión en el PCC	81
Capítulo 3. Filtrado Adaptativo	85
3.1. Introducción	85
3.1.1. Estructuras de Filtros Lineales Digitales.....	87
3.1.2. Filtros Adaptativos.....	90

3.1.3. Topologías de los Filtros Adaptativos	102
3.2. Adaptive Noise Cancelling (ANC) a partir de Filtros FIR....	105
3.3. Notch Adaptativo IIR en Forma Directa	110
3.4. Notch Adaptativo IIR Lattice	117
3.5. Resultados de Simulación.....	126
3.6. Conclusiones.....	131
Capítulo 4. Filtrado Adaptativo aplicado a un SRF-PLL....	135
4.1. Modelado y Control del SRF-PLL	135
4.2. Errores de Estimación del SRF-PLL.....	144
4.2.1. Desequilibrio en la Red Eléctrica.....	146
4.2.2. Distorsión Armónica en la Red Eléctrica.....	156
4.2.3. Conclusiones	160
4.3. Filtrado Selectivo de Perturbaciones	160
4.4. Filtrado Adaptativo de Perturbaciones	170
4.5. Resultados de Simulación.....	171
4.6. Resultados Experimentales	181
4.7. Discusión de Resultados	198
Capítulo 5. Filtrado Adaptativo aplicado al Control Modo	
Corriente del Inversor.....	203
5.1. Diseño del Filtro LCL de Salida	206
5.2. Modelado del Inversor.....	219
5.2.1. Modelo de Conmutación.....	219
5.2.2. Modelo Promediado	222
5.2.3. Modelo en Pequeña Señal	224
5.3. Control PR en el StRF	234
5.4. Control PL Adaptativo en el StRF	248
5.5. Resultados de Simulación.....	254
5.6. Resultados Experimentales	267
5.7. Discusión de Resultados	316
Capítulo 6. Conclusiones y Futuras Líneas de Investigación	
.....	321
Anexo I: Descripción del Prototipo	327
Anexo II: Publicaciones.....	333
Referencias	341

CAPÍTULO 1

Estado de la Técnica

CAPÍTULO 1. ESTADO DE LA TÉCNICA

La evolución de la especie humana organizada en torno a núcleos de personas que comparten experiencias y procesos de distinta índole está fuertemente unida al consumo de energía. La cantidad de energía consumida por individuo ha caracterizado en gran medida el grado de desarrollo que las diferentes sociedades han alcanzado a lo largo del tiempo, hasta el punto de que el tep/persona/año (tonelada equivalente de petróleo/persona/año) es empleado frecuentemente como indicador para medir dicha magnitud.

La aparición de la máquina de vapor y, más adelante, de los motores de combustión interna, así como nuevas formas de generación de energía asociadas al consumo de combustibles fósiles, aceleraron en su momento el desarrollo de las sociedades modernas, ocasionando un incremento importante en la demanda de energía por habitante y año. A pesar de que dicho incremento ha mejorado el bienestar de las nuevas sociedades de consumo, resulta conveniente tener en cuenta todos los elementos posibles a la hora de evaluar su repercusión sobre nuestra calidad de vida, principalmente aquellos relacionados con el impacto medioambiental de los procesos empleados en la generación de la energía demandada y la escasez de los recursos disponibles.

Se prevé que la producción de petróleo alcance un pico en torno al año 2014, mientras que la de gas lo hará cerca del año 2030. En este contexto es de esperar un fuerte aumento en los precios de la energía, según estudios publicados por *Global Wind Energy Council* (GWEC) y *Renewable Energy Systems Limited* (RES), por lo que son varias las soluciones puestas en juego en el debate que pretende modificar el escenario de la producción de energía en un futuro ya no tan lejano. Dentro de este marco, las llamadas energías renovables se presentan actualmente como una elección posible, ecológica y rentable capaz de

asentar los cimientos en el proceso de desarrollo de las sociedades post-industriales.

El concepto renovable está relacionado con la capacidad de regeneración de las fuentes de energía, de manera que aquellas fuentes cuya tasa de regeneración sea muy superior a la tasa de utilización pueden considerarse como tales. Dentro de este grupo se encuentran la energía solar, eólica, hidráulica, geotérmica o biomasa, por citar las más importantes. Todas ellas han sido empleadas en mayor o menor medida a lo largo de la historia, encontrándose actualmente en fases de desarrollo tecnológico distinto, lo que otorga a cada una de ellas rasgos característicos que aconsejan su empleo en distintas aplicaciones. A pesar de que, al igual que sucede con los combustibles fósiles, las fuentes de energía renovable no se encuentran distribuidas uniformemente a lo largo del planeta, cada país puede encontrar en su entorno el recurso más apropiado para la generación de electricidad a partir de fuentes alternativas, reduciendo la dependencia con otros países generadores.

Por otro lado, es precisamente esta característica lo que las sitúa en una posición muy ventajosa en el entorno futuro de la generación y distribución de energía, contribuyendo a que la generación distribuida sea posible. Dado que muchos de los sistemas de conversión empleados en energías renovables son modulares, es fácil integrarlos en las microrredes que conforman estos sistemas de generación, asegurando una mayor calidad y confiabilidad en la energía consumida.

1.1. INSTALACIONES DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Las instalaciones de generación fotovoltaica (IGF) han proliferado notablemente en los últimos años, tal y como recogen datos recientes de la *IEA Photovoltaic Power System Programme*, mostrados en la Figura 1-1 [1], donde se pone de manifiesto una evolución exponencial en la potencia instalada a nivel mundial, por lo que la mejora de dichos

sistemas, necesaria para mantener esta tendencia de crecimiento, está siendo objeto de estudio por parte de la comunidad científica y las empresas relacionadas con este sector, que buscan en la innovación tecnológica una manera de minimizar los inconvenientes relacionados con esta tecnología, entre los que cabe destacar un precio de generación poco competitivo, un bajo rendimiento, y ciertos problemas asociados a su conexión a la red eléctrica, junto con su integración en las redes de generación distribuida [2]-[9].

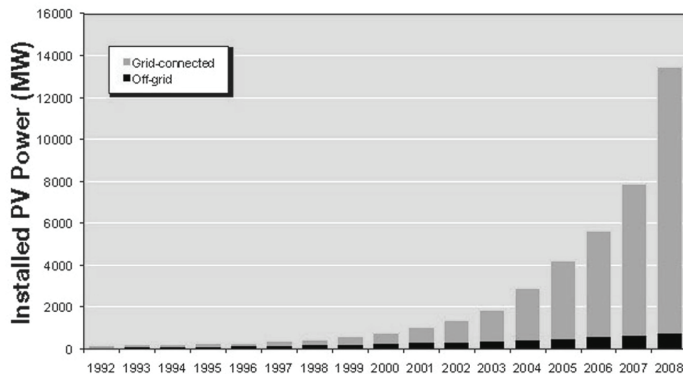


Figura 1-1. Evolución de la potencia instalada a partir de IGF en el mundo.

1.1.1. La Célula Fotovoltaica

Sin duda la célula fotovoltaica es el elemento más importante en la generación de energía solar fotovoltaica. Su funcionamiento está basado en el efecto fotovoltaico, descubierto y descrito por Heinrich Hertz en 1887, proporcionando una determinada potencia eléctrica proporcional a la radiación luminosa que reciben, en forma de corriente y tensión continua (DC). Para la fabricación de células fotovoltaicas es necesario el empleo de silicio convenientemente dopado mediante Boro y Galio, obteniéndose distintos tipos de células en función de la tecnología empleada en el proceso de elaboración de las mismas. Entre las más importantes se encuentran las siguientes:

- Silicio mono y policristalino.
- De lámina delgada (silicio amorfo, silicio cristalino, CdTe).

- Células solares de alta eficiencia.

Los paneles de silicio mono y policristalino emplean una tecnología bien conocida y muy desarrollada, por lo que resultan muy competitivos. Entre sus características más importantes cabe destacar que ofrecen una gran estabilidad de las células en el tiempo con una eficiencia en torno al 17% [10].

En cuanto a las células de lámina delgada, emplean silicio amorfo, silicio microcristalino, CdTe (telururo de cadmio) o CIS (seleniuro de cobre-indio). A pesar de que resultan más económicas que las de silicio mono o policristalino, su eficiencia es menor (en torno al 7%), no conociéndose con exactitud su comportamiento a largo plazo.

Por otro lado, las células solares de alta eficiencia desarrolladas a partir de GaAs (arseniuro de galio), alcanzan una eficiencia próxima al 19%, a costa de un precio elevado. Estas células son ampliamente utilizadas en aplicaciones espaciales.

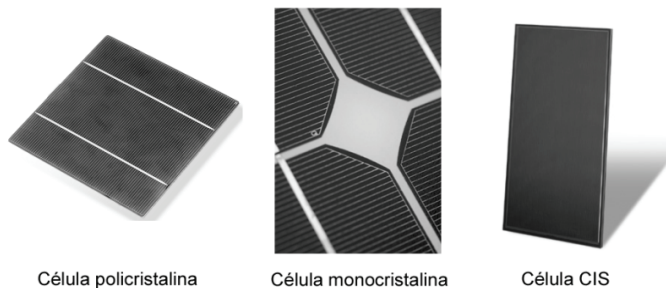


Figura 1-2. Distintos tipos de células fotovoltaicas.

Las células solares fotovoltaicas presentan un tamaño aproximado de 10x10 cm, y proporcionan una tensión de alrededor de 0.5V. La potencia entregada por la misma depende de la cantidad de luz o irradiancia que incide sobre la misma. Los modelos eléctrico completo y simplificado de una célula solar fotovoltaica se muestran en la Figura 1-3, donde se comprueba que, en el modelo simplificado, la misma se comporta como una fuente de corriente con un diodo en paralelo. Por lo tanto, la característica I-V de una célula convencional, para una determinada

temperatura e irradiancia, adquiere el aspecto que se muestra en la Figura 1-4.

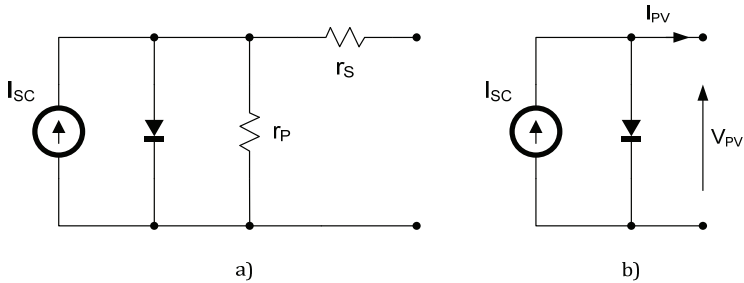


Figura 1-3. Modelo eléctrico de la célula solar fotovoltaica, a) completo y b) simplificado.

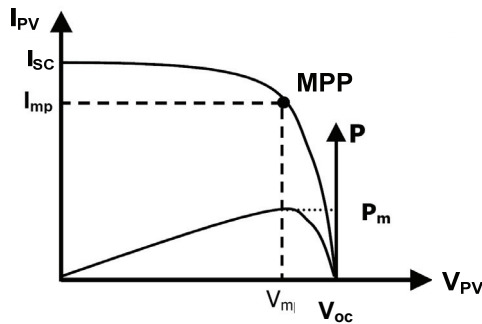


Figura 1-4. Característica I-V de una célula solar fotovoltaica.

Es importante señalar que la curva de potencia, mostrada también en la Figura 1-4, presenta un máximo en el punto denominado *Maximum Power Point* (MPP), correspondiente a la tensión V_{mp} y la corriente I_{mp} . Como se comentará más adelante, esta característica condicionará la estrategia de control de la célula, dando lugar a los algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) expuestos más adelante, los cuales tienen como fin la extracción de la máxima potencia del panel para cualquier condición de temperatura o irradiancia.

Las células suelen adquirirse comercialmente en módulos donde quedan interconectadas entre sí para obtener una determinada curva característica corriente-tensión (I-V), así como potencia-tensión (P-V).

La tensión de salida de cada uno de estos módulos oscila entre los 20V y los 40V para potencias comprendidas entre los 50W y los 400W. Un ejemplo de estas curvas se muestra en la Figura 1-5.

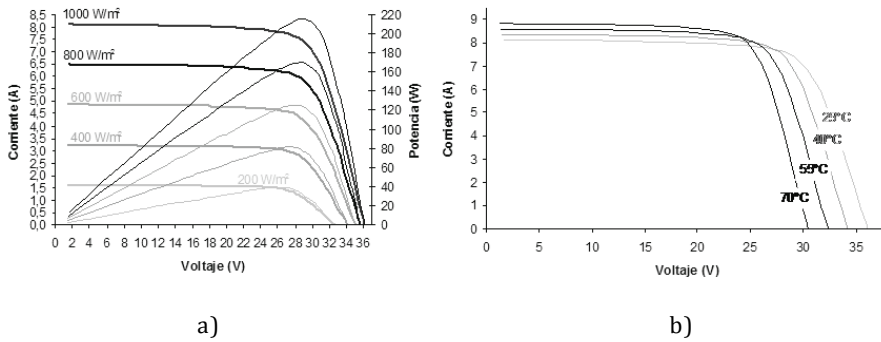


Figura 1-5. Curvas características a) I-V y Pmax-V y b) I-V a diferentes temperaturas para un módulo SLK60P6L de la compañía SILIKEN S.A.

Para obtener una mayor potencia, una mayor tensión de salida, o ambas características juntas, los módulos pueden asimismo conectarse en serie/paralelo para formar paneles y/o matrices, tal y como se muestra en la Figura 1-6.

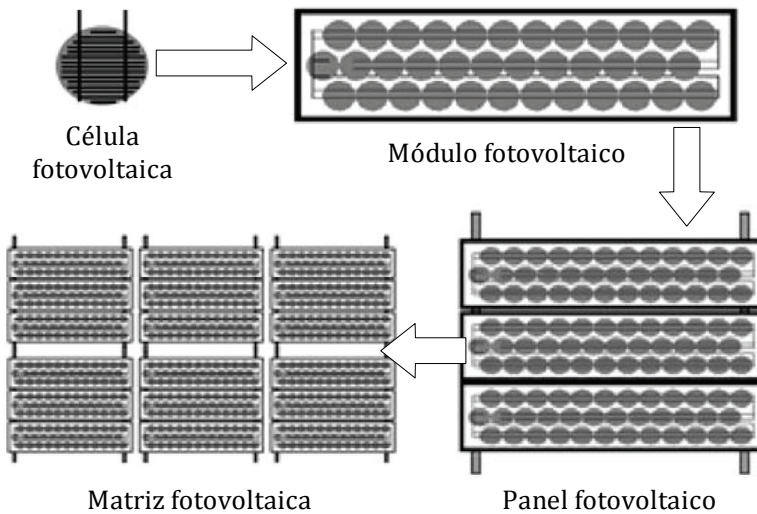


Figura 1-6. Distintas agrupaciones de la célula solar fotovoltaica.

1.1.2. Tipos de IGF

Las IGF pueden clasificarse en dos grandes grupos en función de su aplicación [1], [10]:

- **Aplicaciones aisladas:** En este tipo de aplicaciones, los paneles solares se encuentran conectados a baterías mediante convertidores electrónicos, según se muestra en la Figura 1-7, de manera que la energía no consumida pueda ser almacenada en las mismas. En el caso en que existan cargas AC, un inversor es necesario para transformar la energía DC almacenada en la batería. Es ampliamente empleada en países en vías de desarrollo, donde el acceso a redes de distribución eléctrica resulta complejo. En los países desarrollados, sus principales campos de aplicación se encuentran en viviendas ubicadas en zonas rurales sin conexión a la red eléctrica, alimentación de vehículos destinados al recreo (caravanas, etc.), barcos, bombas, o sistemas de alimentación autónomos de equipos electrónicos empleados en sistemas de control del tráfico rodado, entre otros [11].

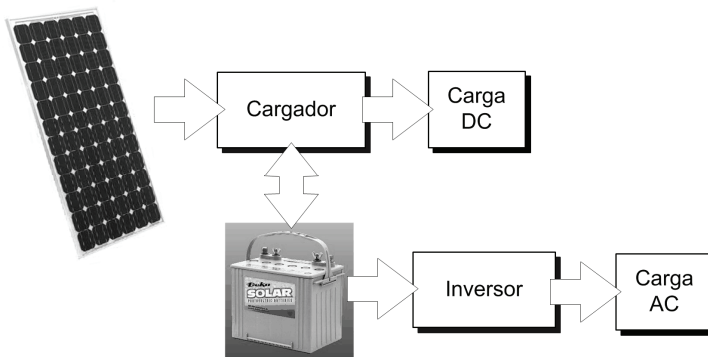


Figura 1-7. Esquema básico de IGF aisladas.

- **Aplicaciones con conexión a la red eléctrica.** En este caso, las IGF se encuentran conectadas a la red eléctrica a través de inversores, de manera que el excedente de energía no consumido es inyectado a la misma, tal y como se muestra en la Figura 1-8. Por lo tanto, el inversor debe convertir la corriente continua generada por los paneles en corriente alterna, prestando especial atención en el control de la

potencia activa y reactiva generada [9], [12]-[14]. Adicionalmente, los paneles pueden conectarse a través de un cargador a baterías, permitiendo la generación de energía en el caso de desconexión de la red eléctrica [10]. Debido a su alto grado de modularidad, este tipo de aplicaciones pueden encontrarse tanto en grandes extensiones con una capacidad de generación del orden de MW (huertos solares) como en cubiertas de instalaciones industriales o zonas residenciales, haciendo de las IGF una tecnología muy adecuada para su implantación en sistemas de generación distribuida y microrredes [15], [16].

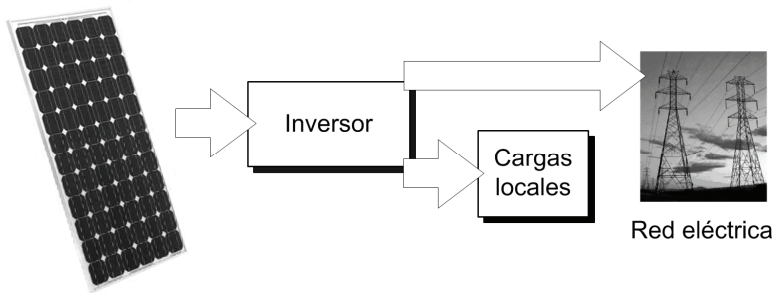


Figura 1-8. Esquema básico de IGF con conexión a la red eléctrica.

1.1.3. Conexión a Red de Paneles Fotovoltaicos

Tal y como se muestra en la Figura 1-1, el fuerte incremento de la potencia instalada de IGF está vinculado a las aplicaciones de conexión a la red eléctrica, por lo que en este apartado se realizará una breve introducción a las distintas topologías empleadas para llevar a cabo esta tarea.

En la Figura 1-9 se muestran las estructuras básicas de conexión de paneles fotovoltaicos a la red eléctrica, cuyas características se muestran a continuación [10], [17]-[19].

- **Inversor centralizado:** En esta topología, empleada normalmente para instalaciones superiores a los 10 kW de potencia, los módulos fotovoltaicos se encuentran conectados en asociación serie-paralelo formando una matriz cuya configuración depende de las características

de los módulos y de la tensión a la que se desee trabajar (asociación serie), así como de la corriente máxima que se espera inyectar en la red eléctrica (asociación paralelo). La principal ventaja de esta topología reside en la alta eficiencia del procesado de energía, que minimiza al máximo el número de convertidores empleados. Como contrapartida, la avería de esta etapa de la IGF conlleva la desconexión de la misma de la red eléctrica. Cabe destacar que el inversor puede incluir en una sola etapa la conversión DC/AC, o bien puede implementarse mediante una etapa DC/DC en cascada con un convertidor DC/AC. Ha sido la estructura preferida en el pasado.

- Inversor por asociación serie de paneles: En esta estructura se monta un inversor por cada agrupación serie de paneles, y suele emplearse en instalaciones en torno a los 5 kW de potencia. La gran ventaja de este tipo de instalación reside en que existe un mayor control de la potencia extraída a cada asociación de paneles frente a variaciones de la irradiancia, ya que cada inversor incorpora su propio algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT). En este sentido, cada panel podrá orientarse de manera independiente para un rendimiento óptimo de la instalación. Por otro lado, la pérdida de potencia inyectada en caso de fallo de uno de los inversores es menor que en el caso expuesto anteriormente, ya que sólo parte de los paneles quedan desconectados de la red. No obstante, el rendimiento de la planta se ve mermado por el empleo de un número mayor de convertidores electrónicos. Esta estructura es actualmente la más extendida.

- Asociación serie de paneles e inversor centralizado: En este caso, se emplea un convertidor DC/DC para cada asociación serie de paneles, y un inversor centralizado para la conexión de los mismos a la red eléctrica, obteniendo las mismas ventajas que en el caso anterior, junto con un mayor rendimiento, dado que la etapa DC/AC es compartida. Esta estructura marca la tendencia presente y futura en instalaciones de energía solar fotovoltaica.

- Inversor por panel o microinversor: En pequeñas IGF, del orden de 50 W a 400 W de potencia, puede emplearse esta topología de

conexión, donde cada panel incluye su propio inversor. En este caso, la extracción de potencia es óptima, ya que se implementa un MPPT por cada módulo. No obstante, la eficiencia de una IGF compuesta por varios paneles junto con sus microinversores disminuye notablemente la eficiencia del sistema. Supone un cambio en la topología empleada en la actualidad, convirtiéndose en el modelo que presumiblemente se empleará en un futuro próximo.

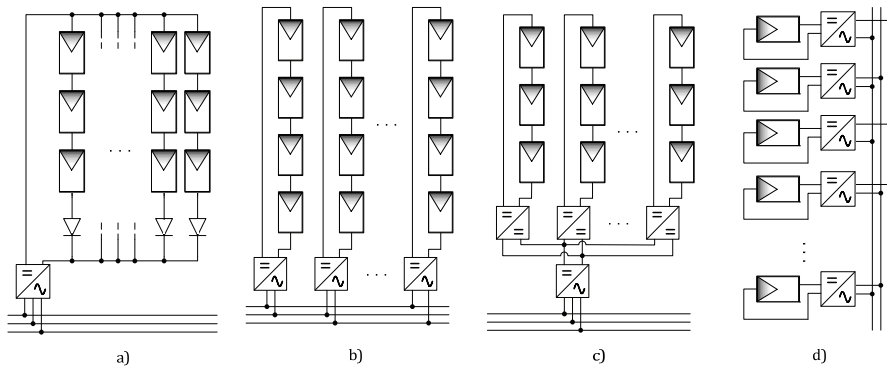


Figura 1-9. Conexión a red de paneles fotovoltaicos empleando a) inversor centralizado, b) inversores por asociación serie de paneles, c) asociación serie de paneles e inversor centralizado y d) inversores por panel o microinversor.

1.1.4. Convertidores Electrónicos de Potencia para IGF con Conexión a la Red de Distribución Eléctrica

El convertidor DC/AC o inversor es el encargado de transformar las magnitudes de continua proporcionadas por el panel a las magnitudes de alterna necesarias para inyectar potencia a la red eléctrica. A pesar de que existen inversores con más de dos etapas [20], lo usual es implementarlos a partir de una etapa (DC/AC) o dos etapas (DC/DC+DC/AC). En las Figura 1-10, Figura 1-11 y Figura 1-12 se muestra una clasificación del esquema básico del convertidor para IGF.

El empleo de un convertidor DC/DC está directamente relacionado con la configuración elegida a la hora de montar los paneles, ya que una asociación adecuada de los mismos en serie permite obtener una tensión lo suficientemente elevada como para evitar la característica de

los convertidores DC/DC elevadores. Por otro lado, diseñar el convertidor con aislamiento galvánico cumple principalmente una función de seguridad que tan solo es de obligado cumplimiento en algunos países. Como contrapartida, el equipo es más caro, y la eficiencia del mismo es menor.

Existen multitud de topologías de convertidores DC/DC con o sin aislamiento al igual que de convertidores DC/AC, por lo que las posibilidades de implementar los esquemas propuestos en las figuras anteriores resultan diversas [8], [10], [17], [18], [20]-[22]. No obstante, a continuación se mostrarán algunas de las soluciones más extendidas.

En la Figura 1-13 se muestra una aplicación práctica del esquema propuesto en la Figura 1-11 a) a partir de un convertidor Push-Pull y un inversor monofásico VSI. Este tipo de inversores es comúnmente empleado en aplicaciones del tipo asociación serie de paneles (Figura 1-9 b)) y microinversores (Figura 1-9 d)). Si la etapa DC/AC es compartida y se realiza una conexión monofásica, también puede usarse en aplicaciones del tipo asociación serie de paneles e inversor centralizado (Figura 1-9 c)); para conexión trifásica, puede sustituirse el inversor monofásico por un VSI trifásico. La etapa DC/DC se encarga de elevar la baja tensión del módulo o asociación serie de paneles hasta el valor necesario en la DC-link del VSI, así como llevar a cabo el control del punto de máxima potencia del panel, mientras que el VSI se encarga de controlar la corriente inyectada en la red y la tensión en la DC-link. Ambos convertidores conmutan a frecuencia muy superior a la de la red eléctrica mediante técnicas de conmutación PWM o SVM. Adicionalmente, pueden encontrarse distintas estructuras en cada una de las etapas, como por ejemplo, etapa DC/DC mediante flyback [19], etapa DC/AC con conmutación de línea [8], etapa DC/DC mediante topología SIC o DIC [17], o etapa DC/DC resonante [20], muy interesante por la mejora obtenida en el rendimiento del convertidor.

En la Figura 1-14 se muestra un ejemplo de inversor a partir de una etapa DC/DC por panel y un inversor centralizado con aislamiento en

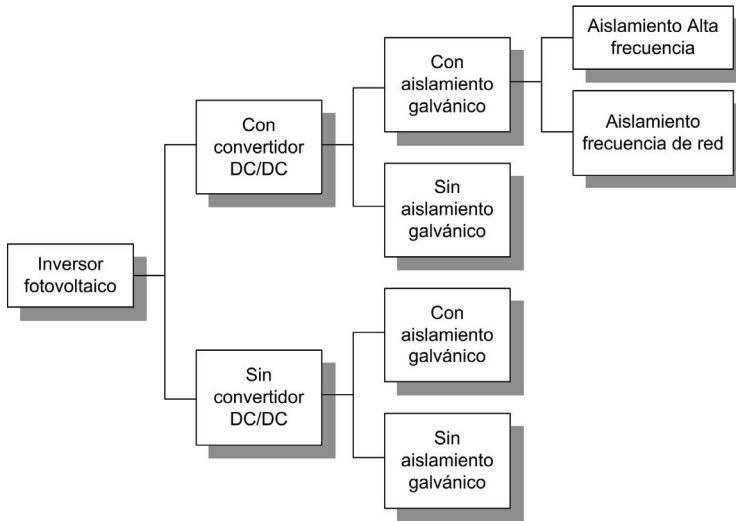


Figura 1-10. Distintas configuraciones del convertidor para IGF.

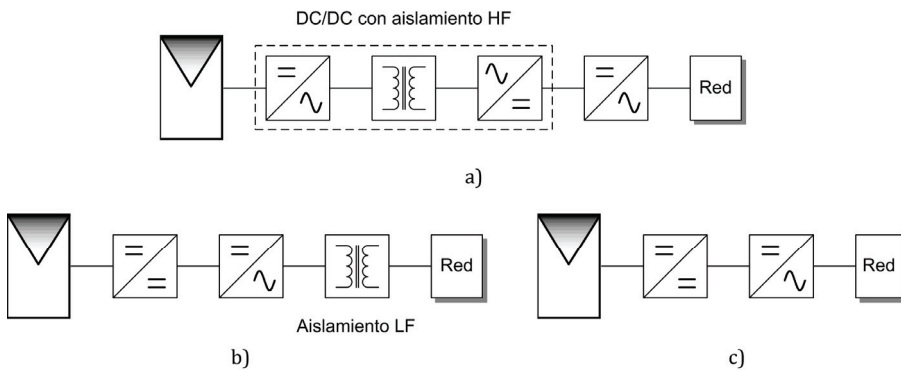


Figura 1-11. Esquema básico del inversor con convertidor DC/DC y a) aislamiento galvánico en HF, b) aislamiento galvánico en LF, c) sin aislamiento galvánico.

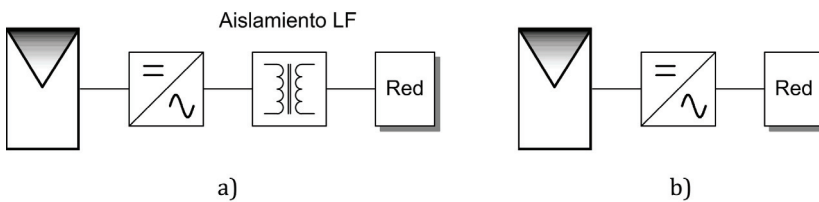


Figura 1-12. Esquema básico del inversor sin etapa DC/DC y a) aislamiento galvánico en LF, b) sin aislamiento galvánico.

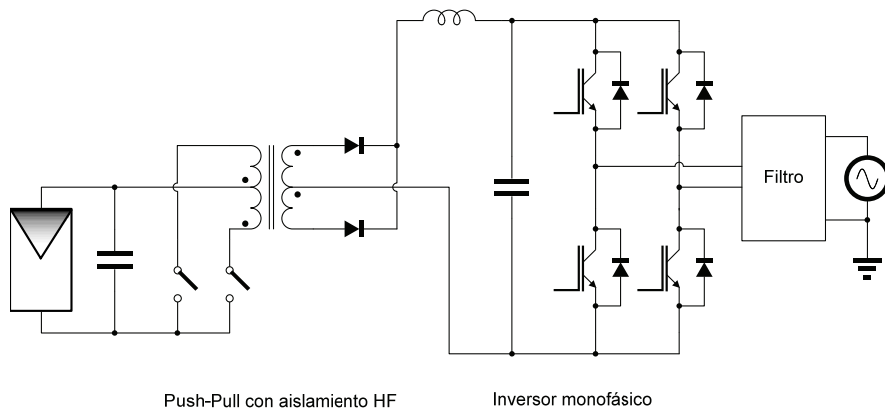


Figura 1-13. DC/DC + DC/AC con aislamiento HF a partir de Push-Pull e inversor monofásico.

baja frecuencia. Esta topología es un ejemplo del esquema mostrado en la Figura 1-11 b), y tiene su mayor campo de aplicación en las IGF del tipo asociación serie de paneles e inversor centralizado, cuyo esquema se muestra en la Figura 1-9 c). En este caso, la etapa DC/DC está basada en un convertidor Boost encargado de extraer la máxima potencia de cada uno de los paneles mediante el algoritmo MPPT correspondiente, así como de elevar la tensión a la nominal del bus de continua. La etapa *Voltage Source Inverter (VSI)* trifásica actúa de convertidor DC/AC, controlando la tensión en el bus de continua y la corriente inyectada a la red a través del transformador de baja frecuencia. Un montaje similar, prescindiendo del aislamiento, permitiría obtener un convertidor para el esquema descrito en la Figura 1-11 c). Al igual que en los ejemplos anteriores, es habitual que los convertidores conmuten a frecuencias muy superiores a la de la red eléctrica.

En lo que se refiere a los inversores sin etapa DC/DC, éstos pueden englobarse en dos grandes grupos; *Voltage Source Inverters (VSI)* y *Current Source Inverters (CSI)*, tanto monofásicos como trifásicos [10], en función de que la entrada al convertidor sea en forma de fuente de tensión (VSI) o fuente de corriente (CSI). A pesar de que existen distintas alternativas para el diseño de estos convertidores, como por ejemplo el inversor con inductor flotante [8], inversor de tres niveles

mediante semi-puente y diodo *clamp* [19], o inversor VSI *boost* [23], la solución más extendida es la topología a partir de un puente completo [2], [8], [10], [12], [14], [22], [24]-[28], según se muestra en la Figura 1-15 (VSI con conexión a red sin aislamiento), Figura 1-16 (VSI con conexión a red con aislamiento), Figura 1-17 (CSI con conexión a red sin aislamiento) y Figura 1-18 (CSI con conexión a red con aislamiento). Estos convertidores son una aplicación práctica de los esquemas mostrados en la Figura 1-12, con un filtro de red LCL de 3er. orden.

Cabe destacar que la inductancia de filtrado L_g de la Figura 1-15 y Figura 1-17, puede sustituirse por la inductancia de fugas del transformador empleado en la Figura 1-16 y la Figura 1-18, obteniendo un filtro de conexión a red equivalente y, por lo tanto, un modelo del convertidor análogo en ambos casos.

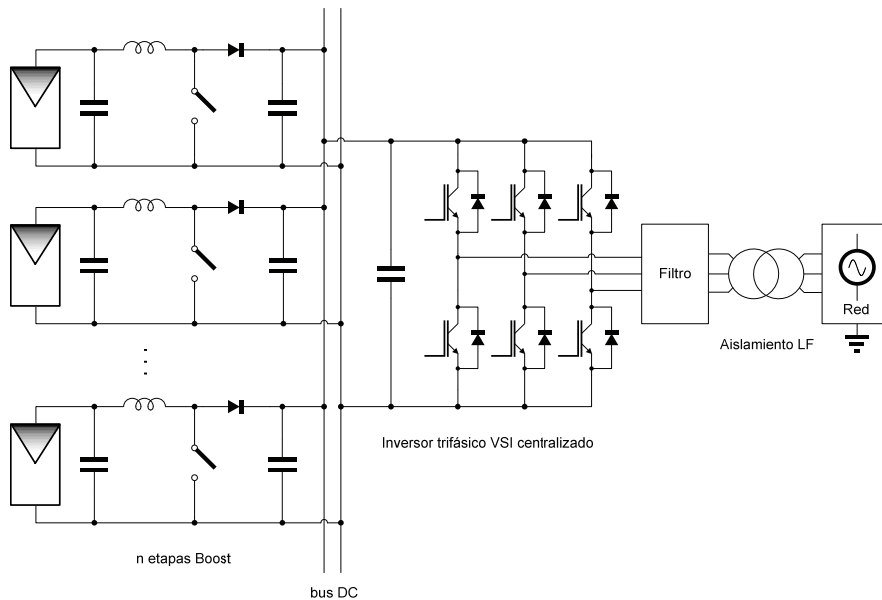


Figura 1-14. DC/DC por panel + DC/AC centralizado con aislamiento LF a partir de etapas Boost e inversor trifásico VSI.

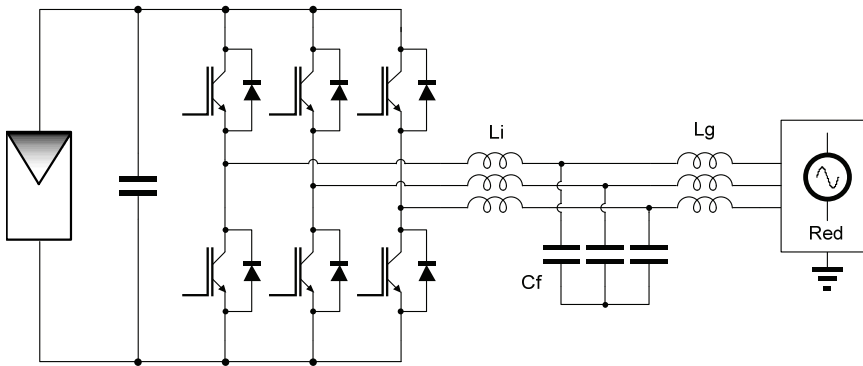


Figura 1-15. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología VSI y filtro LCL con conexión a red sin aislamiento.

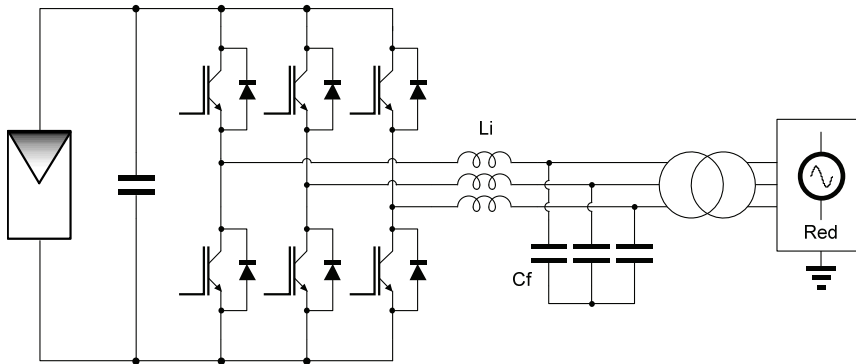


Figura 1-16. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología VSI y filtro LCL con conexión a red con aislamiento.

Tal y como se comentó anteriormente, este tipo de convertidores se emplea principalmente en aplicaciones de conexión con inversor centralizado, de acuerdo a la Figura 1-9 a), presente en la actualidad en la mayor parte de huertos solares con potencias mayores a los 10KW, donde una única etapa es la encargada de llevar a cabo del control del seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y de la corriente inyectada a la red eléctrica. Debido a las características del inversor, la tensión proporcionada por la matriz de paneles ha de ser superior a la tensión de la red eléctrica, por lo que es necesaria la asociación serie-paralelo de un gran número de módulos. En este caso, el empleo de un único algoritmo de MPPT no resulta óptimo cuando se producen efectos

tipo *partial shading*. Por otro lado, la avería del inversor desconecta de la red eléctrica una parte importante del huerto solar. Sin embargo, este tipo de convertidor ha sido el preferido durante mucho tiempo debido a la simplicidad del diseño y el reducido número de componentes, así como la mayor eficiencia frente a soluciones multi-etapa.

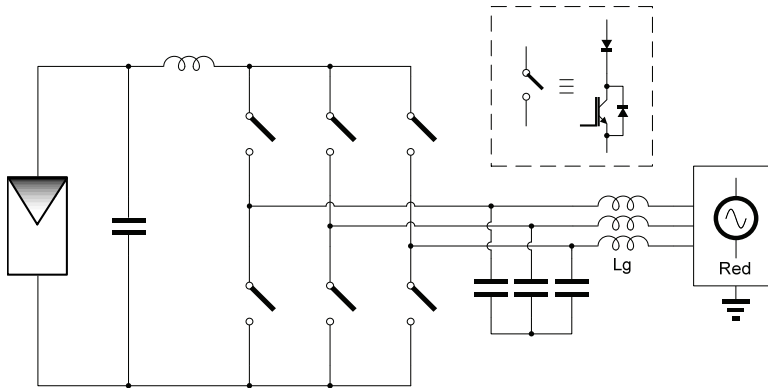


Figura 1-17. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología CSI con conexión a red sin aislamiento.

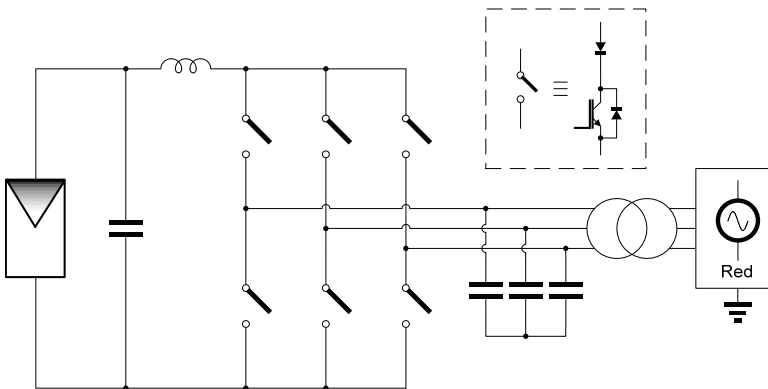


Figura 1-18. Convertidor DC/AC trifásico mediante topología CSI con conexión a red con aislamiento.

1.2. TÉCNICAS DE MODULACIÓN Y CONTROL DE CONVERTIDORES VSI TRIFÁSICOS

1.2.1. Modulación de convertidores VSI trifásicos

Los distintos convertidores propuestos en el apartado anterior admiten diversas técnicas de modulación y de control, que dan lugar a diferentes características en lo que se refiere a distorsión armónica, rendimiento o comportamiento dinámico, entre otros.

A continuación se hará una breve revisión de las técnicas de modulación y control aplicadas a VSI, dado que este tipo de convertidor está presente en todos los inversores expuestos en el apartado anterior, siendo especialmente relevante en las instalaciones de huertos solares que han proliferado en los últimos años en España, donde la topología de inversor centralizado mediante el empleo de VSI trifásicos ha cobrado especial relevancia. Por otro lado, la elección de este tipo de convertidor ha sido motivada por la relación que guarda la presente tesis con el contrato de I+D+I con título “Desarrollo de un inversor trifásico de 100kVA para sistemas de generación fotovoltaica con conexión a red”, entre el grupo de investigación GSEI, al que pertenece el tesinando, y la empresa Siliken S.A., cuyo objeto es el diseño y montaje de un inversor trifásico VSI centralizado para la conexión de una matriz de paneles de 100kVA a la red trifásica de distribución eléctrica.

Las técnicas de modulación más extendidas en el control de convertidores electrónicos de potencia se basan en estrategias de modulación de ancho de pulso o *Pulse Width Modulation* (PWM), donde la señal de referencia o moduladora es codificada mediante la variación del ciclo de trabajo de una señal cuadrada de alta frecuencia, obteniendo un tren de pulsos cuyo espectro armónico contiene la señal moduladora de baja frecuencia junto con armónicos de alta frecuencia, los cuales pueden ser fácilmente filtrados; este tren de pulsos será el encargado de llevar a cabo la conmutación de los interruptores del convertidor. A continuación se citarán algunas de las estrategias PWM más

importantes [29]-[31], donde se ha supuesto que la señal moduladora es una referencia trifásica sinusoidal, dado que las técnicas de modulación estudiadas serán aplicadas a convertidores trifásicos DC/AC, donde las referencias serán corrientes o tensiones sinusoidales.

- *Trailing Edge Naturally Sampled PWM*: La modulación de ancho de pulso tienen lugar mediante la comparación de una señal de referencia o moduladora (generalmente un sistema trifásico compuesto por tres señales sinusoidales de acuerdo a (1.1)), con una señal del tipo diente de sierra, de manera que cuando la moduladora sea mayor que la portadora, la salida del modulador se encontrará en estado alto, y cuando sea menor, en estado bajo, tal y como se aprecia en la Figura 1-19 y Figura 1-20.

$$\vec{v}_m = \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = V_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) \\ \cos\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

- *Double Edge Naturally Sampled PWM*: Este tipo de modulación se obtiene mediante la comparación de una señal de referencia o moduladora (generalmente un sistema trifásico compuesto por tres señales sinusoidales de acuerdo a (1.1)), con una señal triangular, de manera que cuando la moduladora sea mayor que la portadora, la salida del modulador se encontrará en estado alto, y cuando sea menor, en estado bajo. En ese sentido, el esquema de la Figura 1-19 es válido sin más que sustituir la portadora por una triangular, de manera que la comparación de moduladora y portadora permite obtener la modulación de ancho de pulso que se muestra en la Figura 1-21.

Para el VSI trifásico mostrado en la Figura 1-22, la modulación propuesta en este apartado, también llamada *Double Edge Naturally Sampled PWM*, generaría las formas de onda que se muestran en la Figura 1-23.

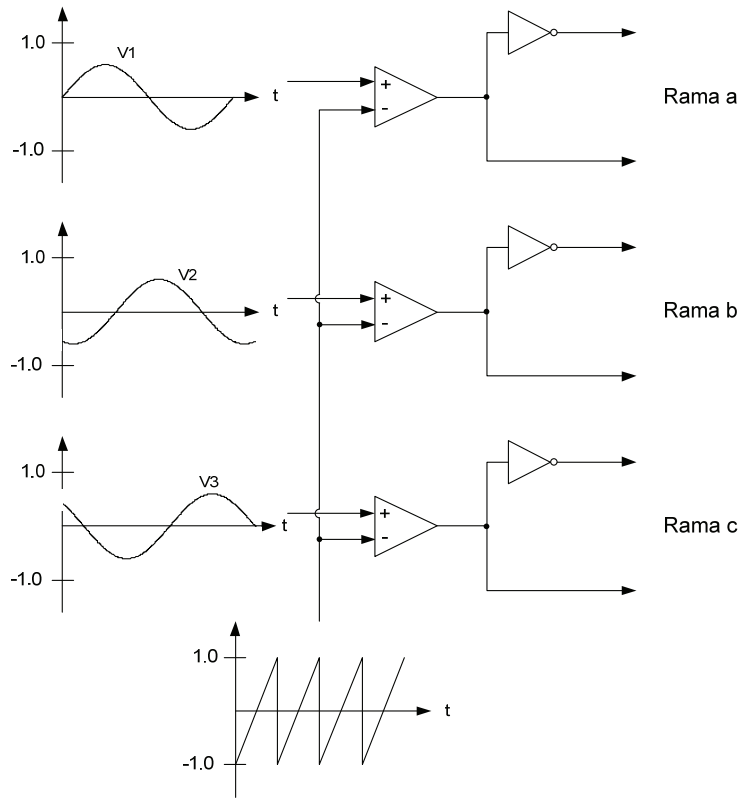


Figura 1-19. Esquema básico del modulador PWM trifásico mediante comparación con diente de sierra.

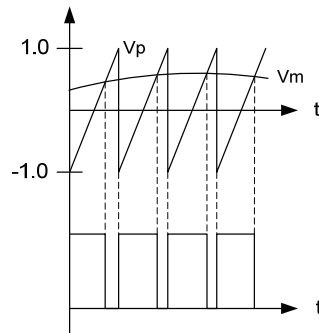


Figura 1-20. Salida del modulador para la comparación de una modulación sinusoidal (V_m) con una portadora diente de sierra (V_p).

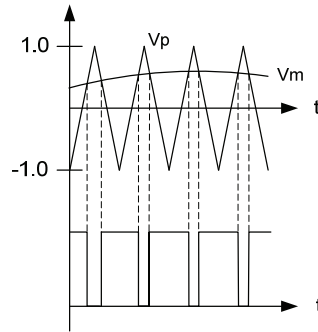


Figura 1-21. Salida del modulador para la comparación de una moduladora sinusoidal (V_m) con una portadora triangular (V_p).

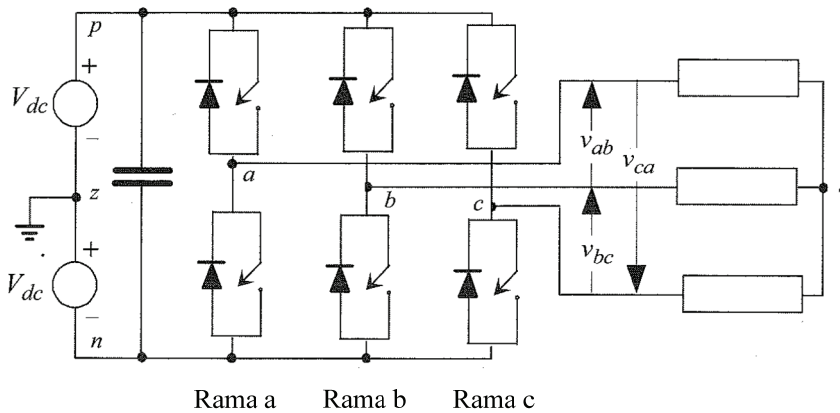


Figura 1-22. VSI trifásico.

Las dos modulaciones expuestas hasta ahora deben implementarse mediante comparadores analógicos, dado que la conmutación se lleva a cabo justo en el momento en que se produce la comparación de ambas señales. No obstante, en sistemas discretos, resulta imposible determinar dicho instante, dado que tanto la portadora como la moduladora están formadas por valores digitales. Para evitar este problema, deben emplearse técnicas PWM discretas, donde la moduladora es una versión muestreada de la referencia analógica. En este caso, el valor muestreado de la moduladora se mantiene constante en un periodo completo de la portadora [32], [33].

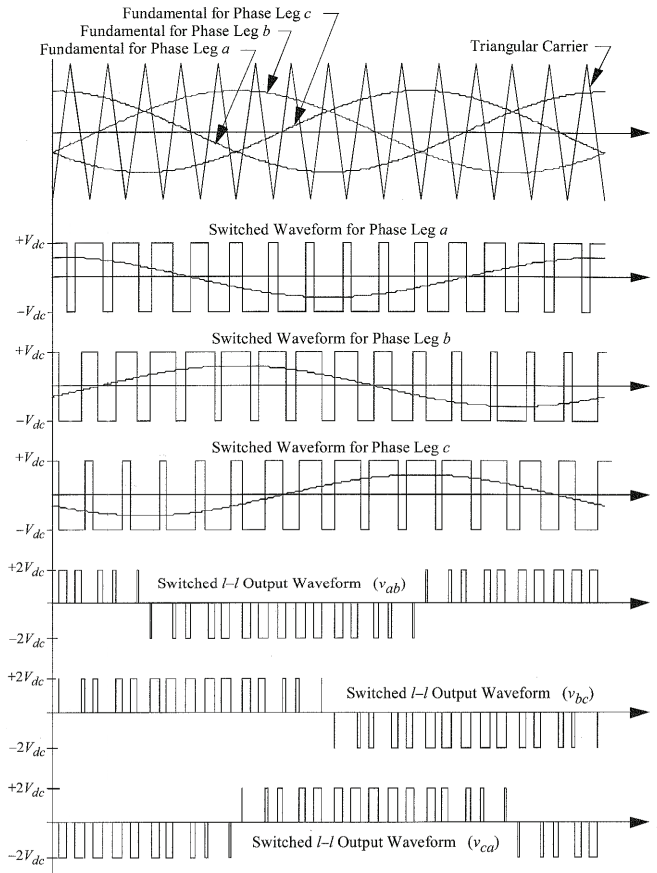


Figura 1-23. *Naturally Sampled Double Edge PWM* aplicado a un VSI trifásico.

- *Trailing Edge Regularly Sampled PWM*: Corresponde a la versión discreta de la modulación *Trailing Edge Naturally Sampled PWM*, y por lo tanto la portadora es un diente de sierra, tal y como se muestra en la Figura 1-24.

- *Symmetrical Regularly Sampled PWM*: Este tipo de modulación discreta se corresponde con la modulación *Double Edge Naturally Sampled PWM*, por lo que la portadora es una triangular. Puede comprobarse que, en este caso, es posible muestrear la señal moduladora una o dos veces por periodo de la señal portadora. En el caso que nos ocupa, se muestrea la moduladora una sola vez por

periodo de la señal portadora, tal y como se muestra en la Figura 1-25, de manera que la frecuencia de muestreo de la moduladora resulta la misma que la frecuencia de la portadora.

- *Asymmetrical Regularly Sampled PWM*: Al igual que sucede en la modulación propuesta en el apartado anterior, la modulación que se expone a continuación está basada en la comparación de una señal moduladora muestreada con una señal portadora triangular. No obstante, en la modulación que nos ocupa, el muestreo de la señal tiene lugar dos veces por periodo de la señal portadora, por lo que la frecuencia de muestreo resulta el doble de ésta. Un ejemplo gráfico del muestreo, comparación e instantes de conmutación se muestra en la Figura 1-26.

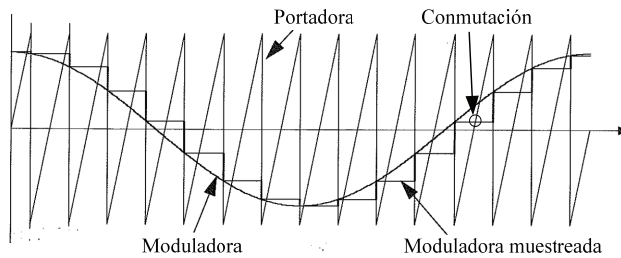


Figura 1-24. Formas de onda de la modulación *Trailing Edge Regularly Sampled PWM*.

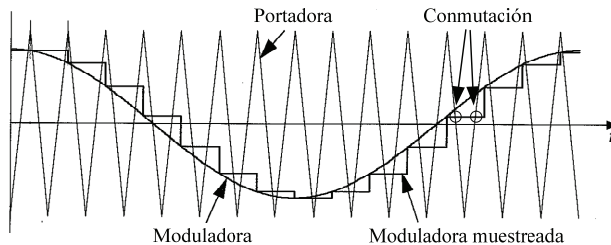


Figura 1-25. Formas de onda de la modulación *Symmetrical Regularly Sampled PWM*.

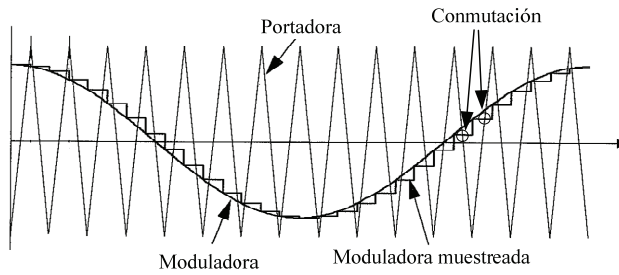


Figura 1-26. Formas de onda de la modulación *Asymmetrical Regularly Sampled PWM*.

Las modulaciones expuestas hasta ahora presentan un contenido armónico distinto que les confiere determinadas particularidades en lo que se refiere a la distribución y amplitud de los mismos, por lo que la distorsión armónica total es, en general, distinta en cada caso. Definiendo la distorsión armónica normalizada respecto de la tensión DC del bus de continua de acuerdo a (1.2), el índice de modulación en amplitud, m_a , como el cociente del valor de pico de la moduladora entre el valor de pico de la portadora, y el índice de modulación en frecuencia, m_f , como el cociente entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la moduladora, es posible obtener la distribución armónica de la Figura 1-27 para la tensión entre fases de un inversor trifásico VSI [31].

$$WTHDO = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{V_n}{V_{dc}} \right)^2} \quad (1.2)$$

$$m_a = \frac{V_m}{V_p} \quad (1.3)$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (1.4)$$

Los mejores resultados en cuanto a distorsión armónica se obtienen mediante la modulación *Asymmetrical Regularly Sampled PWM*.

Por otro lado, es posible demostrar que el valor de pico de la tensión entre fases del convertidor VSI de la Figura 1-22, modulado mediante

cualquiera de las técnicas expuestas hasta ahora, puede expresarse de acuerdo a (1.5), por lo que, teniendo en cuenta que $0 < m_a < 1$ (suponiendo que no se desean implementar técnicas de sobre-modulación), la tensión máxima que puede obtenerse mediante este tipo de modulaciones es de $V_{f-fmax} = \sqrt{3}V_{dc}$.

$$V_{f-fmax} = m_a \cdot \sqrt{3}V_{dc} \tag{1.5}$$

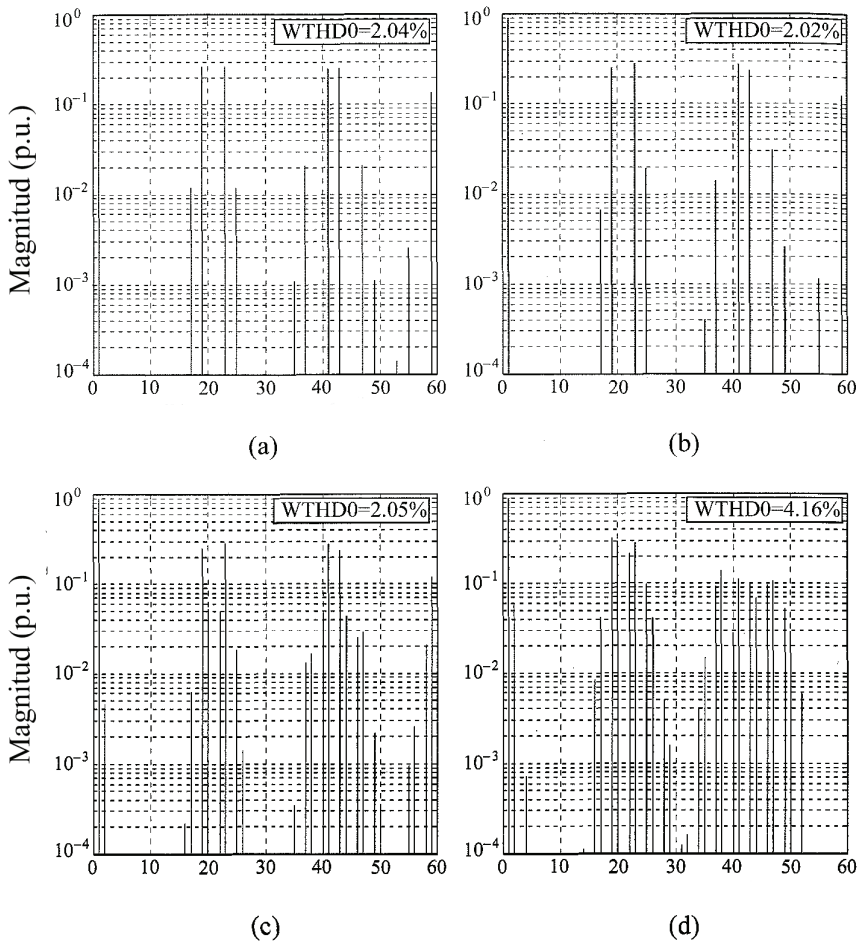


Figura 1-27. Espectro armónico de la tensión entre fases de un inversor trifásico VSI para a) *Double Edge Naturally Sampled PWM*, b) *Asymmetrical Regularly Sampled PWM*, c) *Symmetrical Regularly Sampled PWM* y d) *Trailing Edge Regularly Sampled PWM* para $m_a=0.9$ y $m_f=21$.

- Inyección de tercer armónico en la referencia: Como se mostró en el párrafo anterior, el valor máximo de la tensión en el lado AC del VSI está limitado de acuerdo a (1.5). Teniendo en cuenta que el límite en los inversores monofásicos se encuentra en $2V_{dc}$ para $m_a=1$, resulta importante encontrar una solución que permita alcanzar este valor máximo.

En ese sentido, se comprueba que la inyección del tercer armónico en la referencia o moduladora de cada una de las ramas del inversor trifásico, con un valor de amplitud igual a $1/6$ de la amplitud del armónico fundamental, permite aumentar el valor máximo de m_a hasta 1.15 sin entrar en la zona de sobre-modulación, cuando se emplea la modulación *Assymetrical Regularly Sampled PWM*, por lo tanto el valor máximo de la tensión entre fases puede expresarse de acuerdo a (1.6).

$$V_{f-f\max} = m_{a\max} \cdot \sqrt{3}V_{dc} = 1.99V_{dc} \tag{1.6}$$

El normal funcionamiento del inversor modulado mediante PWM sinusoidal permite cancelar el tercer armónico inyectado en la tensión entre fases o tensión de línea, aunque cabe recordar que el mismo se encontrará presente en la tensión de fase de cada una de las ramas, tal y como se muestra en la Figura 1-28 y la Figura 1-29.

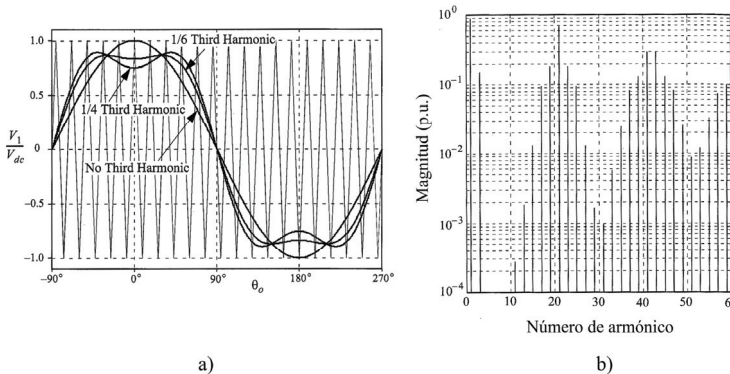


Figura 1-28. Tensión de fase para una de las ramas con inyección de tercer armónico en la señal de referencia y modulación *Assymetrical Regularly Sampled PWM* para $m_a=1$ y $m_r=21$. a) Dominio del tiempo y b) espectro armónico.

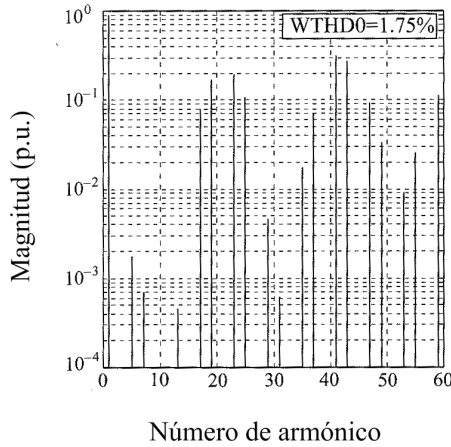


Figura 1-29. Contenido armónico y distorsión armónica de la tensión entre fases para modulación *Assymetrical Regularly Sampled PWM*, $m_a=0.9$ y $m_f=21$.

- *Space Vector Modulation (SVM)*: Esta técnica de modulación ha alcanzado en la actualidad una gran popularidad, debido a su naturaleza intrínsecamente discreta, su facilidad de implementación en procesadores digitales, y su capacidad de conseguir un índice de modulación en amplitud mayor que la unidad sin alcanzar la zona de sobre-modulación [29], [34], [35]. La modulación en el espacio vectorial o SVM está basada en la proyección normalizada de un sistema trifásico equilibrado sobre un plano de dos dimensiones de acuerdo a la transformada de Clarke, según se muestra en la Figura 1-30.

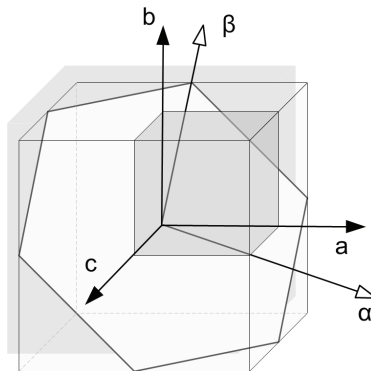


Figura 1-30. Proyección $\alpha\beta$.

La proyección del sistema trifásico descrito en (1.1) mediante (1.7) genera un fasor temporal $\vec{V}_{\alpha\beta}$ que gira con una velocidad angular ω_o igual a la del armónico fundamental del sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

El subespacio vectorial obtenido queda reflejado en la Figura 1-31, donde se han añadido los vectores de estado de los interruptores. Estos vectores corresponden a las distintas combinaciones de los transistores del VSI trifásico, y quedan reflejados en la proyección como cada uno de

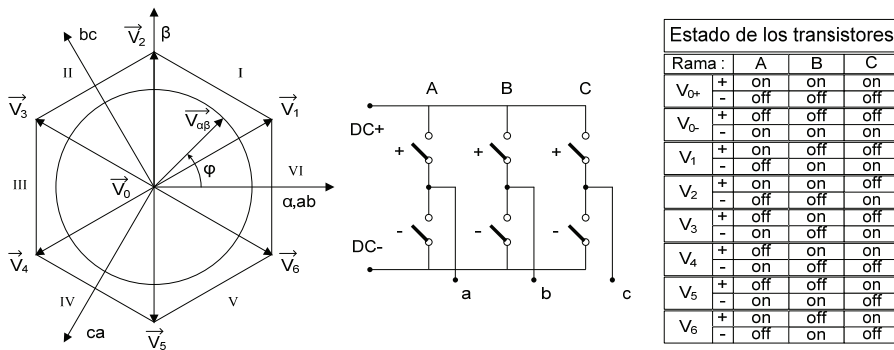


Figura 1-31. Proyección $\alpha\beta$ y vectores de estado.

los radios del hexágono. Para conseguir el fasor $\vec{V}_{\alpha\beta}$, ha de calcularse la secuencia y el tiempo en que deben distribuirse los vectores de estado adyacentes \vec{V}_N y \vec{V}_{N+1} para cada periodo de conmutación, los cuales definen el sector de conmutación en el que se encuentra dicho fasor.

A partir de la Figura 1-32 pueden deducirse las siguientes expresiones:

$$d_N = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\vec{V}| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (1.8)$$

$$d_{N+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{V}| \cdot \sin(\theta) \tag{1.9}$$

$$d_0 = 1 - (d_N + d_{N+1}) \tag{1.10}$$

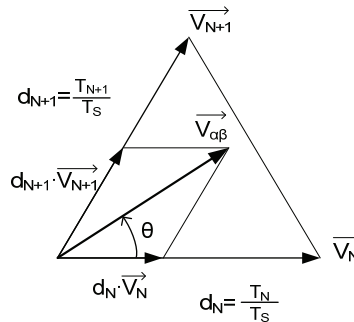


Figura 1-32. Cálculo de los ciclos de trabajo de los vectores de estado adyacentes en un sector de conmutación.

Donde N depende del sector de conmutación en el que se encuentra el fasor $\vec{V}_{\alpha\beta}$, d_N es el ciclo de trabajo para el vector V_N , k es el ciclo de trabajo para el vector V_{N+1} y d_0 es el ciclo de trabajo del vector nulo.

1.2.2. Control de convertidores VSI trifásicos

Teniendo en cuenta que el convertidor VSI trifásico actúa como interfaz entre el panel solar fotovoltaico y la red eléctrica, el control del mismo debe contemplar, al menos, las siguientes características [7].

- Control del lado del panel solar fotovoltaico:
 - Control de la potencia extraída del panel fotovoltaico mediante algoritmos MPPT, cuyo objetivo es extraer la máxima potencia en función de las condiciones climáticas y proteger el panel.
- Control del lado de la red eléctrica.
- Control de la potencia activa entregada a la red eléctrica.

- Control de la potencia reactiva entregada a la red eléctrica.
- Control de la calidad de la potencia inyectada.
- Sincronización con la red eléctrica.

Dado que, en general, el inversor trifásico conectado a la red eléctrica no controla la tensión aplicada a la carga, puede emplearse un único convertidor VSI para controlar la tensión de los paneles solares fotovoltaicos y, por tanto, la potencia extraída de los mismos, así como la corriente inyectada a la red de distribución eléctrica, y por tanto, la potencia activa y reactiva del sistema.

En la Figura 1-33 se muestra un esquema básico de control para el convertidor VSI trifásico conectado a red mediante filtro LCL, donde se han indicado el mínimo de variables que deben ser sensadas, entre las que se encuentran las variables de estado que se pretenden controlar (tensión del panel solar fotovoltaico, V_{pv} , y corriente entregada a la red, i_2) junto con la tensión de la red eléctrica, V_{red} , necesaria para la sincronización con la red eléctrica [2], [12].

Es importante destacar que el resto de variables del sistema, como por ejemplo i_1 , i_{cf} o V_{cf} , pueden ser también sensadas en función de la complejidad del algoritmo de control. En concreto, en ocasiones es preferible el control de la corriente entregada por el inversor, i_1 , dado que su sensado resulta más sencillo y puede integrarse como parte del convertidor [2]; un estudio detallado de la influencia en el comportamiento del VSI del sensado de i_1 o i_2 puede encontrarse en [36]. Por otro lado, es habitual el empleo de técnicas de *damping* activo para atenuar la resonancia del filtro LCL, donde puede ser necesario el sensado de las corriente i_1 e i_2 [12] o de la tensión a la salida del convertidor, V_s , [37].

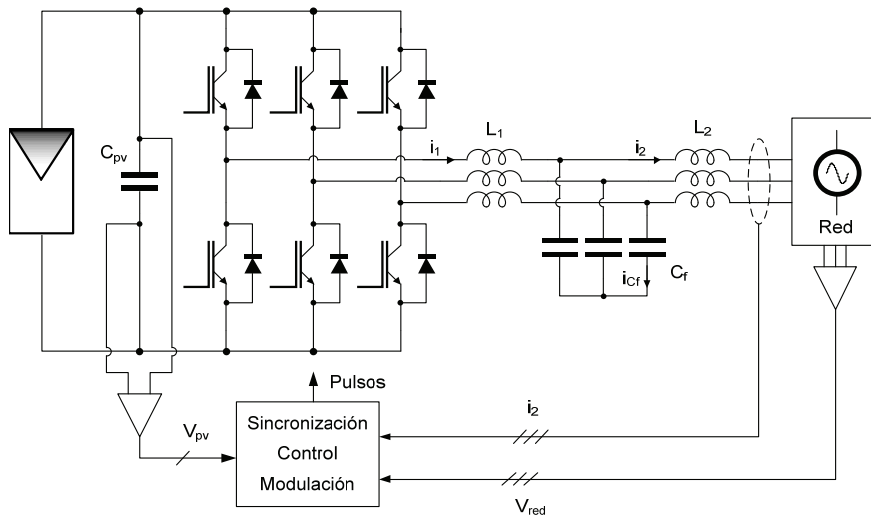


Figura 1-33. Esquema básico de control del convertidor VSI trifásico.

1.2.2.1. ESTRATEGIAS DE CONTROL

Actualmente son tres las estrategias más extendidas para el control de VSI [38]:

- *Voltage Oriented Control (VOC)*: Esta estrategia de control emplea el control modo corriente en un marco de referencia síncrono (SRF), cuyo desarrollo matemático se detalla a partir de la página 89 y hasta la página 96, según se muestra en la Figura 1-34, de manera que debe diseñarse un lazo de control lento para el seguimiento de la referencia de la tensión en el panel fotovoltaico, V_{pv} , y dos lazos de control rápidos para el seguimiento de la referencia de las corrientes inyectadas a la red en el SRF (componentes i_d e i_q), mediante el diseño de los reguladores $H_{V_{pv}}$, H_{i_d} y H_{i_q} respectivamente. La estimación de la fase de la red eléctrica, θ_i , puede llevarse a cabo mediante diversas técnicas, descritas en el apartado “Sincronización con la Red Eléctrica” de este mismo capítulo.

A pesar de que en apartados posteriores se ofrece una descripción más detallada de la proyección del sistema trifásico de corrientes, i_{red} , al SRF, i_{dq} , es conveniente destacar aquí que dicha proyección permite el control

desacoplado de la potencia activa y reactiva entregada a la red eléctrica, mediante el control de la componente d , i_d , y la componente q , i_q , de la corriente, respectivamente. Por ello, en general, y para obtener un factor de potencia próximo a la unidad, adoptando el criterio de que el convertidor se comporta como un generador, se fija un valor igual a cero para la variable i_q . En la Figura 1-35 a) se observa la proyección de i_{red} en el SRF, i_{dq} , en el caso general en que el factor de potencia del inversor no es unitario, esto es, $\cos(\varphi) \neq 1$, mientras que la Figura 1-35 b) se muestra la proyección de i_{dq} para el caso en que $i_q = 0$, y, por lo tanto, el factor de potencia del inversor es unitario, $\cos(\varphi) = 1$.

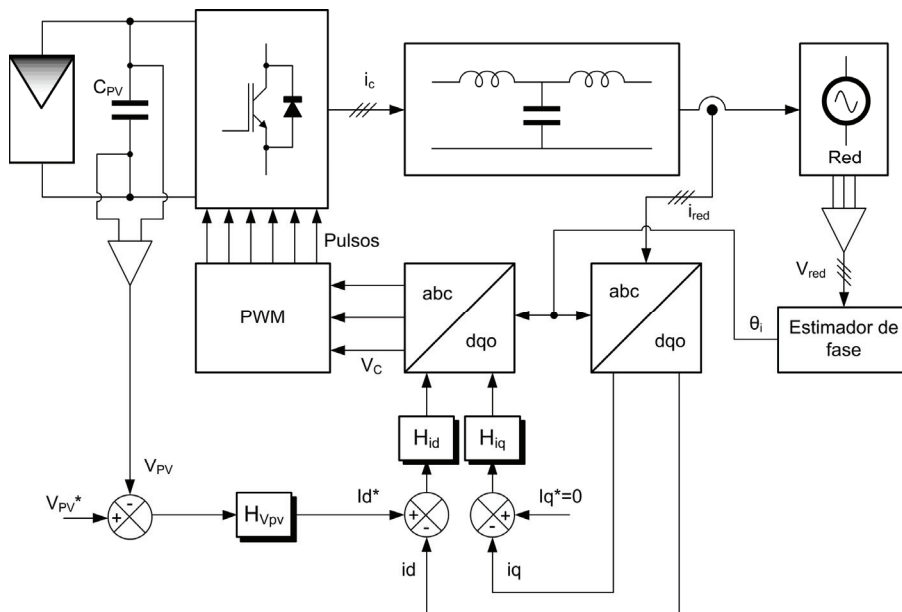


Figura 1-34. Esquema básico de la estructura de control VOC.

Por otro lado, la referencia de la tensión del panel, V_{pv} , suele provenir de un algoritmo lento (más lento que el lazo de control de V_{pv}) de seguimiento de máxima potencia, encargado de extraer la máxima potencia del panel solar fotovoltaico.

Esta estructura de control ha alcanzado una gran popularidad en la actualidad debido a que permite el control desacoplado de la energía activa y reactiva, incluye protección de sobre-corriente, y permite una

gran flexibilidad a la hora de emplear distintos algoritmos de control, dado que las magnitudes AC se transforman en magnitudes DC, lo cual permite, por ejemplo, el empleo de controladores PI, cuyo funcionamiento es adecuado para señales DC, pero no para señales AC [2], [12], [38]-[42].

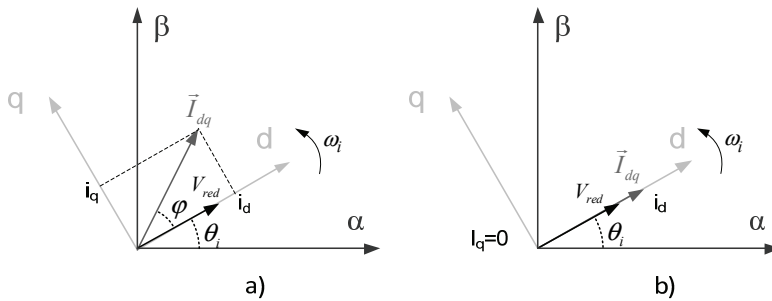


Figura 1-35. Proyección las corrientes y tensiones de red en un SRF cuando a) el factor de potencia es distinto de la unidad y b) cuando el factor de potencia es unitario, suponiendo que el inversor se comporta como generador.

- *Virtual Flux Oriented Control (VFOC)*: Este tipo de control está basado en la estimación del flujo virtual de la red eléctrica, y su principio es muy similar al descrito en la estrategia VOC, sin más que sustituir el bloque de estimación de la fase de la red eléctrica, θ_i , en la Figura 1-34, por un estimador del flujo, ψ_i , del cual se muestra un esquema en la Figura 1-36.

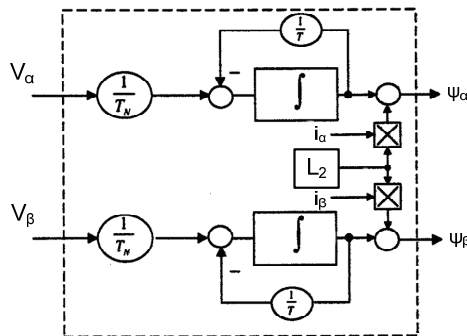


Figura 1-36. Diagrama de bloques de un estimador de flujo.

Es importante destacar que la estimación del flujo se lleva a cabo en un Marco de Referencia Estacionario (StRF), y, por lo tanto, las tensiones de red deben proyectarse en el plano $\alpha\beta$ descrito en la Figura 1-35. Esta estrategia de control ha sido empleada mayoritariamente en conjunción con el control DPC [38], [43]-[46].

- *Direct Power Control (DPC)*: Esta estrategia de control deriva de la conocida estrategia *Direct Torque Control (DTC)*, empleada en motores de inducción, y está basada en el control de la potencia activa instantánea (p) y reactiva instantánea (q) inyectada a la red por el inversor [47]-[50]. En la Figura 1-37 se muestra un esquema básico de funcionamiento, en la que se aprecia un lazo de control para la tensión de panel, V_{pv} , de acuerdo a una referencia V_{pv}^* , generalmente proporcionada por un algoritmo de MPPT, y dos lazos de control mediante histéresis de la potencia activa instantánea, p , y la potencia reactiva instantánea, q .

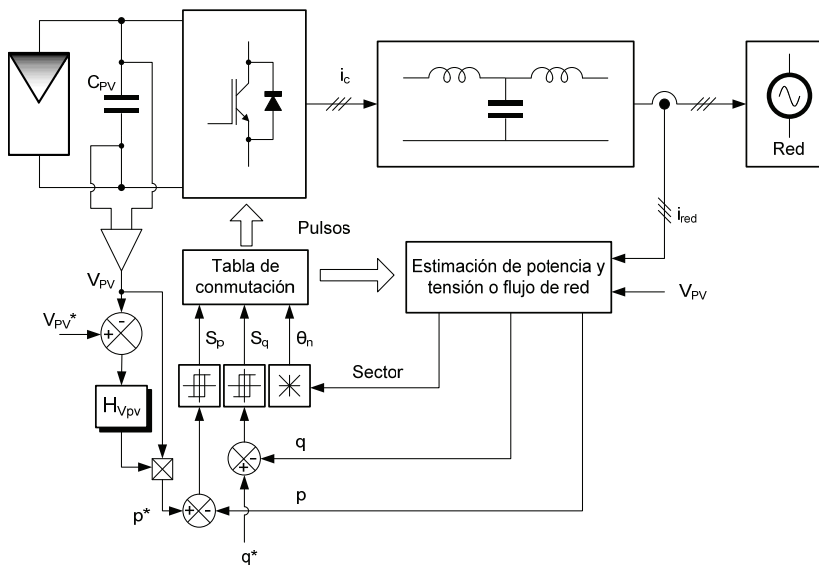


Figura 1-37. Esquema básico de la estrategia de control DPC.

La conmutación de los interruptores del puente trifásico se lleva a cabo mediante una tabla de conmutación que tiene en cuenta el estado de la

salida de los comparadores con histéresis de cada uno de los lazos de control de p y de q , S_p y S_q respectivamente, y del sector, θ_n , en el que se encuentra el fasor de la tensión de red, V_{red} , o del flujo, ψ_{red} , estimados, de acuerdo a la TABLA 1-I [48], [51]-[53].

El sector en el que se encuentra la tensión de red o el flujo estimados se deduce a partir de la Figura 1-38, y puede ser calculado mediante la arcotangente de las componentes α y β .

TABLA 1-I. Secuencia de conmutación.

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	101	111	100	000	110	111	010	000	011	111	001	000
	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	000	000
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100

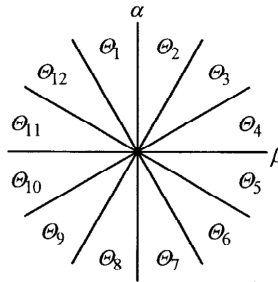


Figura 1-38. Sectores del vector V_{red} en el marco de referencia estacionario.

Por otro lado, tanto S_p como S_q son las salidas de comparadores con histéresis, por lo que se cumplen (1.11) y (1.12), siendo H_p y H_q las bandas de histéresis de los reguladores de la potencia activa, p , y la potencia reactiva, q , respectivamente.

$$\begin{aligned}
 S_p = 1 &\rightarrow p < p^* - H_p \\
 S_p = 0 &\rightarrow p > p^* - H_p
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

$$\begin{aligned}
 S_q = 1 &\rightarrow q < q^* - H_q \\
 S_q = 0 &\rightarrow q > q^* - H_q
 \end{aligned}
 \tag{1.12}$$

Para la estimación de p , q y de las tensiones de red en el StRF, pueden emplearse (1.13), (1.14) y (1.15) donde L_x es la inductancia de la rama donde la corriente ha sido sensada, S_x es el estado de cada una de las ramas del puente trifásico, y V_α , V_β , i_α e i_β son las proyecciones de las tensiones de red y las corrientes de red en el StRF [38].

$$p = L_x \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{PV} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (1.13)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L_x \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{PV} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \right\} \quad (1.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Tras haber efectuado una revisión de las estrategias de control más ampliamente empleadas en convertidores electrónicos de potencia trifásicos, se comprueba que en todas ellas se emplean, en general, reguladores en los lazos cerrados de control, como es el caso de $H_{V_{pv}}$ en la Figura 1-34 y la Figura 1-37 o H_{id} , H_{iq} y los reguladores de histéresis en la Figura 1-34. Dichos reguladores cumplen la función de asegurar un buen seguimiento de la referencia y la estabilidad del sistema, permitiendo ajustar la respuesta dinámica del convertidor. Por este motivo, a continuación se presentan algunos de los reguladores más relevantes empleados en el control de convertidores electrónicos de potencia trifásicos.

1.2.2.2. REGULADORES LINEALES

- Reguladores PI en el SRF (SRFPI): El control VOC está basado en la proyección del sistema trifásico de tensiones y corrientes en un marco de referencia síncrono (SRF), de acuerdo a lo expuesto en la página 94 hasta la página 101, con la frecuencia de la red eléctrica, de acuerdo a la Figura 1-35. Una vez llevada a cabo la proyección en el SRF, las variables de control pasan a ser magnitudes DC [38]. En ese sentido, es habitual el

empleo de reguladores SRFPI, los cuales presentan una ganancia muy elevada para este tipo de señales, permitiendo por tanto un buen seguimiento de la referencia, con un ajuste relativamente sencillo de la estabilidad del convertidor [7], [12], [39], [41]. En la Figura 1-39 se muestra el esquema de la estrategia de control VOC a partir de los reguladores PI descritos en (1.16) y en (1.17), donde se han incluido los bloques $K_d(s)$ y $K_q(s)$, encargados del desacoplo de las variables de estado id e iq , cuyas expresiones, mostradas en (1.18) y en (1.19), son válidas para el VSI con filtro LCL mostrado en la Figura 1-33. En este esquema se comprueba igualmente que la referencia del lazo de control de la tensión del panel es proporcionada por un algoritmo de MPPT.

$$PI_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (1.16)$$

$$PI_l(s) = K_{pl} + \frac{K_{il}}{s} \quad (1.17)$$

$$K_q = \frac{-\omega_i(L_1 + L_2)}{V_{pv}} \quad (1.18)$$

$$K_d = \frac{\omega_i(L_1 + L_2)}{V_{pv}} \quad (1.19)$$

- Reguladores *Proportional+Resonant* (PR) en el StRF: El regulador PR se obtiene al realizar una traslación del regulador SRFPI diseñado en el SRF al StRF, de acuerdo al procedimiento descrito en [54]. Para ello, cabe definir el control de dos señales de error, E_x y E_y , de acuerdo a la Figura 1-40, donde se contempla la posibilidad del control de los términos cruzados, y cuya expresión matricial se muestra en (1.20), indicando xy el sistema de referencia en el que se ha diseñado el regulador (dq para SRF y $\alpha\beta$ para StRF).

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}^{xy}(s) & H_{12}^{xy}(s) \\ H_{21}^{xy}(s) & H_{22}^{xy}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

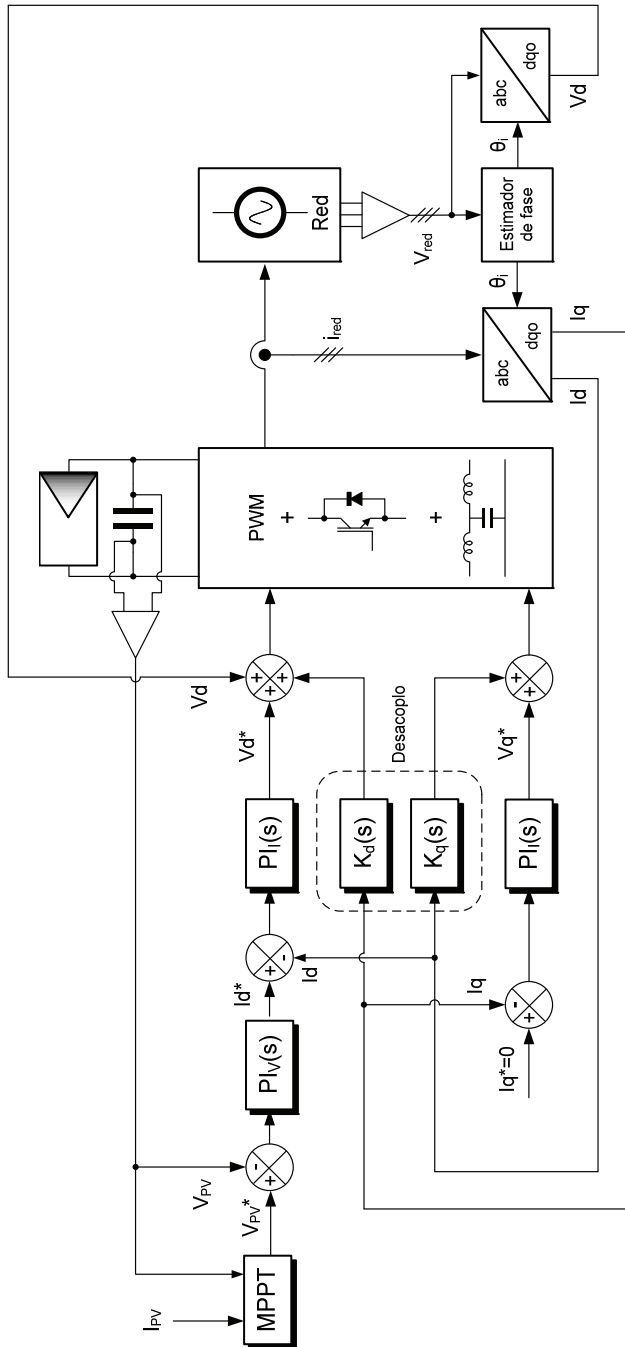


Figura 1-39. VOC mediante reguladores SRFPI.

Suponiendo que en el esquema de control del marco de referencia de origen se cumple que $H_{12}^{xy}(s) = H_{21}^{xy}(s) = 0$ y que $H_{11}^{xy}(s) = H_{22}^{xy}(s) = G_{xy}(s)$, la traslación entre sistemas de referencia puede realizarse mediante (1.21) si la misma tiene lugar desde el StRF al SRF o (1.22) si se realiza desde el SRF al StRF.

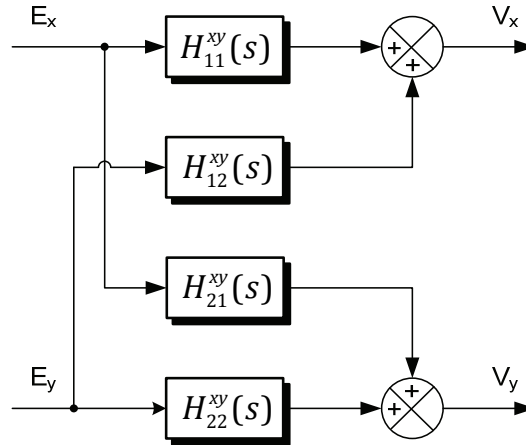


Figura 1-40. Control de las señales de error E_x y E_y .

Aplicando (1.22) al regulador SRFPI descrito en (1.17), se obtiene el regulador equivalente en el StRF mostrado en (1.23), donde aparecen reguladores de los términos cruzados. Es importante destacar que la proyección en el SRF puede llevarse a cabo para la secuencia directa $(+\omega_i)$ o bien para la secuencia inversa $(-\omega_i)$, por lo que (1.23) es el regulador de la secuencia directa. De manera análoga a lo expuesto hasta ahora, puede obtenerse el regulador de la secuencia inversa mostrado en (1.24).

$$G_{dq}(s) = \begin{bmatrix} H_{11}^{dq}(s) & H_{12}^{dq}(s) \\ H_{21}^{dq}(s) & H_{22}^{dq}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{\alpha\beta}(s + j\omega_i) + G_{\alpha\beta}(s - j\omega_i) & jG_{\alpha\beta}(s + j\omega_i) - jG_{\alpha\beta}(s - j\omega_i) \\ -jG_{\alpha\beta}(s + j\omega_i) + jG_{\alpha\beta}(s - j\omega_i) & G_{\alpha\beta}(s + j\omega_i) + G_{\alpha\beta}(s - j\omega_i) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$G_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} H_{11}^{\alpha\beta}(s) & H_{12}^{\alpha\beta}(s) \\ H_{21}^{\alpha\beta}(s) & H_{22}^{\alpha\beta}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{dq}(s+j\omega_i) + G_{dq}(s-j\omega_i) & -jG_{dq}(s+j\omega_i) + jG_{dq}(s-j\omega_i) \\ jG_{dq}(s+j\omega_i) - jG_{dq}(s-j\omega_i) & G_{dq}(s+j\omega_i) + G_{dq}(s-j\omega_i) \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$G_{\alpha\beta}^+(s) = \begin{bmatrix} K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} & -\frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} \\ \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} & K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$G_{\alpha\beta}^-(s) = \begin{bmatrix} K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} & \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} \\ -\frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} & K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Combinando (1.23) y (1.24), se obtiene (1.25) [55]. Este regulador, que no incluye reguladores en los términos cruzados, permite el control de la secuencia directa e inversa en el StRF sin necesidad de llevar a cabo la proyección en el SRF.

$$G_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} & 0 \\ 0 & K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Dado que $G_{\alpha\beta}(s)$ es equivalente al regulador SRFPI, no presenta error en el seguimiento de la consigna AC con frecuencia ω_i , debido a que, tal y como puede observarse en la Figura 1-41, la respuesta del filtro presenta una ganancia muy elevada (teóricamente infinita) en dicha frecuencia. Con todo lo expuesto hasta ahora, es posible definir el esquema de control de la Figura 1-42 para el empleo del regulador (1.26) en el StRF, donde las referencias I_α e I_β son magnitudes sinusoidales de frecuencia ω_i .

$$PR(s) = K_{PI} + \frac{K_{II}s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (1.26)$$

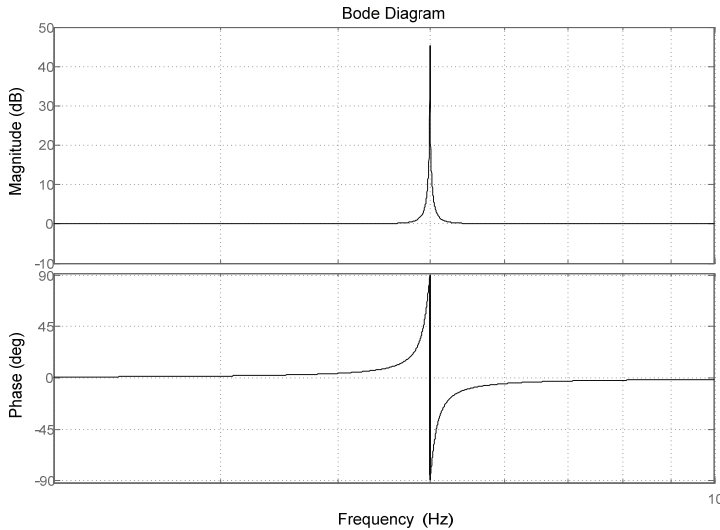


Figura 1-41. Respuesta en frecuencia del filtro PR con $K_{PI}=1$, $K_{II}=10$, $\omega_i=2\pi 50\text{rad/s}$.

Dicho regulador se emplea en multitud de aplicaciones de electrónica de potencia [12], [56]-[64], donde resulta habitual añadir amortiguamiento al regulador para evitar problemas relacionados con la ganancia infinita que este presenta a la frecuencia de sintonización [65].

- **Control predictivo Dead Beat:** El control predictivo Dead Beat es un control enteramente digital capaz de eliminar el error entre la referencia y la variable sensada en un periodo de muestreo, lo cual hace que este controlador tenga un ancho de banda muy superior al resto de controladores expuestos hasta ahora. No obstante, esta ventaja es también uno de sus principales inconvenientes, dado que es muy sensible al ruido de muestreo y a errores de modelado del convertidor. Suele emplearse en el NRF [7], [32], [66]-[70], de acuerdo a la Figura 1-43 y la Figura 1-44, junto con las ecuaciones (1.27), (1.28) y (1.29). No obstante, en [71] se superan las limitaciones del control Dead Beat en el NRF mediante técnicas de control predictivo en el SRF.

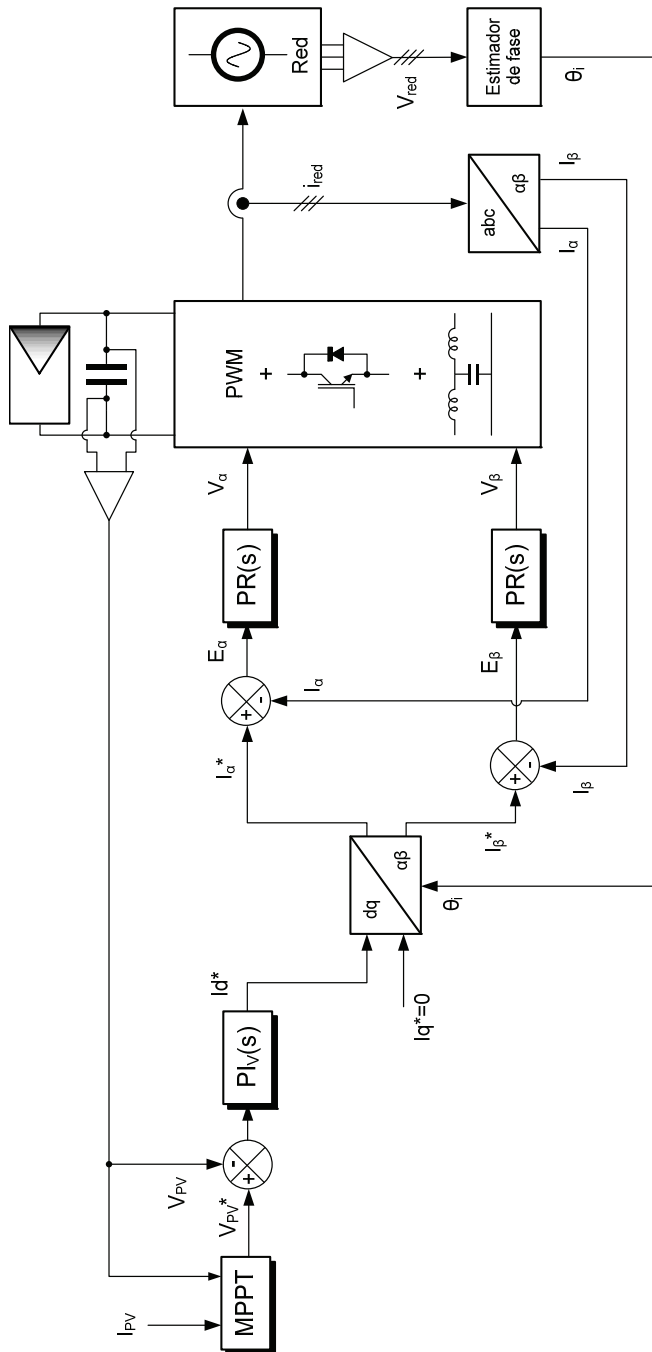


Figura 1-42. VOC mediante reguladores PR en el StRF.

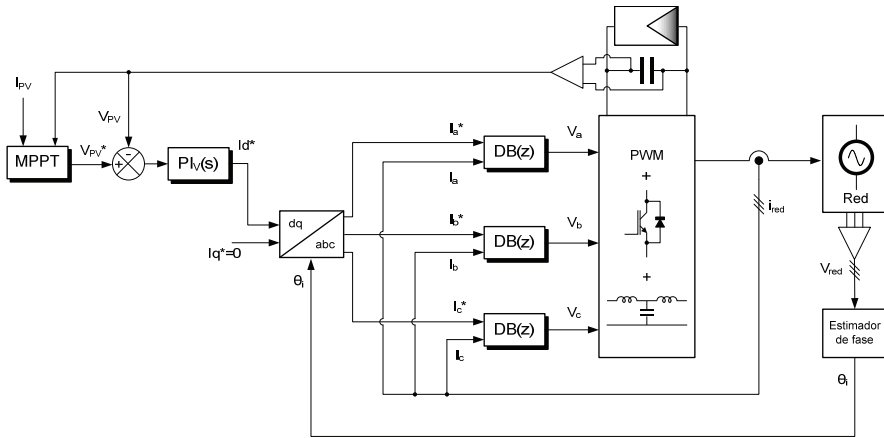


Figura 1-43. Control Dead Beat en el NRF.

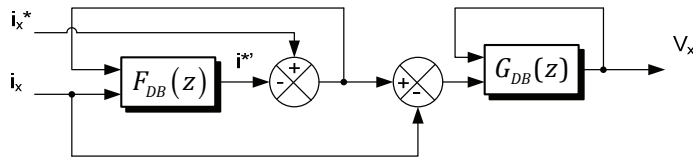


Figura 1-44. Regulador Dead Beat.

$$G_{DB}(z) = \frac{1}{b} \cdot \frac{1 - az^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (1.27)$$

$$a = e^{-\frac{R_X T_S}{L_X}}$$

$$b = -\frac{1}{R_X} \left(e^{-\frac{R_X T_S}{L_X}} - 1 \right) \quad (1.28)$$

$$F_{DB}(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (1.29)$$

• Reguladores mediante realimentación de estado: Este tipo de reguladores está basado en la teoría de control lineal multivariable y puede ser implementado en el StRF o en el SRF [13], [38], [72], resultando muy interesante cuando se desean implementar técnicas de *damping* activo del filtro LCL de red [73]. El esquema básico de control

se muestra en la Figura 1-45, donde el convertidor queda modelado por sus ecuaciones de estado. El diseño de las ganancias $K1$ y $K2$ suele llevarse a cabo mediante la técnica de asignación de polos, mientras que Kf y Kd se diseñan para corregir la respuesta transitoria [13].

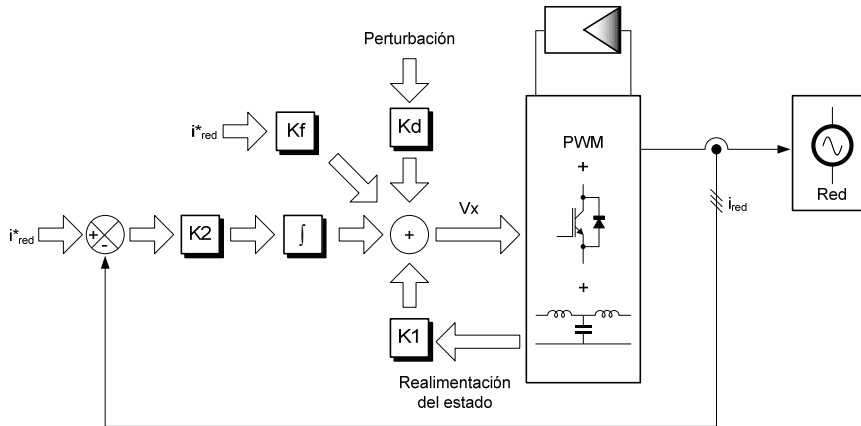


Figura 1-45. Esquema básico del regulador mediante realimentación de estado.

1.2.2.3. REGULADORES NO LINEALES

- **Control de histéresis:** El control de histéresis está basado en el control en lazo cerrado de la corriente inyectada a la red eléctrica mediante la comparación con histéresis de una señal de error con una referencia, de manera que, finalmente, dicho error, en régimen permanente, debe ser nulo. Este tipo de regulador incluye en una sola etapa el regulador y el modulador PWM, y puede describirse de manera esquemática de acuerdo a la Figura 1-46 a), donde cada uno de los comparadores puede modelarse de acuerdo a la Figura 1-47.

El normal funcionamiento de este tipo de regulador da lugar a la trayectoria de conmutación en el StRF mostrada en la Figura 1-46 b) [13], [38].

En líneas generales, las principales ventajas de este tipo de control son su simplicidad, robustez, buen seguimiento de consigna, independencia de los parámetros de la carga, y muy buena respuesta dinámica. Como

contrapartida, la frecuencia de conmutación depende en gran medida de la carga. Por otro lado, la protección del convertidor es complicada debido a la aleatoriedad de los instantes de conmutación. Es por esto que existen técnicas que permiten obtener una frecuencia de conmutación media constante [38], [74].

Finalmente cabe destacar que la implementación discreta del comparador con histéresis incluye ciertas limitaciones en el diseño del mismo que lo asemejan al controlador *delta-modulator* que se expone a continuación [75].

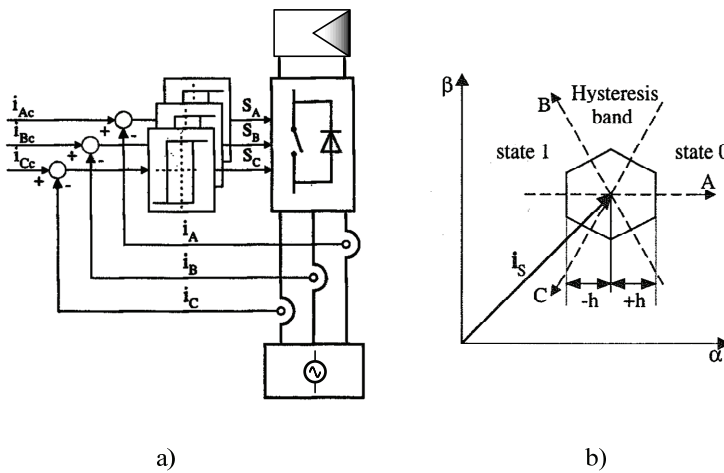


Figura 1-46. Control por histéresis. a) Esquema simplificado y b) Trayectoria de conmutación.

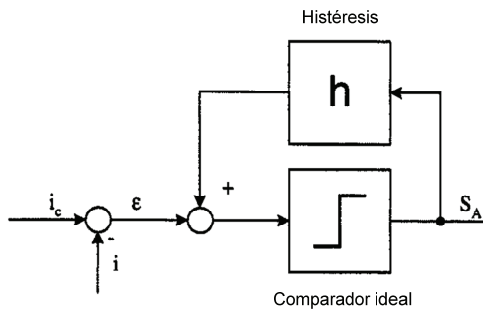


Figura 1-47. Modelo del comparador con histéresis.

- Control *Delta-Modulation* (DM): El controlador DM está basado en el controlador por histéresis expuesto anteriormente, por lo que el esquema básico de funcionamiento es el mostrado en la Figura 1-46 a), donde el comparador-modulador es discreto, y puede modelarse de acuerdo a la Figura 1-48. La adición de acción integral sobre el error y la realimentación de la salida del circuito S/H ha dado lugar al modulador sigma-delta [76], el cual puede ser empleado para fijar los instantes de

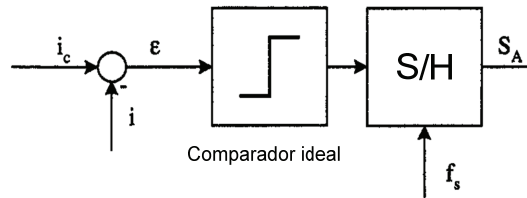


Figura 1-48. Comparador DM.

conmutación, obteniendo un modulador adecuado para llevar a cabo estrategias de conmutación suave ZVS [77], [78].

- Control por deslizamiento o *Sliding Control*: Este tipo de control ha alcanzado una popularidad considerable en la actualidad, encontrándose presente tanto en aplicaciones de energía solar fotovoltaica con conexión a red [79]-[82], como en aplicaciones *Stand-Alone* [83]-[87].

El objetivo de este tipo de control es encontrar una función que defina una superficie de desplazamiento que permita obtener un error de seguimiento de consigna nulo mediante el cálculo de los vectores de conmutación adecuados.

Para el sistema de segundo orden mostrado en (1.30), el control SMC debe encontrar la superficie descrita en (1.31), de manera que la señal de control, $u(t)$, se define de acuerdo a (1.32).

$$\ddot{y}(t) + 2\zeta\omega_0\dot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = \omega_0^2 u(t) \quad (1.30)$$

$$s(t) = \sigma_1 \dot{y}(t) + \sigma_2 y(t) \tag{1.31}$$

$$u(t) = u_{\max} \cdot \text{sign}(s(t)) = \begin{cases} +u_{\max} \\ -u_{\max} \end{cases} \tag{1.32}$$

El normal funcionamiento del control SMC da como resultado una señal de control conmutada entre los valores $+u_{\max}$ y $-u_{\max}$ de acuerdo a la función de conmutación $s(t)$. Tal y como se comprueba en la Figura 1-49, el sistema descrito en (1.30) partirá del estado $[y_0, \dot{y}_0]$ y, tras superar la etapa de aproximación a la superficie deslizante (RM), alcanza la misma. En este momento, el sistema se encuentra en modo deslizante (SM), alcanzando finalmente el estado $[y_0, \dot{y}_0] = [0, 0]$. Se comprueba que la dinámica del modo SM responde al sistema de primer orden descrito en (1.31), pudiendo ajustarse de acuerdo a (1.33).

$$\dot{y} = -\frac{\sigma_2}{\sigma_1} y \rightarrow \tau = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \tag{1.33}$$

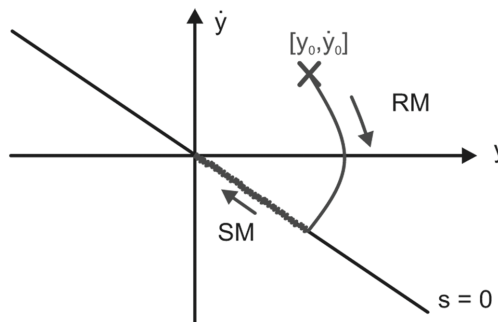


Figura 1-49. Ejemplo de superficie de deslizamiento.

En último lugar, cabe destacar que (1.32) daría lugar a una frecuencia de conmutación infinita, por lo que en la práctica se introduce cierta histéresis que permite controlar la frecuencia de conmutación. El esquema básico de control SMC en el SRF se muestra en la Figura 1-50.

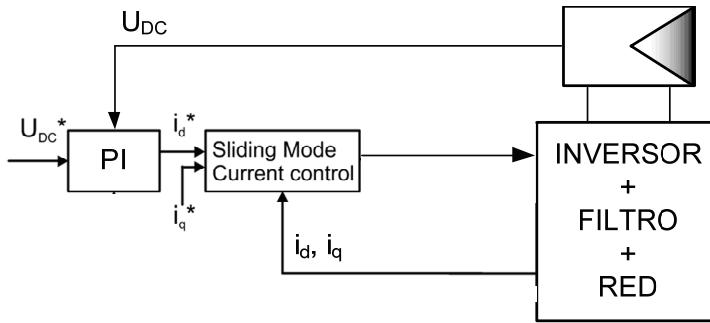


Figura 1-50. Control SMC en el SRF.

- Técnicas de Inteligencia Artificial (AI) basadas en Redes Neuronales y Lógica Difusa: Las estructuras de redes neuronales artificiales están basadas en la estructura de las neuronas biológicas, de acuerdo a Figura 1-51 [88].

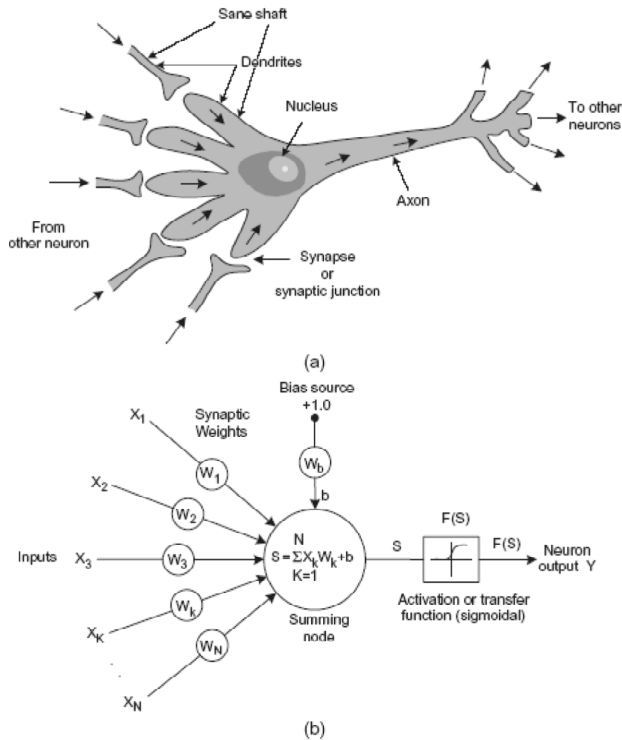


Figura 1-51. Estructura de una red neuronal a) biológica y b) artificial.

Esta estructura permite el aprendizaje, por lo que cada uno de los coeficientes que forman dicha estructura puede ser modificado *on-line* de acuerdo a los datos obtenidos de la planta o de otro proceso del control de la misma, dando lugar a algoritmos de control adaptativos y robustos, capaces de procesar la información en paralelo [13], lo que los hace especialmente atractivos para el empleo de FPGA's [89].

Por otro lado, la lógica difusa es una técnica de control basada en la existencia de diferentes estados entre los dos estados digitales tradicionales (1 y 0), cuyo esquema básico de funcionamiento se muestra en la Figura 1-52. Su mayor potencial es que permite el control de un sistema sin necesidad de conocer su modelo.

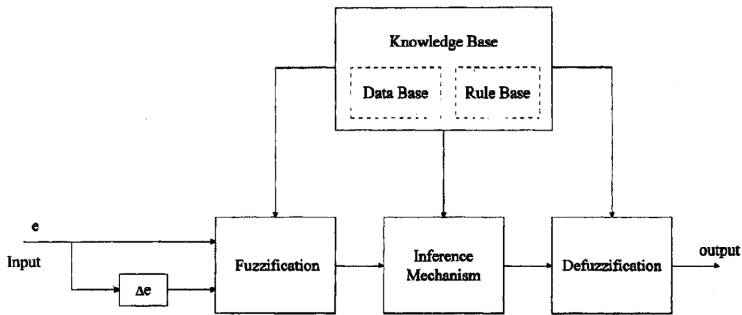


Figura 1-52. Esquema del control Fuzzy.

Para llevar a cabo el control del error mediante lógica difusa, es preciso llevar a cabo un proceso de *Fuzzyficación* del error, e , y de la derivada del error, Δe . Este proceso consiste en la cuantificación de dichas variables de acuerdo a un patrón de lógica difusa o función de pertenencia con más de dos estados, donde el 0 representa la no pertenencia a un grupo, y el 1 la pertenencia completa. En función del valor obtenido, la variable de entrada pertenecerá a un grupo en concreto definido con anterioridad. Una vez procesada la señal difusa, se obtiene la acción de control mediante un proceso de *Desfuzzyficación*. Por ejemplo, un proceso de asignación de pertenencia a una clase mediante la etapa de *Fuzzyficación* se muestra en la Figura 1-53, donde se comprueba que para las variables de entrada “Temperatura” y

“Humedad”, existe un valor de pertenencia determinado para cada una de las clases definidas “Congelado”, “Frio”, “Normal”, “Tibio” y “Caliente” para la “Temperatura” y “Seca”, “Húmeda” y “Mojada” para la Humedad.

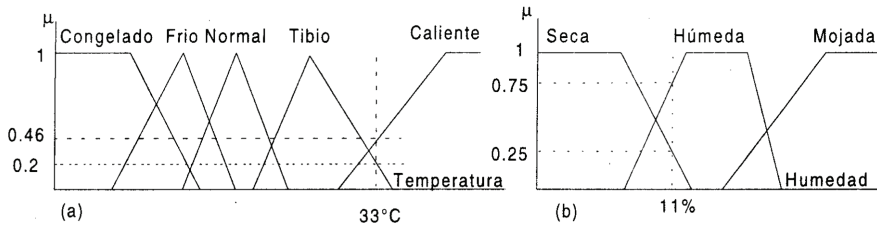


Figura 1-53. Asignación de pertenencia a una clase mediante el proceso de *Fuzzyficación* de las variables de entrada Temperatura y Humedad.

A partir de esta información difusa, es posible realizar el control de dichas variables mediante simples estructuras “IF <sentencia> THEN <sentencia>” [90]-[93].

El mayor problema que presenta el control mediante lógica difusa es que tanto las clases como el proceso de asignación de pertenencia deben ser definidos en el proceso de diseño, obteniendo una estructura de control muy rígida que no se adapta a las variaciones de la planta.

Para evitar los problemas de las redes neuronales y de control mediante lógica difusa, es posible combinar ambas técnicas, de manera que el aprendizaje de las redes neuronales pueden llevarse a cabo mediante lógica difusa [91], [94]-[96], obteniendo estructuras de control adaptativas a partir de algoritmos de aprendizaje independientes del proceso y fácilmente programables en plataformas de procesamiento digital de la señal. En la actualidad, es habitual el empleo de estas técnicas de control en convertidores electrónicos de potencia para fuentes de energía renovable [97]-[102].

1.3. ALGORITMOS DE MPPT

La célula fotovoltaica presenta una respuesta V-I dependiente de la irradiancia y de la temperatura, con un máximo de potencia entregada

distinto en cada caso, tal y como se muestra en la Figura 1-4 y la Figura 1-5a). Desde el punto de vista la potencia entregada por la matriz de paneles fotovoltaicos, es necesario implementar algún tipo de control capaz de establecer el punto de funcionamiento de máxima potencia (*Maximum Power Point* - MPP). Estos algoritmos de control son conocidos como algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT). En este apartado se hará una revisión de los métodos más relevantes publicados hasta la fecha [103].

- *Hill Climbing* / Perturbación y Observación (P&O): Ambos métodos están basados en la característica V/P del panel solar, de acuerdo a la Figura 1-54 a). El objetivo de estos métodos de MPPT es encontrar el punto de MPP (V_{MPP}/P_{MPP}) mediante perturbaciones del ciclo de trabajo del convertidor o de la tensión del panel. En líneas generales, dichos métodos precisan el sensado de la tensión y de la corriente del panel, de manera que la potencia pueda ser calculada.

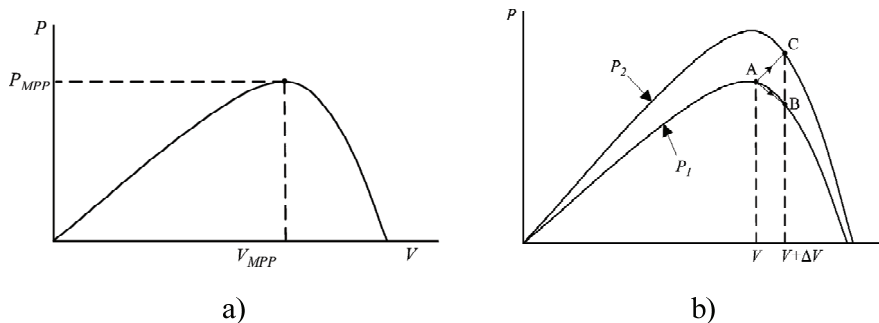


Figura 1-54. Respuesta V/P de un panel solar fotovoltaico a) para una irradiancia determinada y b) para dos irradiancias distintas.

A partir de estos datos, el algoritmo de control de ambos métodos se muestra en la TABLA 1-II.

Puede comprobarse que tanto la precisión como la velocidad con que con que ambos algoritmos alcanzan el MPP depende de la amplitud de la perturbación. En este sentido, grandes amplitudes permiten una convergencia mayor y una menor precisión, dado que en torno al MPP,

el sistema oscila de acuerdo a la amplitud de la perturbación. Por lo tanto, existen variaciones del método propuesto en que dicha amplitud varía en función del punto de funcionamiento del panel, obteniendo una velocidad de convergencia y una precisión elevadas.

TABLA 1-II. Algoritmo Hill Climbing / P&O

Perturbación	ΔP	Próxima perturbación
+	+	+
+	-	-
-	+	-
-	-	+

En último lugar, cabe destacar que uno de los principales problemas del método de MPPT propuesto en este apartado, está relacionado con las variaciones rápidas de la irradiancia que suceden en situaciones típicas de oscurecimiento parcial de la matriz. En la Figura 1-54 b) se muestran las curvas V/P de un panel fotovoltaico para dos valores de irradiancia distintos (P1 y P2). Partiendo de la curva P1, la perturbación desplaza el punto de funcionamiento desde A hasta B. La potencia medida en este momento es menor que en A, por lo que la siguiente perturbación debería llevar el punto de funcionamiento de nuevo hacia A para alcanzar el MPP. No obstante, si en ese mismo instante varía la irradiancia, la curva del panel pasa a ser P2, por lo que el punto en el que el panel se encuentra pasa de B a C. En este caso, la potencia calculada es mayor que en A, por lo que la estrategia de control expuesta en la TABLA 1-II sugiere que la próxima perturbación ha de ser positiva. Esta acción llevaría el punto de funcionamiento del panel lejos del MPP, ocasionando un mal seguimiento del mismo. No obstante, distintas variaciones del algoritmo original han sido propuestas para evitar este problema.

- Conductancia Incremental (IncCond): El algoritmo IncCond está basado en el signo de que la pendiente de la curva V/P. De acuerdo a la Figura 1-54, se cumple (1.34), por lo que el MPP puede ser alcanzado comparando la conductancia instantánea (I/V) con la conductancia incremental ($\Delta I/\Delta V$), de acuerdo al flujograma de la Figura 1-55.

$$\left. \begin{array}{l} dP/dV = 0 \rightarrow MPP \\ dP/dV > 0 \rightarrow \text{izquierda MPP} \\ dP/dV < 0 \rightarrow \text{derecha MPP} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Delta I/\Delta V = -I/V \rightarrow MPP \\ \Delta I/\Delta V > -I/V \rightarrow \text{izquierda MPP} \\ \Delta I/\Delta V < -I/V \rightarrow \text{derecha MPP} \end{array} \right. \quad (1.34)$$

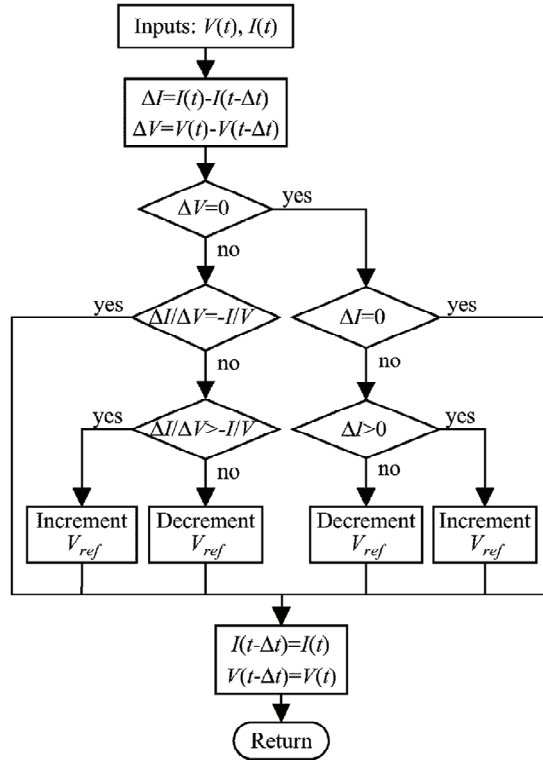


Figura 1-55. Flujograma de IncCond.

Al igual que sucedía con el método P&O, tanto la velocidad de convergencia del algoritmo como la resolución del mismo dependen del incremento de la tensión de referencia del panel fotovoltaico.

- Tensión de Circuito Abierto: Se puede comprobar que existe una relación prácticamente lineal entre la tensión en el MPP, V_{MPP} , y la tensión de circuito abierto, V_{OC} , independiente de la irradiancia y de la temperatura, expresada en (1.35), donde la constante k_1 depende de las

características de la matriz de paneles fotovoltaicos y debe ser obtenida empíricamente.

$$V_{MPP} \approx K_1 \cdot V_{OC} \quad (1.35)$$

Para obtener el valor de V_{OC} , el convertidor electrónico de potencia puede ser desconectado periódicamente. Dado que esto supone una pérdida de potencia entregada a la red, también es posible obtener este valor a partir de unas celdas de muestra instaladas en la matriz.

- **Corriente de Cortocircuito:** El funcionamiento de este método de MPPT es similar al de “Tensión de Circuito Abierto”, donde la corriente de cortocircuito, I_{SC} , es medida periódicamente. A partir de este dato, (1.36) es empleado para calcular I_{MPP} .

$$I_{MPP} \approx k_2 \cdot I_{SC} \quad (1.36)$$

Este método puede necesitar de sensores e interruptores adicionales para la medida de la corriente I_{SC} , y no opera exactamente en el MPP, dado que (1.36) es tan sólo una aproximación lineal del funcionamiento del panel.

- **Control mediante Lógica Difusa:** El seguimiento del MPP mediante técnicas de lógica difusa presenta la ventaja de que el controlador puede operar con entradas imprecisas, por lo que no necesita de un modelo matemático exacto del proceso y es capaz de controlar procesos no lineales. El control difuso consta principalmente de tres etapas; *Fuzzyficación*, búsqueda de regla de control en tablas, y *Defuzzyficación*. En la primera etapa, las entradas con valor numérico son convertidas a variables lingüísticas en función de su grado de pertenencia a un determinado grupo, de acuerdo a la Figura 1-56. Esta figura contempla los cinco grupos usados normalmente: NB (muy negativo), NS (poco negativo), ZE (cero), PS (poco positivo) y PB (muy positivo). Por otro lado, los valores a y b señalan los valores numéricos que indican el límite de pertenencia a un grupo o a otro.

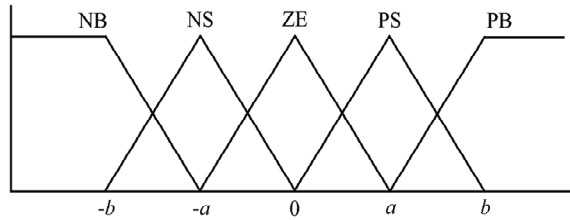


Figura 1-56. Etapa de *Fuzzyficación*.

Es habitual que tanto el error como el incremento del error sean las variables sometidas al proceso de *Fuzzyficación*. A partir de estas variables lingüísticas, es posible llevar a cabo el control del convertidor mediante la TABLA 1-III, donde los valores ZE, NB, NS, PB y PS deben someterse a un proceso de *Desfuzzyficación*.

TABLA 1-III. Tabla de control.

$E \backslash \Delta E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Tanto el proceso de *Fuzzyficación* como el proceso de *Desfuzzyficación*, necesitan de un ajuste previo por parte del diseñador, y es muy sensible al conocimiento del mismo del sistema a controlar. No obstante, trabajos recientes han propuesto técnicas de control difuso adaptativo capaz de variar las reglas de *Fuzzyficación* y *Desfuzzyficación* de acuerdo a variaciones en el proceso controlado.

- Control mediante Redes Neuronales: Las redes neuronales se basan en el esquema de la Figura 1-57, donde la salida es la combinación lineal de cada una de las entradas ponderadas mediante los coeficientes de cada una de las capas de la red (capa de entrada, capa de salida y capa oculta).

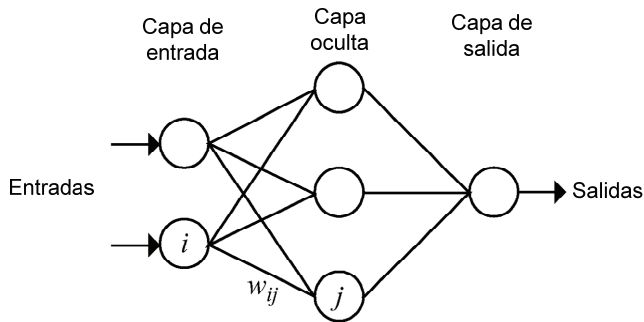


Figura 1-57. Esquema básico de una red neuronal.

La principal característica de las redes neuronales es su capacidad de aprendizaje, por lo que este tipo de control requiere de un aprendizaje previo que permita alcanzar el MPP de manera óptima. Por otro lado, junto con las técnicas de lógica difusa, es posible crear un sistema de control adaptativo que no precisa de un modelo exacto de la matriz de paneles fotovoltaicos, siendo las entradas al sistema cualquier parámetro considerado de interés para alcanzar el MPP.

- **Control de Correlación de Rizado (RCC):** El control del MPP mediante un convertidor conmutado da lugar a un rizado de conmutación sobre el punto de funcionamiento de la tensión y corriente del panel. En este sentido, se comprueba que la información del signo de la derivada en función del tiempo de la corriente, la tensión y la potencia del panel están relacionadas con la zona de la curva V/P en la que se encuentra el mismo. Cabe recordar que el rizado de tensión está relacionado con la derivada en función del tiempo de la corriente, y, análogamente, el rizado de corriente está relacionado con la derivada en función del tiempo de la tensión, por lo que la información del rizado o de las derivadas de la tensión y la corriente, pueden ser empleadas para el cálculo del ciclo de trabajo, de acuerdo a (1.37) o (1.38). Esta técnica puede ser implementada mediante circuitos analógicos.

$$d(t) = -k_3 \int \dot{p} \dot{v} dt \quad (1.37)$$

$$d(t) = k_3 \int \dot{p} \dot{i} dt \quad (1.38)$$

- **Barrido de Corriente:** Este método de MPPT está basado en la obtención de la curva I-V del panel cada cierto tiempo. Una vez obtenida la misma, el MPP puede ser calculado. La función elegida para realizar el barrido de corriente permite realizar el barrido de corriente mediante la descarga de un condensador.
- **Control de tensión en condensador DC-Link:** Basado en el equilibrio de potencia entregada por el panel e inyectada a la red eléctrica, el mayor atractivo de esta técnica es la capacidad de operar en el MPP sin necesidad de sensores de tensión y corriente en el panel. El esquema básico de esta técnica de MPPT se muestra en la Figura 1-58.

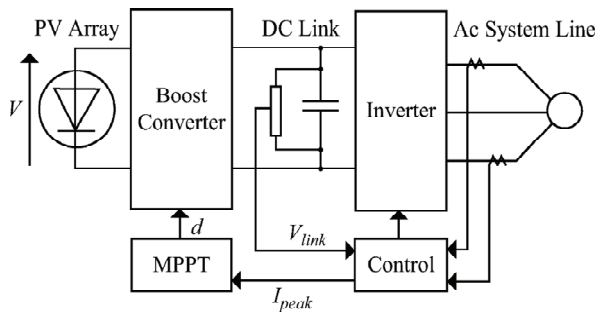


Figura 1-58. Control de tensión en condensador DC-Link.

Teniendo en cuenta que el ciclo de trabajo del convertidor Boost se obtiene de acuerdo a (1.39), se deduce que, para un valor constante de V_{link} , la variación del ciclo de trabajo, d , modifica la tensión de la matriz de paneles, V .

$$d = 1 - \frac{V}{V_{link}} \tag{1.39}$$

En ese sentido, el algoritmo MPPT es el encargado de ajustar d para que la corriente entregada a la red eléctrica sea máxima, I_{max} . Esto asegura que la potencia entregada a la misma es máxima, y por lo tanto, la potencia entregada por el panel también lo será. Cabe recordar que el control del inversor es el encargado de mantener constante la tensión en el condensador de la DC-link, V_{link} .

- Maximización de Corriente o Tensión en la carga: Suponiendo que el convertidor electrónico de potencia presenta un rendimiento del 100%, es posible afirmar que maximizar la potencia entregada a la carga implica maximizar la potencia entregada por el panel, y viceversa. Por lo tanto, en función de que la carga sea resistiva, una fuente de corriente, una fuente de tensión, o una combinación de ambas, es posible elaborar distintas estrategias de control donde la corriente o la tensión entregada por el convertidor sea maximizada. En general, este método tan sólo precisa de un sensor para la corriente o bien para la tensión en la carga.
- Realimentación de dP/dV o dP/dI : En instalaciones fotovoltaicas de elevada potencia se emplean microcontroladores y DSP's para el control de las mismas, lo que ha dado lugar a la posibilidad de controlar el MPP a partir del cálculo directo de la pendiente de la curva de potencia del panel (dP/dV o dP/dI), donde, en general, el control del convertidor tiene como objetivo llevar el sistema al punto de funcionamiento del MPP, donde la misma es igual a cero.

1.4. REPRESENTACIÓN MATEMÁTICA DE VARIABLES TRIFÁSICAS EN DISTINTOS MARCOS DE REFERENCIA

Tal y como se ha expuesto en apartados anteriores, el estado de la técnica actual sugiere la proyección del sistema trifásico en el Marco de Referencia Natural (NRF) descrito en (1.40) tanto en un Marco de Referencia Estacionario (StRF) como en un Marco de Referencia Síncrono (SRF), en función de la estrategia de control empleada.

$$\vec{v}_{red} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_{red} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w_i t) \\ \cos\left(w_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

Para llevar a cabo dicha proyección, se partirá de la representación vectorial de (1.40) en un espacio euclídeo tridimensional o NRF como el mostrado en la Figura 1-59.

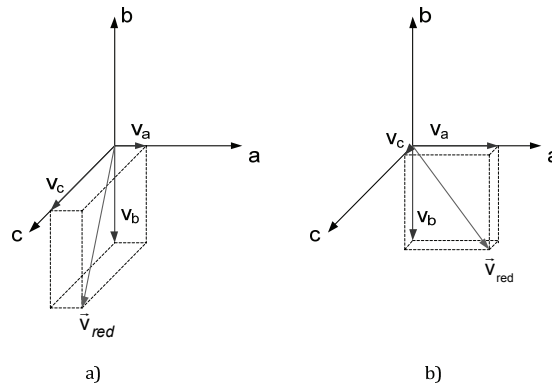


Figura 1-59. Representación en el NRF del sistema trifásico con $f=50\text{Hz}$ en a) $t=1\text{ms}$ y b) $t=3\text{ms}$

Suponiendo un sistema trifásico a tres hilos y equilibrado, donde se cumplen (1.41) y (1.42), el vector \vec{v}_{red} define una circunferencia alojada en un plano perpendicular al vector $[1\ 1\ 1]^T$ en el espacio euclídeo abc , tal y como se muestra en la Figura 1-60.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{1.41}$$

$$v_a + v_b + v_c = 0 \tag{1.42}$$

Esta circunferencia se encuentra en un subespacio bidimensional que llamaremos Marco de Referencia Estacionario (StRF) o λ , donde puede definirse el espacio α - β - γ eligiendo los ejes α , β y γ de acuerdo al siguiente criterio:

- El eje α se elige como la proyección del eje a sobre λ .
- El eje γ es colineal con el vector $[1\ 1\ 1]^T$ en el espacio euclídeo abc .

- El eje β se obtiene de acuerdo a la regla de la mano derecha.

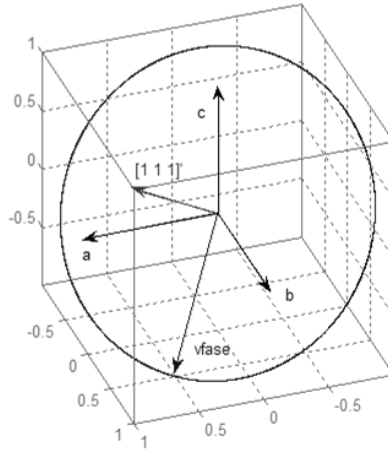


Figura 1-60. Proyección del vector tensión de fase en un plano perpendicular a $[1\ 1\ 1]^T$.

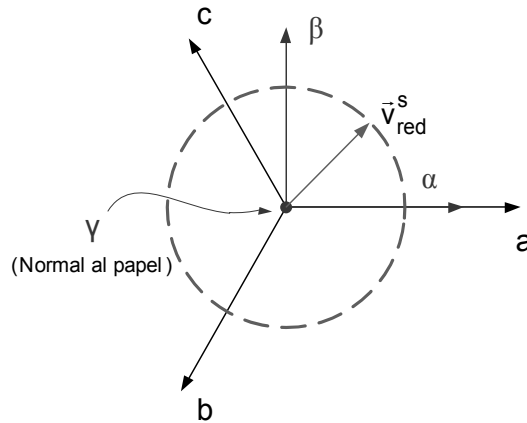


Figura 1-61. Espacio $\alpha\beta\gamma$ o StRF.

Tal y como se aprecia en la Figura 1-61, el espacio $\alpha\beta\gamma$ se encuentra formado por los ejes α , β y γ , donde el sistema trifásico equilibrado se representa mediante una circunferencia contenida en el plano formado por α y β . Para llevar a cabo la proyección de abc a $\alpha\beta\gamma$, debe emplearse la matriz de transformación de Clarke mostrada en (1.43) [38].

$$T_{abc/\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Por lo que un vector cualquiera en abc queda proyectado en el espacio $\alpha\beta\gamma$ tal y como se muestra en (1.44).

$$\vec{v}_{red}^s = \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_\gamma(t) \end{bmatrix} = T_{abc/\alpha\beta\gamma} \cdot \vec{v}_{red} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Por otro lado, es posible realizar la transformación en sentido inverso aplicando (1.45) y (1.46).

$$T_{\alpha\beta\gamma/abc} = T_{abc/\alpha\beta\gamma}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

$$\vec{v}_{red} = T_{\alpha\beta\gamma/abc} \cdot \vec{v}_{red}^s \quad (1.46)$$

El vector \vec{v}_{red}^s gira con una velocidad igual a la pulsación ω_i de la red trifásica, por lo que es posible llevar a cabo una nueva transformación que obtenga un vector fijo en un espacio euclídeo cuya velocidad de giro sea síncrona con ω_i . Esta transformación se deduce a partir de la Figura 1-62, y da lugar a la matriz mostrada en (1.47), la cual permite realizar

la proyección del sistema trifásico expresado en un StRF (1.44), a un Marco de Referencia Síncrono (SRF) (1.48), donde el eje o se obtiene a partir de la ley de la mano derecha aplicada a los ejes d y q .

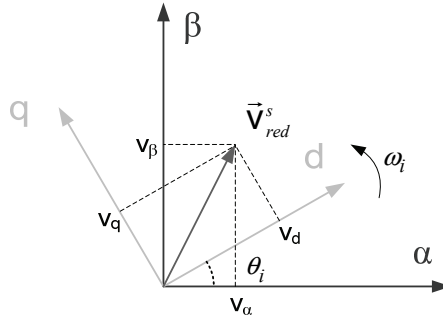


Figura 1-62. Proyección en el sistema de referencia síncrono o SRF.

Es habitual realizar directamente la proyección del espacio abc al espacio dqo , empleando para ello la transformada de Park, de acuerdo a (1.49) y (1.50), mientras que la proyección desde el espacio dqo al espacio abc puede llevarse a cabo mediante (1.51).

$$T_{\alpha\beta\gamma/dqo} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \sin(\theta_i) & 0 \\ -\sin(\theta_i) & \cos(\theta_i) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

$$\vec{v}_{dqo} = T_{\alpha\beta\gamma/dqo} \cdot \vec{v}_{red}^s \quad (1.48)$$

$$T_{abc/dqo} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

$$\vec{v}_{dqo} = T_{abc/dqo} \cdot \vec{v}_{red} \quad (1.50)$$

$$\vec{v}_{red} = T_{abc/dqo}^T \cdot \vec{v}_{dqo} \quad (1.51)$$

Las principales ventajas del empleo de un SRF para el control de convertidores trifásicos se muestran a continuación:

- Las variables en régimen permanente son valores de continua, por lo que el modelado en pequeña señal del convertidor resulta mucho más sencillo de obtener.
- La acción integral de un regulador PI en el plano dq equivale a un filtro resonante ajustado a la frecuencia de rotación del SRF, por lo que el empleo de reguladores PI convencionales en dq , permite obtener ganancia infinita en el lazo de control a la frecuencia de la red eléctrica.
- La descomposición de la corriente en el marco SRF adquiere sentido físico; la componente d permite controlar la potencia activa, la componente q la reactiva y la componente o la homopolar. En ese sentido, y a partir de la proyección en el SRF de las corrientes de línea inyectadas a la red por el inversor trifásico, \vec{i}_{dq} , y de las tensiones de fase, \vec{v}_{dq} , mostrada en la Figura 1-63, es posible calcular el factor de potencia del sistema de acuerdo (1.52).

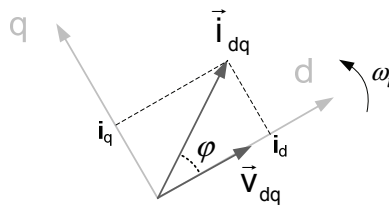


Figura 1-63. Tensiones de fase y corrientes de línea en un SRF.

$$FP = \cos(\varphi) \quad (1.52)$$

Por otro lado, aplicando el teorema de Stovkis y teniendo en cuenta que un desequilibrio en la red puede interpretarse como la suma de un sistema trifásico de secuencia directa con uno de secuencia inversa y

otro de secuencia cero u homopolar (si existe un cuarto hilo), la representación de este fenómeno en el SRF será tal que aparecerá un valor de continua relacionado con la secuencia directa, un vector de determinada amplitud girando al doble de la frecuencia de red en sentido negativo debido a la secuencia inversa y una componente homopolar en el eje o .

En último lugar, es importante hacer notar que la aparición de armónicos en la red eléctrica tendrá su proyección en el SRF como fasores girando a frecuencias múltiplo de la fundamental y diferentes de la frecuencia de los mismos en el NRF, dependiendo de si el armónico es de secuencia directa o inversa.

Para entender este fenómeno, es interesante considerar lo siguiente; por un lado, la proyección del sistema trifásico en el marco de referencia estacionario (StRF) mediante (1.43), da lugar al fasor descrito en (1.53), de acuerdo a la Figura 1-64, cuya fase, θ_i , se corresponde con la de la red eléctrica.

$$\vec{V}_{red}^s = T_{abc/\alpha\beta\gamma} \cdot \vec{V}_{red} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{red} e^{j\theta_i} \tag{1.53}$$

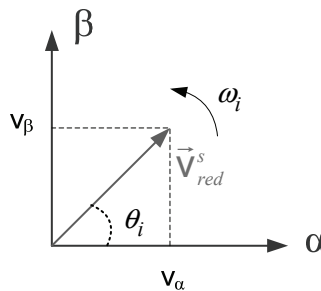


Figura 1-64. Proyección de un sistema trifásico de tensiones a tres hilos en un StRF.

Por otro lado, la proyección en el SRF mediante (1.47) se corresponde con una rotación del vector \vec{V}_{red}^s un ángulo $-\theta_i$, por lo que puede considerarse la expresión (1.54).

$$T_{\alpha\beta\gamma/dqo} \rightarrow e^{-j\theta_i} \tag{1.54}$$

A partir de la Figura 1-65, se deduce la expresión (1.55).

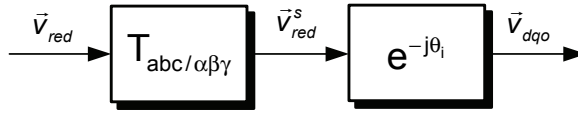


Figura 1-65. Proyección en el SRF de un fasor en el NRF.

$$\vec{V}_{dqo} = \vec{V}_{red}^s \cdot e^{-j\theta_i} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{red} e^{j\theta_i} e^{-j\theta_i} \rightarrow \vec{V}_{dqo} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{red} \tag{1.55}$$

Suponiendo que la red eléctrica puede contener armónicos tanto de secuencia directa como de secuencia inversa, la generalización de (1.55) da lugar a (1.56), donde h hace referencia al número de armónico.

$$\vec{V}_{dqo} = \sum_h \sqrt{\frac{3}{2}} V_h e^{j(h-1)\theta_i} ; h \neq 0 \tag{1.56}$$

En la Figura 1-66 se muestra gráficamente la proyección de los armónicos -3, -1, 1 y 3 desde el NRF hasta el SRF.

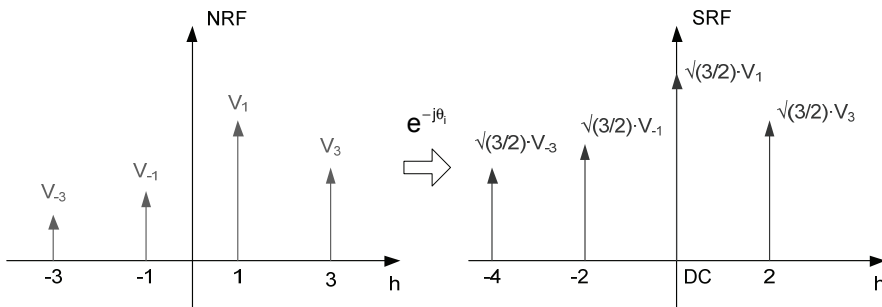


Figura 1-66. Proyección de armónicos desde el NRF hasta el SRF.

1.5. SINCRONIZACIÓN CON LA RED ELÉCTRICA

Tal y como se ha descrito en apartados anteriores, el control del inversor necesita información sobre la fase y la frecuencia de la tensión de la red eléctrica para inyectar la corriente obtenida del panel de manera que el factor de potencia sea unitario.

Existen numerosos artículos que describen métodos de sincronización con la red eléctrica basados en la detección del paso por cero de la tensión de red (ZCD), los cuales han sido empleados tradicionalmente en convertidores electrónicos de potencia basados en tiristores. No obstante, estos métodos no son capaces de estimar correctamente la variación en la fase de la señal durante un periodo completo, por lo que su empleo no es recomendable para convertidores operados mediante conmutación forzada, como es el caso del PWM-VSI [104]-[106].

En la actualidad, las técnicas de ZCD han sido relegadas a un segundo plano en beneficio de los algoritmos de sincronización basados en técnicas de *Phase-Locked Loop* y en el filtrado de la tensión de red [7], [107], [108].

1.5.1. Técnicas de Sincronización basadas en el Filtrado de la Tensión de Red

Los métodos basados en el filtrado de la tensión de red emplean el fasor \vec{V}_{red}^s descrito en (1.53), cuya representación gráfica se muestra en la Figura 1-64, para estimar θ_i , a partir de (1.57).

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \quad (1.57)$$

Para que la estimación de θ_i de acuerdo a (1.57) sea fiable, v_α y v_β deben ser sinusoidales y ortogonales. Esta condición se cumple en el caso en que la red eléctrica sea equilibrada y no presente armónicos múltiples del fundamental. Dado que, en general, esta condición no se

cumple en el punto de conexión común (PCC), es necesario el filtrado previo de las componentes v_α y v_β [109].

El método más sencillo para el filtrado de las componentes α y β se muestra en la Figura 1-67 [107], donde el filtro elegido es un paso bajo de segundo orden con una frecuencia de corte muy inferior a la frecuencia de red. Esto asegura una buena atenuación de los armónicos distintos del fundamental con un desfase cercano a los 90°.

Para este estimador de fase se cumple (1.58) y (1.59), por lo que la matriz de rotación $R(\Delta\theta)$ se diseña para compensar el desfase introducido por el filtro, de acuerdo a (1.60) y (1.61).

$$\frac{v_{\alpha LP}}{|v_{\alpha\beta LP}|} \approx \cos\left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \delta_{LP}\right) \tag{1.58}$$

$$\frac{v_{\beta LP}}{|v_{\alpha\beta LP}|} \approx \sin\left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + \delta_{LP}\right) \tag{1.59}$$

$$R(\Delta\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \tag{1.60}$$

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} - \delta_{LP} \tag{1.61}$$

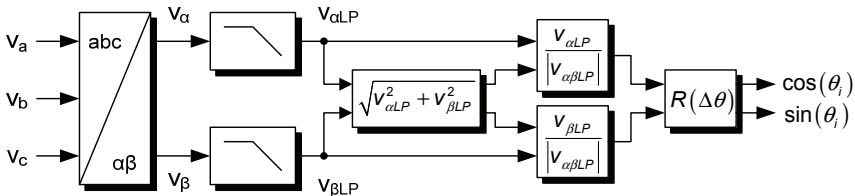


Figura 1-67. Estimación de la fase de la red eléctrica mediante filtrado paso bajo de las componentes α y β .

A pesar de la simplicidad del método propuesto, el principal problema que presenta este estimador está relacionado con la compensación del desfase que introduce el filtro cuando la frecuencia de la red eléctrica sufre variaciones, ya que δ_{LP} también varía. Por tanto, la compensación de dicho desfase tan solo resulta efectiva para una frecuencia de red determinada. Por otro lado, la elección de la frecuencia de corte del filtro paso bajo lo suficientemente alejada del armónico fundamental que permita asegurar $\delta_{LP} \approx 0$ para cualquier variación de la frecuencia de la red eléctrica conlleva una respuesta dinámica muy lenta, e igualmente no exenta de error, ya que la condición $\delta_{LP} = 0 \rightarrow \Delta\theta = \frac{\pi}{2}$ tan sólo se alcanza para $\omega = \infty$.

Para evitar los problemas relacionados con la variación de la frecuencia de la red eléctrica así como el empleo de la matriz de rotación para corregir el desfase introducido por el filtro paso bajo, otro tipo de filtros pueden ser empleados, como por ejemplo *Space Vector Filter* (SVF), *Extended Kalman Filter* (EKF), *Simplified Kalman Observer* (SKO), *Sliding Mode Observer* (SMO) o *Resonant Filters* [107]-[110].

Las técnicas expuestas hasta ahora pueden emplearse también con valores estimados de v_α y v_β . En general, dicha estimación se realiza a partir de la corriente que circula por los inductores del filtro de salida [38], [39]. A partir de la teoría de potencia instantánea, la tensión estimada en la inductancia expresada en el StRF, $v_{L\alpha est}$ y $v_{L\beta est}$ puede calcularse de acuerdo a (1.62) y (1.63), cuando las corrientes son sensadas en los instantes de secuencia cero de la modulación SVM.

$$\vec{v}_{Lest} = \begin{bmatrix} v_{L\alpha est} \\ v_{L\beta est} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{L\alpha}^2 + i_{L\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} & -i_{L\beta} \\ i_{L\beta} & i_{L\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

$$q = \frac{3L}{\sqrt{3}} \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) \quad (1.63)$$

Dado que la referencia de tensión a la modulación PWM del convertidor, \bar{v}_{conv} , es conocida, se obtiene

$$\bar{v}_{est} = \bar{v}_{conv} + \bar{v}_{Lest} \quad (1.64)$$

Es posible implementar un estimador de la frecuencia de la red eléctrica mediante el empleo de filtros *notch* IIR adaptativos. Este tipo de filtros presenta la propiedad de adaptarse a una frecuencia determinada, que en este caso se corresponde a la frecuencia de la red eléctrica. Una vez sintonizado, existe una relación entre los coeficientes del filtro y la frecuencia estimada [111].

1.5.2. Técnicas de Sincronización basadas en PLL's

La estimación de la fase de una señal mediante técnicas basadas en el empleo de circuitos Phase-locked loop (PLL), ha sido empleada tradicionalmente en el campo de las telecomunicaciones, encontrando en la actualidad un ámbito de aplicación importante en electrónica de potencia; la estimación de la fase de la red eléctrica.

En la Figura 1-68 se muestra un diagrama de bloques de un PLL, donde los distintos elementos que lo conforman se detallan a continuación.

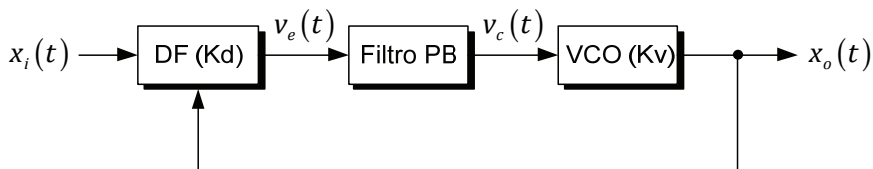


Figura 1-68. Diagrama de bloques de un PLL.

- **Detector de fase (DF):** Este bloque es el encargado de detectar la variación de fase entre la señal de entrada, $x_i(t)$, y la señal de salida, $x_o(t)$. El bloque DF está compuesto, en general, por un multiplicador, de manera que la salida del mismo es el producto de $x_i(t)$ y $x_o(t)$, de

acuerdo a (1.65), (1.66) y (1.67), donde K_d es la ganancia del multiplicador.

$$x_i(t) = A \cos(\omega_i t + \theta_i) \tag{1.65}$$

$$x_o(t) = B \cos(\omega_o t + \phi_o) \tag{1.66}$$

$$v_e(t) = K_d \left\{ \begin{array}{l} \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \\ + \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \end{array} \right\} \tag{1.67}$$

No obstante, existen distintas topologías de PD, tal y como se muestra en la Figura 1-69, donde se muestra la salida de los distintos detectores de $v_c(t) = K_d \{\cos[\delta_i - \delta_o]\}$ fase para el caso en que la fase de la señal de entrada, θ_i es igual a la fase de la señal de salida, θ_o . Cabe destacar que la salida del PD a partir de un multiplicador se corresponde con la señal sinusoidal en la Figura 1-69.

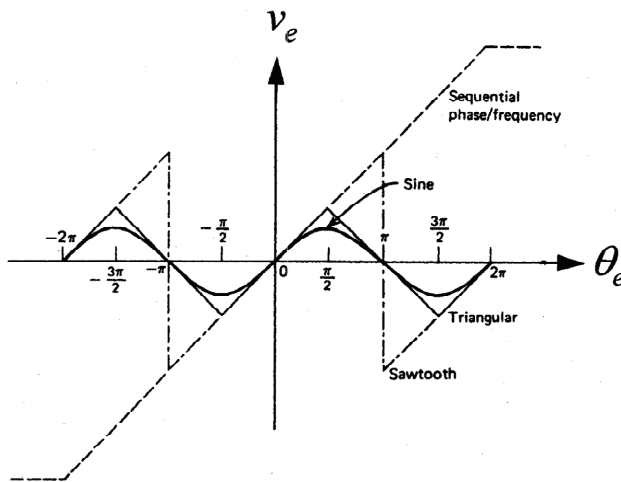


Figura 1-69. Tipos de PD.

- Filtro paso-bajo (Filtro PB): A partir de (1.67) se comprueba que la señal $v_e(t)$ está formada por dos señales sinusoidales de baja y alta frecuencia respectivamente, cuando se emplea el PD a partir de un

multiplicador. Mediante el filtrado de $v_e(t)$ mediante el filtro LP, se obtiene $v_c(t)$, descrita en (1.68).

$$v_c(t) = K_d \{ \cos[\delta_i - \delta_o] \} \tag{1.68}$$

$$\delta_i = \omega_i t + \theta_i \tag{1.69}$$

$$\delta_o = \omega_o t + \varphi_o \tag{1.70}$$

El objetivo del filtrado paso-bajo es obtener información de la diferencia entre la fase de la señal de entrada y la fase de la señal de salida.

- Oscilador controlado por tensión (VCO): El bloque VCO es el encargado de generar la señal sinusoidal de salida, $x_o(t)$, a partir de la salida del filtro LP, $v_c(t)$. Cuando el circuito se encuentra en régimen permanente, la señal $v_c(t)$ es constante, y puede expresarse de acuerdo a (1.71), donde K_v es la ganancia del VCO.

$$v_c = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_v} \tag{1.71}$$

Con todo lo expuesto hasta ahora, es posible definir el modelo lineal en pequeña señal del PLL de acuerdo a la Figura 1-70, mediante el cual es posible el diseño del regulador $F(s)$ para obtener la dinámica deseada del sistema.

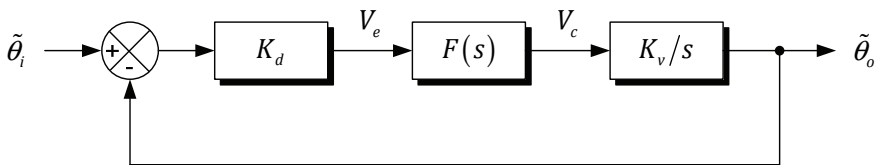


Figura 1-70. Modelo lineal de un PLL.

A pesar de que existen distintas estructuras basadas en PLL [92], [112]-[114], la estructura más extendida en electrónica de potencia responde

a la estrategia basada en la proyección del sistema trifásico de tensiones en un sistema de referencia síncrono con la frecuencia de red [108], [115]-[119]. Este PLL, denominado también SRF-PLL, es el empleado en la presente tesis doctoral, por lo que su funcionamiento es descrito de manera detallada en el capítulo 4.

CAPÍTULO 2

Justificación y Objetivos de la Tesis Doctoral

CAPÍTULO 2. JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS DE LA TESIS DOCTORAL

La práctica totalidad de los métodos propuestos para el control de inversores con conexión a red, tienen como objetivo la inyección de corriente a la red eléctrica con un factor de potencia cercano a la unidad y una baja distorsión armónica que permita cumplir con las actuales normativas que regulan la conexión a red de instalaciones de generación fotovoltaica [120], [121] y la generación de armónicos de equipos electrónicos conectados a la red eléctrica [122].

2.1. DISTORSIÓN EN EL PUNTO DE CONEXIÓN COMÚN (PCC)

Para estudiar el funcionamiento de los inversores inyectando en una red eléctrica con cargas no lineales conectadas a la misma, es interesante considerar el circuito de la Figura 2-1.

En la misma se comprueba que la tensión en el punto de conexión común (PCC), V_{PCC} , difiere de la tensión de red, V_g , debido a la impedancia de la red eléctrica, L_g (la cual se ha considerado básicamente inductiva), y a la generación de armónicos de la carga no lineal. Efectivamente, la tensión V_{PCC} se define de acuerdo a (2.1), donde la tensión V_g es sinusoidal, y la corriente i_g puede descomponerse en una componente fundamental (i_{g1}) más armónicos (i_{gh}), según (2.2).

$$V_{PCC} = V_g - L_g \frac{d}{dt} i_g \quad (2.1)$$

$$i_g = i_{g1} + \sum_{h \neq 1} i_{gh} \quad (2.2)$$

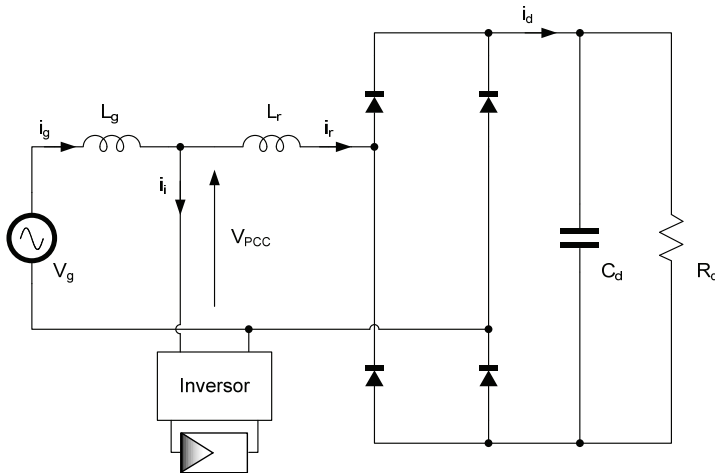


Figura 2-1. Inversor conectado a una red débil.

Sustituyendo (2.2) en (2.1), se obtienen las componentes de la tensión en el PCC para el armónico fundamental, V_{PCC1} , y para la distorsión, V_{PCCdis} , mostradas en (2.3), donde se comprueba que las cargas no lineales conectadas a una red débil generan un determinado desfase en el PCC respecto del armónico fundamental, junto con una distorsión armónica que dependen del tipo de carga y de la inductancia L_g . Dado que el inversor se encuentra conectado en este punto, dicha distorsión y desfase afectará al funcionamiento del mismo, tal y como se demostrará en apartados posteriores.

$$\begin{cases} V_{PCC1} = V_g - L_g \frac{d}{dt} i_{g1} \\ V_{PCCdis} = -L_g \sum_{h \neq 1} \frac{d}{dt} i_{gh} \end{cases} \quad (2.3)$$

Para el diseño de técnicas de rechazo a perturbaciones en el PCC, es importante conocer la distorsión que generan las cargas no lineales más habituales, como son los rectificadores trifásicos no controlados en puente completo y los rectificadores trifásicos controlados de onda completa mostrados en la Figura 2-2 a) y b) respectivamente.

Suponiendo una carga fuertemente inductiva, es posible calcular los armónicos de la corriente de línea, i_g , obteniendo (2.4) para el rectificador no controlado y (2.5) para el rectificador controlado [10], [22], [123], donde se comprueba que, para este tipo de cargas, la corriente de línea se descompone en el armónico fundamental más armónicos impares no múltiplos de tres, tal y como se muestra en la Figura 2-3.

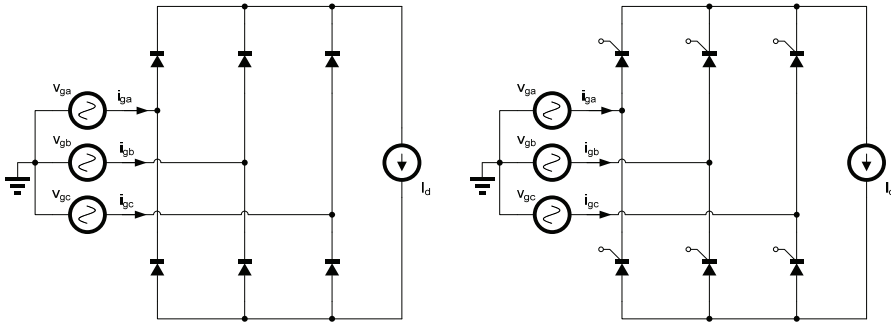


Figura 2-2. Cargas no lineales más habituales. a) Rectificador trifásico no controlado y b) rectificador trifásico controlado con carga fuertemente inductiva.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{ga} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot \left(\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \right. \\
 \left. - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \dots \right) \\
 i_{gb} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \right. \\
 \left. - \frac{1}{11} \cos\left(11\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{1}{13} \cos\left(13\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \right) \\
 i_{gc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot \left(\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \right. \\
 \left. - \frac{1}{11} \cos\left(11\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \frac{1}{13} \cos\left(13\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \right)
 \end{array} \right. \quad (2.4)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 i_{ga} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \cos(5(\omega t - \alpha)) + \frac{1}{7} \cos(7(\omega t - \alpha)) - \\
 &\quad - \frac{1}{11} \cos(11(\omega t - \alpha)) + \frac{1}{13} \cos(13(\omega t - \alpha)) - \dots \\
 i_{gb} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\cos\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \\
 &\quad + \frac{1}{7} \cos\left(7\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \frac{1}{11} \cos\left(11\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \\
 &\quad + \frac{1}{13} \cos\left(13\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \\
 i_{gc} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cdot (\cos\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \\
 &\quad + \frac{1}{7} \cos\left(7\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \frac{1}{11} \cos\left(11\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \\
 &\quad + \frac{1}{13} \cos\left(13\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots
 \end{aligned} \right. \tag{2.5}$$

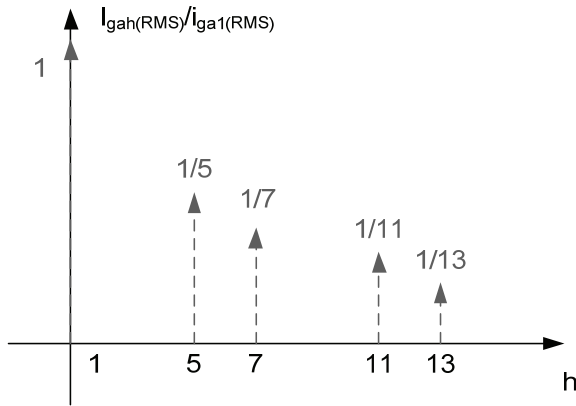


Figura 2-3. Espectro armónico de la corriente i_{ga} .

2.2. RECHAZO DE PERTURBACIONES DEBIDAS A LA DISTORSIÓN EN EL PCC

Tal y como se ha expuesto en el apartado anterior, la conexión en el PCC de dispositivos que consumen armónicos de corriente genera distorsión en la tensión en dicho punto. Para obtener un factor de potencia unitario y un valor de THD_i que permita cumplir con las normativas actuales de conexión a red de un inversor fotovoltaico, tanto el algoritmo de control de la corriente inyectada como el encargado de sincronizar dicha corriente con la red eléctrica, deben ser capaces de rechazar estos armónicos [7]. Para ello, existen distintas técnicas como generación de referencias de corriente en un múltiple marco de referencia (MSRF) [124], filtrado de la secuencia directa e inversa en el SRF-PLL encargado de la sincronización [117], controladores proporcional+resonante (PR) e integradores generalizados (GI) en el SRF o en el StRF [54], [56]-[58], [63], [125].

La mayoría de los métodos propuestos emplean filtros selectivos para eliminar dichas perturbaciones, para lo cual suponen que la frecuencia de los armónicos es constante en el tiempo. Cabe destacar, no obstante, que esto no puede ser considerado, en general, una aproximación rigurosa al problema, dado que las normativas de conexión a la red eléctrica actuales definen una variación máxima de la frecuencia de la red eléctrica, que, en determinadas condiciones, puede suponer hasta un 15% del valor nominal [120], [121], [126]. Por otro lado, la gestión de energía en microrredes en situación de *islanding* suele recurrir a la variación de la frecuencia de dicha microrred para el control de la potencia activa [127], [128].

Teniendo en cuenta lo anteriormente expuesto, es necesario que el filtrado selectivo de armónicos sea capaz de adaptarse a dichas variaciones de frecuencia, por lo que en capítulos posteriores se desarrollará la teoría y aplicación de técnicas de filtrado adaptativo aplicadas al control de un inversor trifásico conectado a la red eléctrica.

CAPÍTULO 3

Filtrado Adaptativo

CAPÍTULO 3. FILTRADO ADAPTATIVO

3.1. INTRODUCCIÓN

Tal y como se expondrá en capítulos posteriores, el empleo de filtros *notch* en el lazo de control del SRF-PLL, así como de filtros PR en los lazos de control de la corriente entregada a la red por el convertidor, permiten obtener un bajo nivel de THD_i junto con un factor de potencia unitario, cuando la frecuencia de la red eléctrica permanece constante. No obstante, según se refleja en la normativa UNE-EN 50160 [126], dicho parámetro puede sufrir variaciones, por lo que, para asegurar un buen funcionamiento de los filtros *notch* y PR en todo el rango de variación de la frecuencia, es posible emplear técnicas de filtrado adaptativo capaces de asegurar un funcionamiento óptimo de dichos filtros dentro de los límites definidos por la normativa anteriormente citada.

Las técnicas de filtrado adaptativo están relacionadas con el diseño de filtros a partir de métodos estadísticos que tienen en cuenta información estadística del ruido presente en la variable que se desea filtrar. En el caso en que estos datos sean invariantes en el tiempo, es posible diseñar filtros no adaptativos, donde el objetivo en el proceso de diseño es minimizar la media cuadrática de cierta señal de error, normalmente definida como la diferencia entre una determinada señal de referencia y la salida del filtro. La solución a este problema permite el diseño óptimo de este tipo de filtros, y puede abordarse mediante el método de *Wiener*, que da lugar al conocido filtro *Wiener*, óptimo en el sentido de minimizar el error medio cuadrático entre una referencia y la salida del filtro diseñado, cuando la entrada presenta valores estadísticos conocidos e invariantes en el tiempo. Puede entenderse que la solución obtenida mediante el método *Wiener* es el mínimo de una

superficie que relaciona los parámetros de ajuste del filtro con el error medio cuadrático definido anteriormente, conocida con el nombre de “superficie de error”.

En algunas aplicaciones, como la que ocupa este trabajo, los datos estadísticos de la señal de entrada pueden variar con el tiempo, por lo que la solución óptima que da lugar al filtro *Wiener* es, en general, inapropiada. No obstante, es posible emplear filtros adaptativos, los cuales hacen uso de algoritmos recursivos para converger con la solución óptima que minimiza el error medio cuadrático, disponiendo de poca o ninguna información acerca de las señales de entrada. Por lo tanto, cabe destacar que en el diseño de filtros adaptativos aparecen dos partes diferenciadas; por un lado, la minimización de una función media cuadrática, y por otro, el método recursivo mediante el cual se llevará a cabo dicha minimización.

Algunos de los parámetros que conviene considerar a la hora de elegir el método recursivo para hallar la solución *Wiener* se citan a continuación [129], [130]:

- Tasa de convergencia. Define el tiempo que necesita el algoritmo para converger a la solución de *Wiener* cuando las entradas son estacionarias.
- Desajuste. Mide la diferencia entre la solución óptima y el ajuste realizado por el filtro adaptativo.
- Seguimiento. Hace referencia a la capacidad del filtro adaptativo de obtener la solución de *Wiener* cuando las señales empleadas no son estacionarias.
- Robustez. Para obtener un filtro adaptativo robusto, las señales con poca energía deben generar pequeños errores de estimación.
- Coste computacional. Establece una unidad de comparación entre distintos filtros teniendo en cuenta el número de operaciones (sumas, productos...), el tamaño de la memoria empleada y el tiempo necesario para su desarrollo y programación.

- Estructura. Esta característica está relacionada con la manera en que el algoritmo puede ser programado en un hardware específico (DSP, FPGA...)
- Propiedades numéricas. Dado que los filtros adaptativos son fundamentalmente digitales, es necesario definir el comportamiento de los mismos frente a errores de cuantificación y precisión. Un filtro robusto en el sentido numérico, debe ser poco sensible a la variación de estos dos parámetros.

3.1.1. Estructuras de Filtros Lineales Digitales

Para llevar a cabo la implementación de filtros adaptativos, es necesario definir las posibles estructuras de los filtros lineales discretos en que están basados. En concreto, pueden encontrarse filtros adaptativos basados en la estructura FIR (de *Finite Impulse Response*) o bien en la estructura IIR (de *Infinite Impulse Response*).

Los filtros FIR tienen una respuesta de duración finita frente a un impulso en la entrada, lo que implica que tan solo almacenan en memoria una información finita de la respuesta en estados anteriores al actual. Esto implica, en general, un mayor coste computacional en comparación con los filtros IIR; como contrapartida, son inherentemente estables.

Teniendo en cuenta que el filtro FIR responde a la ecuación en diferencias mostrada en (3.1), cuya función de transferencia en el plano z tan sólo presenta ceros, de acuerdo a (3.2), la manera más sencilla de obtener una implementación del mismo es mediante la estructura transversal mostrada en la Figura 3-1 [131].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k u(n-k) \quad (3.1)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k z^{-k} \quad (3.2)$$

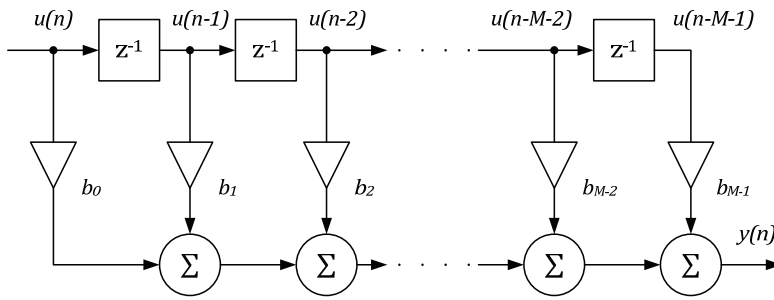


Figura 3-1. Filtro transversal FIR.

Por otro lado, los filtros IIR presentan una respuesta de duración infinita frente a impulso en la entrada, para lo cual almacenan en memoria datos anteriores al actual tanto de la entrada como de la salida. En ese sentido, un filtro IIR consume, en general, menos recursos que el filtro FIR equivalente. No obstante, el hecho de llevar a cabo una realimentación de los estados pasados de la salida implica que este tipo de filtros puedan ser inestables, por lo que ciertas precauciones en su diseño deben ser tenidas en cuenta.

A partir de la ecuación en diferencias (3.3) que define el comportamiento del filtro IIR, cuya representación en el plano z se describe en (3.4), puede obtenerse una forma optimizada de implementación de dicho filtro, conocida con el nombre de estructura directa tipo II. Dicha estructura de muestra en la Figura 3-2 para $N=M$ [131], y ha sido elegida debido a que es una de las topologías más ampliamente empleadas para la implementación de filtros adaptativos IIR [129], [132]-[139].

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k u(n-k) \quad (3.3)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (3.4)$$

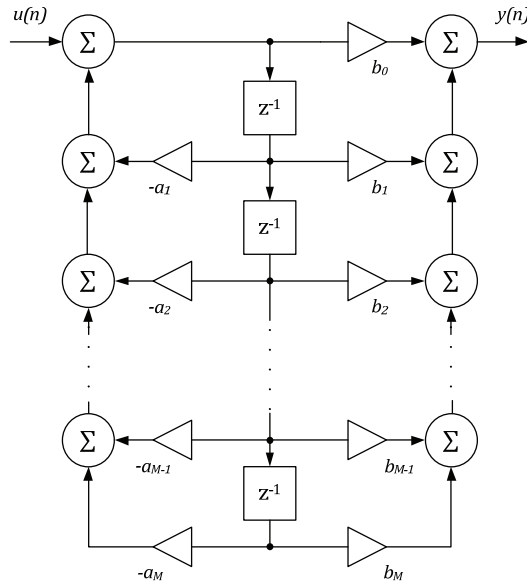


Figura 3-2. Implementación en forma directa tipo II para $N=M$.

No obstante, existen otras representaciones alternativas como la estructura *Lattice*, que ha ganado una amplia popularidad en las aplicaciones de filtrado adaptativo mediante IIR [132], [139]-[142], debido a que se obtienen filtros inherentemente estables y causales, con poca sensibilidad en la variación de la ubicación de los polos en el plano z respecto del error acumulado de truncamiento [132]. La estructura *Lattice* está basada en la conexión en cascada de la célula básica mostrada en la Figura 3-3, que permite obtener un sistema con solo ceros cuando la entrada al sistema es $u(n)=f_0(n)=g_0(n)$, y la salida $y(n)=f_1(n)$ [131].

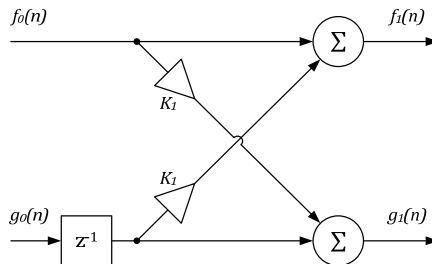


Figura 3-3. Célula *Lattice* básica.

Operando con la célula *Lattice* básica, es posible obtener la representación *Lattice-ladder* de la ecuación en diferencias del filtro IIR, (3.3), mostrada en la Figura 3-4, donde existe una relación entre cada uno de los parámetros K_N y V_N con a_k y b_k respectivamente [131].

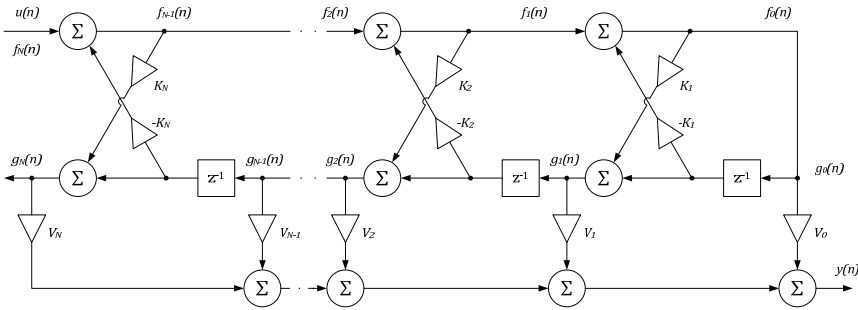


Figura 3-4. Estructura *Lattice-ladder* para filtro IIR.

3.1.2. Filtros Adaptativos

Existen dos grandes grupos de algoritmos empleados en el filtrado adaptativo, conocidos con el nombre de método *Gradient Descent* (GD) o *Steepest Descent* (SD), y método *Least Square* (LS). Cabe destacar que el método GD puede ser empleado para el ajuste de los parámetros de un filtro expresado en forma directa, o bien en forma *Lattice*, en cuyo caso recibe el nombre de *Gradient Adaptive Lattice* (GAL).

Método *Gradient Descent* (GD) o *Steepest Descent* (SD)

El método GD es sin duda el más extendido en aplicaciones de filtrado adaptativo, y tiene como objetivo encontrar los parámetros de la función racional $\hat{H}(z)$ que minimizan el valor de la media cuadrática de una señal de error definida como la resta entre la salida de una planta con función de transferencia $H(z)$, y la salida de la función $\hat{H}(z)$, cuando las dos son sometidas a la misma secuencia en la entrada, $\{u(\cdot)\}$. Dicha función de error se define de acuerdo a (3.5).

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = [H(z) - \hat{H}(z)]u(n) + \zeta(n) \quad (3.5)$$

Asumiendo que la secuencia $\{\zeta(\cdot)\}$ es una señal de error estadísticamente independiente de la secuencia de entrada, $\{u(\cdot)\}$, se define la función de coste $E[e^2(n)]$ como la varianza de la señal del error, $e(n)$, de acuerdo a (3.6), donde $S_u(e^{j\omega})$ se describe en (3.7) y es la densidad espectral de la secuencia de entrada, $\{u(\cdot)\}$.

$$E[e^2(n)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_u(e^{j\omega}) |H(e^{j\omega}) - \hat{H}(e^{j\omega})|^2 d\omega + E[\zeta^2(n)] \quad (3.6)$$

$$S_u(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} E[u(n)u(n-k)] e^{j\omega k} \quad (3.7)$$

El método GD buscará un mínimo en la función de coste definida en (3.6), ajustando los parámetros de una función $\hat{H}(z)$. En el caso general del modelo ARMA (Auto Regresive Moving Average) definido en (3.8), dicho mínimo debe satisfacer (3.9). No obstante, dicho resultado es aplicable a otros modelos como AR o MA.

$$\hat{H}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial b_k} &= 0, & k &= 0, 1, \dots, M; \\ \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial a_k} &= 0, & k &= 1, 2, \dots, M; \end{aligned} \quad (3.9)$$

Para cumplir dicha condición, el algoritmo debe desplazarse recursivamente en el sentido negativo a la variación del gradiente de la función de coste, de lo que se deduce (3.10), donde μ es el paso de adaptación que define la velocidad de convergencia o aprendizaje del algoritmo.

$$\begin{bmatrix} b_0(n+1) \\ \vdots \\ b_M(n+1) \\ a_1(n+1) \\ \vdots \\ a_M(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0(n) \\ \vdots \\ b_M(n) \\ a_1(n) \\ \vdots \\ a_M(n+1) \end{bmatrix} - \frac{\mu}{2} \begin{bmatrix} \partial E[e^2(n)]/\partial b_0(n) \\ \vdots \\ \partial E[e^2(n)]/\partial b_M(n) \\ \partial E[e^2(n)]/\partial a_0(n) \\ \vdots \\ \partial E[e^2(n)]/\partial a_M(n) \end{bmatrix}, \quad \mu > 0 \quad (3.10)$$

Sustituyendo (3.6) y (3.7) en (3.9), es posible reescribir (3.10) de acuerdo a (3.11), donde cada uno de los términos de la matriz $[\nabla b_0(n) \cdots \nabla b_M(n) \nabla a_1(n) \cdots \nabla a_M(n)]^T$ se conocen con el nombre de “regresores filtrados”, y se definen de acuerdo a (3.12).

$$\begin{bmatrix} b_0(n+1) \\ \vdots \\ b_M(n+1) \\ a_1(n+1) \\ \vdots \\ a_M(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0(n) \\ \vdots \\ b_M(n) \\ a_1(n) \\ \vdots \\ a_M(n+1) \end{bmatrix} + \mu e(n) \begin{bmatrix} \nabla b_0(n) \\ \vdots \\ \nabla b_M(n) \\ \nabla a_1(n) \\ \vdots \\ \nabla a_M(n) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\nabla b_k(n) = \frac{z^{-k}}{A(z)} u(n), \quad k = 0, 1, \dots, M; \quad (3.12)$$

$$\nabla a_k(n) = -\frac{z^{-k}}{A(z)} \hat{H}(z) u(n), \quad k = 0, 1, \dots, M;$$

El método propuesto en (3.11) es conocido con el nombre de *Least Mean Squares* (LMS), y su empleo en aplicaciones de filtrado y control de procesos se encuentra muy extendido [129], [131], [143]-[149].

A partir de (3.8) y (3.12), es posible deducir la implementación de un filtro adaptativo en forma directa de orden $M=2$ mostrado en la Figura 3-5, donde el bloque LMS responde a la ecuación recursiva (3.11).

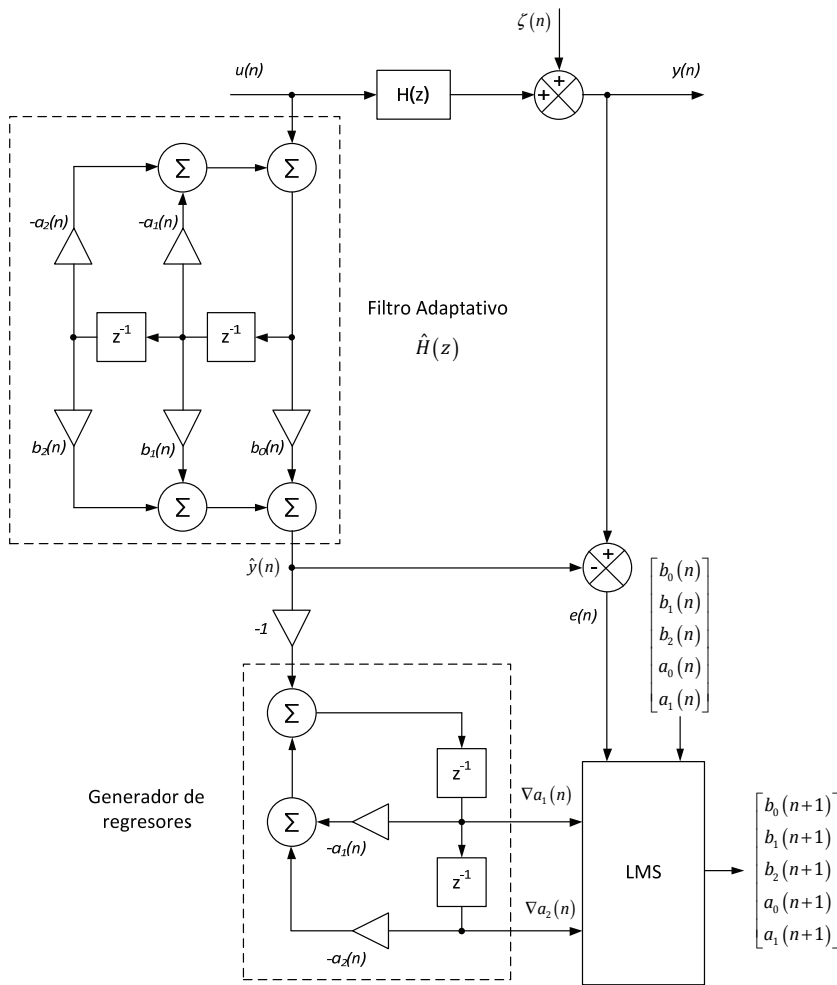


Figura 3-5. Filtrado adaptativo para forma directa con algoritmo LMS.

Método Gradient Adaptive Lattice (GAL)

En este apartado se aborda el desarrollo del método LMS propuesto en el apartado anterior aplicado a la adaptación de los coeficientes de un filtro expresado mediante estructura *Lattice*. Para ello, es conveniente recordar que el filtro IIR que describe un sistema genérico tipo ARMA descrito mediante la forma directa en (3.13) y cuya representación gráfica se muestra en la Figura 3-6, admite la representación en espacio de estados propuesta en (3.14),

$$\hat{H}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{x}(n+1) \\ \hat{y}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C^T & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

donde

$$\bar{x}(n+1) = [x_1(n+1) \quad x_2(n+1) \quad \dots \quad x_M(n+1)]^T \quad (3.15)$$

$$\bar{x}(n) = [x_1(n) \quad x_2(n) \quad \dots \quad x_M(n)]^T \quad (3.16)$$

$$A = \begin{pmatrix} -a_1 & -a_2 & \dots & -a_M \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$B = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad (3.18)$$

$$C = [b_1 - b_0 a_1 \quad b_2 - b_0 a_2 \quad \dots \quad b_M - b_0 a_M]^T \quad (3.19)$$

$$D = b_0 \quad (3.20)$$

Esta representación suele simplificarse, de manera que el vector de C , esté formado directamente por los coeficientes del polinomio $B(z)$. Efectivamente, considerando la variable auxiliar $w(n) = x_M(n)$, (3.14) puede reescribirse de acuerdo a (3.21),

$$\begin{bmatrix} \bar{x}(n+1) \\ w(n) \end{bmatrix} = Q_d \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\hat{y}(n) = \bar{h}_d^T \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}(n+1) \\ w(n) \end{bmatrix}$$

donde

$$Q_d = \begin{bmatrix} -\mathbf{a}^T & 1 \\ I_M & \mathbf{0}_M \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

$$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]^T \tag{3.23}$$

$$\bar{\mathbf{h}}_d = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_M]^T \tag{3.24}$$

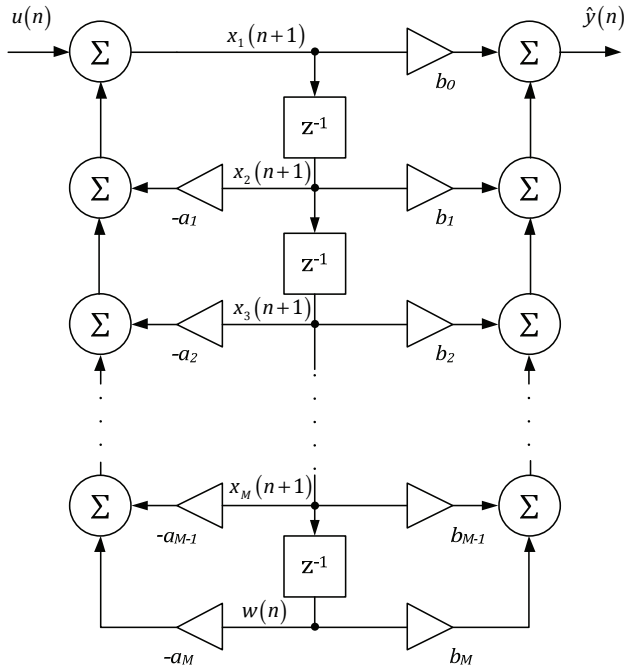


Figura 3-6. Filtro IIR expresado en forma directa.

Para obtener una representación *Lattice* del filtro IIR de acuerdo a (3.21), se partirá de la estructura mostrada en la Figura 3-7, donde $F_0(z) = \hat{F}_0(z)$ y $F_M(z) = 1$. La rotación sobre las funciones de transferencia en cada una de las etapas responde a la recursión de Schur mostrada en la Figura 3-8, cuya expresión matemática se indica en (3.25) o, de manera análoga, en (3.26). Teniendo en cuenta (3.27), también es posible obtener (3.28).

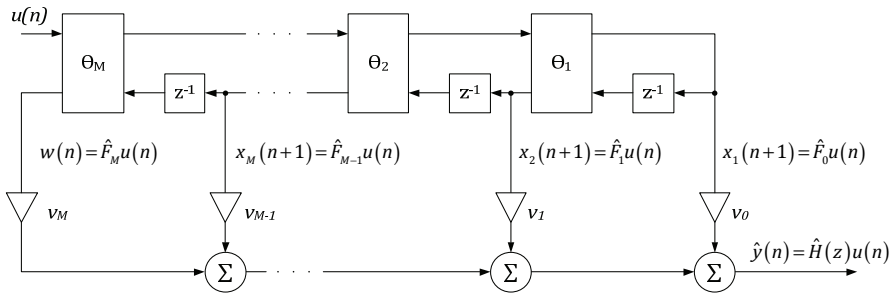


Figura 3-7. Filtro IIR mediante estructura *Lattice*.

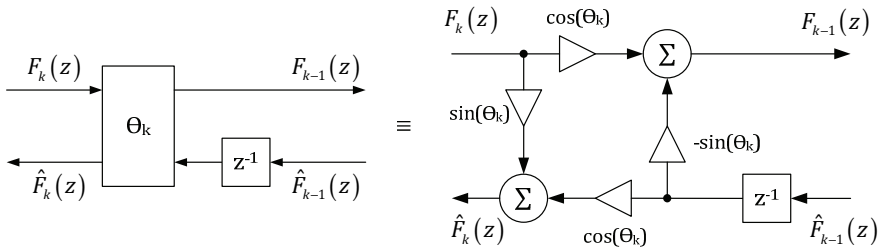


Figura 3-8. Rotación a partir de la recursión de Schur.

$$\begin{bmatrix} F_{k-1}(z) \\ z^{-1}\hat{F}_{k-1}(z) \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos(\theta_k)} \begin{bmatrix} 1 & -\sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_k(z) \\ \hat{F}_k(z) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} F_{k-1}(z) \\ \hat{F}_k(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_k(z) \\ z^{-1}\hat{F}_{k-1}(z) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\hat{F}_k(z) = \frac{\hat{D}_k(z)}{D_M(z)} \quad (3.27)$$

$$F_k(z) = \frac{D_k(z)}{D_M(z)}$$

$$\begin{bmatrix} D_{k-1}(z) \\ \hat{D}_k(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_k(z) \\ z^{-1}\hat{D}_{k-1}(z) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Sin pretender desarrollar la teoría en la que se basa la estructura *Lattice* a partir de la recursión de Schur, es importante destacar que la misma obtiene funciones de transferencia inherentemente estables y causales, lo cual resulta muy adecuado a la hora de diseñar filtros recursivos, cuyos parámetros son variantes con el tiempo. Esto es debido a que, de acuerdo al test de estabilidad de Schur-Cohn, la recursión es posible si y sólo si se cumple que el polinomio $A(z)$ (polos del filtro IIR original) es de fase mínima. En este caso, se obtendrá como solución en la estructura *Lattice*, parámetros θ_k que aseguran la condición (3.29).

$$|\sin(\theta_k)| < 1 \tag{3.29}$$

Como resulta evidente, el ajuste de los parámetros de $A(z)$ por mediación de la estructura *Lattice*, es decir, por mediación de θ_k , asegura en todo momento (3.29), y por lo tanto, los polos del filtro diseñado son de fase mínima, por lo que se asegura la estabilidad del mismo.

Por otro lado, cada uno de los nodos internos resultan inherentemente escalados, y el ruido de truncamiento acumulado en cada una de las etapas es reducido en comparación con la implementación en forma directa, por lo que el mapeo de los polos y los ceros de la función de transferencia es más preciso [132], [139], [150], [151].

Finalmente, el filtro mostrado en la Figura 3-7 puede expresarse matemáticamente de acuerdo a (3.30),

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \bar{x}(n+1) \\ w(n) \end{bmatrix} &= Q_i \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}(n) \\ u(n) \end{bmatrix} \\ \hat{y}(n) &= \bar{h}_i^T \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}(n+1) \\ w(n) \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.30}$$

donde

$$Q_i = Q_1 Q_2 \cdots Q_M \tag{3.31}$$

$$Q_k = \begin{bmatrix} I_{k-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) & \vdots \\ \vdots & \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & I_{M-k} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\vec{h}_l = [v_0 \quad v_1 \quad \cdots \quad v_M]^T \quad (3.33)$$

En último lugar, cabe destacar que es posible encontrar una relación entre cada uno de los coeficientes de los polinomios $A(z)$ y $B(z)$ del filtro expresado en forma directa y los parámetros de ajuste de la estructura *Lattice*, representados por la matriz Q_l y el vector \vec{h}_l , por lo que el ajuste mediante algoritmos recursivos de dichos parámetros para minimizar cierta función de coste, tiene su equivalente en la representación habitual en forma directa.

El método GD puede ser aplicado a la estructura *Lattice*, obteniendo por tanto un filtro adaptativo basado en la misma, conocido con el nombre de GAL. La estrategia a seguir es análoga a la expuesta en el apartado anterior, donde se aplicó el método GD a un filtro implementado en forma directa, obteniendo el algoritmo de ajuste LMS. En ese sentido, el algoritmo parte de la señal de error definida en (3.34), donde la secuencia $\{\zeta(\cdot)\}$ es una señal de error estadísticamente independiente de la secuencia de entrada, $\{u(\cdot)\}$, y las secuencias $\{y(\cdot)\}$ y $\{\hat{y}(\cdot)\}$ son las salidas de un sistema desconocido y del filtro adaptativo respectivamente.

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = [H(z) - \hat{H}(z)]u(n) + \zeta(n) \quad (3.34)$$

El objetivo del método GD aplicado al filtro *Lattice* es minimizar una función de coste definida como $E[e^2(n)]$, ajustando los parámetros del filtro, \vec{h}_l y Q_l , de manera que debe cumplirse (3.35).

$$\begin{aligned} \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial v_k} &= 0, & k=0,1,\dots,M; \\ \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial \theta_k} &= 0, & k=1,2,\dots,M; \end{aligned} \quad (3.35)$$

El algoritmo LMS aplicado a esta estructura se define por tanto de acuerdo a (3.36), donde los regresores filtrados, $[\nabla v_0(n) \ \cdots \ \nabla v_M(n) \ \nabla \theta_1(n) \ \cdots \ \nabla \theta_M(n)]^T$, se obtienen de acuerdo a (3.37) y (3.38).

$$\begin{bmatrix} v_0(n+1) \\ \vdots \\ v_M(n+1) \\ \theta_1(n+1) \\ \vdots \\ \theta_M(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0(n) \\ \vdots \\ v_M(n) \\ \theta_1(n) \\ \vdots \\ \theta_M(n) \end{bmatrix} + \mu e(n) \begin{bmatrix} \nabla v_0(n) \\ \vdots \\ \nabla v_M(n) \\ \nabla \theta_1(n) \\ \vdots \\ \nabla \theta_M(n) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\nabla v_k(n) \triangleq \frac{\partial \hat{H}(z)}{\partial v_k} u(n) \quad (3.37)$$

$$\nabla \theta_k(n) \triangleq \frac{\partial \hat{H}(z)}{\partial \theta_k} u(n) \quad (3.38)$$

El problema de aplicar LMS a la estructura *Lattice* reside en el cálculo de los filtros regresores. Considerando (3.39), es fácil demostrar que el regresor de cada uno de los parámetros v_k se obtiene mediante (3.40).

$$\hat{H}(z) = \sum_{k=0}^M v_k \hat{F}_k(z), \quad \hat{F}_k(z) = \frac{\hat{D}_k(z)}{D_M(z)} \quad (3.39)$$

$$\nabla v_k(n) = \hat{F}_k(z) u(n) \quad (3.40)$$

A partir de la Figura 3-7 y de la Figura 3-8, se comprueba que dichos regresores se obtienen directamente del filtro *Lattice* de acuerdo a (3.41).

$$\nabla v_k = x_{k+1}(n+1) \quad (3.41)$$

Por otro lado, a partir de (3.39) se deduce (3.42), de donde es posible afirmar que la estimación de $\nabla \theta_k$ precisa el cálculo de la derivada parcial de $\hat{F}_l(z)$ respecto del parámetro θ_k .

$$\nabla \theta_k = \frac{\partial \hat{H}(z)}{\partial \theta_k} u(n) = \sum_{l=0}^M v_l \frac{\partial \hat{F}_l(z)}{\partial \theta_k} u(n) \quad (3.42)$$

Definiendo

$$\delta_k \triangleq \frac{\partial}{\partial \theta_k} \quad (3.43)$$

y aplicando (3.43) a (3.26), se obtiene (3.44), cuyas condiciones de contorno se muestran en (3.45).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \partial_k F_{l-1}(z) \\ \partial_k \hat{F}_l(z) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_l) & -\sin(\theta_l) \\ \sin(\theta_l) & \cos(\theta_l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_k F_l(z) \\ z^{-1} \partial_k \hat{F}_{l-1}(z) \end{bmatrix}, & k \neq l \\ \begin{bmatrix} \partial_k F_{l-1}(z) \\ \partial_k \hat{F}_l(z) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_k F_l(z) \\ z^{-1} \partial_k \hat{F}_{l-1}(z) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -F_l(z) \\ \hat{F}_{l-1}(z) \end{bmatrix}, & k = l \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$G_M(z) \equiv 1, \quad F_0(z) = \hat{F}_0(z), \quad \partial_k F_M(z) = 0, \quad \partial_k F_0(z) = \partial_k \hat{F}_0(z) \quad (3.45)$$

En la Figura 3-9 se muestra, de manera esquemática, el cálculo de los regresores ∇v_k y $\nabla \theta_k$ para un filtro de segundo orden, donde se comprueba que esta solución implica un coste computacional elevado. Tal y como se mostrará más adelante, existe una solución más eficiente para el problema de filtrado adaptativo aplicado al rechazo de armónicos en la red eléctrica.

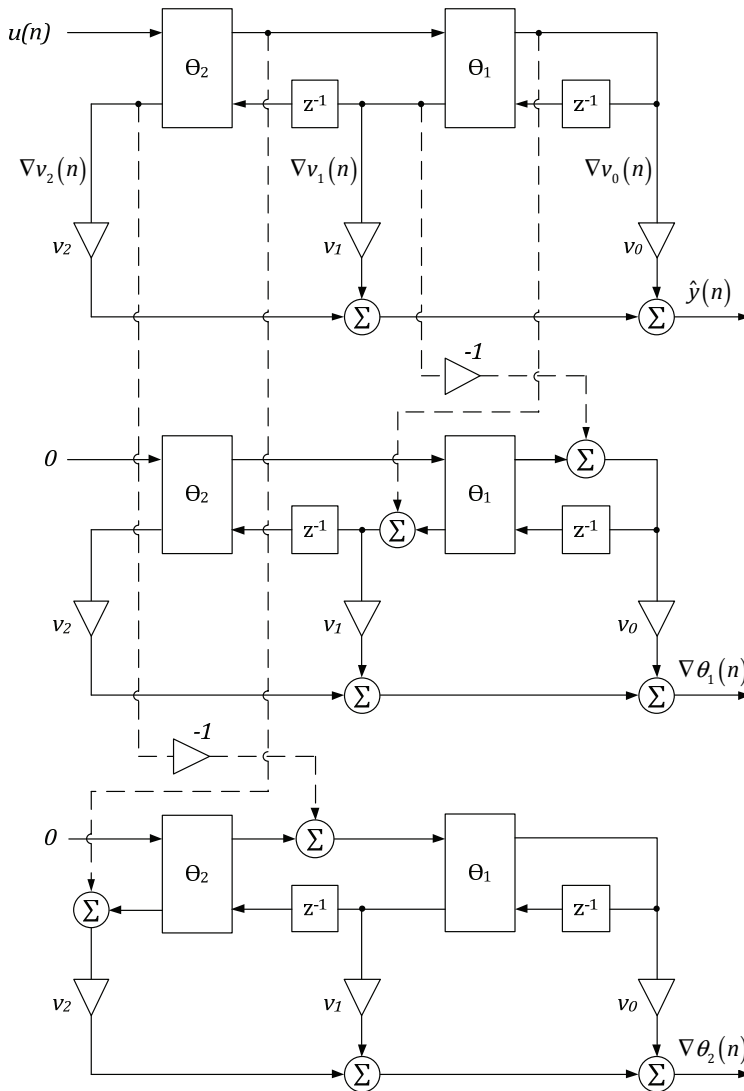


Figura 3-9. Estimación de regresores.

Método Least Squares (LS)

Este método está basado en el método de ajuste por mínimos cuadrados. En ese sentido, debe minimizarse una función de coste definida como la suma de errores cuadráticos ponderados, donde el error es la diferencia entre una determinada referencia y la salida del filtro diseñado. Dentro

de la familia de filtros recursivos basados en algoritmo LS (RLS) pueden encontrarse las siguientes variantes:

- RLS estándar: Esta estructura está especialmente indicada para una estructura transversal (FIR), y se basa en el lema de inversión de matrices.
- QR-RLS : Está basado en la descomposición QR de los datos empleados para la adaptación de parámetros, a partir de técnicas como la transformación *Householder* o la rotación de *Givens*. Este método es numéricamente estable y presenta un grado de robustez mayor que el RLS estándar.
- RLS rápido: Dado que los algoritmos RLS propuestos son ineficientes desde el punto de vista computacional, existen alternativas para obtener algoritmos más rápidos, basadas en la redundancia implícita de la matriz de datos expresada mediante una estructura Toeplitz junto con el empleo del método RLS tanto para la estimación hacia delante como hacia atrás.

3.1.3. Topologías de los Filtros Adaptativos

El desarrollo de las técnicas más habituales aplicadas al problema del filtrado adaptativo mostradas hasta ahora, tienen como objetivo la obtención de un modelo que permite identificar una planta desconocida.

No obstante, estas mismas técnicas pueden ser aplicadas para solucionar problemas distintos. En concreto, pueden identificarse cuatro topologías diferentes que permiten al filtrado adaptativo llevar a cabo distintas aplicaciones, como son:

- Identificación: En este caso, las técnicas de filtrado adaptativo permiten identificar una planta desconocida haciendo que la entrada de la planta y del filtro adaptativo, u^* , sea la misma. La señal de error, $e=y-d$, donde y es la señal de salida del filtro y d es la señal de salida de la planta, es empleada por el algoritmo recursivo correspondiente en la

función de coste a minimizar. El esquema básico empleado en aplicaciones de identificación se muestra en la Figura 3-10.

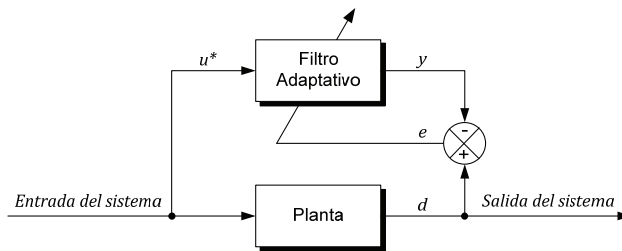


Figura 3-10. Filtrado adaptativo aplicado a identificación de sistemas.

- **Modelado inverso:** En determinadas aplicaciones, es necesario encontrar la función de transferencia inversa de una planta desconocida, de manera que la asociación en cascada de dicha función con la planta genere una línea de transferencia ideal. Teniendo en cuenta el caso general en el que se desee modelar una versión con retardo de la función de transferencia original, el modelado inverso mediante filtrado adaptativo se muestra en la Figura 3-11.

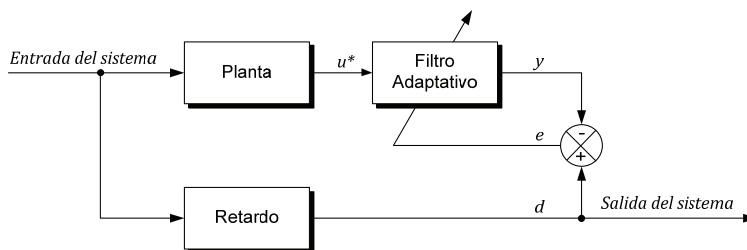


Figura 3-11. Filtrado adaptativo aplicado a modelado inverso de sistemas.

- **Predicción:** En este caso, el filtrado adaptativo se emplea para predecir el valor actual de una señal aleatoria, proporcionando una entrada al filtro, u^* , compuesta por valores anteriores de dicha señal, tal y como se muestra en la Figura 3-12. El algoritmo recursivo encargado de ajustar los coeficientes del filtro adaptativo, deberá minimizar una función de coste donde el error, e , es la diferencia entre la señal aleatoria, d , y la salida del filtro, y . En función de que la salida del sistema sea la salida del filtro adaptativo, y , o bien la señal de error, e , se

obtiene la predicción de la señal aleatoria o bien la predicción del error, respectivamente.

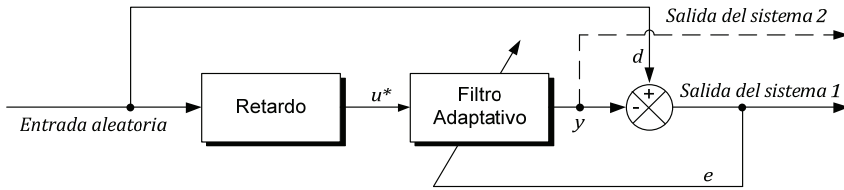


Figura 3-12. Filtrado adaptativo aplicado a predicción de señales aleatorias.

- **Cancelación de interferencias:** En este caso, el filtrado adaptativo tiene como objeto eliminar determinadas interferencias presentes en la señal de entrada al sistema, d . Para obtener este resultado, suele emplearse una referencia, u^* , como entrada al filtro adaptativo, compuesta por una señal correlada con dichas interferencias. Este tipo de filtrado adaptativo ha sido empleado tradicionalmente en aplicaciones de cancelación de eco en telefonía o en electrocardiografía, y supone la base en la que se apoyan las técnicas de filtrado adaptativo empleadas más adelante para la mejora del THD en inversores conectados a la red eléctrica. En la Figura 3-13 se muestra un esquema básico de la configuración de este tipo de aplicación.

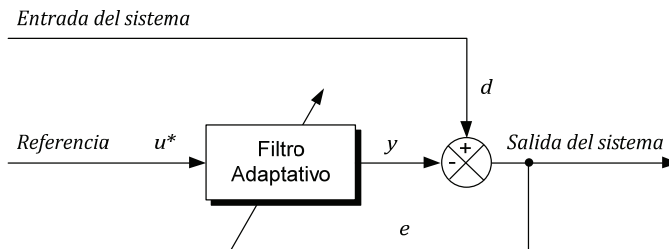


Figura 3-13. Filtrado adaptativo aplicado a la cancelación de interferencias.

A continuación se estudiará en mayor profundidad tres tipos de filtros adaptativos que tienen una mayor aplicación en el campo de la electrónica de potencia.

3.2. ADAPTIVE NOISE CANCELLING (ANC) A PARTIR DE FILTROS FIR

Los filtros FIR han sido ampliamente utilizados en aplicaciones de cancelación de interferencias, mediante la técnica conocida como *Adaptive Noise Cancelling* (ANC), descrita por [152], [153], debido, principalmente, a su inherente estabilidad y facilidad de diseño [129], [143].

El esquema básico de funcionamiento se muestra en la Figura 3-13, donde la secuencia de entrada del sistema, d , se define como la suma de la señal de interés, s , más una interferencia de tipo sinusoidal, u , tal y como se define en (3.46) y (3.47), donde T_m es el periodo de muestreo.

$$d(n) = s(n) + u(n) \quad (3.46)$$

$$u(n) = \sum_{i=1}^m A_i \cos(\omega_i n T_m + \phi_i), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.47)$$

Para que el filtro ANC funcione correctamente, es necesario definir la señal de referencia, u^* , como se describe en (3.48), y asegurar que los términos ω_i coincidan en (3.47) y (3.48). Sin embargo, la amplitud y la fase de cada uno de los armónicos de la interferencia no tienen, en general, por qué ser iguales. De hecho, es condición suficiente que la señal de referencia, u^* , se encuentre correlada con la interferencia, u [152].

$$u^*(n) = \sum_{i=1}^m B_i \cos(\omega_i n T_m + \psi_i) \quad (3.48)$$

A partir de la estructura mostrada en la Figura 3-1, es posible deducir (3.49), que describe la salida de un filtro FIR de orden M mediante su ecuación en diferencias, donde b_k son los coeficientes adaptados de acuerdo al algoritmo LMS definido en (3.50), adaptación al filtro FIR del caso más general mostrado en (3.11) y (3.12). Finalmente, sustituyendo (3.51) en (3.50), se obtiene el algoritmo LMS descrito en (3.52).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k u^*(n-k) \quad (3.49)$$

$$\begin{bmatrix} b_0(n+1) \\ \vdots \\ b_M(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0(n) \\ \vdots \\ b_M(n) \end{bmatrix} + \mu e(n) \begin{bmatrix} \nabla b_0(n) \\ \vdots \\ \nabla b_M(n) \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$\nabla b_k(n) = z^{-k} u^*(n), \quad k=0,1,\dots,M; \quad (3.51)$$

$$\begin{bmatrix} b_0(n+1) \\ \vdots \\ b_M(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0(n) \\ \vdots \\ b_M(n) \end{bmatrix} + \mu e(n) \begin{bmatrix} u^*(n) \\ \vdots \\ u^*(n-M) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Es posible demostrar que el ANC con referencia sinusoidal se comporta como un filtro *notch* sintonizado la frecuencia de la referencia, u^* . Este filtro actúa sobre la señal de entrada, d . Si la referencia incluye varias sinusoidales, entonces la función de transferencia entre la salida del sistema, e , y la entrada, d , presenta tantos filtros *notch* como sinusoidales existan en la referencia, u^* .

En concreto, puede obtenerse el sistema LTI expresado mediante la función de transferencia $G(z)=Y(z)/E(z)$, del bloque punteado que incluye el filtro FIR-LMS de la Figura 3-14.

En [152] y [129] se demuestra que la salida, $Y(z)$, puede expresarse de acuerdo a (3.54), cuando la referencia contiene tan sólo un armónico, tal y como se muestra en (3.53), donde el término β se define en (3.55), siendo M el número de etapas empleadas en el filtro FIR.

$$u^*(n) = B \cos(\omega n T_m + \psi) \quad (3.53)$$

$$Y(z) = \underbrace{\frac{\mu M B^2}{4} E(z) \left[\frac{1}{ze^{-j\omega T_m} - 1} + \frac{1}{ze^{j\omega T_m} - 1} \right]}_{TI} + \underbrace{\frac{\mu B^2}{4} \beta [f(TV)]}_{TV} \quad (3.54)$$

$$\beta = \frac{\sin(M\omega T_m)}{\sin(\omega T_m)} \tag{3.55}$$

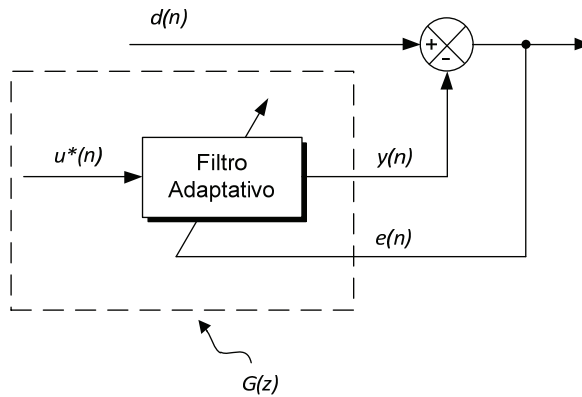


Figura 3-14. ANC con referencia sinusoidal.

En (3.54) se comprueba que la solución incluye un término invariante con el tiempo, TI , y otro variante con el tiempo, TV , donde $f(TV)$ hace referencia a la expresión variante con el tiempo, cuya expresión matemática no necesita ser definida debido al razonamiento que sigue a continuación.

Para poder asegurar que el comportamiento del ANC con referencia de filtrado sinusoidal se comporta como un sistema LTI de respuesta análoga a un filtro *notch*, es necesario que el término TV sea nulo o muy próximo a cero. Observando (3.54) y (3.55), puede deducirse que el ratio β/M permite comparar el peso de TI y TV en $Y(z)$. En concreto, para valores de dicho ratio iguales o cercanos a cero, puede considerarse que $Y(z)$ tan solo incluye el término invariante con el tiempo, TI , dado que, en ese caso, $\beta \approx 0$.

En la Figura 3-15 se muestra una gráfica en la que se ha representado la función β/M para distintos valores de M , donde se comprueba que, efectivamente, para un orden de filtro elevado, $\beta/M \approx 0$, y, por lo tanto, $Y(z)$ tan solo presenta un término invariante con el tiempo para cualquier frecuencia hasta el límite de Nyquist, $f/f_m = 0.5$, donde f_m es

la frecuencia de muestreo. Conviene destacar que el eje de abscisas se encuentra normalizado, y resulta independiente del valor de T_m .

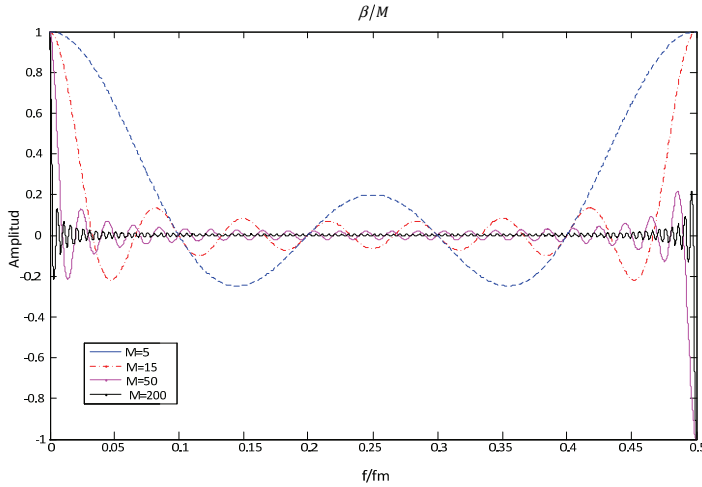


Figura 3-15. Ratio β/M en función del número de etapas, M .

Sin embargo, con M de valor reducido, el término variante con el tiempo tan sólo se hace 0 a determinadas frecuencias. Por ejemplo, para $M=5$, se cumple $\beta/M \approx 0$ para $f/f_m = x \cdot 0.1$, con $x = \{1, 2, 3, 4\}$. Esto implica que el filtro ANC-LMS a partir de una estructura FIR de orden 5 presenta una respuesta tipo *notch* tan sólo cuando la referencia, u^* , contiene frecuencias de valor $f = x \cdot 0.1 \cdot f_m$, con $x = \{1, 2, 3, 4\}$. Suponiendo una frecuencia de muestreo $f_m = 16 \text{ kHz}$, esto implica que tan sólo sería posible obtener un filtro *notch* para $f = \{1.6 \text{ kHz}, 3.2 \text{ kHz}, 4.8 \text{ kHz}, 6.4 \text{ kHz}\}$. Suponiendo $\beta/M \approx 0$, se obtiene la función de transferencia $G(z)$ mostrada en (3.56) a partir de (3.54), sin más que despreciar el término TV .

$$G(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{\mu MB^2}{2} \left(\frac{z \cos(\omega T_m) - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega T_m) + 1} \right) \quad (3.56)$$

Finalmente, la Figura 3-14 puede ser expresada de acuerdo a la Figura 3-16, donde $D(z)$ es la entrada con interferencias, y $E(z)$ es la salida

filtrada de acuerdo a $G(z)$. Estudiando el lazo cerrado, es posible deducir la función de transferencia $H(z)=E(z)/D(z)$, mostrada en (3.57), que se corresponde con la función de transferencia de un filtro *notch* digital de segundo orden centrado a la frecuencia normalizada ωT_m .

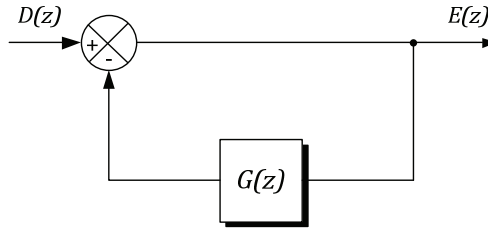


Figura 3-16. Modelo equivalente del ANC-LMS mediante filtro FIR con referencia sinusoidal y $\beta/M \approx 0$.

$$H(z) = \frac{1}{1+G(z)} = \frac{z^2 - 2z \cos(\omega T_m) + 1}{z^2 - 2 \left(1 - \frac{\mu MB^2}{4}\right) z \cos(\omega T_m) + \left(1 - \frac{\mu MB^2}{2}\right)} \quad (3.57)$$

A partir de (3.57), es posible calcular la posición de los dos polos complejos conjugados de la función $H(z)$, así como el ancho de banda del filtro, mediante (3.58) y (3.59) respectivamente, donde se comprueba que el ancho de banda del filtro *notch* es tanto más estrecho cuanto menor es el paso de adaptación, μ . En la Figura 3-17 se muestra una representación gráfica de la posición de los polos y los ceros de $H(z)$.

$$z \approx \left(1 - \frac{\mu MB^2}{4}\right) e^{\pm j\omega T_m} \quad (3.58)$$

$$BW \approx \frac{\mu MB^2}{4} \text{ rad} \quad (3.59)$$

Cabe destacar que, en aplicaciones de conexión a red de convertidores electrónicos de potencia, se pretende, en general, una atenuación de los armónicos de baja frecuencia, así como un buen seguimiento de una referencia sinusoidal de 50Hz ó 60Hz. Si se desea aplicar la técnica ANC-LMS propuesta en este apartado para el filtrado de dichos armónicos,

resulta obvio que no es posible emplear una frecuencia de muestreo elevada con un orden reducido del filtro FIR, ya que, incluso con una etapa de orden 15, la frecuencia más baja a la que podría obtenerse un filtro *notch* se sitúa en $f = 480\text{Hz}$. Por otro lado, se comprueba en la Figura 3-15 que incluso con un orden muy elevado, la función β/M se aleja del valor 0 a frecuencias bajas, lo que supone un inconveniente en el problema que nos ocupa, dado que, en ese caso, no puede afirmarse (3.57). No obstante, este tipo de filtrado adaptativo ha sido empleado con éxito en diversas aplicaciones de electrónica de potencia [148], [154]-[156].

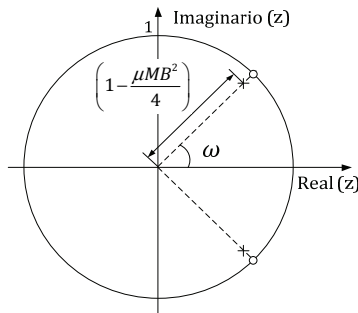


Figura 3-17. Posición de los polos y los ceros en el filtro $H(z)$.

3.3. NOTCH ADAPTATIVO IIR EN FORMA DIRECTA

El empleo de filtros *notch* permite eliminar selectivamente determinados armónicos no deseados de una señal, dado que presentan, idealmente, una ganancia unitaria para cualquier frecuencia distinta de la frecuencia *notch*; a dicha frecuencia, el filtro presenta una ganancia nula, por lo que el comportamiento ideal del filtro *notch* puede expresarse de acuerdo a (3.60). Por lo tanto, para eliminar una señal sinusoidal de frecuencia ω_0 , el filtro *notch* debe sintonizarse a dicha frecuencia.

$$|H(e^{j\omega})| = \begin{cases} 0, & \omega = \{\omega_0, -\omega_0\} \\ 1, & \omega \neq \{\omega_0, -\omega_0\} \end{cases} \quad (3.60)$$

La aplicación de técnicas de filtrado adaptativo a los filtros *notch* permite variar la frecuencia de sintonización, ω_0 , en función de una eventual variación en la frecuencia de los armónicos que deben ser filtrados. De esta manera, es posible asegurar (3.60), aún cuando ω_0 varía con el tiempo.

Existen distintas configuraciones de filtros *notch* adaptativos, entre las que cabe destacar el *notch* IIR en forma directa y el *notch* IIR basado en estructura *Lattice*; en este apartado se estudiará el filtro *notch* adaptativo en forma directa, mientras que en el siguiente apartado se desarrollará un filtro *notch* adaptativo basado en estructura *Lattice*. Cabe destacar que los filtros *notch* IIR son capaces de filtrar de manera muy selectiva una determinada señal, con un orden reducido y, por lo tanto, con un bajo coste computacional, al contrario de lo que sucede con los filtros FIR empleados en el apartado anterior.

Para obtener una representación en forma directa de un filtro *notch* IIR, deben cumplirse dos condiciones importantes [134]. En primer lugar, los ceros del filtro IIR deben estar contenidos en el círculo unidad, por lo que los coeficientes del numerador deben presentar una estructura simétrica en espejo, tal y como se describe en (3.61).

$$B(z) = 1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n} + \dots + b_1 z^{-2n+1} + z^{-2n} \quad (3.61)$$

Dicho polinomio tiene n ceros complejo-conjugados, lo cual permite, de acuerdo a lo que se expone más adelante, cancelar n señales sinusoidales.

En segundo lugar, los polos de la función de transferencia deben encontrarse en la misma línea de radio que los ceros, pero ligeramente desplazados hacia el centro del círculo. En general, dicha condición se obtiene mediante el polinomio descrito en (3.62), donde ρ es un número positivo muy cercano a la unidad.

$$A(z) = B(\rho z) = 1 + \rho b_1 z^{-1} + \dots + \rho^n b_n z^{-n} + \dots + \rho^{2n+1} b_1 z^{-2n+1} + \rho^{2n} z^{-2n} \quad (3.62)$$

Finalmente, la estructura general del filtro *notch* IIR en forma directa se muestra en (3.63).

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n} + \dots + b_1 z^{-2n+1} + z^{-2n}}{1 + \rho b_1 z^{-1} + \dots + \rho^n b_n z^{-n} + \dots + \rho^{2n+1} b_1 z^{-2n+1} + \rho^{2n} z^{-2n}} \quad (3.63)$$

A pesar de que es posible diseñar un filtro *notch* IIR de orden $2n$ para eliminar n sinusoidales de una señal, lo habitual es emplear filtros de segundo orden en cascada, de manera que cada filtro es diseñado para eliminar tan sólo una senoide, de acuerdo a la Figura 3-18.

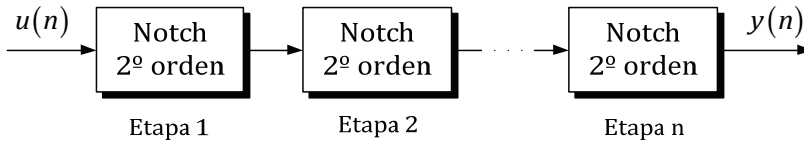


Figura 3-18. Conexión en cascada de filtros *notch* de segundo orden.

En ese caso, la expresión (3.63) queda reducida a (3.64), donde el parámetro b_1 debe estar comprendido entre -2 y 2 para asegurar la estabilidad del filtro, y cuya representación en el plano z se muestra en la Figura 3-19.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1 + b_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho b_1 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}}, \quad -2 < b_1 < 2 \quad (3.64)$$

Donde la frecuencia *notch* normalizada viene determinada por (3.65), y el ancho de banda por (3.66).

$$\omega_0 = \cos^{-1}(-b_1/2) \quad (3.65)$$

$$BW = \pi(1 - \rho) \quad (3.66)$$

La respuesta en frecuencia del filtro *notch* en forma directa se muestra en la Figura 3-20 para una frecuencia normalizada de $\omega_0=0.5\pi$ y distintos anchos de banda, donde se comprueba que la ganancia en la banda pasante es cercana a la unidad para anchos de banda estrechos, alejándose del comportamiento ideal descrito en (3.60) a medida que el ancho de banda aumenta.

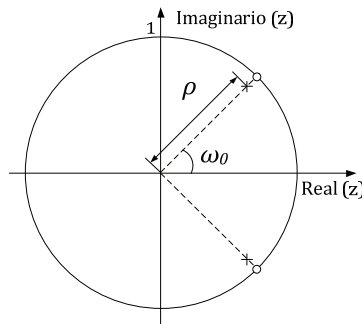


Figura 3-19. Representación en el lugar de las raíces del filtro *notch*.

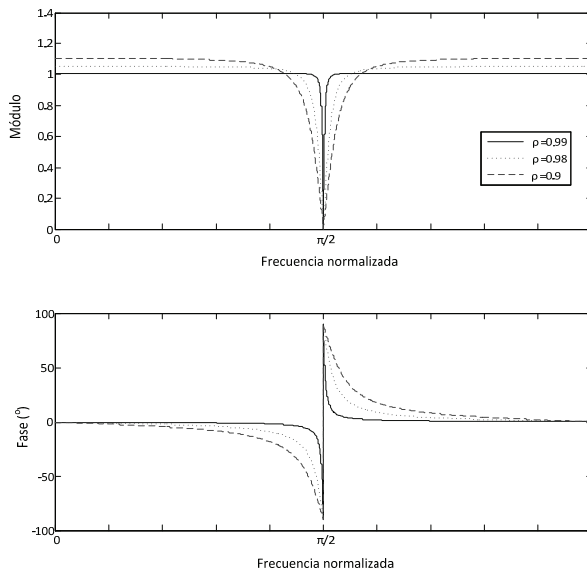


Figura 3-20. Respuesta del filtro *notch* en forma directa para distintos valores de ρ .

Tal y como se comentó en la introducción de este capítulo, las técnicas de filtrado adaptativo están basadas en la minimización de una función de coste definida, en general, como la varianza de una señal de error. En el caso del filtro *notch* IIR en forma directa, se define la función de coste como la varianza de la salida del filtro, $E[y^2(n)]$, cuando la entrada es una señal que contiene señales sinusoidales junto con un ruido, que, en general, no se encuentra correlado con las mismas.

A continuación, se demostrará que es posible adaptar la frecuencia *notch* del filtro de acuerdo a la frecuencia de la señal sinusoidal de entrada al mismo, sin más que minimizar la varianza de la señal de salida en función del parámetro b_1 del filtro *notch* de segundo orden descrito en (3.64). Si la señal de entrada contiene más de una señal sinusoidal, la conexión en cascada de filtros *notch* adaptativos de segundo orden permite adaptar cada uno de ellos a una senoide de manera independiente [132].

Definiendo la señal de entrada al filtro de acuerdo a (3.67), donde la secuencia $\{\zeta(\cdot)\}$ es una señal de error estadísticamente independiente de la secuencia de entrada, y teniendo en cuenta que el filtro *notch* tiene la respuesta en frecuencia definida en (3.68), la salida del sistema puede expresarse según (3.69).

$$u(n) = p_1 \sin(\omega_1 T_m n) + \zeta(n) \quad (3.67)$$

$$|H(e^{j\omega})| = \begin{cases} 0, & \omega = \{\omega_0, -\omega_0\} \\ 1, & \omega \neq \{\omega_0, -\omega_0\} \end{cases} \quad (3.68)$$

$$y(n) = H(z)[u(n) + \zeta(n)] \quad (3.69)$$

Por lo que la varianza de la señal de salida se define de acuerdo a (3.70),

$$E[y^2(n)] = p_1^2 |H(e^{j\omega_1})|^2 + \sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2 \quad (3.70)$$

donde σ_ζ^2 es la varianza del ruido de la señal de entrada, definido en (3.71), y $\|H(z)\|_2$ es la norma L_2 de $H(z)$, definida de acuerdo a (3.72).

$$\sigma_\zeta^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\zeta_i - \bar{\zeta})^2 \quad (3.71)$$

$$\|H(z)\|_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (3.72)$$

Teniendo en cuenta el comportamiento del filtro (3.68), y suponiendo que la frecuencia *notch*, ω_0 , puede variar con el tiempo mediante la acción del proceso de adaptación que se describirá más adelante, la ecuación (3.70) puede expresarse de acuerdo a (3.73), donde se comprueba que la función de coste definida como la varianza de la señal de salida, $E[y^2(n)]$, presenta un mínimo cuando la frecuencia de *notch*, ω_0 , coincide con la frecuencia de la señal sinusoidal de la entrada, ω_1 .

$$E[y^2(n)] = \begin{cases} \sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2, & \omega_0 = \omega_1 \\ p_1^2 + \sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2, & \omega_0 \neq \omega_1 \end{cases} \quad (3.73)$$

Manteniendo constante el valor de ρ , la frecuencia de *notch* del filtro viene determinada por el parámetro b_1 , por lo que el algoritmo adaptativo debe encontrar un mínimo en la función definida en (3.74).

$$J = \frac{\partial E[y^2(n)]}{\partial b_1} \quad (3.74)$$

Operando en (3.74), es posible deducir (3.75). Por otro lado, suponiendo que la señal de entrada no presenta ruido, esto es, $\sigma_\zeta^2 = 0$, se puede afirmar (3.76) cuando $\omega_0 = \omega_1$ [136]. Dicha condición permite asegurar que, si el algoritmo adaptativo es capaz de minimizar la función de coste $E[y^2(n)]$ respecto del parámetro b_1 , entonces el filtro *notch* se encuentra sintonizado a la frecuencia del armónico que se desea filtrar, ya que la función tan sólo presenta un mínimo.

$$\frac{\partial E[y^2(n)]}{\partial b_1} = \frac{p_1^2 (b_1 + 2\cos(\omega_1)) [1 - \rho^3 + b_1 \rho(1 - \rho)\cos(\omega_1) - \rho(1 - \rho)\cos(2\omega_1)]}{2 |A(e^{j\omega_1})|^4} \quad (3.75)$$

$$\frac{\partial E[y^2(n)]}{\partial b_1} = 0, \quad b_1 = -2\cos(\omega_1) \quad (3.76)$$

Por otro lado, conviene destacar que la presencia de ruido en la señal de entrada introduce un pequeño error en la estimación de b_1 , debido al término $\|H(z)\|_2^2$. No obstante, este error es despreciable cuando $\rho \rightarrow 1$, es decir, cuando el ancho de banda del filtro es muy estrecho. En la práctica, esta condición se cumple en la mayoría de aplicaciones, y, más concretamente en aplicaciones de electrónica de potencia [111], [133], [136], [156].

Para optimizar la función definida en (3.74), se empleará la técnica LMS basada en el algoritmo *Gradient Descent* (GD) para adaptar el parámetro b_1 , de acuerdo a (3.77), donde la derivada parcial de la señal de salida respecto del parámetro b_1 se deduce en (3.78).

$$b_1(n+1) = b_1(n) - \mu y(n) \frac{\partial y(n)}{\partial b_1} \tag{3.77}$$

$$\frac{\partial y(n)}{\partial b_1} = \frac{\partial H(z)}{\partial b_1} u(n) = (1-\rho) \frac{1-\rho z^{-2}}{1+\rho b_1 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} z^{-1} u(n) \tag{3.78}$$

Operando en (3.78) es posible encontrar una representación gráfica de la estimación de la derivada parcial, según se muestra en la Figura 3-21, cuya secuencia de programación queda reflejada en la TABLA 3-I.

TABLA 3-I. Secuencia de programación del algoritmo LMS en forma directa.

Cálculo de la salida del filtro en el instante n
$x(n) = u(n) - \rho b_1(n)x(n-1) - \rho^2 x(n-2)$ $y(n) = x(n) + b_1(n)x(n-1) + x(n-2)$
Cálculo de b_1 para el instante $n+1$
$\xi(n) = (1-\rho)x(n-1) - \rho b_1(n)\xi(n-1) - \rho^2 \xi(n-2)$ $\nabla_b = \xi(n) - \rho \xi(n-2)$ $b_1(n+1) = b_1(n-1) - \mu y(n) \nabla_b$

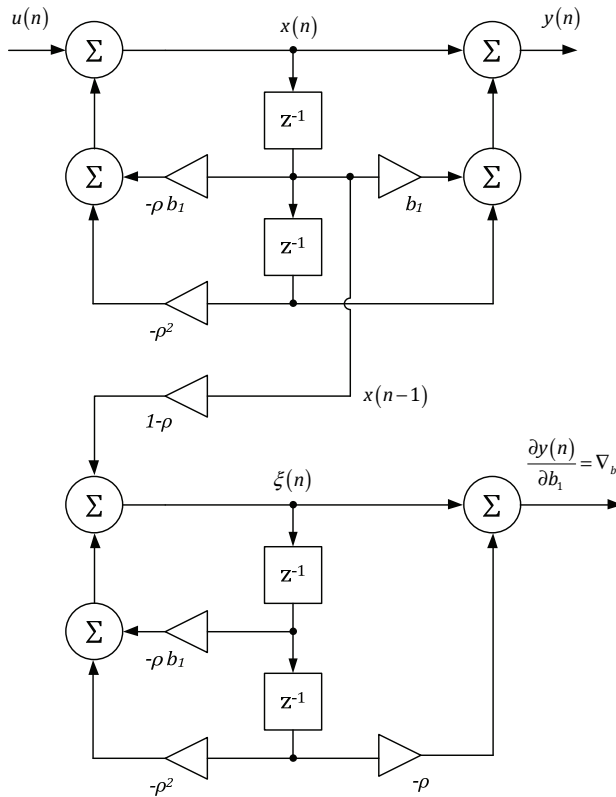


Figura 3-21. Cálculo de la derivada parcial en forma directa.

3.4. NOTCH ADAPTATIVO IIR LATTICE

El filtro *notch* adaptativo a partir de estructura *Lattice*, está basado en un filtro paso-todo, cuya definición general para funciones complejas se muestra en (3.79).

$$A(z) = e^{j\theta} \prod_{k=1}^M \frac{\gamma_k^* - z^{-1}}{1 - \gamma_k z^{-1}} \quad (3.79)$$

En el problema que nos ocupa, la función $A(z)$ es real, por lo que los coeficientes de (3.79) se consideran reales. En este caso, (3.79) se escribe de acuerdo a (3.80), lo que implica que los coeficientes del

numerador aparecen en sentido inverso en el denominador, tal y como se muestra en el filtro paso-todo de segundo orden de (3.81).

$$A(z) = \frac{z^{-M}D(z^{-1})}{D(z)} \tag{3.80}$$

$$A(z) = \frac{a_2 + a_1z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \tag{3.81}$$

La característica más importante del filtro paso-todo es que su respuesta en frecuencia tiene módulo unitario para cualquier frecuencia entre 0 y π (frecuencia normalizada), con un cambio de fase de $-M\pi$, donde M hace referencia al orden del filtro. Como ejemplo, en la Figura 3-22 se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro paso todo de segundo orden, donde se comprueba que el módulo del mismo es unitario en todo el rango de frecuencias, con un cambio de fase de -2π . La frecuencia a la que se produce dicho cambio de fase depende de los coeficientes del filtro.

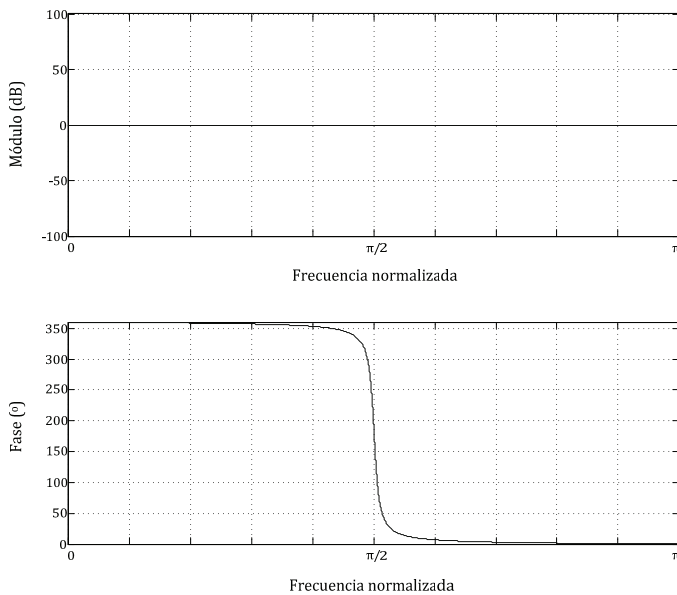


Figura 3-22. Respuesta de un filtro paso-todo de segundo orden.

Es posible obtener un filtro *notch* a partir del filtro paso-todo de segundo orden mostrado en (3.81), a partir del esquema de la Figura 3-23, cuya función de transferencia se deduce en (3.82).

$$H(z) = \frac{1}{2} [1 + A(z)] \tag{3.82}$$

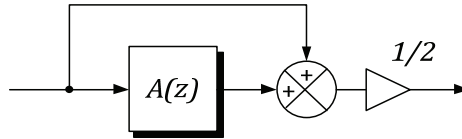


Figura 3-23. Filtro *notch* a partir de filtro paso-todo de segundo orden.

Dado que $A(z)$ es un filtro de segundo orden, el cambio de fase total es de -2π , y la frecuencia a la que se produce el *notch*, ω_o , se corresponde con la frecuencia a la que el cambio de fase en $A(z)$ es $-\pi$, tal y como se muestra en (3.83).

$$\begin{aligned} |H(e^{j0})| &= |H(e^{j\pi})| = 1 \\ |H(e^{j\omega_o})| &= 0 \\ \arg(H(e^{j\omega_o})) &= -\pi \end{aligned} \tag{3.83}$$

Existen dos características importantes que hacen el empleo de este tipo de filtro muy interesante. En primer lugar, es posible ajustar independientemente el ancho de banda del filtro y la frecuencia de *notch*. En segundo lugar, dicho filtro admite una implementación tipo *Lattice*, que minimiza los errores debidos a cuantización cuando se opera en coma fija [157], [158].

Para obtener un ajuste independiente del ancho de banda, BW , y de la frecuencia de *notch*, ω_o , es preciso expresar (3.81) de acuerdo a (3.84), donde k_1 y k_2 se calculan según (3.85) y (3.86) respectivamente.

$$A(z) = \frac{k_2 + k_1(1+k_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_1(1+k_2)z^{-1} + k_2z^{-2}} \tag{3.84}$$

$$k_1 = -\cos(\omega_0) \quad (3.85)$$

$$k_2 = \frac{1 - \tan\left(\frac{BW}{2}\right)}{1 + \tan\left(\frac{BW}{2}\right)} \quad (3.86)$$

Como ejemplo, en la Figura 3-24 se muestra un filtro *notch* a partir (3.84) con $k_1=0$ y distintos valores de k_2 , donde se comprueba que, al contrario de lo que sucede con el filtro *notch* en forma directa, la ganancia en la banda pasante no depende del ancho de banda del filtro.

Para obtener una implementación *Lattice* del filtro paso-todo $A(z)$ mediante la recursión de Schur descrita en la Figura 3-8, debe cumplirse (3.87) y (3.88), de manera que (3.84) se reescribe de acuerdo a (3.89).

$$k_1 = \sin(\theta_1) \quad (3.87)$$

$$k_2 = \sin(\theta_2) \quad (3.88)$$

$$A(z) = \frac{\sin(\theta_2) + \sin(\theta_1)(1 + \sin(\theta_2))z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin(\theta_1)(1 + \sin(\theta_2))z^{-1} + \sin(\theta_2)z^{-2}} \quad (3.89)$$

Finalmente, es posible obtener el filtro *notch* descrito en (3.82) mediante el esquema de la Figura 3-25, donde se supondrá que la entrada del filtro, $u(n)$, contiene una señal sinusoidal de frecuencia ω_1 , junto con una señal de error, de acuerdo a (3.67).

Puede demostrarse que las funciones de transferencia $H(z)$ y $G(z)$ de la Figura 3-25 responden a la ecuación (3.90) y (3.91) respectivamente.

$$H(z) = \frac{1}{2} [1 + A(z)] \quad (3.90)$$

$$G(z) = \frac{1}{2} [1 - A(z)] \quad (3.91)$$

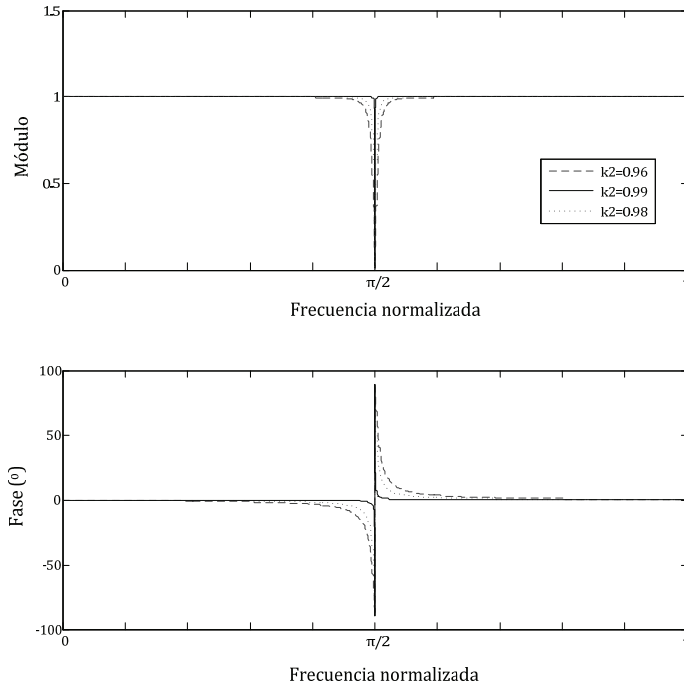


Figura 3-24. Filtro *notch* a partir de filtro paso-todo, con $k_1=0$.

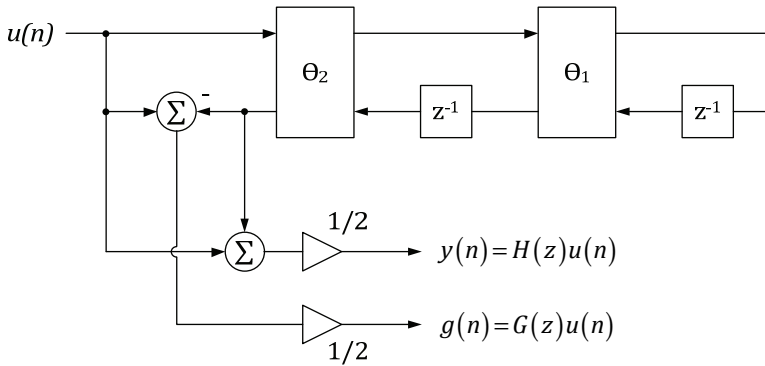


Figura 3-25. Implementación de filtro *notch* mediante estructura *Lattice*.

Tal y como se ha expuesto anteriormente, (3.90) se comporta como un filtro *notch*, cuya frecuencia de sintonización puede obtenerse operando con (3.85) y (3.87), hasta obtener (3.92). Por otro lado, el ancho de banda del filtro se obtiene igualando (3.86) y (3.88), obteniendo (3.93).

$$\omega_0 = \theta_1 + \frac{\pi}{2}, \quad |\theta_1| < \frac{\pi}{2} \quad (3.92)$$

$$\sin(\theta_2) = \frac{1 - \tan\left(\frac{BW}{2}\right)}{1 + \tan\left(\frac{BW}{2}\right)} \quad (3.93)$$

Por otro lado, puede comprobarse que se cumple (3.94), lo que implica que la expresión (3.91) es la función complementaria de (3.90).

$$\begin{aligned} H(z) + G(z) &= 1, & \text{para todo } z \\ \left|H(e^{j\omega})\right|^2 + \left|G(e^{j\omega})\right|^2 &= 1, & \text{para todo } \omega \end{aligned} \quad (3.94)$$

En ese sentido, $G(z)$ es un filtro paso-banda sintonizado a la frecuencia ω_0 , cuya respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 3-26.

Como resulta obvio, si se cumple la condición $\omega_0 = \omega_1$, entonces la señal sinusoidal de frecuencia ω_1 presente en la entrada habrá sido eliminada de la señal de salida, $y(n)$, mientras que $g(n)$ contendrá tan sólo dicha senoide. Por otro lado, si la señal de entrada presente múltiples sinusoides, se emplearán tantos filtros *notch* de segundo orden basados en filtro paso-todo y estructura *Lattice* en cascada como armónicos se deseen cancelar.

Para adaptar la frecuencia de sintonización del filtro *notch*, ω_0 , en función de la frecuencia de la señal de entrada, ω_1 , mediante el algoritmo LMS descrito en apartados anteriores, se define la función de coste (3.95) como la varianza de la señal de salida del filtro.

$$E[y^2(n)] = p_1^2 \left|H(e^{j\omega_1})\right|^2 + \sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2 \quad (3.95)$$

Dado que el parámetro θ_1 permite ajustar la frecuencia *notch*, la función que debe minimizar el algoritmo GD se muestra en (3.96).

$$J = \frac{\partial E[y^2(n)]}{\partial \theta_1} \quad (3.96)$$

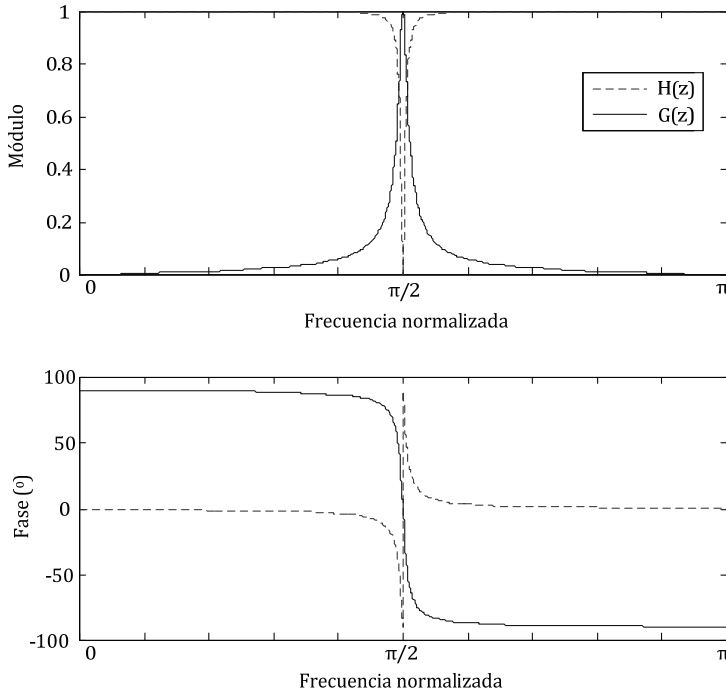


Figura 3-26. Respuesta en frecuencia de $G(z)$ y $H(z)$ para $\theta_1=0$ y $\theta_2=1.3$.

Conviene destacar que el término $\|H(z)\|_2^2$ no varía con el parámetro θ_1 , tal y como se comprueba en (3.97) [132], por lo que puede afirmarse que la función J tendrá un mínimo cuando se cumpla (3.98), con independencia de la varianza del ruido, σ_ζ^2 , ya que el término $\sigma_\zeta^2 \|H(z)\|_2^2$ no depende del parámetro θ_1 .

$$\|H(z)\|_2^2 = \frac{1 + \sin(\theta_2)}{2} \tag{3.97}$$

$$\left| H(e^{j\omega_1}) \right|^2 = 0 \tag{3.98}$$

Por otro lado, y de acuerdo al funcionamiento del filtro *notch*, (3.98) se cumple para $\omega_0 = \omega_1$, por lo que minimizar la función J respecto del

parámetro θ_1 , permite sintonizar el filtro a la frecuencia del armónico de la señal de entrada.

Puede demostrarse que la solución $J=0$ puede llevarse a cabo mediante (3.99) [132].

$$\frac{\partial A(e^{j\omega_1})}{\partial \theta_1} + \frac{\partial A(e^{-j\omega_1})}{\partial \theta_1} = 0 \quad (3.99)$$

Teniendo en cuenta (3.100), es posible afirmar que (3.99) se cumple cuando $\omega_0 = \omega_1 = \theta_1 + \frac{\pi}{2}$, lo que permite afirmar que la función J tiene un solo mínimo, y que este se obtiene cuando el parámetro θ_1 se adapta de manera que el filtro se encuentra sintonizado a la frecuencia de la señal sinusoidal de entrada, ω_1 .

$$\frac{\partial A(z)}{\partial \theta_1} = \cos(\theta_1) \cos^2(\theta_2) \theta_2 \frac{z^{-1}(1-z^{-2})}{(1+\sin(\theta_1)[1+\sin(\theta_2)]z^{-1} + \sin(\theta_2)z^{-2})^2} \quad (3.100)$$

Para optimizar la función definida en (3.96), se empleará la técnica LMS basada en el algoritmo *Gradient Descent* (GD) para adaptar el parámetro θ_1 , de acuerdo a (3.101), donde la derivada parcial de la señal de salida respecto del parámetro θ_1 se deduce en (3.102).

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu y(n) \frac{\partial y(n)}{\partial \theta_1} \quad (3.101)$$

$$\frac{\partial y(n)}{\partial \theta_1} = \frac{\cos(\theta_1) \cos^2(\theta_2)}{2} z^{-1} \frac{1-z^{-2}}{(1+\sin(\theta_1)[1+\sin(\theta_2)]z^{-1} + \sin(\theta_2)z^{-2})^2} u(n) \quad (3.102)$$

Operando en (3.102) es posible encontrar una representación gráfica de la estimación de la derivada parcial, según se muestra en la Figura 3-27, cuya secuencia de programación queda reflejada en la TABLA 3-II.

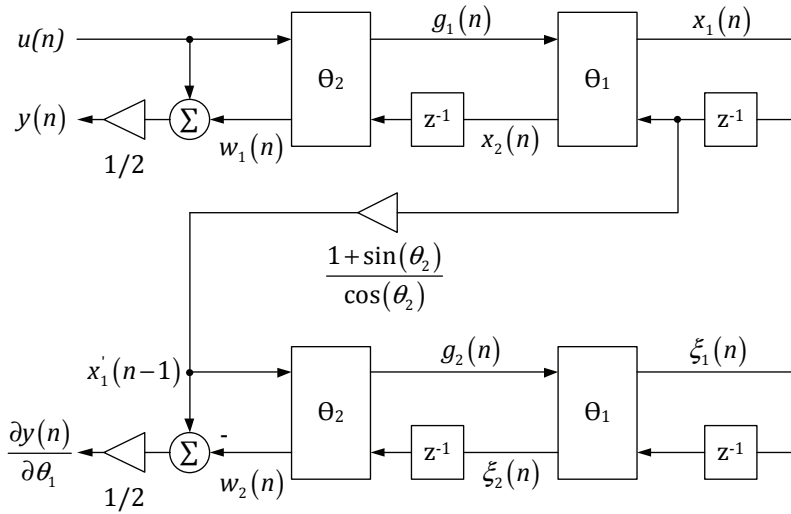


Figura 3-27. Filtro IIR-Lattice adaptativo.

TABLA 3-II. Programación del algoritmo LMS en estructura Lattice.

Cálculo de parámetros del filtro
$\begin{bmatrix} g_1(n) \\ w_1(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & -\sin(\theta_2) \\ \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(n) \\ x_2(n-1) \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1(n)) & -\sin(\theta_1(n)) \\ \sin(\theta_1(n)) & \cos(\theta_1(n)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(n) \\ x_1(n-1) \end{bmatrix}$
$y(n) = \frac{1}{2} [u(n) + w_1(n)]$
Cálculo de parámetros del estimador
$\begin{bmatrix} g_2(n) \\ w_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & -\sin(\theta_2) \\ \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1'(n-1) \\ \xi_2'(n-1) \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} \xi_1(n) \\ \xi_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1(n)) & -\sin(\theta_1(n)) \\ \sin(\theta_1(n)) & \cos(\theta_1(n)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_2(n) \\ \xi_1(n-1) \end{bmatrix}$
$\nabla_{\theta_1}(n) = \frac{1}{2} [x_1'(n-1) - w_2(n)]$
$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu y(n) \nabla_{\theta_1}(n)$

Finalmente, es importante destacar que existe una programación simplificada del algoritmo de la TABLA 3-II, la cual se muestra en la TABLA 3-III, que ofrece un rendimiento mejor para anchos de banda estrechos del filtro *notch*, tal y como se recoge en [132].

TABLA 3-III. Secuencia de programación simplificada del algoritmo LMS en estructura *Lattice*.

Cálculo de parámetros del filtro
$\begin{bmatrix} g_1(n) \\ w_1(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & -\sin(\theta_2) \\ \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(n) \\ x_2(n-1) \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1(n)) & -\sin(\theta_1(n)) \\ \sin(\theta_1(n)) & \cos(\theta_1(n)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(n) \\ x_1(n-1) \end{bmatrix}$
$y(n) = \frac{1}{2} [u(n) + w_1(n)]$
Cálculo de parámetros del estimador
$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu y(n) x_1(n-1)$

3.5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Se ha llevado a cabo la simulación de los distintos algoritmos adaptativos expuestos en el apartado anterior, para una señal de entrada sinusoidal cuya frecuencia inicial es $f_0=100\text{Hz}$. Transcurrido un determinado tiempo, la frecuencia de dicha señal varía a $f_1=120\text{Hz}$, por lo que el filtro adaptativo debe adaptar sus parámetros de manera que la señal de salida sea próxima a cero.

Para el filtro en forma directa, se han elegido los parámetros de diseño iniciales mostrados en la TABLA 3-IV.

En dicha tabla, ρ es constante, y define el ancho de banda del filtro, en este caso de 20Hz, mientras que b_1 (*inicial*) hace referencia al valor inicial del coeficiente, y fija la frecuencia inicial a la que se sintoniza el

filtro. En la Figura 3-28 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro cuando la señal de entrada tiene una frecuencia igual a la frecuencia a la que se ha sintonizado el mismo, en este caso 100Hz. Esta respuesta en frecuencia variará cuando lo haga b_1 , cuya variación depende a su vez de que el algoritmo de adaptación detecte una variación de frecuencia en la señal de entrada. El parámetro μ es constante y se diseña para obtener una determinada velocidad de respuesta en el ajuste de b_1 asegurando la estabilidad durante el proceso de adaptación.

TABLA 3-IV. Parámetros de ajuste del filtro *notch* adaptativo en forma directa.

b_1 (inicial)	-1.998458072
ω_0	$2\pi 100$ rad/s
ρ	0.998430436
BW	20 Hz
μ	$1e-5$

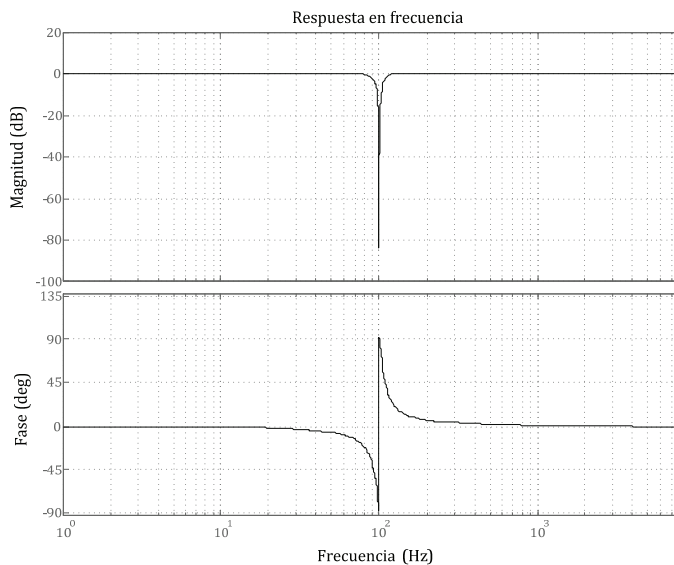


Figura 3-28. Respuesta en frecuencia del filtro *notch* en forma directa.

En la Figura 3-29 se muestra la respuesta temporal de la señal $u(n)$, junto con la salida del filtro adaptativo, $y(n)$. En $t=0.3s$ se ha variado la

frecuencia de $u(n)$ desde $f_0=100\text{Hz}$ hasta $f_1=120\text{Hz}$, comprobándose que el filtro adaptativo es capaz de eliminar la componente sinusoidal automáticamente en un tiempo inferior a 100ms.

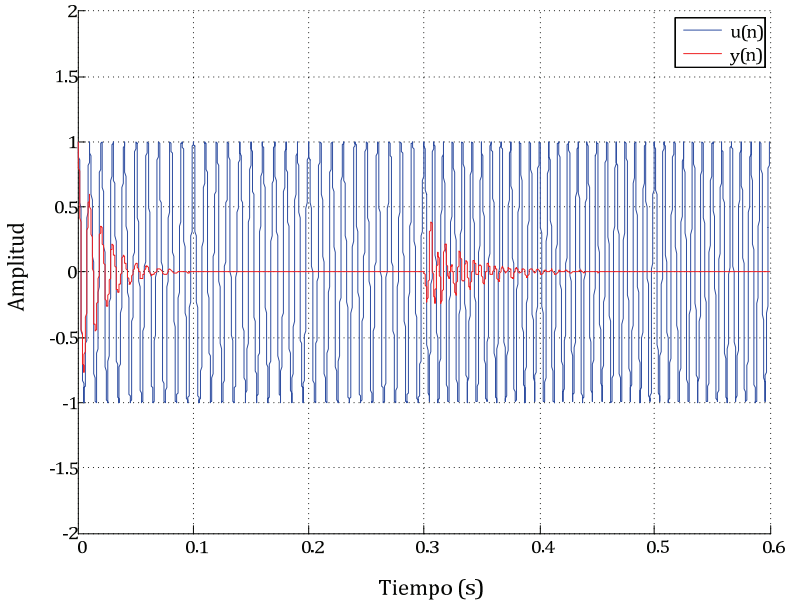


Figura 3-29. Entrada al filtro adaptativo, $u(n)$ (azul) y salida del filtro adaptativo, $y(n)$ (rojo).

Para el filtro en forma *Lattice* programado de acuerdo a la TABLA 3-II, se han elegido los parámetros de diseño iniciales mostrados en la TABLA 3-V. En dicha tabla, θ_2 es constante, y define el ancho de banda del filtro, en este caso de 20Hz, mientras que θ_1 (*inicial*) hace referencia al valor inicial del coeficiente, y fija la frecuencia inicial a la que se sintoniza el filtro.

TABLA 3-V. Parámetros de ajuste del filtro *Lattice-Notch* adaptativo.

$\theta_1(\text{inicial})$	-1.531526418
ω_0	$2\pi 100$ rad/s
θ_2	1.445132620
<i>BW</i>	20 Hz
μ	$1e-4$

En la Figura 3-30 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro cuando la señal de entrada tiene una frecuencia igual a la frecuencia a la que se ha sintonizado el mismo, en este caso 100Hz.

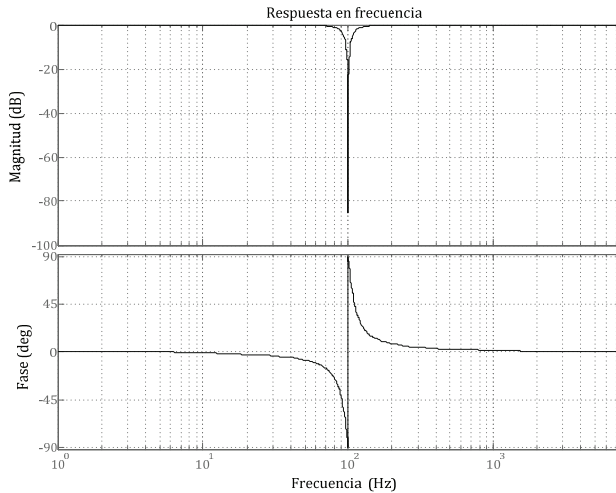


Figura 3-30. Respuesta en frecuencia del filtro *Lattice-Notch*.

Esta respuesta en frecuencia variará cuando lo haga θ_1 , cuya variación depende a su vez de que el algoritmo de adaptación detecte una variación de frecuencia en la señal de entrada. El parámetro μ es constante y se diseña para obtener una determinada velocidad de respuesta en el ajuste de θ_1 , asegurando la estabilidad durante el proceso de adaptación.

En la Figura 3-31 se muestra la respuesta en el tiempo de la señal de entrada, $u(n)$, junto con la salida del filtro adaptativo, $y(n)$, donde en $t=0.3s$ se ha variado la frecuencia de la señal $u(n)$ desde $f_0=100\text{Hz}$ hasta $f_1=120\text{Hz}$. Se comprueba que el filtro adaptativo es capaz de eliminar la componente sinusoidal automáticamente un tiempo inferior a 100ms.

Para el filtro en forma *Lattice* programado de manera simplificada de acuerdo a la TABLA 3-III, se han elegido los mismos parámetros iniciales de diseño mostrados en la TABLA 3-V, que dan como resultado la respuesta en frecuencia de la Figura 3-30, cuando la frecuencia de entrada del filtro se corresponde con la frecuencia a la que el mismo se encuentra inicialmente sintonizado, en este caso 100Hz.

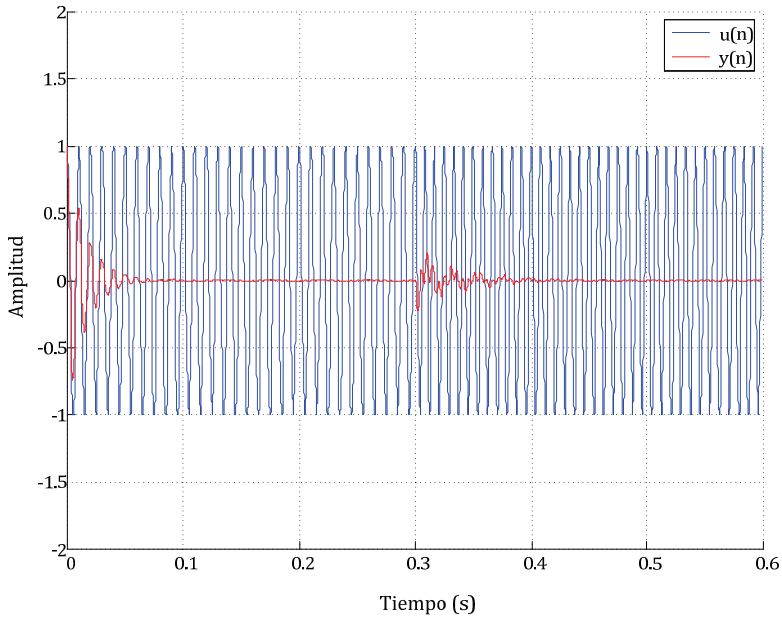


Figura 3-31. Entrada al filtro adaptativo, $u(n)$ (azul) y salida del filtro *Lattice-Notch* adaptativo, $y(n)$ (rojo).

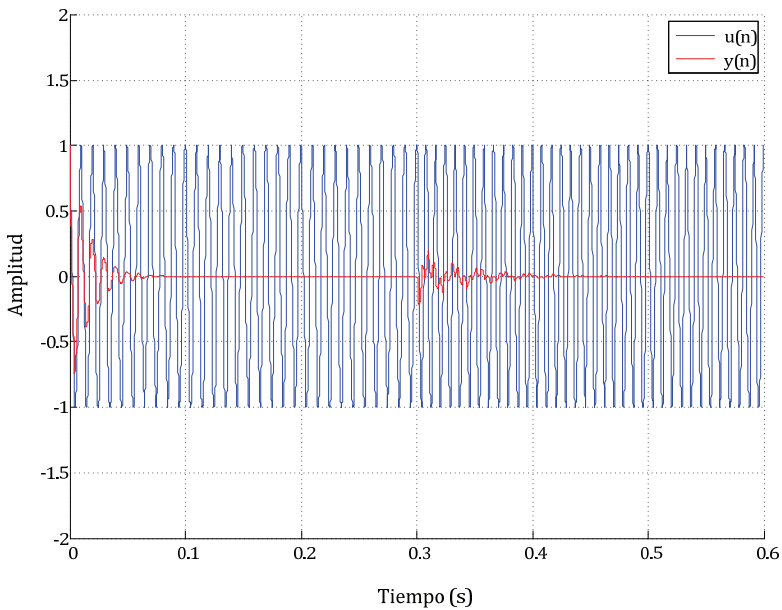


Figura 3-32 Entrada al filtro adaptativo, $u(n)$ (azul) y salida del filtro *Lattice-Notch* adaptativo simplificado, $y(n)$ (rojo).

En la Figura 3-32 se muestra la respuesta temporal de $u(n)$ e $y(n)$. En $t=0.3s$ se ha variado la frecuencia de la señal $u(n)$ desde $f_0=100Hz$ hasta $f_1=120Hz$, quedando eliminada la componente sinusoidal de la salida.

3.6. CONCLUSIONES

Tal y como se ha expuesto en apartados anteriores, es posible obtener un filtro *notch* digital capaz de eliminar de manera selectiva una frecuencia determinada contenida en la señal de entrada al mismo. Dicho filtro *notch* puede ser implementado mediante topología FIR o IIR, mientras que la adaptación de coeficientes se obtiene aplicando el algoritmo recursivo LMS.

Se ha optado por el empleo de filtros *notch* IIR para el filtrado selectivo de armónicos que se desarrollará a continuación, debido fundamentalmente, a los siguientes motivos:

- Los filtros FIR presentan problemas para cancelar frecuencias bajas, en general muy alejadas de la frecuencia de muestreo, tal y como se muestra en la Figura 3-15. Este problema puede solucionarse aumentando el número de coeficientes, lo que implica un coste computacional elevado en comparación con los filtros IIR. Otra solución consiste en hacer coincidir los armónicos que se pretenden cancelar con los puntos singulares de la ecuación β/M , la cual se deduce a partir de (3.55), y cuya representación gráfica se muestra en la Figura 3-15. No obstante, para obtener una buena respuesta junto con un orden reducido del filtro, es necesario submuestrear la señal a filtrar, lo que puede no resultar aceptable en la estrategia de control del convertidor electrónico.

- Las técnicas ANC mediante filtro FIR necesitan una referencia para llevar a cabo el filtrado selectivo de la señal de entrada, al contrario de lo que sucede con el filtro *notch* IIR.

- El empleo de un filtro *Lattice-Notch* IIR basado en filtros paso-todo es inherentemente estable, y permite obtener tanto un filtro

rechazo-banda como un filtro paso-banda selectivo a partir de la misma estructura. Esto resulta muy útil para obtener reguladores PR, tal y como se expondrá en apartados posteriores.

- Debido a la diferencia en el número de coeficientes, el coste computacional de un filtro IIR es menor que su equivalente FIR.

En lo que se refiere a la estructura IIR empleada, puede concluirse lo siguiente:

- El algoritmo LMS aplicado al filtro *notch* IIR en forma directa es sencillo de implementar, y resulta estable si se limita el rango de convergencia del parámetro de ajuste.

- El filtro *Lattice-Notch* IIR es inherentemente estable, por lo que se soluciona el problema fundamental de la estructura IIR.

- El algoritmo LMS aplicado al filtro *Lattice-Notch* IIR resulta algo más complejo que el aplicado al filtro *notch* IIR en forma directa, dado que implica el cálculo de un seno y un coseno, cuando se emplea la forma simplificada.

- Los ajustes del ancho de banda y de la frecuencia de *notch* del filtro *Lattice-Notch* IIR son mutuamente independientes, al contrario de lo que sucede en el filtro *notch* IIR en forma directa. Por otro lado, la ganancia en la banda pasante no depende del ancho de banda en el primer caso.

- El empleo de la estructura *Lattice-Notch* IIR basada en un filtro paso-todo permite implementar fácilmente un regulador PR, lo cual resulta especialmente importante para el control de inversores fotovoltaicos, tal y como se mostrará en apartados posteriores.

CAPÍTULO 4

Filtrado Adaptativo aplicado a un SRF-PLL

CAPÍTULO 4. FILTRADO ADAPTATIVO APLICADO A UN SRF-PLL

4.1. MODELADO Y CONTROL DEL SRF-PLL

La sincronización con la red eléctrica mediante el empleo de SRF-PLL es el método más ampliamente empleado en la actualidad [7], [38], [108], por lo que en este apartado se estudiará en detalle el modelado y control del mismo [115], [159].

El PLL está basado en la proyección de las tensiones de la red eléctrica en un marco de referencia síncrono, tal y como se muestra en la Figura 4-1.

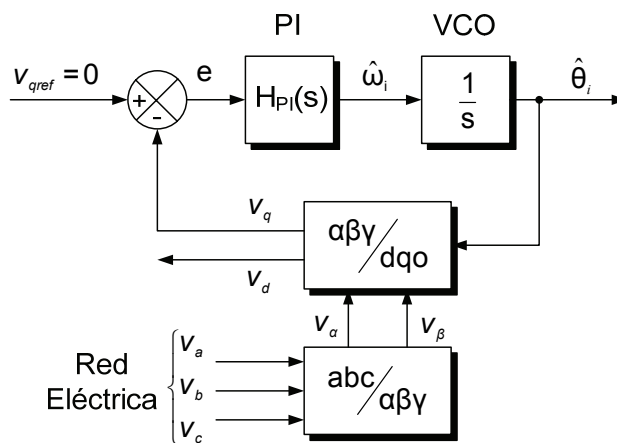


Figura 4-1. Diagrama de bloques de un SRF-PLL.

El lazo de control de la variable V_q incluye el regulador PI descrito en (4.1), y un *Voltage Controller Oscillator* (VCO), representado como un integrador, que permitirá alcanzar en régimen permanente la referencia

$V_{qref}=0$. De esta manera, cuando se produce un transitorio en la frecuencia o la fase de la red eléctrica, el sistema responde de manera que el SRF descrito en la Figura 4-2 a) converge al descrito en la Figura 4-2 b). Una vez que se alcanza este estado, el ángulo estimado, $\hat{\theta}_i$, es igual al ángulo de la red eléctrica, θ_i , y el SRF se encuentra girando a la frecuencia de la misma, $\hat{\omega}_i$.

$$H_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \tag{4.1}$$

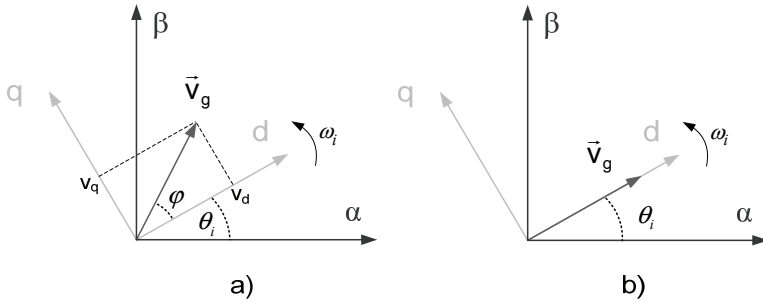


Figura 4-2. Sincronización con la red eléctrica mediante SRF-PLL, a) en el inicio del transitorio y b) en régimen permanente.

Para llevar a cabo el control lineal del SRF-PLL, deben encontrarse las expresiones en pequeña señal de v_q , e y $\hat{\omega}_i$.

Definiendo:

$$\vec{v}_g(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_g \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

$$\vec{v}_g^s = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \vec{v}_g \quad (4.3)$$

$$\vec{v}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_i) & \sin(\hat{\theta}_i) \\ -\sin(\hat{\theta}_i) & \cos(\hat{\theta}_i) \end{bmatrix} \cdot \vec{v}_g^s \quad (4.4)$$

Y operando con (4.2), (4.3) y (4.4), se obtiene la siguiente expresión:

$$v_q = \sqrt{\frac{3}{2}} V_g \cdot \sin(\theta_i - \hat{\theta}_i) \quad (4.5)$$

Donde la expresión $(\theta_i - \hat{\theta}_i)$ hace referencia a la diferencia entre el ángulo real, θ_i , y el estimado, $\hat{\theta}_i$.

A partir de (4.5) y de la Figura 4-1, pueden hallarse las ecuaciones que describen el error, y la pulsación estimada.

$$e = -v_q = -E_g \cdot \sin(\delta) \quad \begin{cases} E_g = \sqrt{\frac{3}{2}} V_g \\ \delta = \theta_i - \hat{\theta}_i \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\hat{\omega}_i = e \cdot H_{pl} = \frac{d\hat{\theta}_i}{dt} \quad (4.7)$$

$$\delta = \Delta + \tilde{\delta} \quad (4.8)$$

Donde Δ representa el punto de funcionamiento y $\tilde{\delta}$ las variaciones en torno al mismo. Suponiendo, es posible linealizar (4.6) en torno a este punto de funcionamiento, obteniendo (4.9).

$$e = -E_g \cdot (\theta_i - \hat{\theta}_i) \quad (4.9)$$

Finalmente, y aplicando la transformada de Laplace a (4.7) y (4.9), es posible deducir las funciones de transferencia (4.10), (4.11) y (4.12), mediante las cuales se obtiene el diagrama de bloques de la Figura 4-3.

$$\frac{e}{\theta_i - \hat{\theta}_i} = -E_g \quad (4.10)$$

$$\frac{\hat{\omega}_m}{e} = H_{PI} \quad (4.11)$$

$$\frac{\hat{\theta}_i}{\tilde{\omega}_i} = \frac{1}{s} \quad (4.12)$$

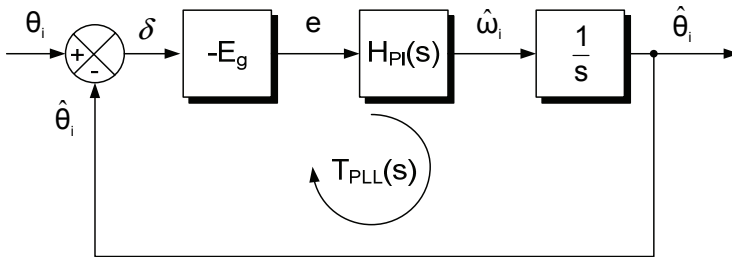


Figura 4-3. Diagrama de bloques de un SRF-PLL.

Donde:

$$E_g = \sqrt{\frac{3}{2}} V_g \quad (4.13)$$

$$H_{PI}(s) = -K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.14)$$

$$T_{PLL}(s) = -E_g \cdot H_{PI}(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (4.15)$$

El estudio del lazo abierto $T_{PLL}(s)$ permite ajustar el controlador $H_{PI}(s)$ para asegurar la estabilidad y conseguir el comportamiento dinámico deseado. Por otro lado, es importante destacar que el sistema debe ser tipo 2, dado que la referencia, θ_i , es una señal tipo rampa.

El circuito linealizado en torno al punto de funcionamiento para el caso general en que $v_{qref} \neq 0$ puede ser descrito de acuerdo a la Figura 4-4 [116], en la que se han tenido en cuenta las posibles perturbaciones en la señal v_q . Suponiendo que el PLL es lineal, puede estudiarse la respuesta en lazo cerrado del sistema, $G_{lcPLL}(s)$, de acuerdo a (4.16), a partir de la Figura 4-5, así como el rechazo frente a perturbaciones en la estimación de la fase, $G_{\theta_p}(s)$, de acuerdo a (4.17), a partir de la Figura 4-6. Tal y como se estudiará más adelante, la función de transferencia descrita en (4.17) permitirá estudiar el efecto en la estimación de la fase de la red eléctrica de los posibles armónicos y/o desequilibrio en la misma.

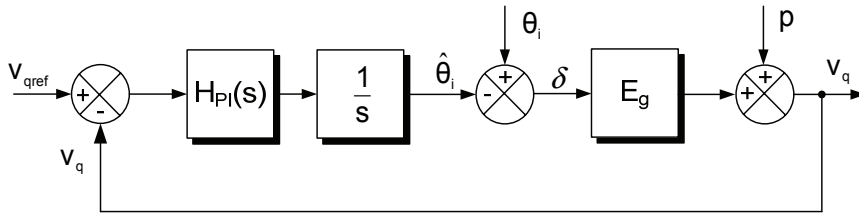


Figura 4-4. Modelo en pequeña señal del PLL para $v_{qref} \neq 0$.

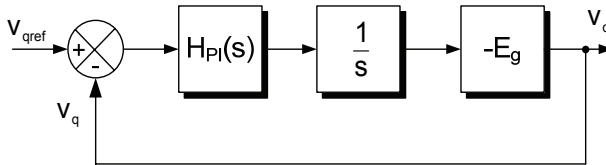


Figura 4-5. Estudio del lazo cerrado.

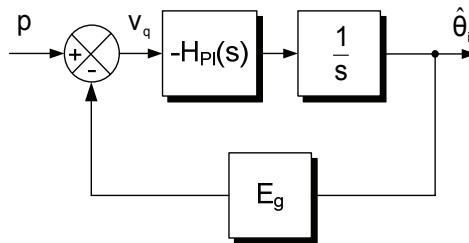


Figura 4-6. Rechazo frente a perturbaciones en v_q .

$$G_{ic_{PLL}}(s) = \frac{v_q}{v_{qref}} = \frac{T_{PLL}(s)}{1 + T_{PLL}(s)} \quad (4.16)$$

$$G_{\theta_{-p}}(s) = \frac{\hat{\theta}}{p} = \frac{1}{E_g} \frac{T_{PLL}(s)}{1 + T_{PLL}(s)} \quad (4.17)$$

Para realizar el ajuste del regulador del SRF-PLL, se empleará el diagrama de bloques que modela el mismo en pequeña señal que se muestra en la Figura 4-7, donde se ha tenido en cuenta la ganancia de sensado, β_v , y el filtro *anti-aliasing*, $H_{AA}(s)$, que afectan a la ganancia del PLL. La función de transferencia de $H_{AA}(s)$ se muestra en (4.18).

$$H_{AA}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (4.18)$$

$$E'_g(s) = -E_g \cdot \beta_v \cdot H_{AA}(s) \quad (4.19)$$

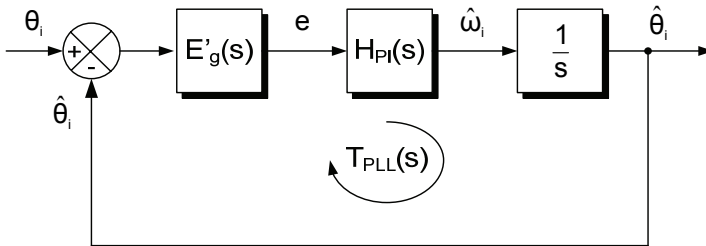


Figura 4-7. Modelo en pequeña señal de un SRF-PLL con ganancia de sensado.

A partir de los datos de diseño mostrados en la TABLA 4-I, puede estudiarse la ganancia en lazo abierto, $T_{PLL}(s)$, de acuerdo a la expresión (4.20), mediante la cual es posible ajustar el regulador $H_{PI}(s)$ descrito en (4.1) con los parámetros de la TABLA 4-II.

$$T_{PLL}(s) = E'_g(s) \cdot H_{PI}(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (4.20)$$

TABLA 4-I. Datos de diseño para el SRF-PLL.

V_g	188 V
f_m	16000 Hz
ω_c	$2 \cdot \pi \cdot 8000$ rad/s
ξ	1.4
β_v	$2.5 \cdot 10^{-3}$

TABLA 4-II. Parámetros de ajuste de H_{PI} y margen de ganancia y de fase.

K_p	1114
K_i	63
$PM - f$	$82.3^\circ - 99.7$ Hz
$GM - f$	47.1 dB - 8000 Hz

El ajuste de dicho regulador se ha llevado a cabo mediante MATLAB®, obteniéndose el resultado para la ganancia de lazo, $T_{PLL}(s)$ mostrado en la Figura 4-8.

La respuesta en lazo cerrado de acuerdo a la Figura 4-5 y descrita en (4.16) se muestra en la Figura 4-9, donde se aprecia un buen seguimiento de la consigna, $v_{qref}=0$, debido a la acción integral del regulador PI, con un ancho de banda cercano a los 100Hz, que permite obtener un tiempo de establecimiento de $t_{es}=28ms$, tal y como se comprueba en la Figura 4-10.

Tras implementar el SRF-PLL en PSIM®, se ha obtenido el resultado mostrado en la Figura 4-11 para una frecuencia de $f_{red}=50Hz$, donde se aprecia que la estimación de la fase es correcta, con un valor de $v_q=0$, tal y como cabía esperar. Por otro lado, en la Figura 4-12 se muestra el resultado de la simulación para una variación de la frecuencia de red de un 10%, donde se comprueba que la variable v_q se anula en el tiempo de establecimiento descrito anteriormente.

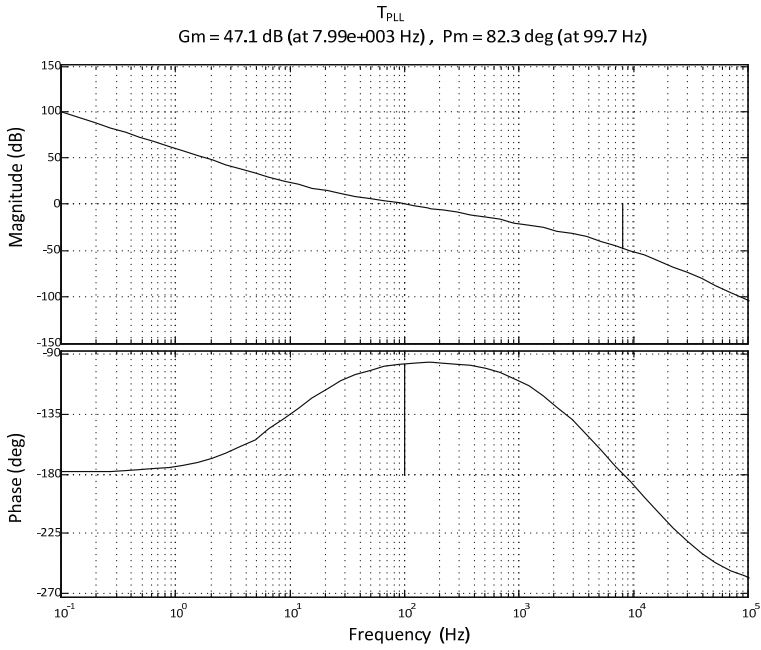


Figura 4-8. Ganancia de lazo $T_{PLL}(s)$.

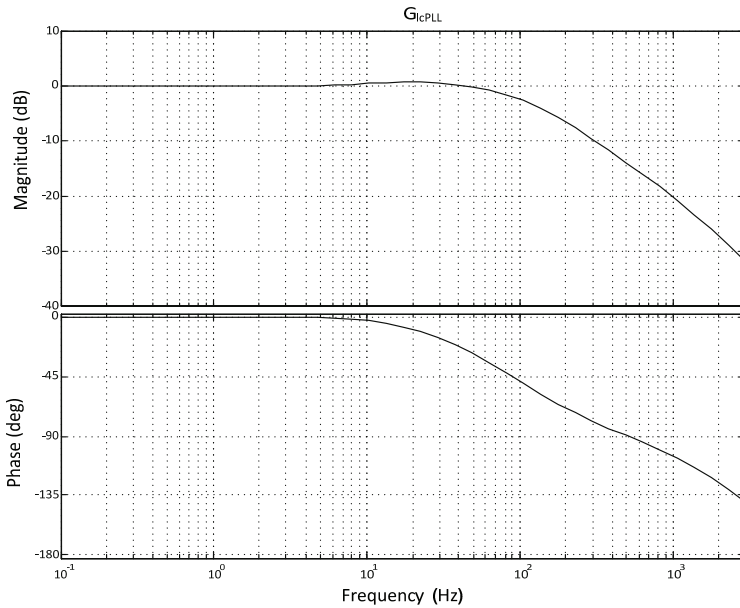


Figura 4-9. Ganancia de lazo cerrado $G_{1cpll}(s)$.

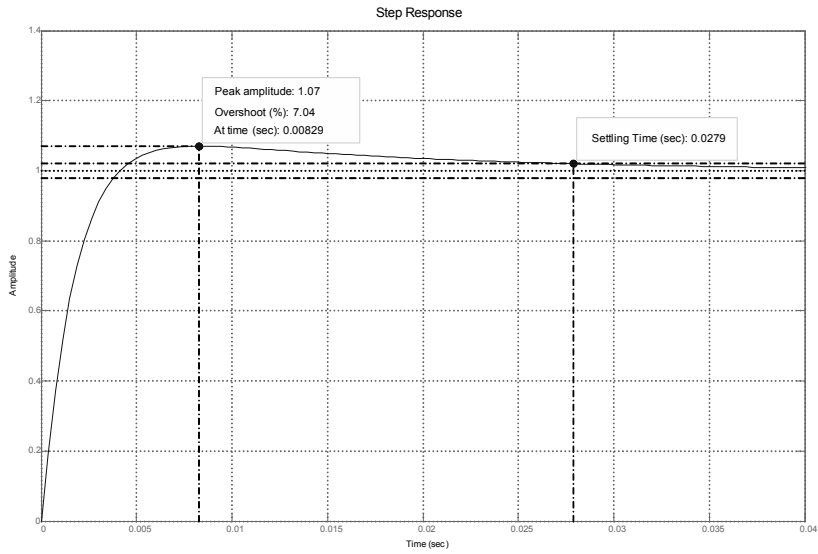


Figura 4-10. Respuesta frente a escalón del SRF-PLL.

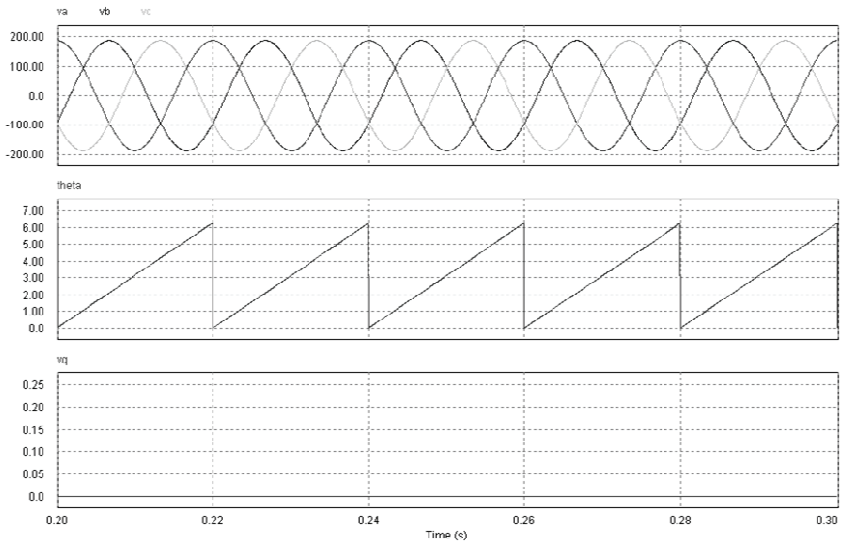


Figura 4-11. Respuesta en el dominio del tiempo del SRF-PLL.

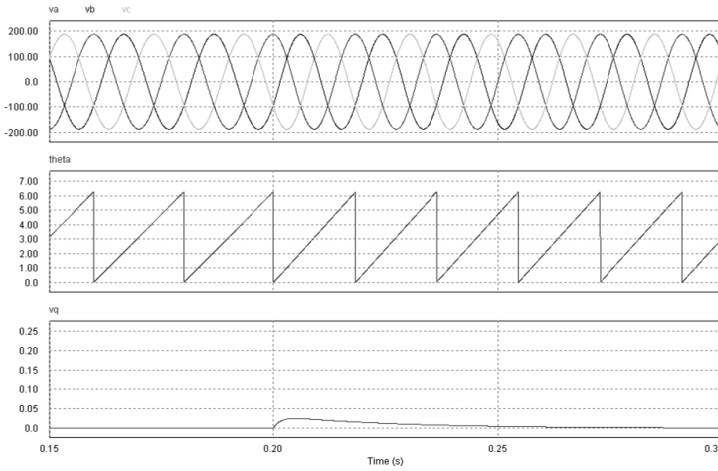


Figura 4-12. Respuesta en el dominio del tiempo del SRF-PLL frente a variaciones en la frecuencia de red.

4.2. ERRORES DE ESTIMACIÓN DEL SRF-PLL

Tal y como se demostrará más adelante, tanto los desequilibrios como la distorsión armónica en la red eléctrica introducen errores en la estimación de la fase. Esto tiene un efecto pernicioso sobre el control del inversor debido a que la referencia de corriente viene determinada por la matriz de rotación descrita en (4.21), donde $\hat{\theta}_i$ es el ángulo estimado por el SRF-PLL [115]-[117].

$$T_{dq/\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_i) & -\sin(\hat{\theta}_i) \\ \sin(\hat{\theta}_i) & \cos(\hat{\theta}_i) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

En efecto, para el control en el StRF mediante reguladores PR mostrado en la Figura 4-13, la referencia de corriente es transformada desde el SRF hasta el StRF mediante el bloque $dq/\alpha\beta$, cuya expresión matemática es la matriz de rotación descrita en (4.21) [38]. Teniendo en cuenta (4.22), (4.23) y (4.24), dicha rotación puede describirse de acuerdo a la Figura 4-14, por lo que el vector i_{red}^{*s} resulta un fasor cuya amplitud

depende del valor de la referencia proporcionada por el lazo de control de la tensión en el panel, i_d^* , y cuya fase depende de la fase estimada por el SRF-PLL, tal y como se muestra en (4.25).

$$\vec{i}_{dq}^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

$$\vec{i}_{red}^{*s} = \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* \cos(\hat{\theta}_i) \\ i_d^* \sin(\hat{\theta}_i) \end{bmatrix} \tag{4.23}$$

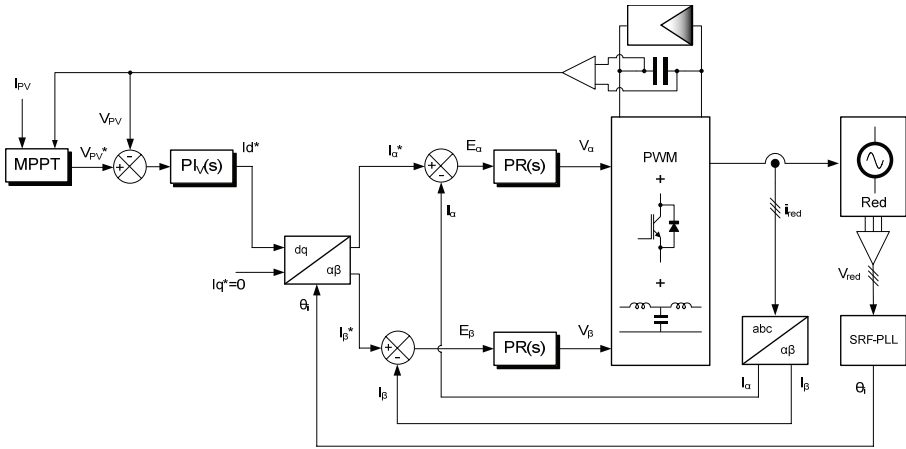


Figura 4-13. Control en el StRF mediante PR.

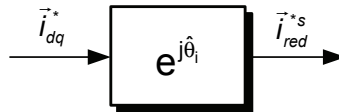


Figura 4-14. Proyección en el StRF desde el SRF.

$$T_{dq/\alpha\beta} \rightarrow e^{j\hat{\theta}_i} \tag{4.24}$$

$$\vec{i}_{red}^{*s} = i_d^* e^{j\hat{\theta}_i} \tag{4.25}$$

A partir de (4.25) se deduce que la estimación de la fase de la red eléctrica, $\hat{\theta}_i$, resulta de vital importancia para obtener un factor de potencia unitario y una baja distorsión armónica. Efectivamente, suponiendo el error de estimación de $\hat{\theta}_i$ descrito en (4.26), donde P_θ es una perturbación en la estimación de la fase, la proyección de la referencia en el SRF sobre el StRF se realiza según (4.27), donde se observa que la referencia se encuentra distorsionada por el error de estimación del PLL.

$$\hat{\theta}_i = \theta_i + P_\theta \quad (4.26)$$

$$\vec{i}_{red}^{*s} = i_d^* e^{j\hat{\theta}_i} = i_d^* e^{j\theta_i + P_\theta} \quad (4.27)$$

4.2.1. Desequilibrio en la Red Eléctrica

Para demostrar el efecto de un desequilibrio en la red eléctrica en la estimación de la fase de la misma, se define el sistema desequilibrado en el NRF descrito en (4.28), donde β y γ son constantes [115], [117].

Aplicando la proyección en el SRF del sistema desequilibrado mediante (4.29), se obtiene la expresión (4.30) para la componente v_q , donde se ha supuesto que $\hat{\theta}_i \approx \theta_i \rightarrow \theta_i + \hat{\theta}_i \approx 2\theta_i$.

$$\vec{v}_g = V_g \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) \\ (1 + \beta) \cdot \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ (1 + \gamma) \cdot \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$T_{abc/dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_i) & \cos\left(\hat{\theta}_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\hat{\theta}_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\hat{\theta}_i) & -\sin\left(\hat{\theta}_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\hat{\theta}_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$v_q = E_g \delta + E_g \frac{(\gamma + \beta)}{3} \delta + E_g \frac{(\gamma - \beta)}{2\sqrt{3}} \cos(2\theta_i) + E_g \frac{(\gamma + \beta)}{6} \sin(2\theta_i) \quad (4.30)$$

$$E_g = \sqrt{\frac{3}{2}} V_g \quad (4.31)$$

$$\delta = \theta_i - \hat{\theta}_i \quad (4.32)$$

Se comprueba que si no existe desequilibrio ($\gamma = \beta = 0$), la ecuación (4.30) puede expresarse de acuerdo a (4.33), de donde se deduce (4.34). De acuerdo a este resultado, para que la estimación del ángulo sea correcta, es preciso que la componente $v_q = 0$, por lo que la referencia del lazo cerrado de control de la componente q debe ser $v_q^* = 0$, tal y como se indica en la Figura 4-4.

$$\gamma = \beta = 0 \rightarrow v_q = E_g \delta \quad (4.33)$$

$$\left. \begin{array}{l} \theta_i = \frac{v_q}{E_g} + \hat{\theta}_i \\ v_q = 0 \end{array} \right\} \theta_i = \hat{\theta}_i \quad (4.34)$$

Por otro lado, para el sistema desequilibrado, la componente v_q presenta una perturbación respecto al sistema equilibrado, descrita en (4.35) y (4.36).

$$v_q = E_g \delta + P_q \quad (4.35)$$

$$P_q = E_g \frac{(\gamma + \beta)}{3} \delta + E_g \frac{(\gamma - \beta)}{2\sqrt{3}} \cos(2\theta_i) + E_g \frac{(\gamma + \beta)}{6} \sin(2\theta_i) \quad (4.36)$$

Teniendo en cuenta (4.37), la ecuación (4.36) puede expresarse de acuerdo a (4.38), donde se observa que el desequilibrio introduce una perturbación de frecuencia $2\theta_i$ en la componente v_q .

$$a \cos(x) + b \sin(x) = r \cos(x-t) \left\{ \begin{array}{l} r = \sqrt{a^2 + b^2} \\ t = \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) \end{array} \right. \quad (4.37)$$

$$P_q = E_g \frac{(\gamma + \beta)}{3} \delta + E_g E_p \cos(2\theta_i - \phi_p) \left\{ \begin{array}{l} E_p = \sqrt{\left(\frac{(\gamma - \beta)}{2\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{(\gamma + \beta)}{6}\right)^2} \\ \phi_p = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{3}(\gamma + \beta)}{3(\gamma - \beta)}\right) \end{array} \right. \quad (4.38)$$

Tal y como se ha mostrado en párrafos anteriores, el lazo de control del SRF-PLL tiene como objetivo el seguimiento de la referencia $v_q^* = 0$. En ese caso, teniendo en cuenta que en régimen estacionario $v_q = v_q^* = 0$ y operando en (4.35), se obtiene (4.39), de donde se deduce que un desequilibrio en la red eléctrica introduce un rizado de frecuencia $2\theta_i$ en la estimación de la fase.

$$\hat{\theta}_i = \theta_i + \frac{3}{3 + \gamma + \beta} E_p \cos(2\theta_i - \phi_p) \quad (4.39)$$

En la Figura 4-15 y Figura 4-16 se observa el error cometido en la estimación de la fase de la red eléctrica para distintos valores de β y γ .

A partir de (4.38) y (4.39), se deduce que el rizado en v_q es el responsable del error en la estimación de la fase, por lo que el rechazo de las perturbaciones en v_q de frecuencia $2\theta_i$ permitiría eliminar el error de estimación que aparece en (4.39). Suponiendo que la componente v_q pueda ser convenientemente filtrada, de manera que la perturbación de frecuencia $2\theta_i$ quede totalmente atenuada, la expresión (4.38) puede reescribirse según (4.40). Sustituyendo (4.40) en (4.35), se obtiene (4.41), de donde se deduce que $\delta = 0$ para $v_q = 0$, y por lo tanto no existe error en la estimación, con independencia del desequilibrio.

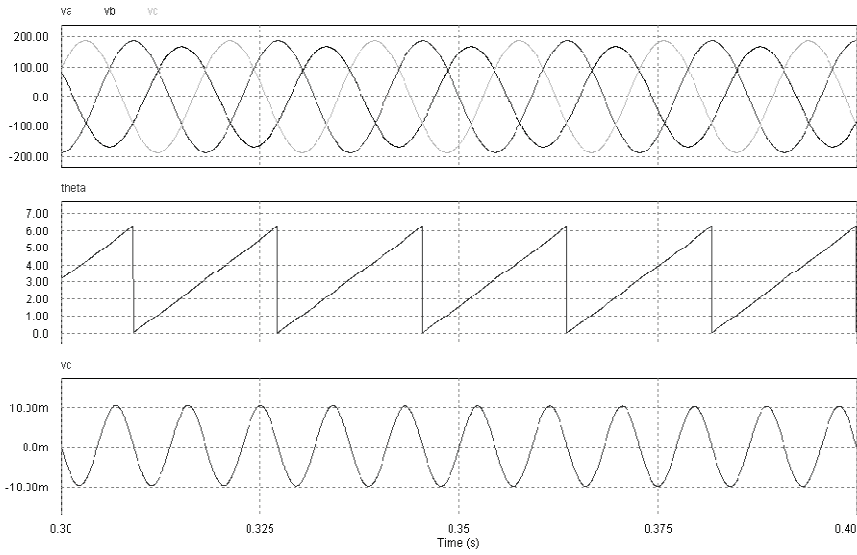


Figura 4-15. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0$.

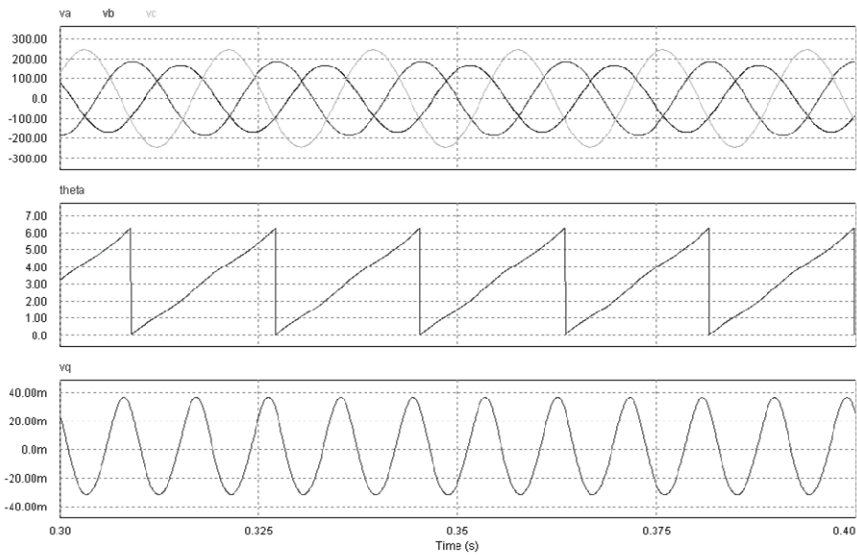


Figura 4-16. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0.3$.

$$P_q = E_g \frac{(\gamma + \beta)}{3} \delta \tag{4.40}$$

$$v_q = E_g \delta \cdot \left(1 + \frac{(\gamma + \beta)}{3} \right) \tag{4.41}$$

Para estudiar el rechazo del SRF-PLL frente a perturbaciones en v_q debidas al desequilibrio, puede emplearse el esquema de la Figura 4-6, del que se deduce (4.17). A partir de los parámetros de diseño de la TABLA 4-I y la TABLA 4-II, se obtiene el resultado de la Figura 4-17, donde se comprueba que la perturbación a $2\theta_i = 100\text{Hz}$, lejos de ser atenuada, recibe una ganancia de 2.6dB.

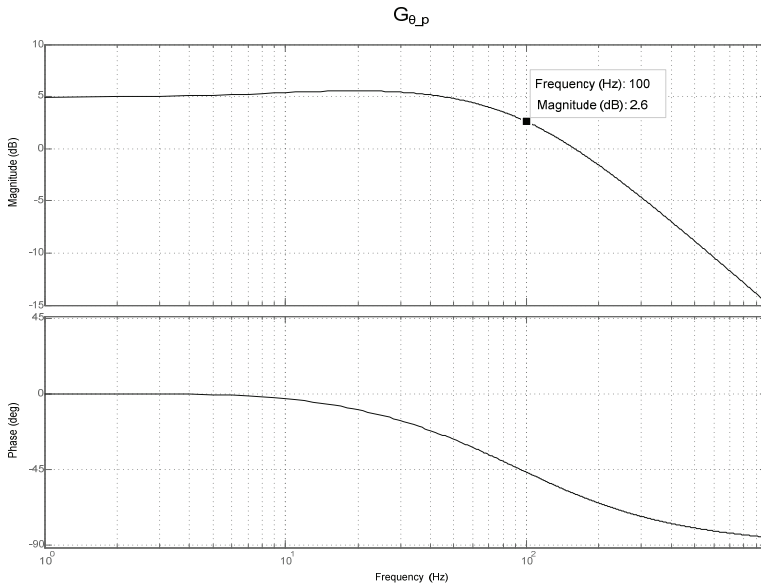


Figura 4-17. Atenuación de la perturbación en v_q .

Para conseguir una buena atenuación de la perturbación sin modificar el tipo de regulador, debe reducirse el ancho de banda del PI. Empleando los parámetros de diseño de la TABLA 4-III, se obtiene el regulador de la TABLA 4-IV, cuya respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto se muestra en la Figura 4-18, y la respuesta en frecuencia en lazo cerrado se muestra en la Figura 4-19. Este regulador permite obtener

una atenuación de la perturbación de -4.42dB, de acuerdo a la Figura 4-20. A pesar de que esta atenuación es mayor que la obtenida con el regulador original, se comprueba en la Figura 4-21 que el tiempo de establecimiento aumenta hasta $t_{es}=85ms$.

TABLA 4-III. Parámetros de diseño del SRF-PLL.

V_g	188 V
f_m	16000 Hz
ω_c	$2 \cdot \pi \cdot 8000$ rad/s
ξ	1.4
β_v	$2.5 \cdot 10^{-3}$

TABLA 4-IV. Regulador PI del SRF-PLL para mejora la atenuación de la perturbación debida a desequilibrio.

K_p	400
K_i	19
$PM - f$	$84.5^\circ - 35.6$ Hz
$GM - f$	56.1 dB - 8000 Hz

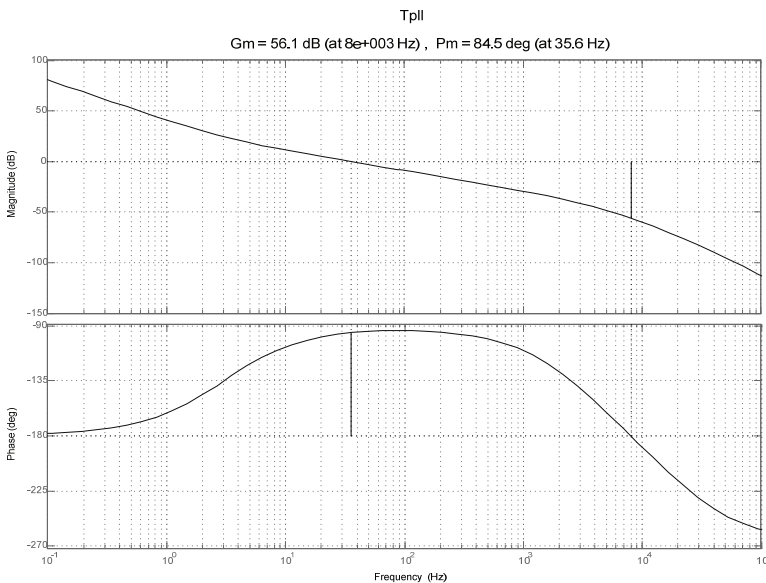


Figura 4-18. Ganancia de lazo abierto, $T_{PLL}(s)$.

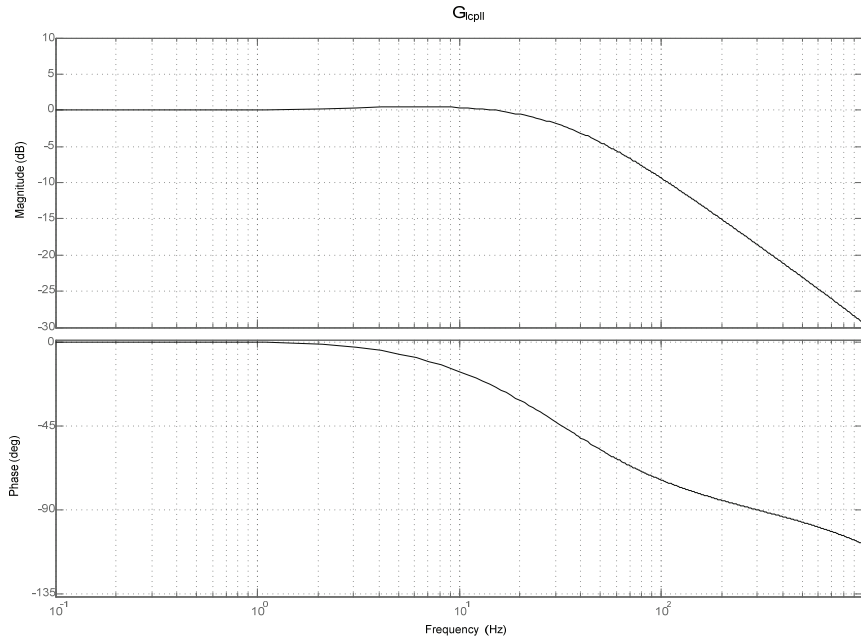


Figura 4-19. Ganancia de lazo cerrado del SRF-PLL.

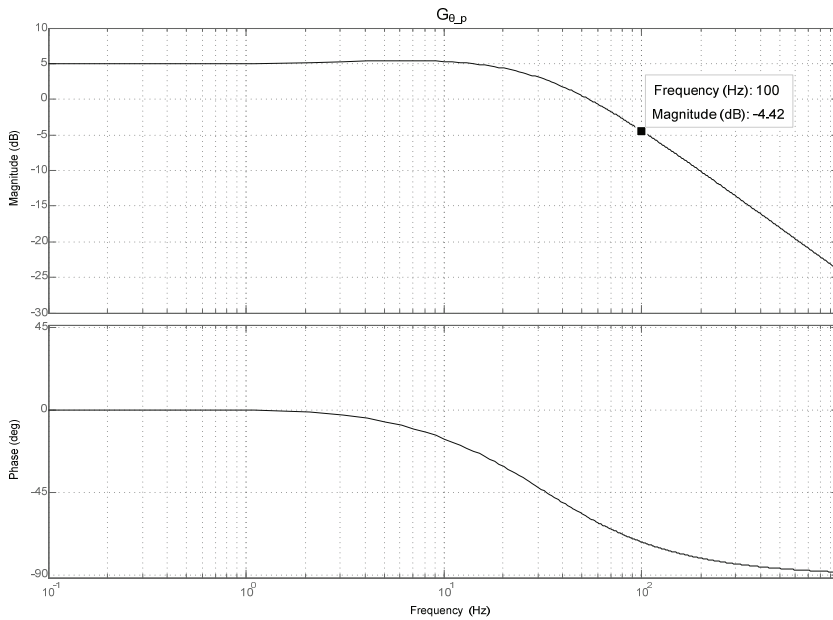


Figura 4-20. Atenuación de la perturbación en v_p .

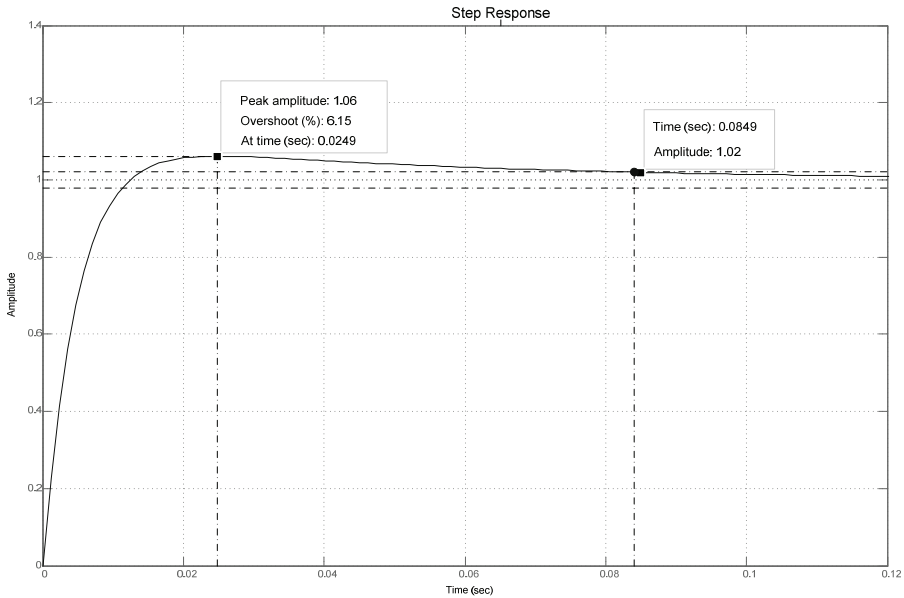


Figura 4-21. Respuesta frente a escalón del SRF-PLL.

Finalmente, en la Figura 4-22 se muestra la respuesta en el tiempo del SRF-PLL, donde se comprueba que la estimación es buena en régimen estacionario. En la Figura 4-23 se ha sometido el sistema a una variación de un 10% en la frecuencia de red, comprobándose que v_q se anula en un tiempo mucho mayor (aproximadamente el doble) que en con el regulador original. Por otro lado, en la Figura 4-24 se muestra la estimación de la fase para $\beta=-0.1$ y $\gamma=0$, mientras que en la Figura 4-25 se muestra la estimación de la fase para $\beta=-0.1$ y $\gamma=0.3$, donde se comprueba que el error cometido es menor que el mostrado en la Figura 4-16.

Tal y como se ha comprobado, el empleo de un regulador PI no permite atenuar correctamente la perturbación debida al desequilibrio manteniendo una buena respuesta dinámica. Para solucionar este problema, en apartados posteriores se propondrá el empleo de un filtro adaptativo capaz de eliminar el armónico de frecuencia $2\theta_i$ de manera selectiva, con independencia de la fase de la red eléctrica, θ_i .

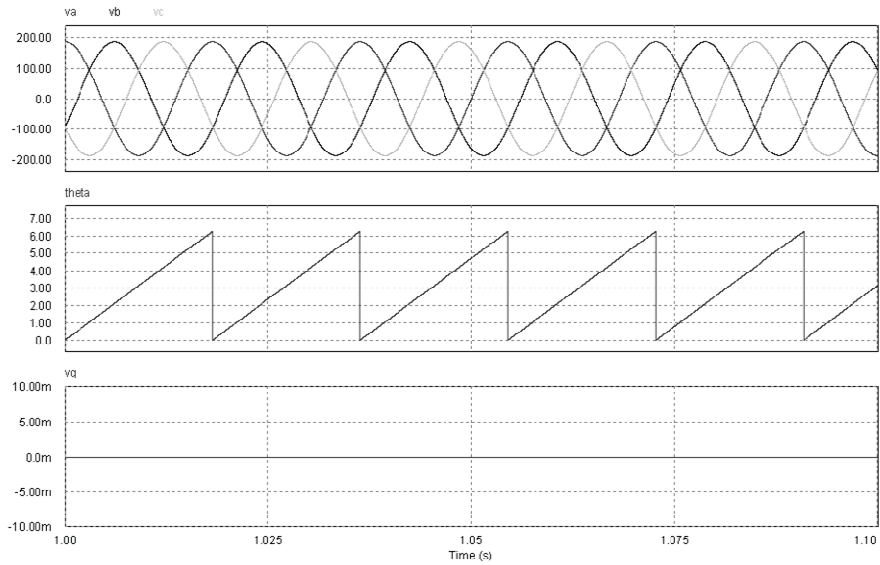


Figura 4-22. Estimación de la fase y componente v_q del SRF-PLL.

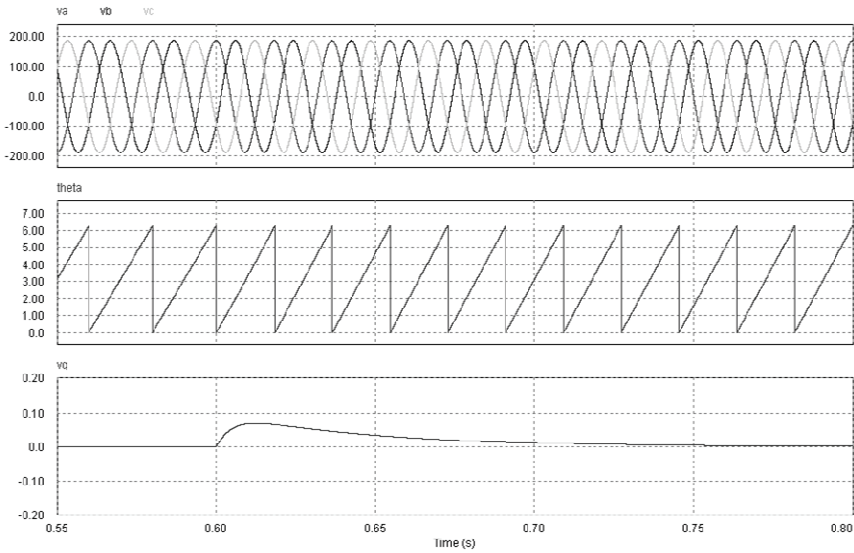


Figura 4-23. Estimación de la fase y componente v_q del SRF-PLL para una variación del 10% en la frecuencia de la red eléctrica.

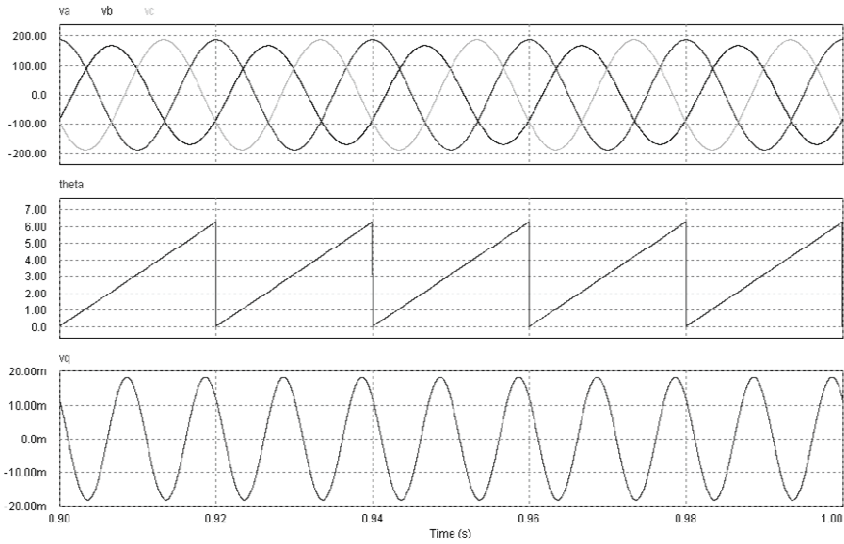


Figura 4-24. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0$.

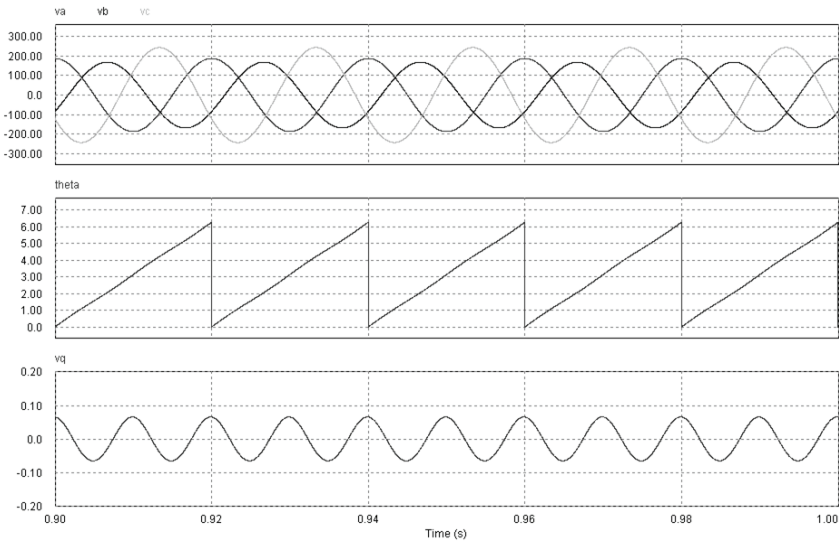


Figura 4-25. Error en la estimación de la fase para $\beta=-0.1, \gamma=0.3$.

4.2.2. Distorsión Armónica en la Red Eléctrica

En el capítulo 2 se expuso que cargas no lineales conectadas a un sistema trifásico generan armónicos de tensión impares no múltiplos de 3 (1, 5, 7, 11, 13, ...) en el punto de conexión común. Este sistema trifásico distorsionado puede modelarse de acuerdo a (4.42).

$$\bar{v}_g = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \cos(\theta_i) - V_5 \cos(5\theta_i) + V_7 \cos(7\theta_i) - V_{11} \cos(11\theta_i) + \dots \\ V_1 \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) - V_5 \cos\left(5\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + V_7 \cos\left(7\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \\ V_1 \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) - V_5 \cos\left(5\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + V_7 \cos\left(7\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \dots \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Aplicando la transformada (4.29) a (4.42), y suponiendo que $\hat{\theta}_i \approx \theta_i$, se obtiene la proyección del sistema trifásico distorsionado en el SRF descrito en (4.43), (4.44) y (4.45), donde se comprueba que la componente v_q presenta un rizado cuya componente armónica está formada por múltiplos de 6 de la frecuencia de la red eléctrica.

$$v_q = E_g \delta + \sqrt{\frac{3}{2}}(V_5 + V_7) \cdot \cos\left(6\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{\frac{3}{2}}(V_{11} + V_{13}) \cdot \cos\left(12\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \quad (4.43)$$

$$E_g = \sqrt{\frac{3}{2}}V_g \quad (4.44)$$

$$\delta = \theta_i - \hat{\theta}_i \quad (4.45)$$

La ecuación (4.43) puede reescribirse de acuerdo a (4.46), obteniendo la expresión de la perturbación en la componente v_q , (4.47).

$$v_q = E_g \delta + P_{qd} \quad (4.46)$$

$$P_{qd} = \sqrt{\frac{3}{2}}(V_5 + V_7) \cdot \cos\left(6\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{\frac{3}{2}}(V_{11} + V_{13}) \cdot \cos\left(12\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \quad (4.47)$$

Teniendo en cuenta que el control en lazo cerrado del SRF-PLL fuerza que $v_q=0$ en régimen permanente, es posible deducir, de manera análoga al razonamiento seguido en el apartado anterior, el rizado que aparece en la estimación de la fase cuando la tensión sensada por el SRF-PLL contiene armónicos de la frecuencia fundamental. Dicha expresión se muestra en (4.48), y pone de manifiesto que el rizado en la estimación de la fase está compuesto por armónicos múltiplos de seis de la frecuencia fundamental de la red eléctrica, al igual que la perturbación en la componente v_q .

$$\hat{\theta}_i = \theta_i + \frac{(V_5 + V_7)}{V_1} \cdot \cos\left(6\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{(V_{11} + V_{13})}{V_1} \cdot \cos\left(12\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \quad (4.48)$$

Para estudiar el rechazo del SRF-PLL frente a perturbaciones en v_q debidas a la distorsión armónica en la red trifásica, puede emplearse el esquema de la Figura 4-6, del que se deduce (4.17). A partir de los parámetros de diseño del SRF-PLL original, mostrados en la TABLA 4-I y la TABLA 4-II, se obtiene el resultado en trazo discontinuo de la Figura 4-26, donde se comprueba que el rizado debido a los armónicos de la red eléctrica quedan convenientemente atenuados.

No obstante, empleando los parámetros de diseño de la TABLA 4-III y la TABLA 4-IV, se obtiene el resultado en trazo continuo de la Figura 4-26, donde se comprueba que el rizado debido a los armónicos de la red eléctrica recibe una mayor atenuación que con el regulador original.

Finalmente, en la Figura 4-27 y la Figura 4-28 se comprueba la atenuación de cada uno de los reguladores a partir de simulaciones en gran señal mediante PSIM®, cuando a la red eléctrica presenta el contenido armónico mostrado en la TABLA 4-V.

TABLA 4-V. Amplitud de los armónicos de la tensión de red.

V_1	188 V
$V_5=0.1V_1$	18.8 V
$V_7=0.07V_1$	13.2 V
$V_{11}=0.05V_1$	8.5 V
$V_{13}=0.04V_1$	7.2 V
θ_i	$2\pi 50$ rad/s

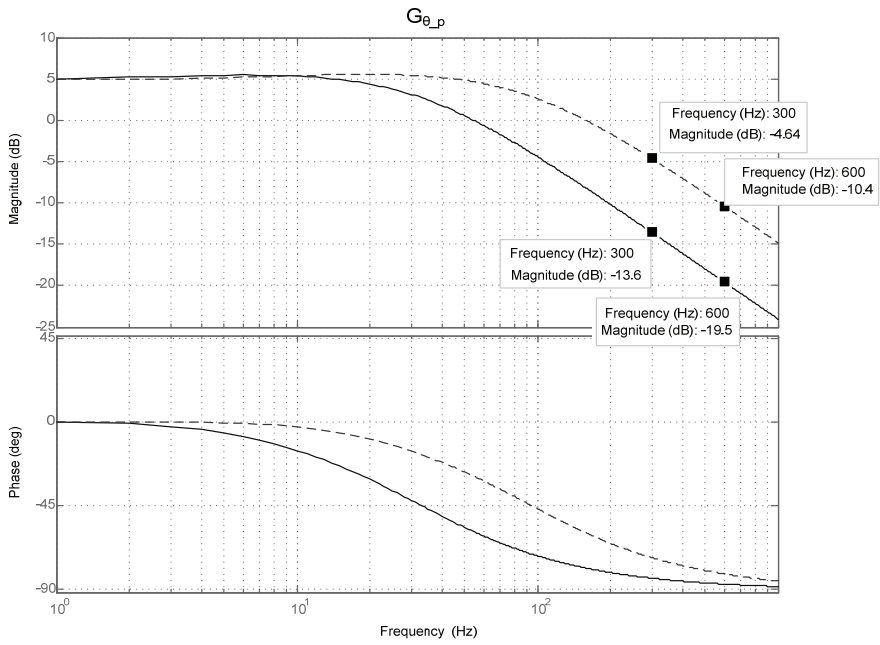


Figura 4-26. Atenuación de la perturbación en v_q para el diseño original (trazo discontinuo) y para el diseño modificado (trazo continuo).

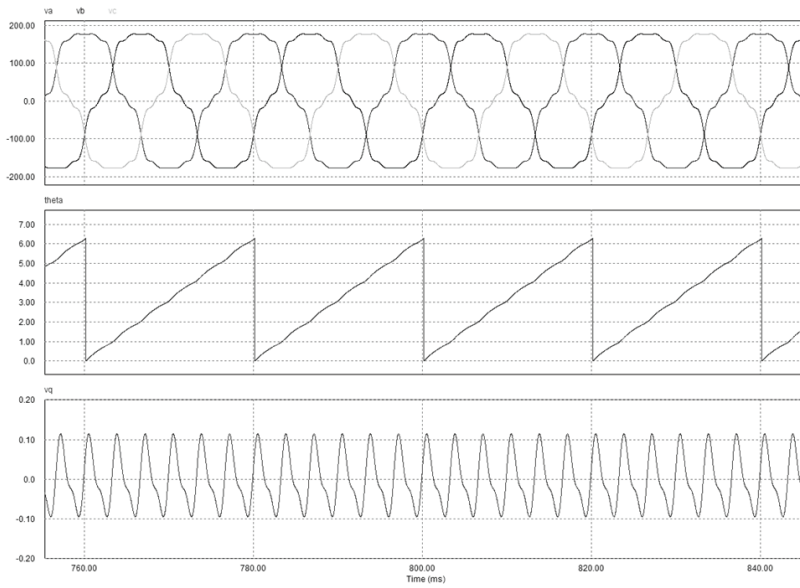


Figura 4-27. Estimación de la fase de la red eléctrica y componente v_q para el diseño del SRF-PLL original.

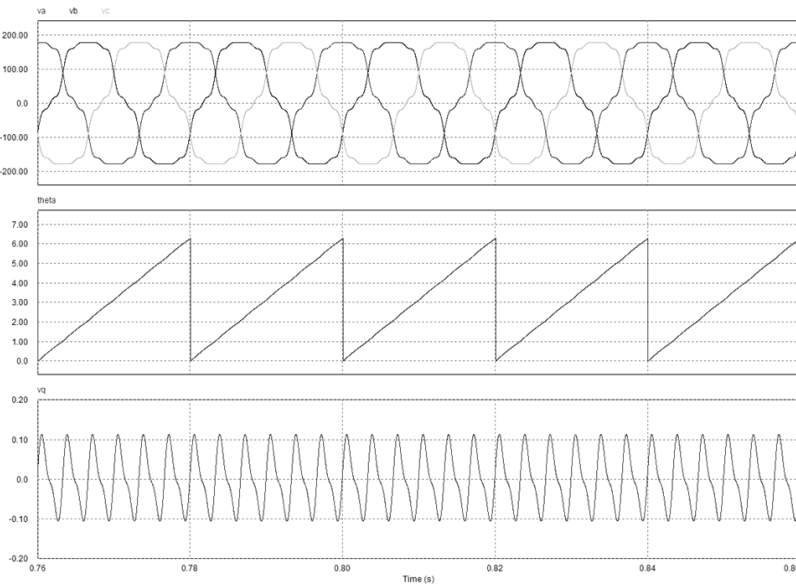


Figura 4-28 Estimación de la fase de la red eléctrica y componente v_q para el diseño del SRF-PLL modificado.

4.2.3. Conclusiones

Tal y como se ha comprobado en apartados anteriores, tanto los desequilibrios como la presencia de armónicos de baja frecuencia en la red eléctrica afectan al normal funcionamiento del SRF-PLL, introduciendo errores de estimación en la fase del sistema trifásico.

Considerando ambos fenómenos como perturbaciones en la red, es posible estudiar la función de transferencia entre dichas perturbaciones y la fase estimada, de manera que puede diseñarse el regulador PI para que las mismas sean convenientemente atenuadas. No obstante, se ha comprobado que un aumento en el rechazo de perturbaciones conlleva un deterioro en la respuesta dinámica del sistema, por lo que un cierto compromiso entre velocidad de respuesta y rechazo de perturbaciones debe ser tenido en cuenta a la hora de diseñar dicho regulador.

Dado que las perturbaciones debidas a desequilibrio y distorsión armónica suceden a frecuencias conocidas, múltiplos de la frecuencia fundamental, se plantea la posibilidad de diseñar un regulador capaz de rechazar de manera selectiva dichos armónicos. Por otro lado, tal y como se expuso en el capítulo 2, existen situaciones en que la frecuencia de la red eléctrica puede variar, lo que implica que la frecuencia de la perturbación variará de manera acorde. En ese sentido, en el siguiente apartado se introducirá la teoría de filtrado adaptativo para el diseño del regulador capaz de llevar a cabo el rechazo selectivo de los armónicos debidos a las perturbaciones en la red, con independencia de la variación en la frecuencia de la misma.

4.3. FILTRADO SELECTIVO DE PERTURBACIONES

Tal y como se ha demostrado en el apartado anterior, tanto el desequilibrio como los armónicos de baja frecuencia presentes en la red eléctrica pueden considerarse como perturbaciones que afectan a la estimación de la fase, $\hat{\theta}_i$. En el caso general en que la red eléctrica se encuentre desequilibrada y contenga armónicos de baja frecuencia, la

componente v_q puede expresarse según (4.49), donde E_g , δ , E_p y ϕ_p fue definido en (4.31), (4.32) y (4.38) respectivamente.

$$v_q = E_g \delta + E_g \frac{(\gamma + \beta)}{3} \delta + E_g E_p \cos(2\theta_i - \phi_p) + \sqrt{\frac{3}{2}}(V_5 + V_7) \cdot \cos\left(6\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{\frac{3}{2}}(V_{11} + V_{13}) \cdot \cos\left(12\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \quad (4.49)$$

La perturbación en la componente v_q introduce un error de estimación en la fase de acuerdo a (4.50), cuyo espectro armónico es igual al de la perturbación en la componente v_q .

$$\hat{\theta}_i = \theta_i + \frac{3}{3 + \gamma + \beta} E_p \cos(2\theta_i - \phi_p) + \frac{(V_5 + V_7)}{V_1} \cdot \cos\left(6\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{(V_{11} + V_{13})}{V_1} \cdot \cos\left(12\theta_i + \frac{\pi}{2}\right) + \dots \quad (4.50)$$

Dicha conclusión permite afirmar que para obtener una buena estimación de la fase de la red eléctrica, es necesario rechazar la perturbación en la componente v_q .

Suponiendo que el sistema es continuo, es posible rechazar dicha perturbación mediante el empleo del filtro *notch* mostrado en (4.51) para cada uno de los armónicos de la misma.

$$G_n(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.51)$$

Este filtro tiene una atenuación infinita a la frecuencia de resonancia, ω_n , y una ganancia unitaria para el resto de frecuencias, pudiendo ajustar el ancho de la banda atenuada mediante el coeficiente ξ , tal y como se muestra en la Figura 4-29. En la práctica, el regulador (4.51) suele implementarse a partir de (4.52), donde ξ_n se diseña para obtener un factor de calidad determinado, y ξ_g para obtener una atenuación finita, de acuerdo a (4.53) [65].

$$G_n(s) = \frac{s^2 + 2\xi_g \omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi_n \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \tag{4.52}$$

$$A = \frac{\xi_g}{\xi_n} \tag{4.53}$$

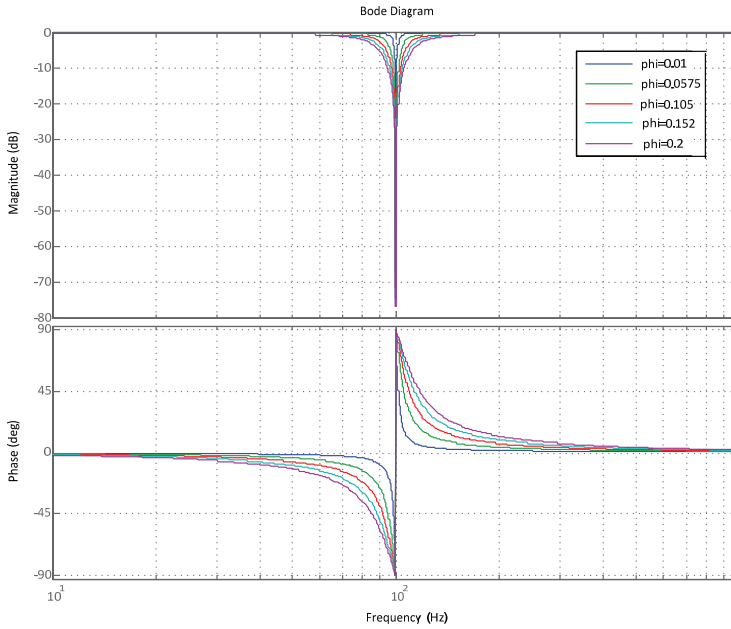


Figura 4-29. Respuesta en frecuencia de $G_n(s)$ para distintos valores de ξ .

El modelo en pequeña señal del SRF-PLL, teniendo en cuenta el filtrado selectivo de la señal v_q mediante $G_n(s)$, y la ganancia de sensado de la tensión de red, se muestra en la Figura 4-30.

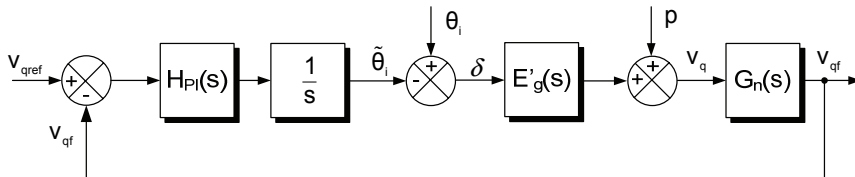


Figura 4-30. Modelo en pequeña señal del SRF-PLL con filtrado selectivo de v_q .

A partir de dicho modelo, se deducen los esquemas de la Figura 4-31, Figura 4-32 y Figura 4-33, mediante los que es posible estudiar la estabilidad, el seguimiento de referencia y el rechazo a perturbaciones del SRF-PLL con filtrado selectivo de la componente v_q .

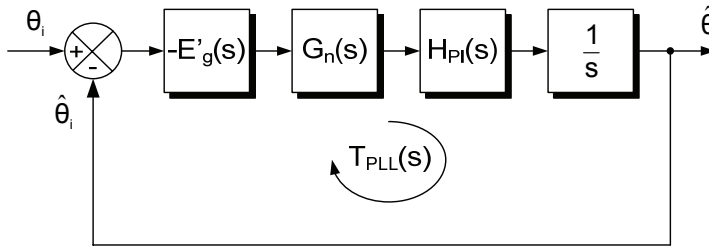


Figura 4-31. Diagrama de bloques para el estudio de la estabilidad del SRF-PLL.

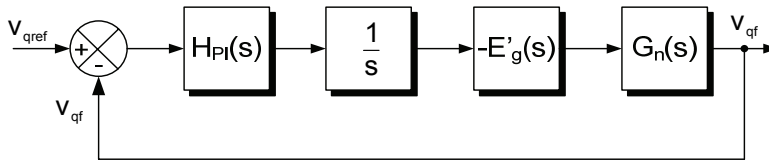


Figura 4-32. Diagrama de bloques para el estudio del seguimiento de la referencia del SRF-PLL.

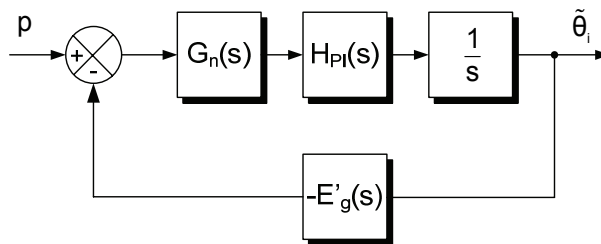


Figura 4-33. Diagrama de bloques para el estudio del rechazo frente a perturbaciones del SRF-PLL.

Para realizar el diseño del nuevo regulador $H_{PI}(s)$, se definen en primer lugar los parámetros de cada uno de los filtros en función de la frecuencia a rechazar. Teniendo en cuenta que los armónicos más importantes de la perturbación de la estimación de la fase, θ_i , se

encuentran en $2f_{red}$, $6f_{red}$ y $12f_{red}$, el diseño de $G_n(s)$ para cada uno de los filtros se llevará a cabo mediante los parámetros de la TABLA 4-VI.

TABLA 4-VI. Ajustes de los filtros $G_n(s)$.

f_{red}	50 Hz
A_{100}	-50 dB
ω_{n100}	200π rad/s
ξ_{n100}	50
ξ_{g100}	0.15
A_{300}	-42 dB
ω_{n300}	600π rad/s
ξ_{n300}	50
ξ_{g300}	0.4
A_{600}	-34 dB
ω_{n600}	1200π rad/s
ξ_{n600}	50
ξ_{g600}	1

Para el ajuste de la ganancia de lazo se empleará (4.54) y los parámetros de la TABLA 4-I y la TABLA 4-VI, obteniéndose los coeficientes del regulador y los márgenes de fase y ganancia de la TABLA 4-VII. La respuesta en frecuencia de $T_{PLL}(s)$ se muestra en la Figura 4-34.

$$T_{PLL}(s) = -E'_g(s) \cdot G_{n100}(s) \cdot G_{n300}(s) \cdot G_{n600}(s) \cdot H_{PI}(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (4.54)$$

TABLA 4-VII. Ajustes del regulador PI.

K_p	477.46
K_i	31.42
$PM - f$	$77.2^\circ - 43.2$ Hz
$GM - f$	54.5 dB - 8060 Hz

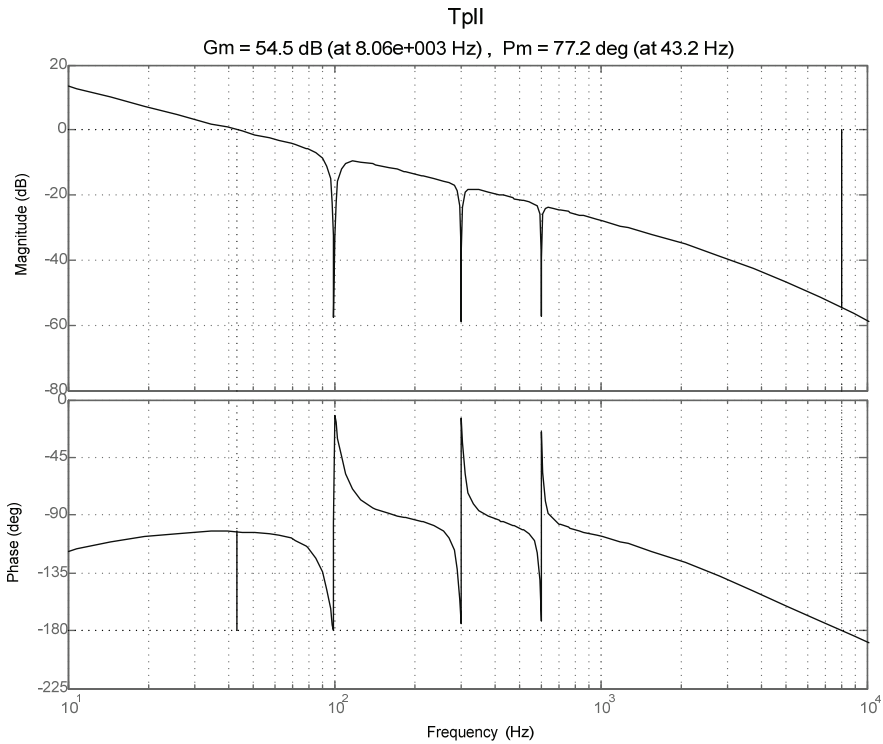


Figura 4-34. Ganancia de lazo, T_{pll} .

Teniendo en cuenta la Figura 4-33, es posible deducir la función de transferencia (4.55), con la que se estudiará el rechazo a perturbaciones del nuevo sistema de control.

$$G_{\theta-p}(s) = \frac{\hat{\theta}}{p} = \frac{1}{E'_g(s)} \frac{T_{PLL}(s)}{1 + T_{PLL}(s)} \quad (4.55)$$

En la Figura 4-35 se muestra la respuesta en frecuencia de (4.55) para el regulador PI y los filtros selectivos diseñados a partir de la TABLA 4-VI y TABLA 4-VII, junto con la respuesta del regulador PI sin los filtros selectivos, donde se comprueba que la atenuación del armónico debido al desequilibrio en la red es cercana a los 60 dB en el primer caso, frente a 2.85 dB en el segundo. El mismo razonamiento puede seguirse para el resto de armónicos debidos a distorsión en la red.

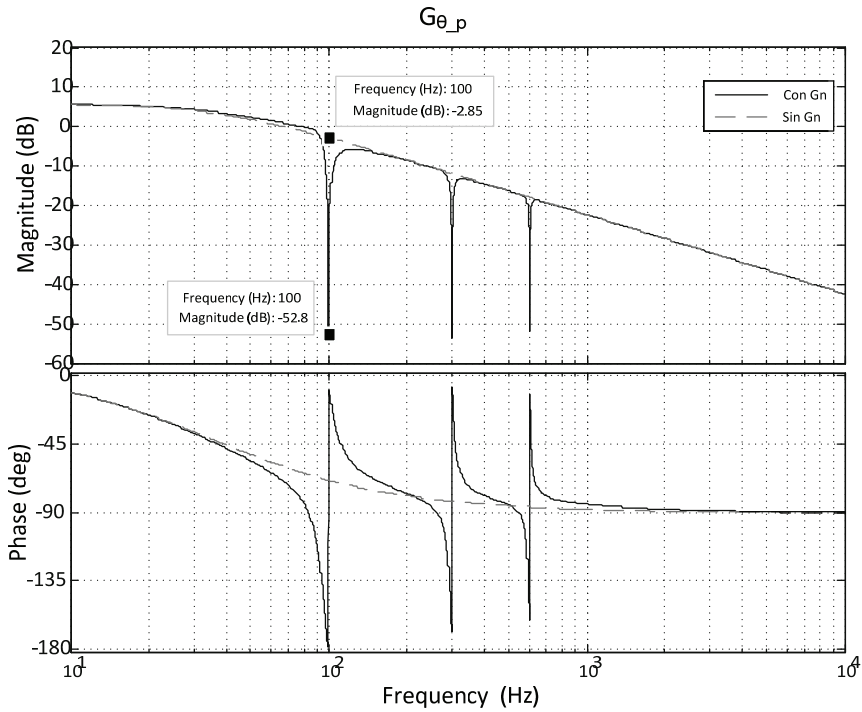


Figura 4-35. Rechazo a perturbaciones en la estimación de la fase con $G_n(s)$ (azul) y sin $G_n(s)$ (verde).

En la Figura 4-36 se muestra una simulación en gran señal del SRF-PLL para una red desequilibrada con armónicos debidos a la conexión de cargas no lineales al PCC, empleando los valores de distorsión de la TABLA 4-V y un desequilibrio de $\beta=-0.1, \gamma=0.3$, cuando no se ha filtrado la componente v_q . Tal y como se comprueba en la Figura 4-37, el desequilibrio y los armónicos de la tensión de red aparece reflejados en v_q de acuerdo a lo expuesto en párrafos anteriores.

En la Figura 4-38 se muestra una simulación en gran señal del SRF-PLL para las mismas condiciones de desequilibrio y distorsión expuestas en el apartado anterior, donde se han incluido los filtros selectivos a frecuencias $2f_{red}, 6f_{red}$ y $12f_{red}$ en la componente v_q . En la misma se comprueba que la estimación de la fase no presenta prácticamente errores, debido a que los armónicos en v_q han sido cancelados, tal y como se muestra en la Figura 4-39.

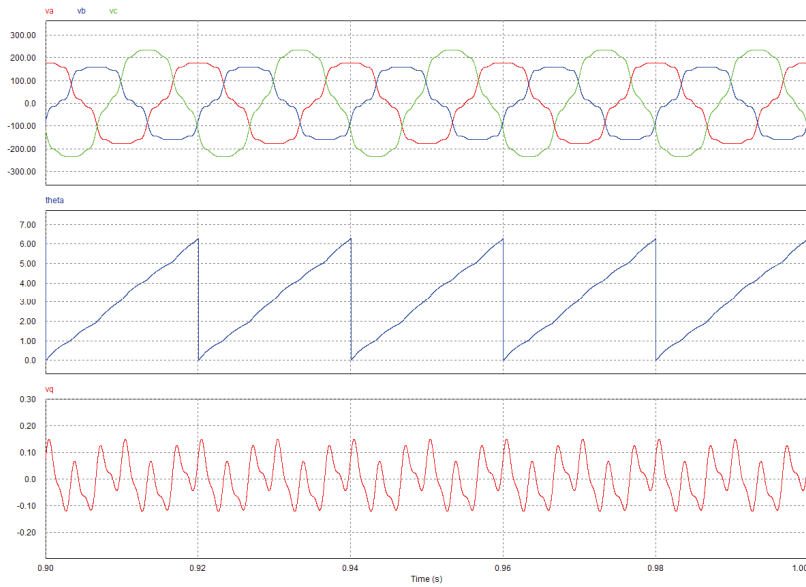


Figura 4-36. Estimación de la fase para una red desequilibrada y con distorsión armónica con un SRF-PLL convencional.

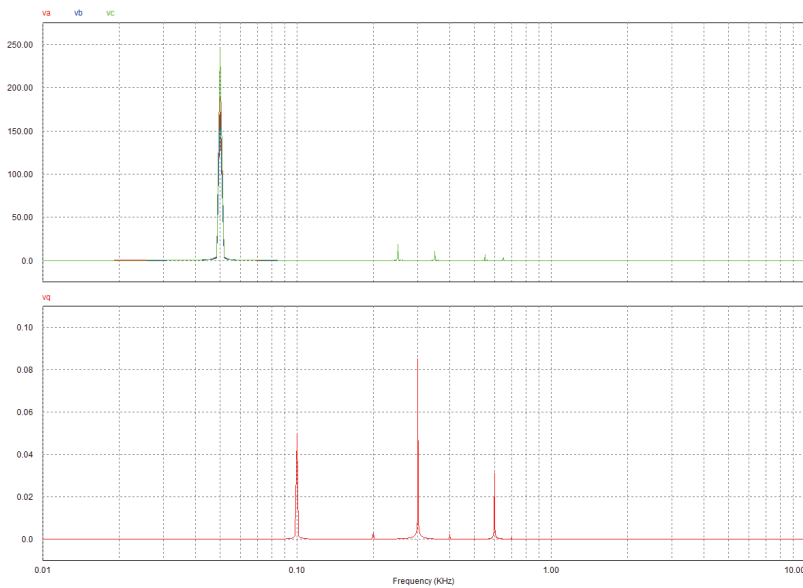


Figura 4-37. Espectro armónico de las tensiones de red y de la componente v_q .

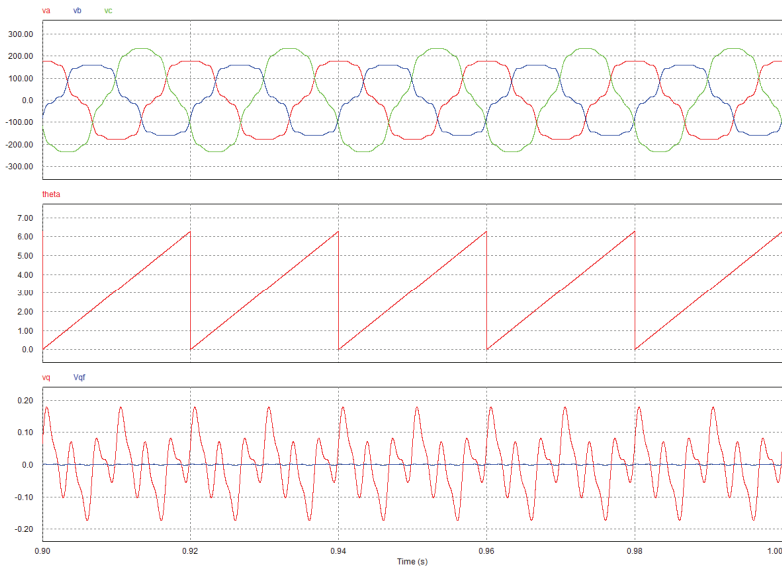


Figura 4-38. Estimación de la fase para una red desequilibrada y con distorsión armónica con un SRF-PLL con filtrado selectivo de v_q .

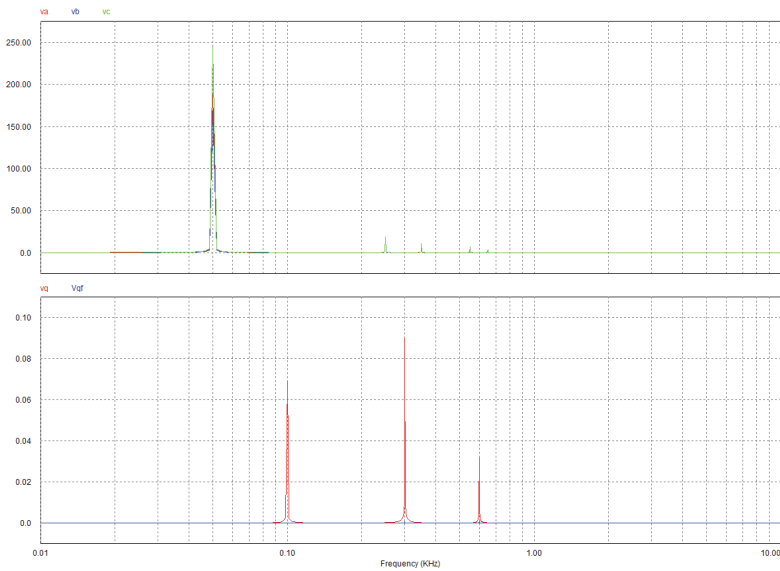


Figura 4-39. Espectro armónico de las tensiones de red (arriba) y de la componente v_q (abajo-rojo) y v_q filtrada (abajo-azul).

El funcionamiento de los filtros descritos hasta ahora resulta adecuado cuando no existe variación en la frecuencia de la red eléctrica. No obstante, la norma española que define las características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución, UNE-EN 50160 [126], define la variación máxima en la frecuencia que se muestra en la TABLA 4-VIII, donde se comprueba que, en el peor de los casos, la variación en la misma puede llegar hasta un 15% respecto al valor nominal de $f=50\text{Hz}$.

TABLA 4-VIII. Rango de variación permitida en la frecuencia de red para baja y media tensión según UNE-EN 50160.

Para redes acopladas por conexiones síncronas a un sistema interconectado		
50Hz \pm 1%	(de 49.5Hz a 50.5Hz)	durante 99.5% del año
50Hz +4%/-6%	(de 47Hz a 52Hz)	durante 100% del tiempo
Para redes sin conexión síncrona a un sistema interconectado		
50Hz \pm 2%	(de 49Hz a 51Hz)	durante 99.5% de una semana
50Hz \pm 15%	(de 42.5Hz a 57.5Hz)	durante 100% del tiempo

En la TABLA 4-IX se muestra la frecuencia de cada uno de los armónicos presentes en la componente v_q cuando existe distorsión armónica y desequilibrio en la red, para el peor de los casos propuesto en la TABLA 4-VIII.

TABLA 4-IX. Rango de variación de la frecuencia fundamental y armónicos debido a desequilibrio y distorsión armónica en la red eléctrica.

<i>fred (Hz)</i>	<i>2fred (Hz)</i>	<i>6fred (Hz)</i>	<i>12fred (Hz)</i>
50	100	300	600
47/52	94/104	282/312	564/624
42.5/57.5	85/115	255/345	510/690

En la Figura 4-40 se comprueba que la variación de frecuencia de acuerdo a [126] provoca una atenuación incorrecta de los armónicos en la componente v_q , y por tanto una mal rechazo a perturbaciones en la estimación de la fase.

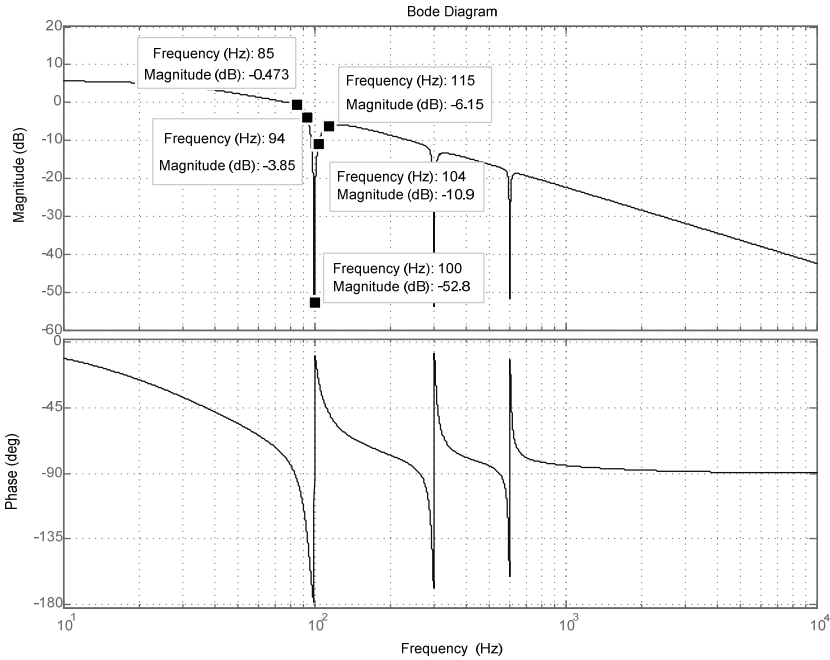


Figura 4-40. Rechazo a perturbaciones en la estimación de la fase con filtrado selectivo para el rango máximo y mínimo de variación en la frecuencia de red.

4.4. FILTRADO ADAPTATIVO DE PERTURBACIONES

Para evitar el problema descrito en el apartado anterior cuando la frecuencia de la red eléctrica varía, se propone emplear un filtro *notch* IIR adaptativo para cada uno de los armónicos que deseen cancelarse.

En ese sentido, se ha optado por el filtro *Lattice-Notch* simplificado, cuya programación se describió en la TABLA 3-III, el cual ofrece las mejores prestaciones para un consumo de recursos moderado.

El filtro *Lattice-Notch* IIR simplificado sustituye al filtro *notch* IIR, $G_n(s)$, de la Figura 4-30, descrito en (4.51), por lo que el estudio de la respuesta dinámica y estabilidad del sistema resultan análogos a los

mostrados en el apartado anterior, cuando se hace coincidir la frecuencia *notch* y el ancho de banda de ambos filtros.

4.5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para llevar a cabo la simulación del SRF-PLL con filtrado adaptativo, se han empleado los parámetros de ajuste de la TABLA 4-VII para el SRF-PLL, y los parámetros de ajuste de la TABLA 4-X para los filtros *Lattice-Notch* IIR.

TABLA 4-X. Parámetros de ajuste de los filtros *Lattice-Notch* IIR.

θ_{1_100} (inicio)	-1.531526418
ω_{0_100}	$2\pi 100$ rad/s
θ_{2_100}	1.445132620
BW_{100}	20 Hz
μ_{100}	0.0001
θ_{1_300} (inicio)	-1.452986602
ω_{0_300}	$2\pi 300$ rad/s
θ_{2_300}	1.445132620
BW_{300}	20 Hz
μ_{300}	0.0001
θ_{1_600} (inicio)	-1.335176877
ω_{0_600}	$2\pi 600$ rad/s
θ_{2_600}	1.445132620
BW_{600}	20 Hz
μ_{600}	0.01

El ancho de banda de los filtros *notch* ha sido elegido de manera que exista un compromiso entre el margen de fase obtenido y el tiempo de respuesta del mismo, así como para evitar errores de truncamiento debidos a la implementación en coma fija de los filtros en el DSP empleado [32], [131].

Previamente al estudio del efecto de las técnicas de filtrado adaptativo en la estimación de la fase de la red eléctrica, se ha estudiado la

respuesta del SRF-PLL convencional cuando existe distorsión en la red, de acuerdo a la TABLA 4-XI, sin el empleo de técnicas de filtrado de la componente V_q . Los resultados de la respuesta temporal se muestran en la Figura 4-41, donde se comprueba que V_q contiene los armónicos correspondientes a la distorsión de la red eléctrica. En $t_1=0.1s$ se ha variado la frecuencia desde $\theta_i(t_0)$ hasta $\theta_i(t_1)$, comprobándose que la distorsión en V_q permanece, dado que no se encuentra filtrada. En la Figura 4-42 y la Figura 4-43 se muestra el espectro armónico de V_a y V_q para $\theta_i(t_0)$ y $\theta_i(t_1)$ respectivamente, donde se aprecia claramente que los armónicos presentes en la red eléctrica se encuentran en la componente V_q , y por tanto, en la estimación de la fase.

Tal y como se comprobará a continuación, el empleo de los filtros adaptativos reduce dicho rizado con independencia de las variaciones de la frecuencia de la red eléctrica.

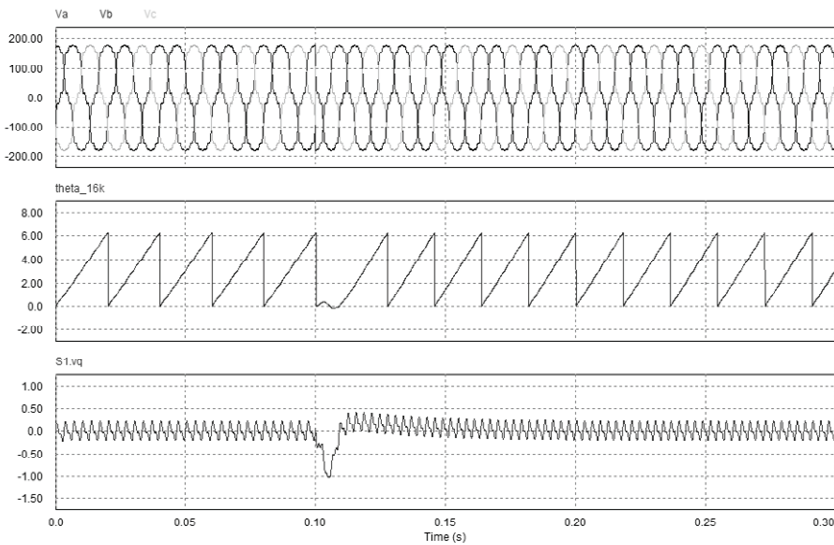


Figura 4-41. Estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada con variación de la frecuencia, sin empleo de filtrado de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), señal V_q (abajo).

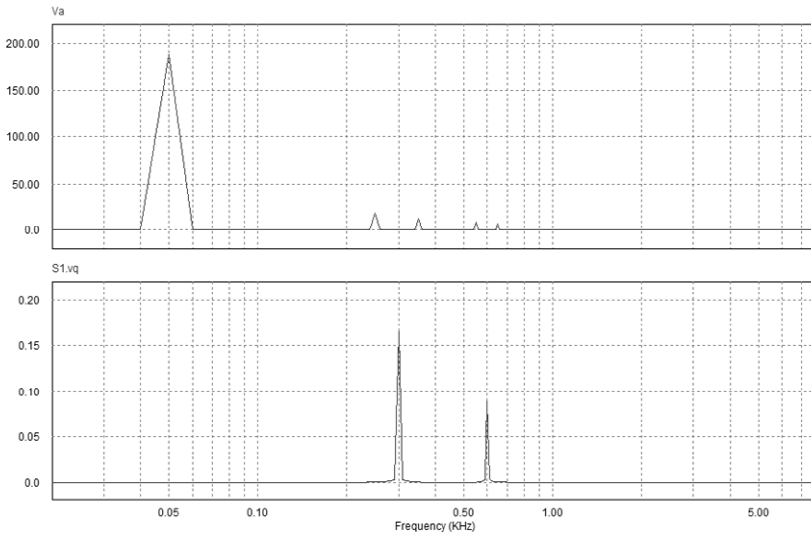


Figura 4-42. Espectro armónico de la tensión en una fase y de la componente V_q del SRF-PLL para $\theta_i=2\pi 50 \text{ rad/s}$.

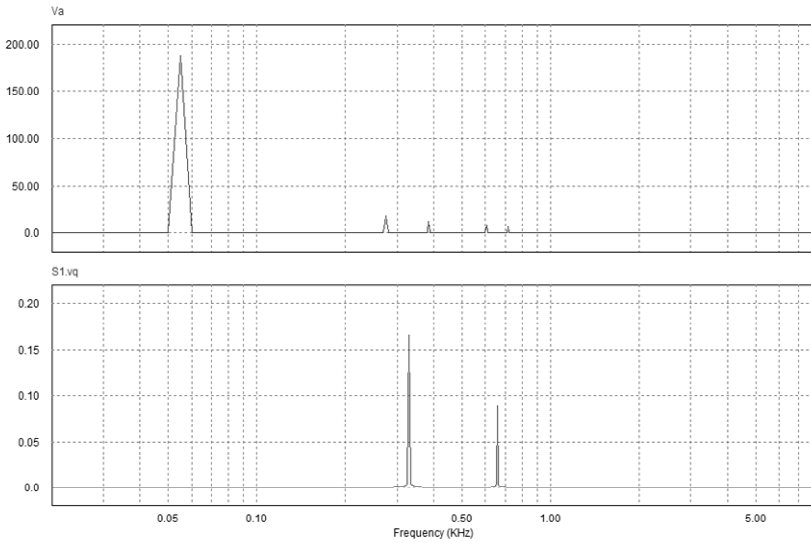


Figura 4-43. Espectro armónico de la tensión en una fase y de la componente V_q del SRF-PLL para $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$.

Variación de la frecuencia en una red eléctrica distorsionada sin desequilibrio.

En este apartado se estudia el funcionamiento de las técnicas de filtrado adaptativo aplicadas a una red eléctrica distorsionada cuya frecuencia varía en un instante de tiempo. Dicha señal ha sido simulada de acuerdo a (4.42), donde el valor de la amplitud de cada armónico en el inicio de la simulación, t_0 , se muestra en el TABLA 4-XI.

TABLA 4-XI. Amplitud de los armónicos de la tensión de red en $t=0s$.

V_1	188 V
$V_5=0.1V_1$	18.8 V
$V_7=0.07V_1$	13.2 V
$V_{11}=0.05V_1$	8.5 V
$V_{13}=0.04V_1$	7.2 V
$\theta_i(t_0)$	$2\pi 50$ rad/s
$\theta_i(t_1)$	$2\pi 55$ rad/s

En la Figura 4-44 se muestra la estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada, empleando filtros *Lattice-Notch* IIR. En la misma se ha comparado la señal V_q filtrada (abajo-azul), con la señal V_q sin filtrar (abajo-rojo), donde se comprueba que el empleo de técnicas de filtrado adaptativo permite rechazar los armónicos en V_q con independencia de la variación en la frecuencia de los mismos.

Por otro lado, en la Figura 4-45 y en la Figura 4-46 se muestran el espectro armónico de la tensión en una fase, V_a , junto con la componente V_q filtrada y sin filtrar, así como de una señal sinusoidal generada a partir de la fase estimada, para frecuencias $\theta_i=2\pi 50$ rad/s y $\theta_i=2\pi 55$ rad/s respectivamente. En estas gráficas se comprueba que los armónicos de la red son filtrados de la componente V_q , por lo que la señal sinusoidal generada con la fase estimada contiene tan sólo el armónico fundamental para cada una de las frecuencias de red simuladas.

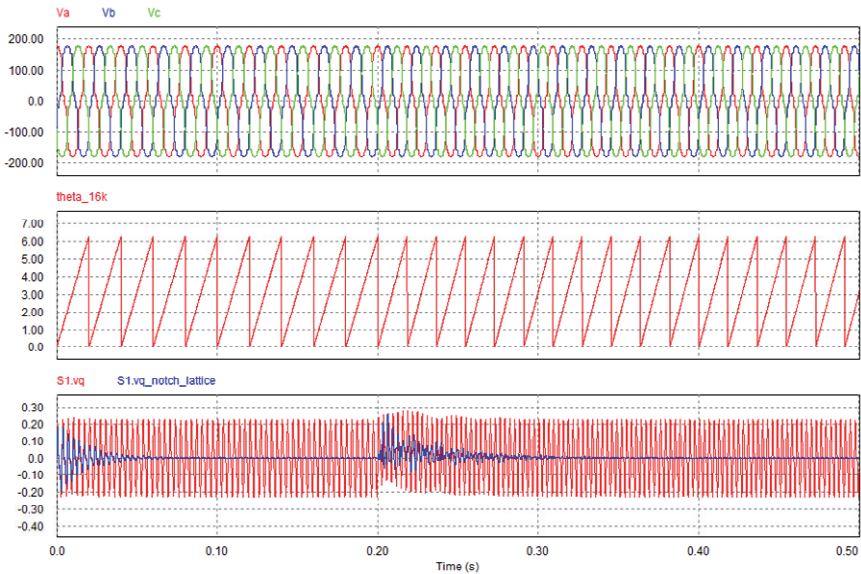


Figura 4-44. Estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada con variación de la frecuencia, con filtrado adaptativo de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), V_q sin filtrar(abajo-rojo) y V_q filtrada (abajo-azul).

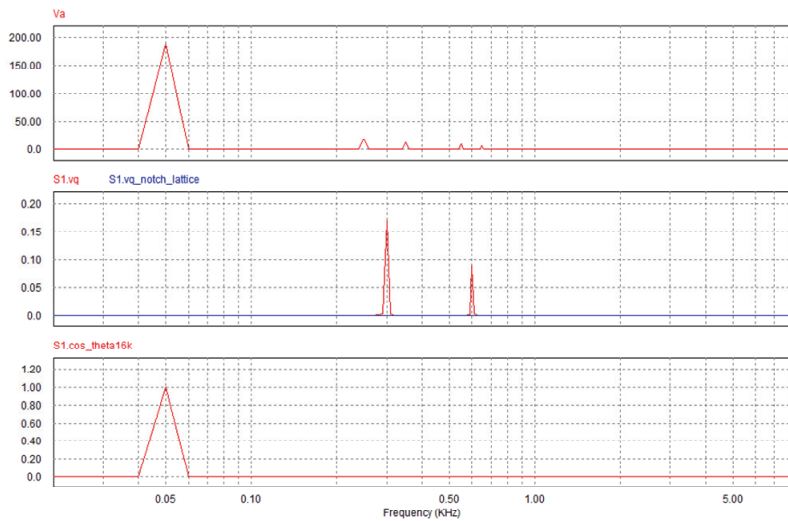


Figura 4-45. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo), para $\theta_i=2\pi 50$ rad/s.

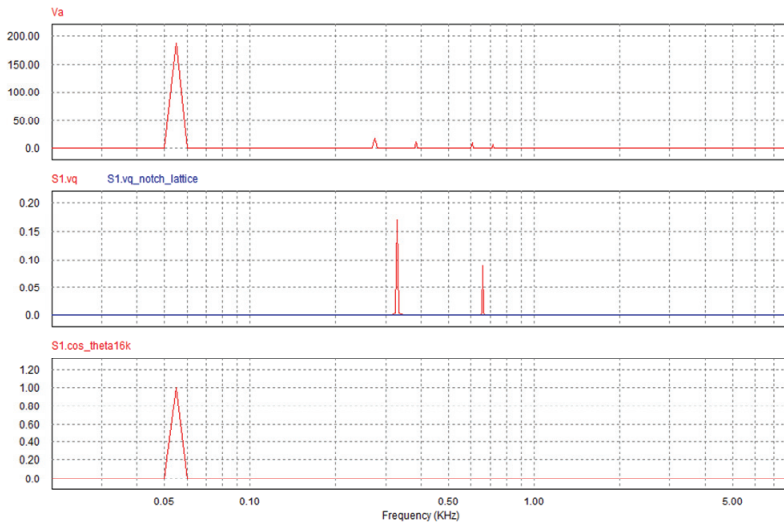


Figura 4-46. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo), para $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$.

Desequilibrio en una red eléctrica distorsionada.

En este apartado se estudia el comportamiento del SRF-PLL con filtrado adaptativo de V_q cuando la red contiene armónicos de acuerdo a la TABLA 4-XI, y aparece el desequilibrio descrito en la TABLA 4-XII.

TABLA 4-XII. Amplitud del armónico fundamental de las fases a, b y c en situación de desequilibrio.

V_{1a}	188 V
$V_{1b}=0.9V_{1a}$	170 V
$V_{1c}=1.3V_{1a}$	244 V

En la Figura 4-47 se muestra la estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada, donde se comprueba que hasta el instante $t_1=0.2s$, el filtrado adaptativo de V_q asegura la correcta estimación de la fase. En $t_1=0.2s$, aparece el desequilibrio descrito en la TABLA 4-XII, que se refleja en un transitorio en V_q en el que aparece el rizado correspondiente a dicho desequilibrio. Este rizado queda finalmente atenuado por la acción del filtro adaptativo correspondiente.

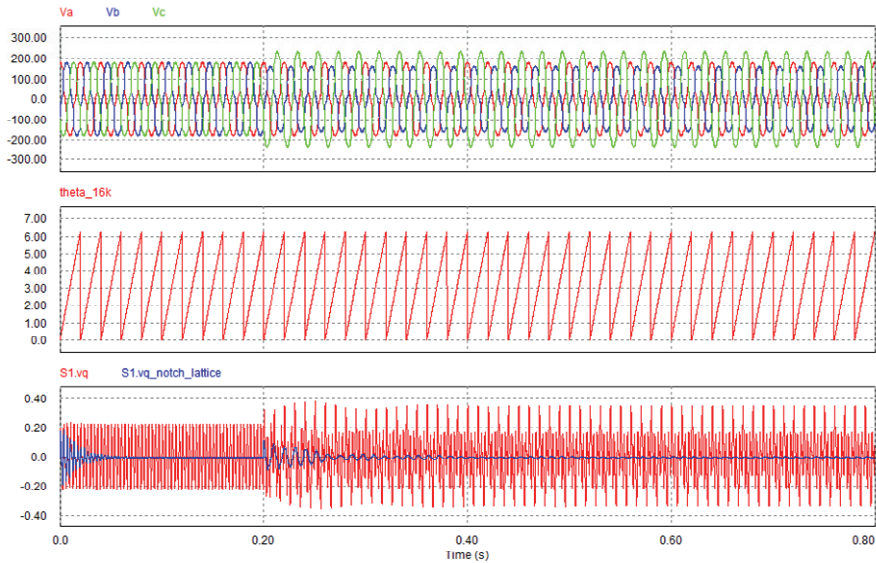


Figura 4-47. Estimación de la fase de la red eléctrica con desequilibrio empleando filtrado adaptativo de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), señal V_q sin filtrar (abajo-rojo) y señal V_q filtrada (abajo-azul).

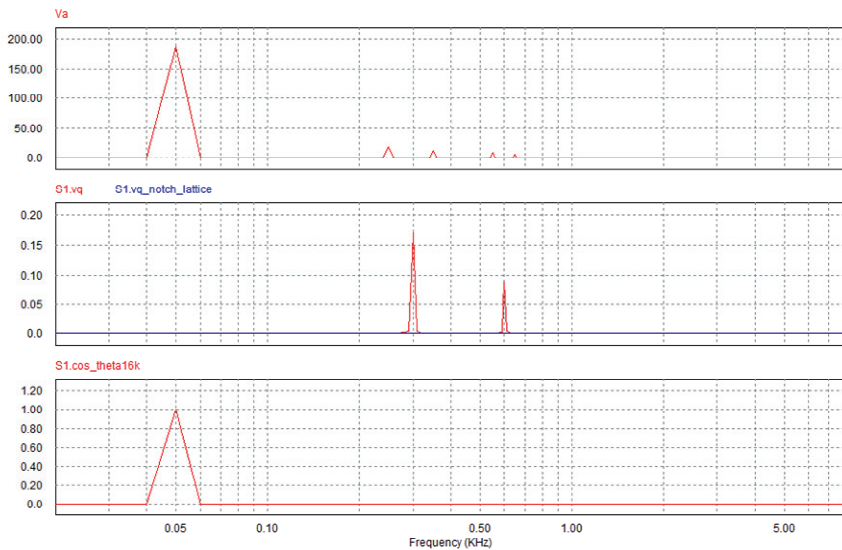


Figura 4-48. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) sin desequilibrio.

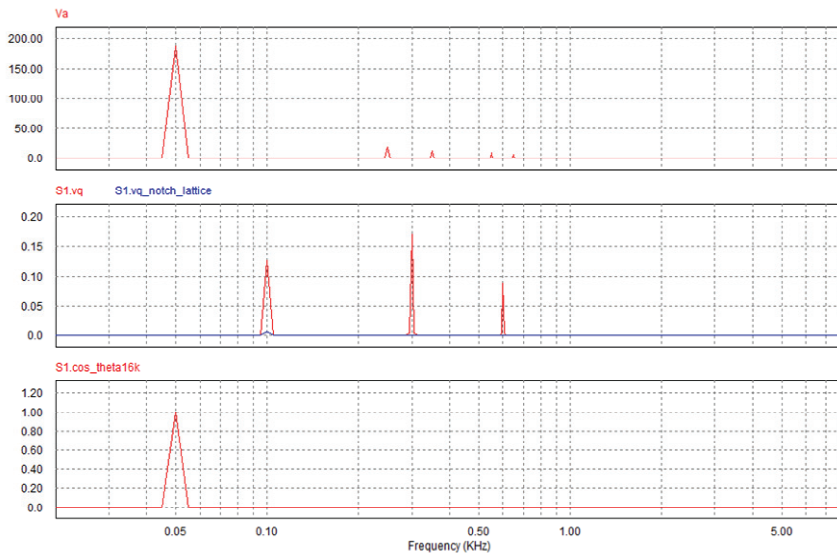


Figura 4-49. Espectro armónico de la tensión en una fase (arriba), de la componente V_q filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) con desequilibrio.

En la Figura 4-48 y en la Figura 4-49 se muestra el espectro armónico de la tensión en una fase, en la componente V_q filtrada y sin filtrar y una señal sinusoidal generada mediante la fase estimada, para un sistema trifásico distorsionado sin desequilibrio y desequilibrado respectivamente. En las mismas es posible comprobar que, en régimen permanente, los armónicos debidos a la distorsión y al desequilibrio son filtrados convenientemente, de manera que la señal sinusoidal generada mediante la fase estimada contiene únicamente el armónico fundamental de la frecuencia de red.

Variación de la frecuencia en una red eléctrica distorsionada y desequilibrada.

En este apartado se estudia el comportamiento del SRF-PLL con filtrado adaptativo de V_q , cuando la red eléctrica se encuentra distorsionada y desequilibrada, de acuerdo a la TABLA 4-XI y la TABLA 4-XII. En la Figura 4-50 se muestra la estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada y con desequilibrio, donde se comprueba que hasta el

instante $t_1=0.2s$, el filtrado adaptativo de V_q asegura la correcta estimación de la fase. En $t_1=0.2s$ se ha modificado la frecuencia desde $\theta_i=2\pi 50 \text{ rad/s}$ hasta $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$ de manera abrupta. Dicha variación se refleja en un transitorio en V_q en el que aparece el rizado correspondiente a la nueva frecuencia de red. Este rizado queda finalmente atenuado por la acción del filtrado adaptativo.

Finalmente, en la Figura 4-51 y en la Figura 4-52 se muestra el espectro armónico de la tensión en una fase, de la componente V_q filtrada y sin filtrar y de una señal sinusoidal generada mediante la fase estimada, para un sistema trifásico distorsionado con desequilibrio y una frecuencia de $\theta_i=2\pi 50 \text{ rad/s}$ y $\theta_i=2\pi 55 \text{ rad/s}$ respectivamente. En las mismas es posible comprobar que, en régimen permanente, los armónicos debidos a la distorsión y al desequilibrio son filtrados convenientemente, de manera que la señal sinusoidal generada mediante la fase estimada contiene únicamente el armónico fundamental de la frecuencia de red.

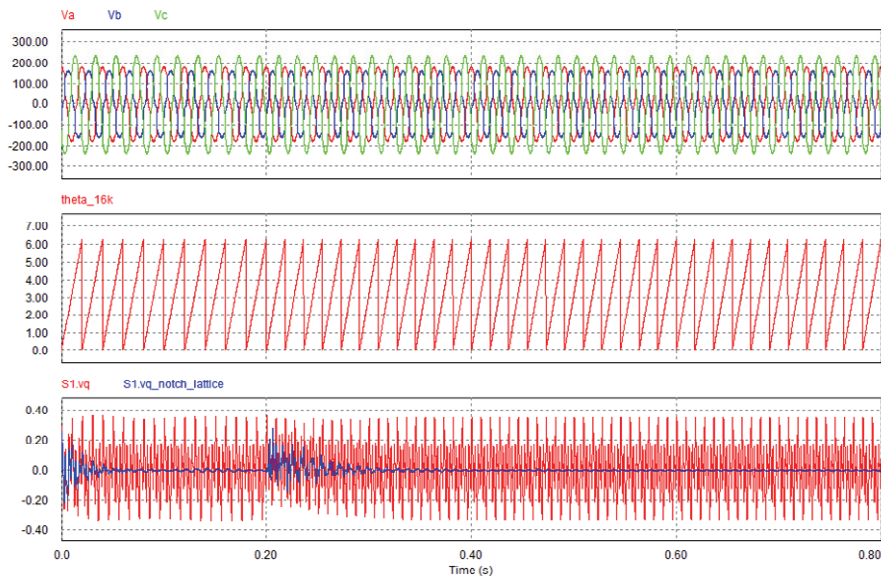


Figura 4-50. Estimación de la fase de la red eléctrica distorsionada y con desequilibrio empleando filtrado adaptativo de V_q . Tensión de red (arriba), estimación de la fase (medio), señal V_q sin filtrar (abajo-rojo) y señal V_q filtrada (abajo-azul).

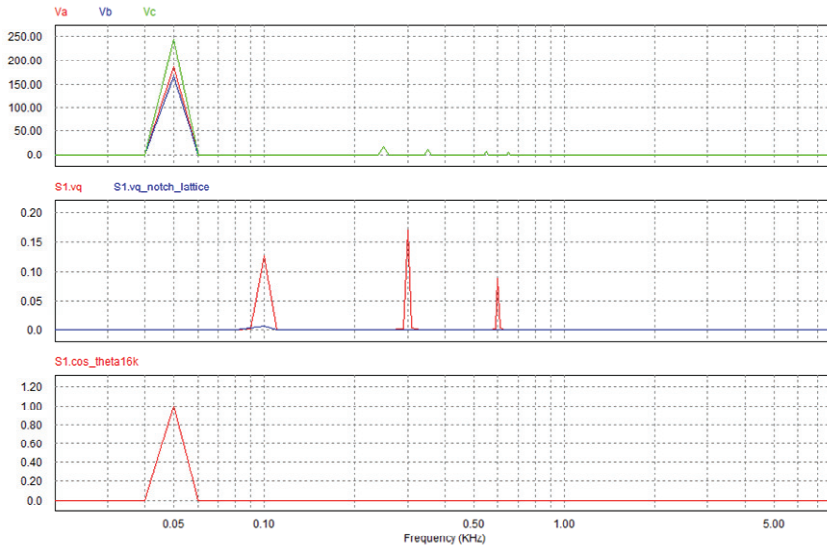


Figura 4-51. Espectro armónico de la tensión de red (arriba), de la componente Vq filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) para $\theta_i=2\pi 50$ rad/s .

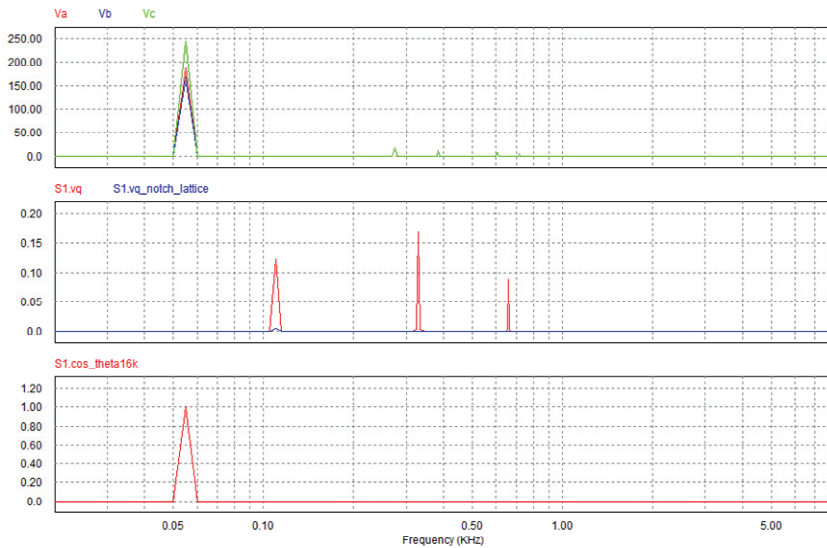


Figura 4-52. Espectro armónico de la tensión de red (arriba), de Vq filtrada (medio-azul) y sin filtrar (medio-rojo) del SRF-PLL, y de una señal sinusoidal generada con la fase estimada (abajo) para $\theta_i=2\pi 55$ rad/s .

4.6. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se ha implementado el SRF-PLL en el DSP de coma fija Texas Instruments TMS320F2812. Por otro lado, la red eléctrica ha sido emulada mediante la fuente de alimentación trifásica Chroma 61704, y se ha empleado el analizador de respuesta en frecuencia NF FRA5097 para la medida de la ganancia de lazo, T_{PLL} . Dado que la frecuencia de conmutación elegida ha sido de $f_s=8kHz$, la frecuencia de muestreo resulta en $f_m=16kHz$.

En los siguientes apartados se evalúan distintas condiciones de trabajo del SRF-PLL, tanto sin filtrado de la componente V_q como con filtrado adaptativo y no adaptativo de la misma, por lo que resulta conveniente comprobar la estabilidad del SRF-PLL. Para ello, se ha llevado a cabo la medida de la ganancia de lazo abierto del mismo con filtrado adaptativo, T_{PLL} , con los reguladores diseñados en apartados anteriores, para una frecuencia de red de 50Hz, 45Hz y 55Hz, de manera que la estabilidad del sistema pueda ser comprobada dentro del rango de funcionamiento propuesto. En la Figura 4-53 se muestra dicha ganancia de lazo, medida de acuerdo al método propuesto en [160], [161]. Los resultados han sido procesados con MATLAB© para una mejor representación de los mismos.

Los márgenes de fase y ganancia se muestran en la TABLA 4-XIII, pudiéndose afirmar que el control en lazo cerrado es estable en todo el rango de funcionamiento propuesto. Obviamente, la estabilidad del sistema no se encuentra comprometida cuando se emplea un SRF-PLL convencional sin filtrado de la componente V_q , teniendo en cuenta que el regulador PI empleado es el mismo en todos los casos.

TABLA 4-XIII. Márgenes de fase y ganancia de T_{PLL} .

	45Hz	50Hz	55Hz
<i>PM-f</i>	77.2°-44 Hz	75.3° -44 Hz	73.5-44 Hz
<i>GM-f</i>	40 dB-4150 Hz	40 dB-4150 Hz	40 dB-4150 Hz

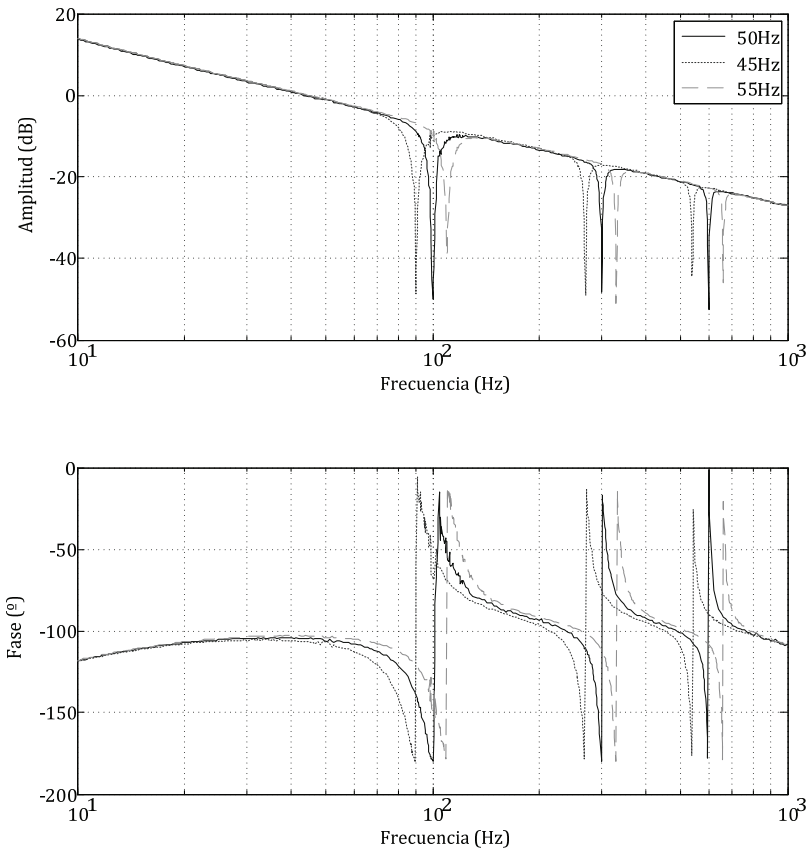


Figura 4-53. Medida experimental de la respuesta en frecuencia de T_{PLL} , para distintas frecuencias de red.

SRF-PLL con sistema trifásico no distorsionado y no desequilibrado.

Mediante la función RTDX del DSP [162], es posible extraer datos en tiempo real de las distintas variables internas del algoritmo de control del SRF-PLL, obteniendo los datos que se muestran en los siguientes apartados, los cuales han sido procesados mediante MATLAB®. Se ha generado la señal trifásica mostrada en la Figura 4-54, que no presenta desequilibrio ni distorsión, empleándose como referencia para el SRF-PLL sin filtrado de la componente V_q . El resultado de la estimación de la fase se muestra en la Figura 4-55, junto con la tensión sensada, V_{ab} .

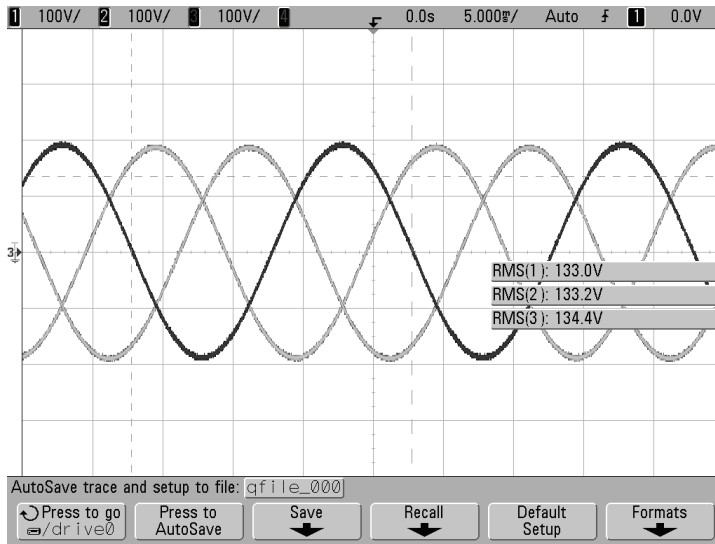


Figura 4-54. Red trifásica de referencia.

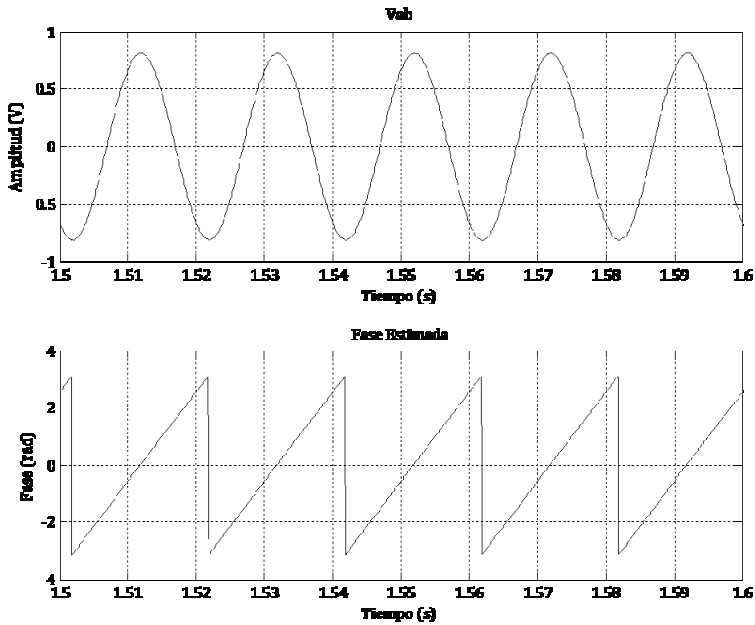


Figura 4-55. Respuesta temporal de la tensión V_{ab} y de la fase estimada, $\hat{\theta}_1$.

En la Figura 4-56 se comprueba que la referencia sinusoidal generada mediante la fase estimada, $\hat{\theta}_i$, presenta tan sólo el armónico fundamental de la frecuencia de red.

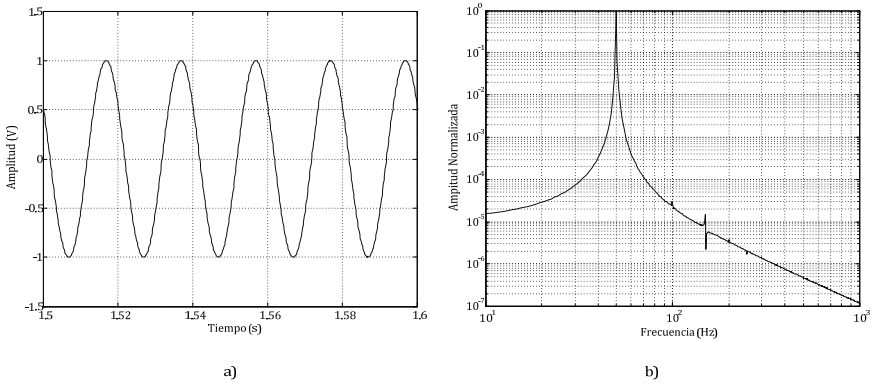


Figura 4-56 a). Respuesta temporal y b) espectro armónico de $\sin(\hat{\theta}_i)$.

Finalmente, en la Figura 4-57 se muestra la respuesta temporal de la componente V_q del SRF-PLL, cuyo valor se encuentra cercano a cero, debido a que no existe desequilibrio ni distorsión armónica en la red.

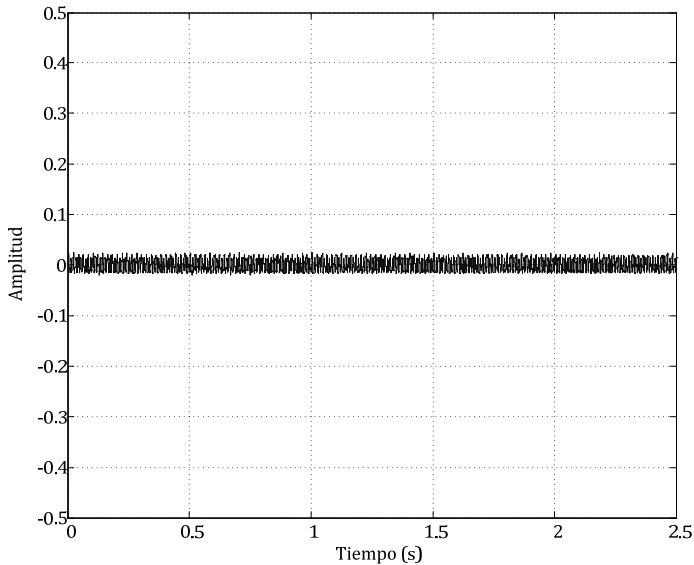


Figura 4-57. Respuesta temporal de V_q .

Estimación de la fase con sistema trifásico distorsionado y desequilibrado, sin filtrado de V_q .

En la siguiente prueba, se ha generado una tensión de red desequilibrada y con armónicos, de acuerdo a la TABLA 4-XI y la TABLA 4-XII, cuya representación gráfica se muestra en la Figura 4-58, en la que se muestra la respuesta temporal del sistema trifásico de tensiones junto al espectro armónico de una de las fases.

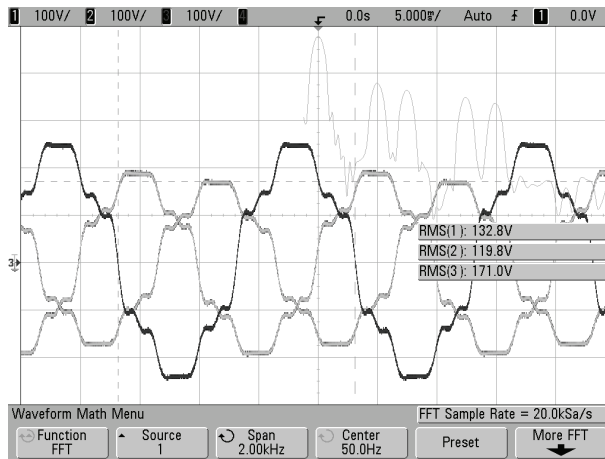


Figura 4-58. Red trifásica de referencia.

En la Figura 4-59 se muestra la respuesta temporal de la tensión sensada, V_{ab} , junto con la fase estimada por el SRF-PLL, $\hat{\theta}_i$, donde se comprueba que la estimación del armónico fundamental es correcta. Por otro lado, tal y como era de esperar, aparece cierto rizado en la fase estimada debido al desequilibrio y a la distorsión en la red eléctrica.

En la Figura 4-60 se muestra el espectro armónico de la tensión entre fases sensada, V_{ab} , donde es fácil comprobar la presencia de los armónicos debidos a la distorsión, junto con el armónico fundamental.

Tanto el desequilibrio como los armónicos de red pueden observarse claramente en la componente V_q del SRF-PLL, tal y como se muestra en la Figura 4-61, donde se comprueba que los armónicos 5 y 7 se convierten en el armónico 6 en el SRF, mientras que los armónicos 11 y

13 quedan representados mediante el armónico 12 en dicho marco de referencia; por otro lado, el desequilibrio introduce rizado del armónico 2 en V_q .

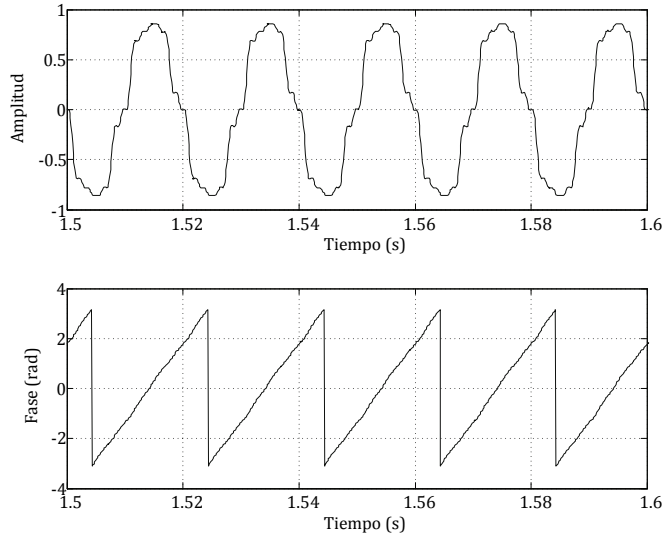


Figura 4-59. Respuesta temporal de la tensión V_{ab} (arriba) y de la fase estimada, $\hat{\theta}_i$ (abajo).

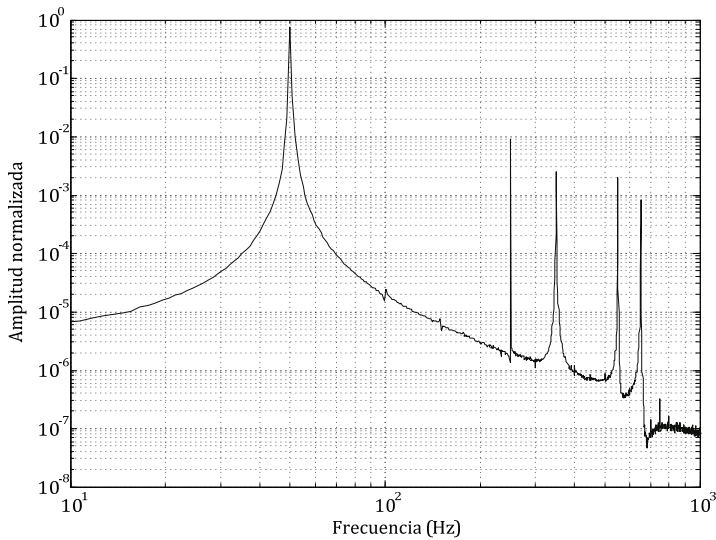


Figura 4-60. Espectro armónico de la tensión sensada V_{ab} .

En la Figura 4-62 se muestra la respuesta temporal de una referencia sinusoidal generada a partir de la fase estimada, $\hat{\theta}_i$, junto con su espectro armónico, donde se comprueba que el rizado en la misma genera una referencia distorsionada distinta de la referencia ideal mostrada en la Figura 4-56. Tal y como se explicará más adelante, dicha referencia servirá a los lazos de control del convertidor para generar la corriente inyectada a la red eléctrica; como resulta obvio, una referencia distorsionada repercutirá en un aumento del THD_i del inversor.

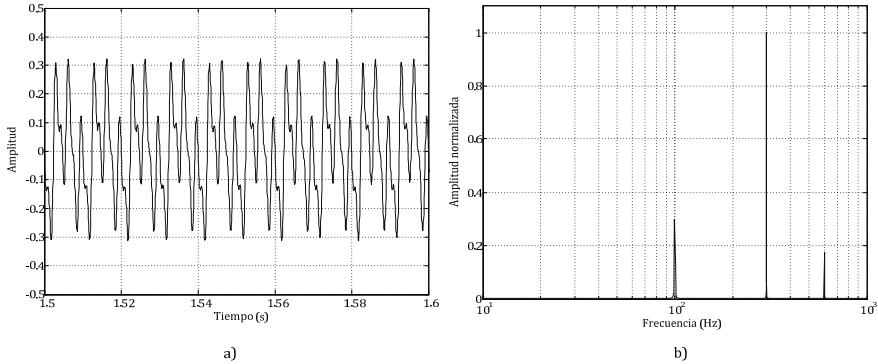


Figura 4-61. Componente V_q de un sistema trifásico desequilibrado y con distorsión, a) respuesta temporal y b) espectro armónico.

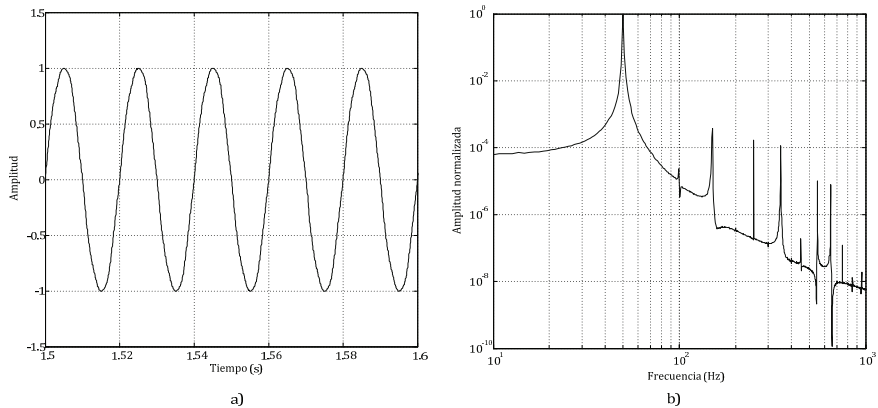


Figura 4-62. a) Respuesta temporal y b) espectro armónico de $\sin(\hat{\theta}_i)$, cuando la red se encuentra desequilibrada y distorsionada.

Estimación de la fase con sistema trifásico distorsionado y desequilibrado, con filtrado no adaptativo de V_q .

En esta prueba se han implementado filtros *Lattice-Notch* IIR no adaptativos, de manera que los armónicos contenidos en la componente V_q debidos a desequilibrio y distorsión, sean convenientemente atenuados. En $t=0s$, el sistema trifásico se encuentra equilibrado y sin distorsión, de acuerdo a la Figura 4-54, con una frecuencia inicial de $f_0=50Hz$. En un determinado instante de tiempo, $t_1\approx 0.5s$, se introduce desequilibrio y distorsión, tal y como se muestra en la Figura 4-59, manteniendo fija la frecuencia en $f_0=50Hz$. A continuación, en $t_2\approx 1.5s$ se varía la frecuencia abruptamente hasta $f_1=55Hz$. Finalmente, en $t_3\approx 2.5s$, desaparece el desequilibrio y la distorsión de la tensión de red. Cabe destacar que, aunque las variaciones de frecuencia no suelen producirse de forma abrupta en la red eléctrica, se pretende comprobar el correcto funcionamiento de la estrategia de control propuesta en condiciones de trabajo muy adversas. En la figura Figura 4-63 se muestra la respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar y filtrada mediante los filtros *Lattice-Notch* IIR no adaptativos propuestos en apartados anteriores.

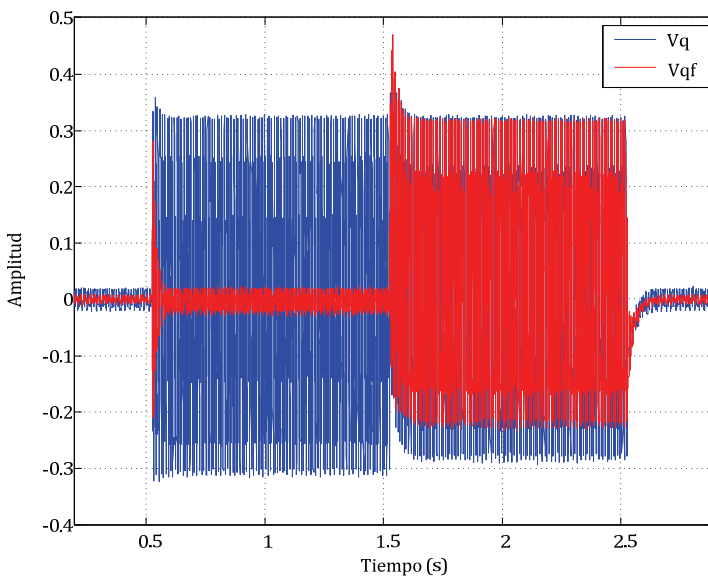


Figura 4-63. Respuesta temporal de V_q sin filtrar (azul) y filtrada mediante *Lattice-Notch* IIR no adaptativo (rojo).

En $t=0s$ el sistema trifásico no presenta desequilibrio ni distorsión, por lo que ambas señales resultan prácticamente iguales, con un valor cercano a cero. En $t_1 \approx 0.5s$, se comprueba que la señal V_q (azul) contiene el rizado correspondiente debido a las imperfecciones de la red, mientras que en la señal filtrada (rojo), los mismos se encuentran atenuados. Finalmente, en $t_2 \approx 1.5s$, se varía la frecuencia abruptamente hasta $f_1=55Hz$. Puede comprobarse como el efecto del filtro *Lattice-Notch* IIR no adaptativo es deficiente en estas condiciones, tal y como era de esperar.

En la Figura 4-64 se muestra el espectro armónico de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo), para $f_0=50Hz$, mientras que en la TABLA 4-XIV se indica la atenuación obtenida para cada uno de los armónicos.

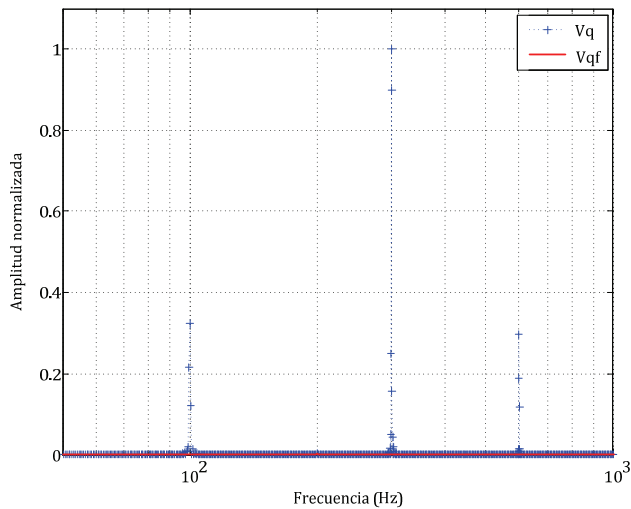


Figura 4-64. Espectro armónico de V_q sin filtrar (trazo discontinuo-azul) y filtrada (trazo continuo-rojo), con $f_0=50Hz$.

TABLA 4-XIV. Atenuación de los distintos armónicos mediante el empleo filtrado no adaptativo con $f_0=50Hz$.

A_2	-149.19 dB
A_6	-114.05 dB
A_{12}	-111.24 dB

En la Figura 4-65 se muestra el espectro armónico de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo), para $f_1=55\text{Hz}$, donde se comprueba que la atenuación es mucho menor que en el caso anterior. En concreto, en la TABLA 4-XV se indica la atenuación obtenida para cada uno de los armónicos.

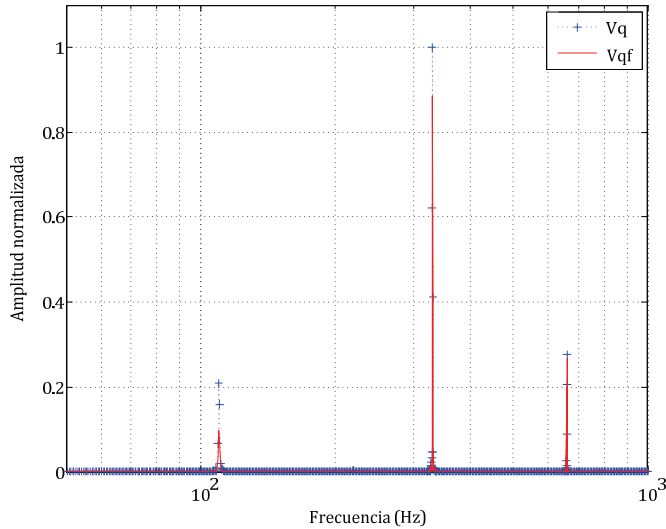


Figura 4-65. Espectro armónico de V_q sin filtrar (trazo discontinuo-azul) y filtrada (trazo continuo-rojo), con $f_1=55\text{Hz}$.

TABLA 4-XV. Atenuación de los distintos armónicos mediante el empleo filtrado no adaptativo con $f_1=55\text{Hz}$.

A_2	-6.53 dB
A_6	-1.05 dB
A_{12}	-0.29 dB

En la Figura 4-66 se muestra la respuesta temporal de V_{ab} y de la fase estimada, $\hat{\theta}_i$, para $f_0=50\text{Hz}$ y para $f_1=55\text{Hz}$, mientras que en la Figura 4-67 se muestra el espectro armónico de una referencia sinusoidal generada a partir de la fase estimada para dichas frecuencias, donde se aprecia claramente la aparición de armónicos de amplitud considerable distintos del fundamental, debido a la variación de frecuencia de la red distorsionada y desequilibrada y a la no adaptación del filtro *notch*.

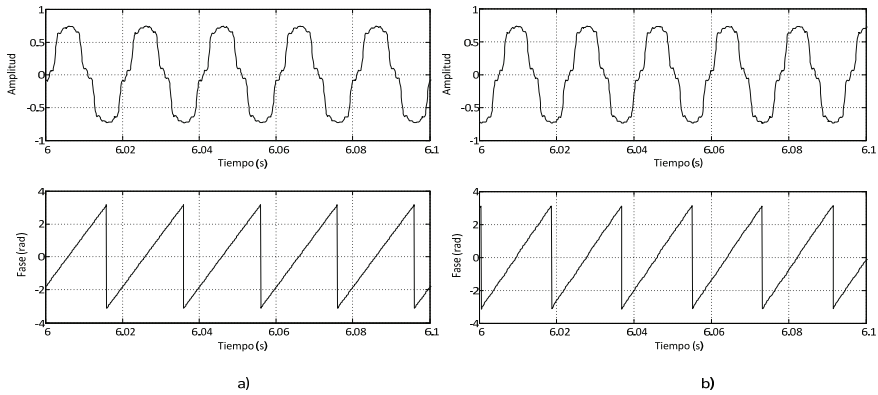


Figura 4-66 . Respuesta temporal de V_{ab} (arriba) y de la fase estimada (abajo) para a) $f_0=50\text{Hz}$ y b) $f_1=55\text{Hz}$.

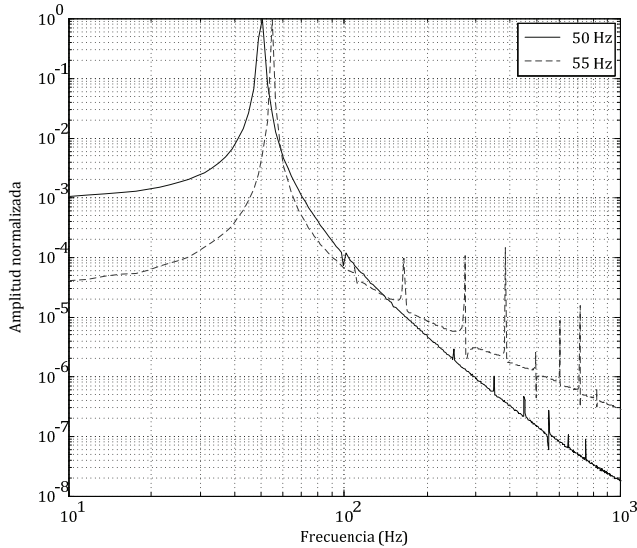


Figura 4-67. Espectro armónico de una referencia sinusoidal generada con la fase estimada para $f_0=50\text{Hz}$ (continua-azul) y $f_1=55\text{Hz}$ (discontinua-rojo).

Estimación de la fase con sistema trifásico distorsionado y desequilibrado, con filtrado adaptativo de V_{α} .

En este apartado, se ha programado el mismo sistema trifásico de tensiones que en el apartado anterior, incluyendo una variación brusca en la frecuencia desde $f_0=50\text{Hz}$ hasta $f_1=55\text{Hz}$.

En la Figura 4-68 se muestra la respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada mediante el filtro *Lattice-Notch* IIR adaptativo. En $t \approx 0.35s$, se ha introducido desequilibrio y distorsión a la red trifásica; en consecuencia, la componente V_q aparece distorsionada, mientras que el filtrado de la misma mediante los filtros adaptativos correspondientes dan lugar a una señal que, tras un transitorio, queda completamente filtrada (rojo). Esto puede comprobarse claramente en la Figura 4-69, donde se muestra el espectro armónico de ambas señales. La atenuación de cada uno de los filtros se detalla en la TABLA 4-XVI.

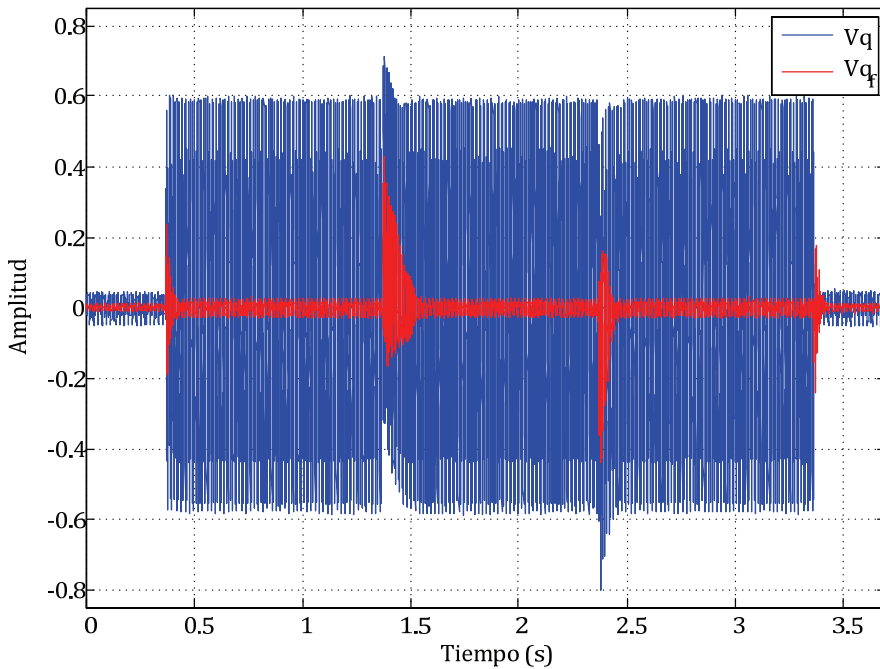


Figura 4-68. Respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo) mediante *Lattice-Notch* IIR adaptativo.

TABLA 4-XVI. Atenuación de armónicos mediante filtrado adaptativo con $f_0=50Hz$.

A_2	-60.25 dB
A_6	-100.64 dB
A_{12}	-121.36 dB

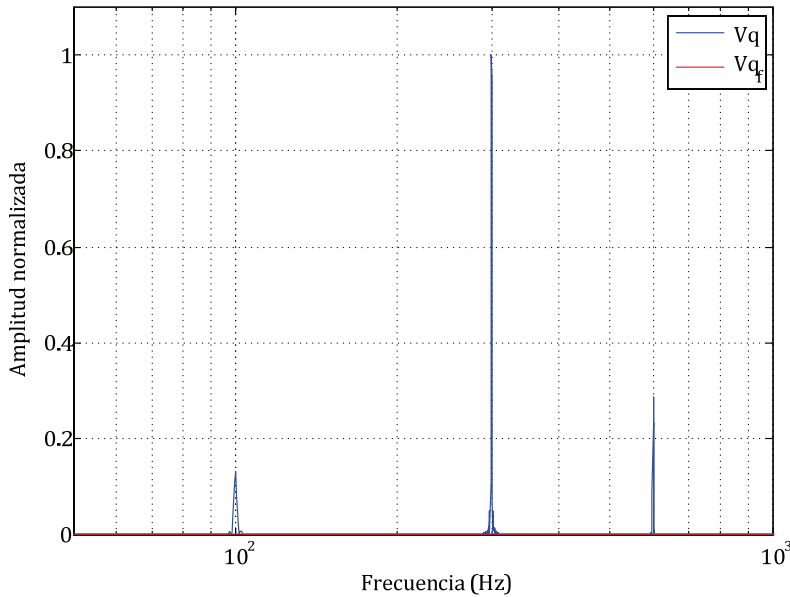


Figura 4-69. Espectro armónico de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (roja) para $f_0=50\text{Hz}$.

En $t \approx 1.35\text{s}$ se ha variado la frecuencia desde $f_0=50\text{Hz}$ hasta $f_1=55\text{Hz}$, manteniendo el desequilibrio y la distorsión. En la Figura 4-68 se comprueba que dicha variación de frecuencia afecta a la variable filtrada, que sufre un transitorio hasta que los coeficientes de los filtros *Lattice-Notch* IIR adaptativos alcanzan el valor que permite rechazar los armónicos en V_q . En la Figura 4-70 se comprueba con mayor claridad el efecto del filtrado adaptativo, donde se comprueba que el rechazo de los armónicos en V_q es correcto a pesar de la variación en la frecuencia de la red eléctrica. En la TABLA 4-XVII se muestra la atenuación de cada uno de los armónicos debidos a desequilibrio y distorsión cuando la frecuencia es $f_1=55\text{Hz}$.

TABLA 4-XVII. Atenuación de armónicos mediante filtrado adaptativo con $f_1=55\text{Hz}$.

A_2	-64.48 dB
A_6	-104.98 dB
A_{12}	-150.67 dB

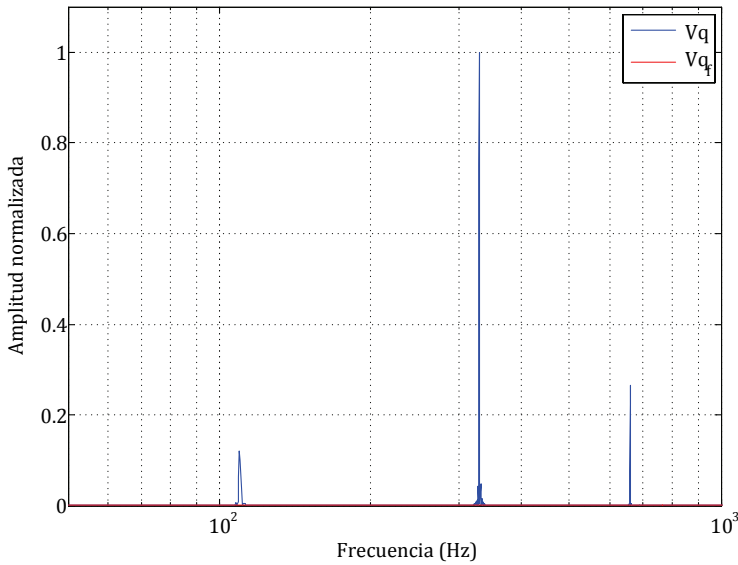


Figura 4-70. Espectro armónico de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (roja) para $f_0=50\text{Hz}$.

Finalmente, en $t \approx 2.35\text{s}$ se ha variado la frecuencia desde $f_1=55\text{Hz}$ a $f_0=50\text{Hz}$, mientras que en $t \approx 3.35\text{s}$ se vuelve a la situación inicial. En ambos casos, el filtrado adaptativo adapta los coeficientes del filtro hasta alcanzar el régimen estacionario que permite eliminar los armónicos no deseados de la componente V_q .

En la Figura 4-71 se muestra la respuesta temporal de la tensión entre fases, V_{ab} , junto con la estimación de la fase, $\hat{\theta}_i$, para $f_0=50\text{Hz}$ y $f_1=55\text{Hz}$. Empleando la fase estimada en cada uno de los casos, se ha generado una señal sinusoidal para comprobar el espectro armónico de dicha referencia, cuya representación gráfica se muestra en la Figura 4-72, donde se comprueba que los armónicos distintos del fundamental resultan despreciables con independencia de la frecuencia de la red eléctrica. Este resultado contrasta de manera notable con el obtenido en la Figura 4-67, poniendo de manifiesto el óptimo funcionamiento del filtrado adaptativo sobre la variable V_q del SRF-PLL.

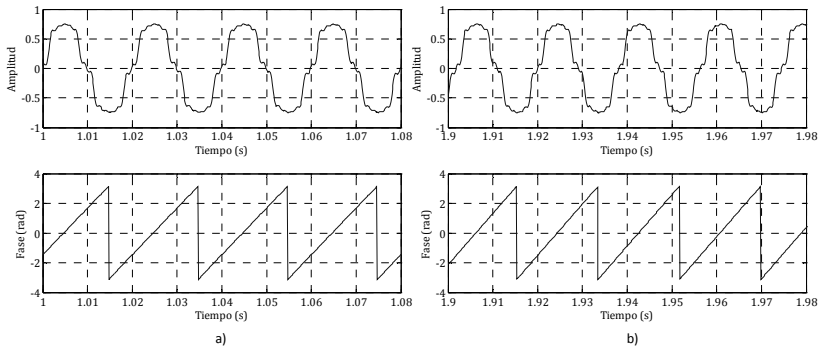


Figura 4-71. Respuesta temporal de V_{ab} (arriba) y de la fase estimada (abajo) para a) $f_0=50\text{Hz}$ y b) $f_1=55\text{Hz}$.

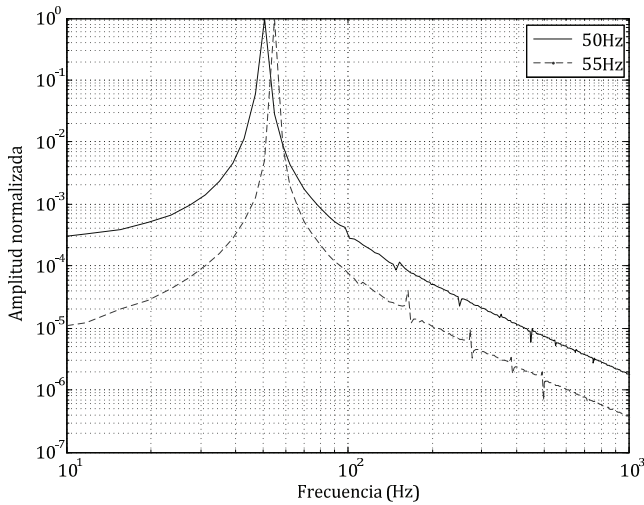


Figura 4-72. Espectro armónico de una referencia sinusoidal generada con la fase estimada para $f_0=50\text{Hz}$ (continua-azul) y $f_1=55\text{Hz}$ (discontinua-rojo).

Para comprobar que el ajuste de los parámetros de los filtros adaptativos es correcto cuando la variación de frecuencia se produce en el sentido opuesto, se ha variado la frecuencia desde $f_0=50\text{Hz}$ hasta $f_1=45\text{Hz}$ de manera abrupta, obteniendo el resultado de la Figura 4-73 para la respuesta temporal de la variable V_q filtrada y sin filtrar. Dado que el resultado es similar al obtenido en la Figura 4-68, es posible afirmar que el funcionamiento de los filtros adaptativo es correcto.

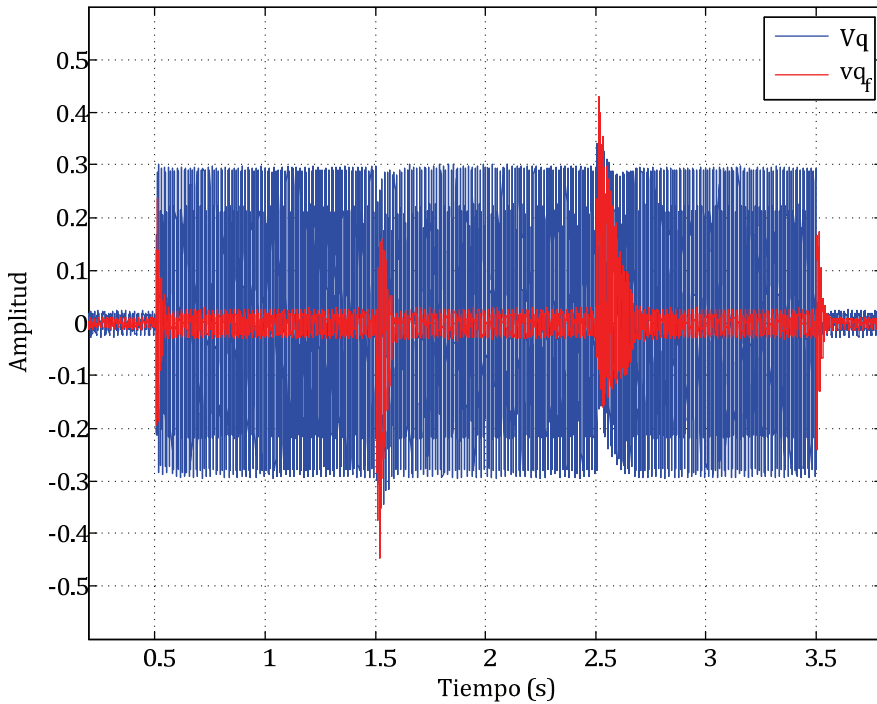


Figura 4-73. Respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo) mediante *Lattice-Notch* IIR adaptativo.

En último lugar, se ha sometido a la red trifásica a una variación suave de la frecuencia, de manera que la misma varía desde $f_0=50\text{Hz}$ hasta $f_1=60\text{Hz}$ en un tiempo $\Delta t=1\text{s}$, de $f_1=60\text{Hz}$ hasta $f_2=40\text{Hz}$ en un tiempo $\Delta t=2\text{s}$, y de $f_2=40\text{Hz}$ hasta $f_0=50\text{Hz}$ en un tiempo $\Delta t=1\text{s}$. La respuesta temporal de la variable V_q filtrada y sin filtrar se muestra en la Figura 4-74. En la misma es posible comprobar que el filtrado adaptativo exhibe un seguimiento progresivo de la frecuencia de la red eléctrica, con un filtrado de la componente V_q del SRF-PLL de acuerdo a lo esperado.

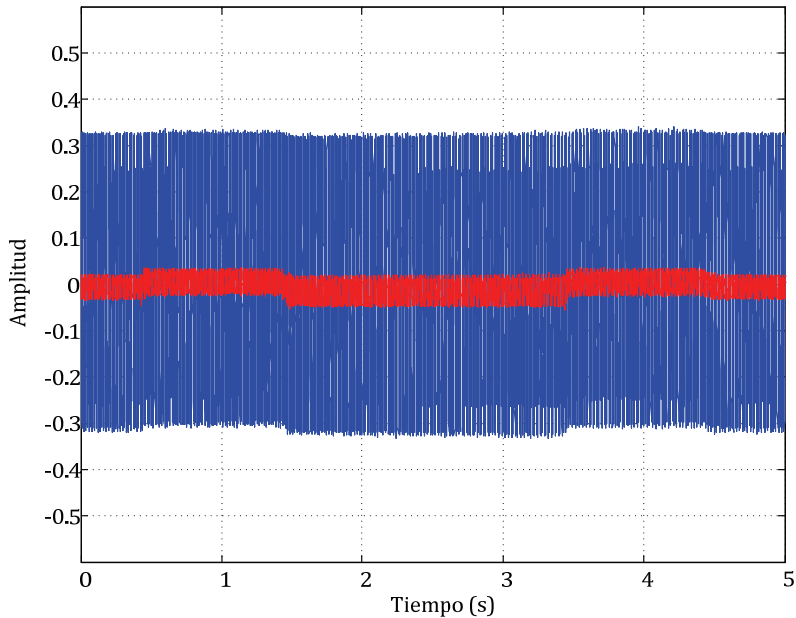


Figura 4-74. Respuesta temporal de la componente V_q sin filtrar (azul) y filtrada (rojo) mediante *Lattice-Notch* IIR adaptativo con variación suave de la frecuencia.

Carga computacional de cada una de las estrategias de filtrado propuestas.

En la TABLA 4-XVIII se muestra la carga computacional de cada uno de los métodos de filtrado propuestos en los apartados anteriores.

TABLA 4-XVIII. Carga computacional de cada uno de los métodos de filtrado propuestos.

MÉTODO	TIEMPO
<i>SRF-PLL</i>	1.7 μ s
<i>SRF-PLL+Notch</i>	2.7 μ s
<i>SRF-PLL+Lattice no adaptativo</i>	3.8 μ s
<i>SRF-PLL+Lattice adaptativo</i>	7.9 μ s

El método *SRF-PLL* hace referencia a la estimación de la fase sin filtrado de la componente v_q , el método *SRF-PLL+Notch* hace referencia al empleo de filtros *notch* convencionales de acuerdo a (3.64) en la

componente v_q , el método *SRF-PLL+Lattice no adaptativo* hace referencia al empleo de filtros *Lattice* no adaptativos en el filtrado de v_q , y el método *SRF-PLL+Lattice adaptativo* hace referencia al empleo del algoritmo LMS para la adaptación de coeficientes en el filtrado de v_q mediante filtros *Lattice*.

4.7. DISCUSIÓN DE RESULTADOS

En el apartado anterior se han mostrado los resultados obtenidos mediante el empleo de filtros *notch* adaptativos y no adaptativos en los lazos de control del estimador de fase basado en un SRF-PLL. En los mismos se comprueba que, cuando la red se encuentra desequilibrada y/o distorsionada, aparecen armónicos en la componente V_q del SRF-PLL que introducen un rizado en la estimación de la fase de dicha red, en el caso general en que estos no se encuentren convenientemente filtrados. Dado que la fase estimada es empleada en el control del inversor para generar la referencia de corriente inyectada a la red, este rizado supone un deterioro en el THD en corriente del convertidor.

Se ha comprobado mediante resultados experimentales que el empleo de filtros *notch* no adaptativos para eliminar los armónicos de la componente V_q corrige dicho problema cuando la frecuencia de la red eléctrica permanece constante. Por otro lado, se ha comprobado experimentalmente que la atenuación de armónicos en la componente V_q mediante este tipo de filtros sufre un importante deterioro cuando la frecuencia de la red eléctrica varía. En concreto, la atenuación del segundo armónico es de -6.53dB, la del sexto armónico es de -1.05dB y la del doceavo armónico es de -0.29dB. Finalmente, se ha comprobado que la señal de referencia sinusoidal generada a partir de la fase estimada en estas condiciones, presenta un contenido armónico no despreciable.

Para evitar los problemas expuestos hasta ahora, se han programado filtros *Lattice-Notch* IIR adaptativos capaces de filtrar los armónicos en V_q debidos a desequilibrio y distorsión en la red eléctrica, con independencia de la variación en la frecuencia de la misma. Se ha

comprobado experimentalmente que los resultados obtenidos mediante el empleo de este tipo de filtros son notablemente mejores a los obtenidos con los filtros *notch* no adaptativos, cuando la frecuencia de la red eléctrica varía. En las pruebas realizadas, se comprueba que la atenuación del segundo armónico es de aproximadamente -60dB, mientras que la atenuación del sexto y duodécimo armónico es superior a los -100dB, con independencia de la variación de la red eléctrica, lo que supone una mejora considerable respecto al empleo de filtros no adaptativos. Por otro lado, se ha podido comprobar que la generación de una señal sinusoidal a partir de la fase estimada por el SRF-PLL con filtrado adaptativo, permite obtener una referencia donde los armónicos distintos del fundamental resultan nulos o despreciables. Finalmente, cabe destacar que la dinámica de adaptación de los filtros *Lattice-Notch* IIR adaptativos cuando se produce una variación de frecuencia, es comparable a la dinámica del SRF-PLL frente a una variación en la misma, por lo que el proceso de adaptación de los filtros adaptativos no modifica la respuesta dinámica del SRF-PLL con filtrado adaptativo frente al SRF-PLL convencional, lo que implica que el tiempo en el que la fase es estimada correctamente por el SRF-PLL cuando se produce un transitorio en la frecuencia es el mismo tanto en un caso como en otro, con la ventaja de que, cuando la componente V_q se encuentra filtrada, la estimación de dicha fase carece de rizado.

Finalmente, se ha comprobado experimentalmente que la carga computacional aumenta en función de la complejidad del tipo de filtrado empleado, siendo este valor el más elevado cuando se emplean técnicas de filtrado adaptativo basadas en estructura *Lattice*. No obstante, tal y como se comprobará en capítulos posteriores, la mejora obtenida en el THD_i cuando existe distorsión y desequilibrio en la red eléctrica justifican el aumento en el tiempo de proceso.

CAPÍTULO 5

Filtrado Adaptativo aplicado al Control Modo Corriente del Inversor

CAPÍTULO 5. FILTRADO ADAPTATIVO APLICADO AL CONTROL MODO CORRIENTE DEL INVERSOR

El esquema del convertidor empleado en la presente tesis se muestra en la Figura 5-1, donde los paneles solares se conectan a la red eléctrica a través de un filtro de tercer orden LCL y un transformador trifásico DY . El empleo del filtro LCL se encuentra extendido en la actualidad dado que ha demostrado una mejor atenuación de los armónicos de alta frecuencia inyectados a la red eléctrica en comparación con el filtro de primer orden a partir de una única inductancia a pesar de que su diseño reviste una mayor complejidad [2], [12], [24], [36], [40], [41], [163]-[165].

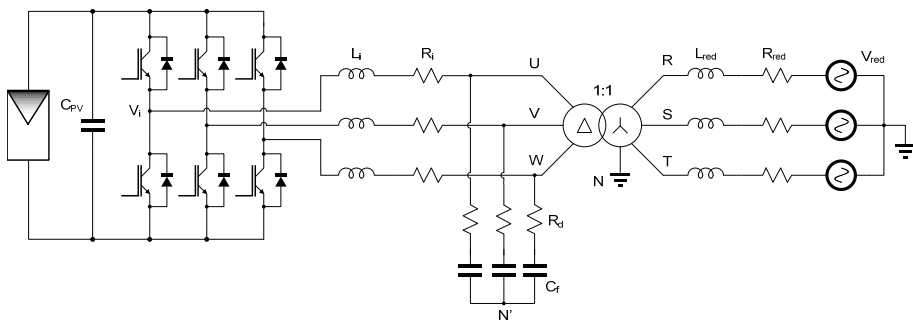


Figura 5-1. Esquema del inversor conectado a la red eléctrica a través de filtro LCL y transformador DY .

Para el control del inversor se ha optado por la implementación de controladores PR en el StRF, los cuales permiten el control de la secuencia directa e inversa mediante un solo regulador por canal, aseguran un mejor seguimiento de la referencia en comparación con un

que permite obtener i_{α}^* e i_{β}^* se simplifica notablemente. Por otro lado, en un sistema a tres hilos, es posible realizar la proyección del sistema de corrientes trifásico mediante el sensado de la corriente de dos de las tres fases, de acuerdo a (5.2).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \tag{5.2}$$

Lo expuesto en el párrafo anterior permite obtener el esquema de control de la Figura 5-3, a partir del cual es posible deducir los lazos de control en pequeña señal de la tensión en el panel fotovoltaico, V_{PV} , así como de la corriente inyectada en la red eléctrica proyectada en el StRF, i_{α} e i_{β} , mostrados en la Figura 5-4, Figura 5-5 y Figura 5-6 respectivamente; para ello, se ha supuesto un ancho de banda mucho mayor para los lazos de corriente que para el lazo de tensión, lo que permite suponer, desde el punto de vista del control de la tensión en el panel, V_{PV} , que la corriente sensada es igual a la corriente de referencia.

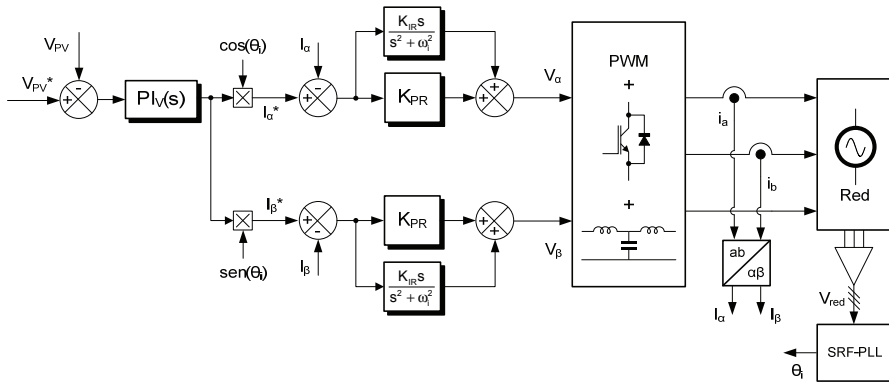


Figura 5-3. Esquema de control PR en el StRF.

En los siguientes apartados se abordará el desarrollo del modelo lineal en pequeña señal del convertidor en el marco de referencia estacionario, StRF [38], [166]-[168], que permitirá obtener las funciones de transferencia más relevantes para llevar a cabo el control lineal en modo corriente del mismo, incluyendo el dimensionado del filtro LCL.

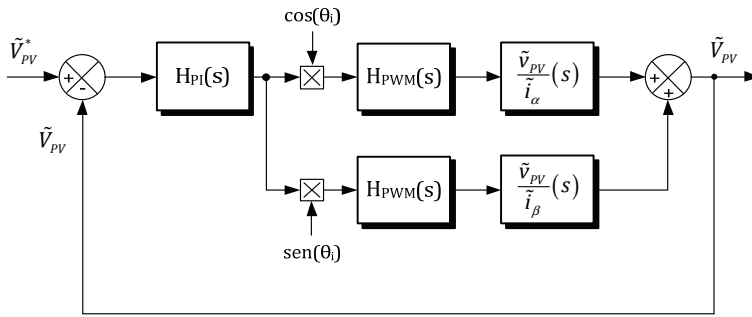


Figura 5-4. Lazo de control mediante PI de la tensión en el panel.

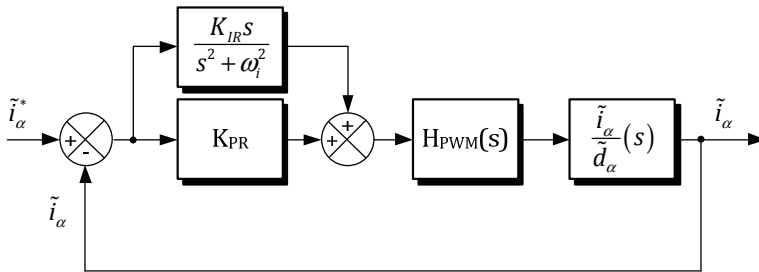


Figura 5-5. Lazo de control mediante PR de la corriente en el canal α .

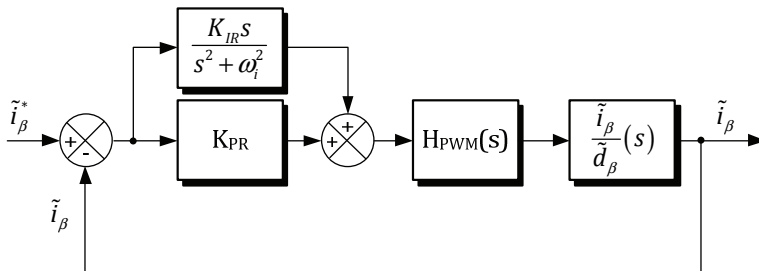


Figura 5-6. Lazo de control mediante PR de la corriente en el canal β .

5.1. DISEÑO DEL FILTRO LCL DE SALIDA

El diseño del filtro LCL de salida se abordará a partir del circuito equivalente de una de las fases del inversor referida al punto N' , mostrado en la Figura 5-7, que incluye la inductancia de fugas del

transformador más la impedancia de la red eléctrica reflejada en el primario, L_g y R_g , como parte del filtro. Cabe destacar que el filtro de tercer orden propuesto presenta una resonancia que debe ser atenuada bien mediante métodos activos [37], [164], [169], o bien mediante métodos pasivos [163], [170]. En el trabajo que nos ocupa, se ha optado por la implementación de métodos pasivos de amortiguamiento de la resonancia, por lo que la resistencia R_d se ha añadido al circuito, en serie con el condensador C_f .

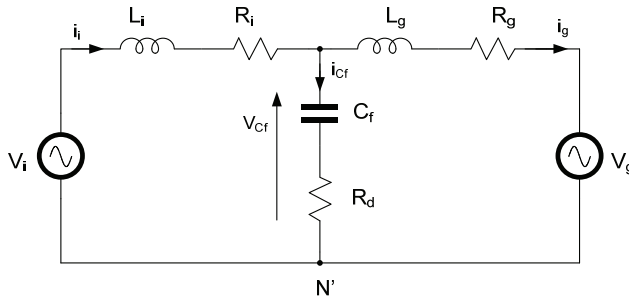


Figura 5-7. Circuito monofásico equivalente de una rama del inversor más el filtro LCL.

Dado que los valores L_g y R_g son valores que dependen del transformador y de la impedancia de la red eléctrica, a continuación se detalla el cálculo de los mismos.

En la Figura 5-8 se muestra el circuito equivalente de una de las fases del transformador DY conectado a la red eléctrica, donde L_p , R_p , L_s y R_s modelan la inductancia de fugas y las pérdidas en el cobre del bobinado del primario y del secundario respectivamente, mientras que L_{red} y R_{red} modelan la impedancia de una de las fases de la red eléctrica [2], [24], [165], [170]. En la Figura 5-9 se muestra el mismo modelo que en la Figura 5-8, donde las impedancias del secundario y la tensión entre fase y neutro de la red, V_{red} han sido reflejadas al primario.

$$L_r = L_p + L_s \tag{5.3}$$

$$R_r = R_p + R_s \tag{5.4}$$

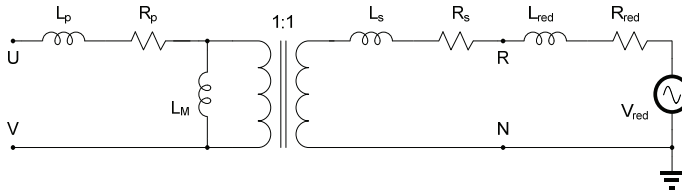


Figura 5-8. Modelo de una de las fases del transformador *DY* conectado a la red eléctrica.

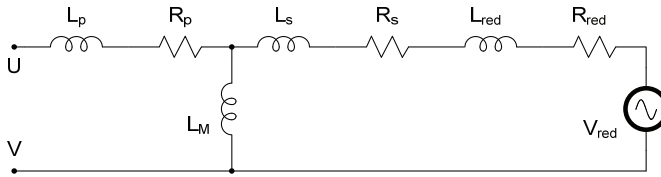


Figura 5-9. Modelo de una de las fases del transformador *DY* conectado a la red eléctrica visto desde el primario.

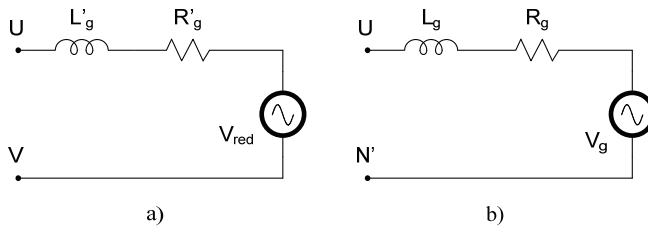


Figura 5-10. Circuito equivalente de una de las fases del transformador *DY* conectado a la red eléctrica visto desde el primario a) entre fases y b) entre fase y N' .

Finalmente, y teniendo en cuenta que la inductancia magnetizante, L_M , es mucho mayor que la inductancia de fugas y la de la red eléctrica, se obtiene el circuito equivalente de la Figura 5-10 a), donde se cumplen (5.5) y (5.6).

$$L'_g = L_T + L_{red} \tag{5.5}$$

$$R'_g = R_T + R_{red} \tag{5.6}$$

Dado que el modelo de la Figura 5-7 es el equivalente monofásico del inversor, el modelo del transformador conectado a la red eléctrica se muestra en la Figura 5-10 b), donde se cumplen (5.7), (5.8) y (5.9).

$$V_g = \frac{V_{red}}{\sqrt{3}} \tag{5.7}$$

$$L_g = \frac{L'_g}{3} \tag{5.8}$$

$$R_g = \frac{R'_g}{3} \tag{5.9}$$

Para el diseño del filtro LCL es conveniente obtener las funciones de transferencia que relacionan la tensión del inversor, V_i , con las corrientes del lado del inversor, i_i , y del lado de la red, i_g , así como la función de transferencia entre ambas corrientes. Dichas funciones de transferencia, obtenidas a partir de la Figura 5-11 [40], [164], se muestran en (5.10), (5.11) y (5.12) respectivamente, donde, aplicando el teorema de superposición, se ha supuesto que $V_g=0$, para estudiar la respuesta del filtro para armónicos distintos del fundamental [163].

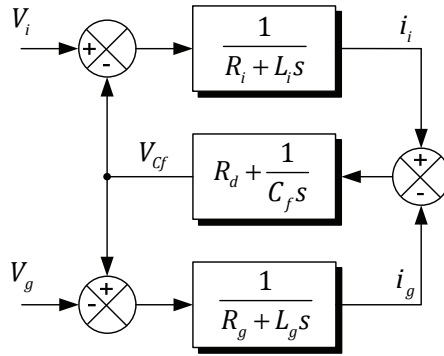


Figura 5-11. Modelo del filtro LCL.

$$G_c(s) = \frac{i_i}{V_i}(s) = \frac{As^2 + Bs + 1}{Cs^3 + Ds^2 + Es + F} \tag{5.10}$$

$$G_g(s) = \frac{i_g}{V_i}(s) = \frac{Gs + 1}{Cs^3 + Ds^2 + Es + F} \tag{5.11}$$

$$G_i(s) = \frac{i_g(s)}{i_i(s)} = \frac{Gs + 1}{As^2 + Bs + 1} \quad (5.12)$$

TABLA 5-1. Coeficientes de las funciones de transferencia $G_c(s)$, $G_g(s)$ y $G_i(s)$.

A	$C_f L_g$
B	$C_f (R_g + R_d)$
C	$C_f L_i L_g$
D	$C_f [L_g (R_i + R_d) + L_i (R_g + R_d)]$
E	$C_f (R_i R_g + R_d R_g + R_i R_d) + L_i + L_g$
F	$R_g + R_i$
G	$R_d C_f$

Dado que el cometido del filtro es atenuar los armónicos de conmutación, y que su influencia en la estabilidad del sistema se encuentra a frecuencias mayores que la frecuencia de la red eléctrica, no es necesario estudiar el efecto del filtro a la frecuencia de la red eléctrica.

Las funciones de transferencia anteriormente descritas pueden ser simplificadas suponiendo que las resistencias R_g y R_i son despreciables, y que no se amortigua la resonancia del filtro ($R_d=0$). En ese caso, se obtienen (5.13), (5.14) y (5.15).

$$G_c(s) \Big|_{R_x=0} = \frac{i_i(s)}{V_i} \Big|_{R_x=0} = \frac{1}{L_i s} \cdot \frac{s^2 + Z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (5.13)$$

$$G_g(s) \Big|_{R_x=0} = \frac{i_g(s)}{V_i} \Big|_{R_x=0} = \frac{1}{L_i s} \cdot \frac{Z_{LC}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (5.14)$$

$$G_i(s) \Big|_{R_x=0} = \frac{i_g(s)}{i_i} \Big|_{R_x=0} = \frac{Z_{LC}^2}{s^2 + Z_{LC}^2} \quad (5.15)$$

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f} \quad (5.16)$$

$$Z_{LC}^2 = \frac{1}{L_g C_f} \quad (5.17)$$

A partir de (5.13) y (5.14), puede comprobarse que el control de la corriente i_i mediante la tensión generada por el inversor, V_i , presente un polo complejo conjugado cuya frecuencia de resonancia se indica en (5.16). Por otro lado, la función de transferencia entre la corriente i_g y la tensión V_i , mostrada en (5.14), presenta el mismo polo. La diferencia entre ambas funciones de transferencia radica en el cero complejo-conjugado cuya frecuencia de resonancia se describe en (5.17). Este cero compensa en (5.14) la pérdida de fase introducida por el polo, por lo que, desde el punto de vista de la estabilidad del sistema, el control de la corriente i_i es preferible frente al control de la corriente i_g [170], tal como se mostrará más adelante.

Finalmente, particularizando (5.10), (5.11) y (5.12) para el caso en que $R_d \neq 0$, y suponiendo que las resistencias parásitas del lado de la red, R_g y del lado del convertidor, R_i , son despreciables, se obtienen (5.18), (5.19) y (5.20), donde se comprueba que tanto los polos como los ceros complejo-conjugados aparecen amortiguados, pudiendo calcularse dicha amortiguación mediante (5.21) y (5.22).

$$G_c(s) \Big|_{R_d \neq 0} = \frac{i_i(s)}{V_i} \Big|_{R_d \neq 0} = \frac{1}{L_i s} \cdot \frac{s^2 + 2\xi_Z Z_{LC} s + Z_{LC}^2}{s^2 + 2\xi_P \omega_{res} s + \omega_{res}^2} \quad (5.18)$$

$$G_g(s)\Big|_{Rd \neq 0} = \frac{i_g}{V_i}(s)\Big|_{Rd \neq 0} = \frac{R_d C_f Z_{LC}^2}{L_i s} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_d C_f}\right)}{s^2 + 2\xi_P \omega_{res} s + \omega_{res}^2} \quad (5.19)$$

$$G_i(s)\Big|_{Rd \neq 0} = \frac{i_i}{i_i}(s)\Big|_{Rd \neq 0} = \frac{R_d}{L_g} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_d C_f}\right)}{s^2 + 2\xi_Z Z_{LC} s + Z_{LC}^2} \quad (5.20)$$

$$\xi_Z = \frac{R_d C_f}{2} \frac{1}{\sqrt{L_g C_f}} \quad (5.21)$$

$$\xi_P = \frac{R_d C_f}{2} \frac{\sqrt{L_i + L_g}}{\sqrt{L_i L_g C_f}} \quad (5.22)$$

Para el dimensionado del filtro LCL se tendrán en cuenta las siguientes condiciones de diseño [40]:

- El valor del condensador del filtro, C_f , estará limitado de manera que su impedancia sea mayor de 20 veces la impedancia base a la frecuencia de la red eléctrica. Dado que se pretende controlar la corriente i_i , esta limitación es crítica, ya que capacidades mayores supondrían un consumo mayor de energía reactiva, y por tanto un desfase considerable entre la corriente i_i y la corriente i_g , que redundaría en un deterioro del factor de potencia. La justificación de esta afirmación se deduce a partir de la Figura 5-12, donde se han despreciado las resistencias parásitas de las inductancias, y se ha obviado la resistencia de amortiguamiento.

En la misma se comprueba que para poder considerar $i_i \approx i_g$, la impedancia del condensador C_f debe ser mucho mayor que la impedancia de la asociación serie de L_g con la impedancia base, Z_b . Dado que a la frecuencia del armónico fundamental, la impedancia de L_g es mucho menor que Z_b , se deduce (5.23).

$$Z_{c_f} \geq \frac{100}{5} \cdot Z_b \rightarrow C_f \leq \frac{5}{100} \cdot C_b \quad (5.23)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \omega_{red}} \tag{5.24}$$

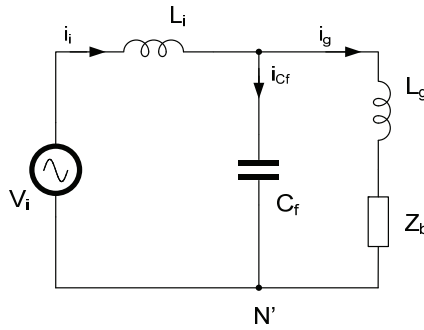


Figura 5-12. Filtro LCL a la frecuencia del armónico fundamental.

- El valor de la inductancia total del filtro, L , definido en (5.25), no debe superar el 10% de la impedancia base a la frecuencia de la red eléctrica. Esto asegura que la caída de tensión en la inductancia no es demasiado elevada a la frecuencia del armónico fundamental generado por el convertidor, optimizando de esta manera la DC-link.

$$L = L_i + L_g \tag{5.25}$$

Una vez diseñado correctamente el valor de C_f a partir de (5.23), es posible reducir el circuito de la Figura 5-12 al de la Figura 5-13, a partir de la cual se justifica la condición de diseño descrita en (5.26).

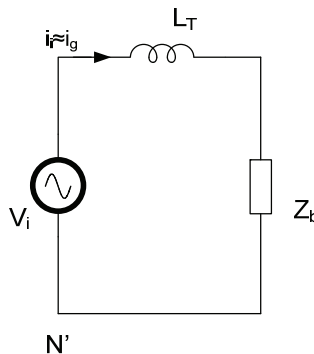


Figura 5-13. Filtro LCL a la frecuencia del armónico fundamental ($i_{cr} \approx 0$).

$$Z_L \leq \frac{10}{100} Z_b \rightarrow L \leq \frac{10}{100} L_b \quad (5.26)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_{red}} \quad (5.27)$$

- El valor de la frecuencia de resonancia del filtro debe encontrarse en el rango comprendido entre diez veces la frecuencia de la red eléctrica y la mitad de la frecuencia de conmutación. De esta manera se evitan problemas de control relacionados con la resonancia del filtro LCL, asegurando una correcta atenuación de los armónicos de conmutación.

- La resonancia del filtro LCL debe ser suficientemente amortiguada para evitar oscilaciones, sin ocasionar excesivas pérdidas que redundarían en un descenso considerable del rendimiento del convertidor, debido a las pérdidas en R_d . Como punto de partida, puede seleccionarse un valor para R_d de acuerdo a (5.28).

$$R_d \approx \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{C_f \omega_{res}} \quad (5.28)$$

Cabe recordar que el amortiguamiento de la resonancia puede calcularse mediante (5.21) y (5.22), mientras que las pérdidas se estiman de acuerdo a (5.29).

$$P_{Rd} = 3R_d \cdot \sum_h i_{Cf}^2(h) \quad (5.29)$$

El cálculo de la impedancia base se llevará a cabo mediante (5.30) a partir de los datos mostrados en la TABLA 5-II.

$$Z_b = \frac{V_{red}^2}{P_T} \quad (5.30)$$

A partir (5.30), (5.24), (5.27) y (5.28) se calculan los parámetros más relevantes para el diseño del filtro LCL, a partir de los cuales es posible encontrar el valor de la capacidad máxima y de la inductancia total

máxima del filtro, así como del valor de la resistencia de amortiguamiento, R_d . Suponiendo que la inductancia de la red eléctrica es nula, puede emplearse (5.25) para el cálculo de L_i según (5.31). Los resultados obtenidos se muestran en la TABLA 5-III, mientras que en la TABLA 5-IV se muestran los valores definitivos del filtro LCL.

$$L_i \leq L - L_g \quad (5.31)$$

TABLA 5-II. Datos de diseño para el filtro LCL.

V_{red}	230 V _{rms}
ω_{red}	$2\pi 50$ rad/s
P_T	10 kW
L_T	250 μ H
R_T	110 m Ω
L_{red}	[0, 250 μ H]
R_{red}	[0 Ω , 110 m Ω]
L_g	[83 μ H, 167 μ H]
R_g	[36.7 m Ω , 73.3 m Ω]

La respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia mostradas en (5.10), (5.11) y (5.12), se muestran en la Figura 5-14, donde se comprueba que la frecuencia de resonancia es $f_{res}=3.27$ kHz. Por otro lado, en la Figura 5-14 b) se comprueba que la atenuación del primer armónico de conmutación, $f_{s1}=8$ kHz, es de $A1=-50$ dB, mientras que para el segundo armónico, $f_{s2}=16$ kHz, donde se concentra la mayor parte de la potencia en la modulación sinusoidal trifásica, es de $A2=-62$ dB en el caso del filtro amortiguado, lo que permite cumplir con las normativas de conexión de equipos electrónicos a la red eléctrica, IEC/EN 61000-3-4 e IEEE 15471, en lo que se refiere a inyección de armónicos de alta frecuencia.

A partir de la Figura 5-14 c) se comprueba que $i_i \approx i_g$ hasta aproximadamente la frecuencia de resonancia del filtro, lo que permite el control de la corriente del lado del inversor, i_i , o bien del lado de la red, i_g , indistintamente. No obstante, se deduce a partir de la Figura 5-14 a), que el control de la corriente i_i resulta más interesante desde el

punto de vista de la estabilidad del sistema, dado que la resonancia apenas influye en la respuesta en frecuencia de la función de transferencia $i_i/V_i(s)$, debido en gran medida a la presencia del cero complejo-conjugado descrito en (5.17), que cancela al polo complejo-conjugado responsable de la resonancia del filtro.

TABLA 5-III. Valores base del diseño considerado.

Z_b	5.29 Ω
C_b	600 μF
L_b	16.8 mH
L	≤ 2.5 mH
C_f	≤ 30 μF
L_i	≤ 2.4 mH
f_{res}	3.27 kHz
R_d	0.5 Ω
ξ_Z	0.1503
ξ_P	0.1542

TABLA 5-IV. Valores de diseño del filtro LCL.

L_g	[83 μH , 167 μH]
R_g	[36.7 m Ω , 73.3 m Ω]
L_i	1.6 mH
R_i	16 m Ω
C_f	30 μF
R_d	0.5 Ω

Finalmente, puede comprobarse en la Figura 5-14 b), que la ganancia a la frecuencia de resonancia, $A_{res} \approx 3\text{dB}$, por lo que resulta necesario emplear la resistencia de amortiguamiento R_d . Mediante el empleo de dicha resistencia, se ha logrado amortiguar la resonancia hasta obtener $A_{res} \approx -20\text{dB}$.

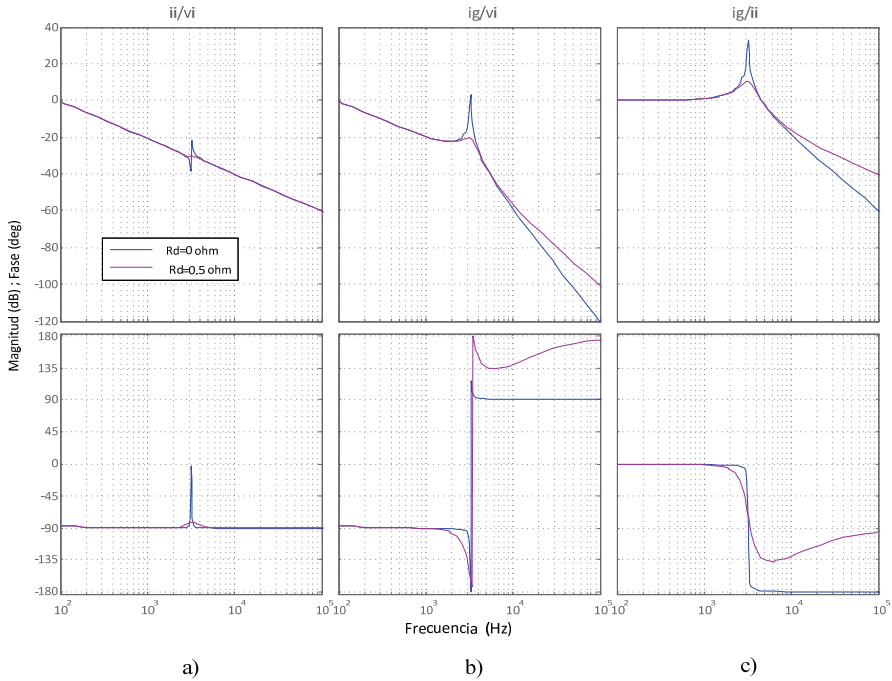


Figura 5-14. Respuesta en frecuencia del filtro LCL, a) i_i/v_i , b) i_g/v_i y c) i_g/i_i , amortiguado (magenta) y sin amortiguar (azul).

En último lugar, se ha realizado un barrido a los parámetros L_g y R_g de acuerdo a la TABLA 5-IV, obteniendo los resultados mostrados en la Figura 5-15 y Figura 5-16. Se comprueba que pequeñas variaciones de L_g no afectan sensiblemente a la respuesta del sistema, mientras que las variaciones de R_g afectan a la respuesta en baja frecuencia.

Tras realizar una simulación del sistema propuesto operando en el punto de máxima potencia, se ha estimado que las pérdidas en R_d se sitúan en $P_{Rd} \approx 3.3W$, lo que supone un 0.03% respecto de la potencia total entregada por el convertidor.

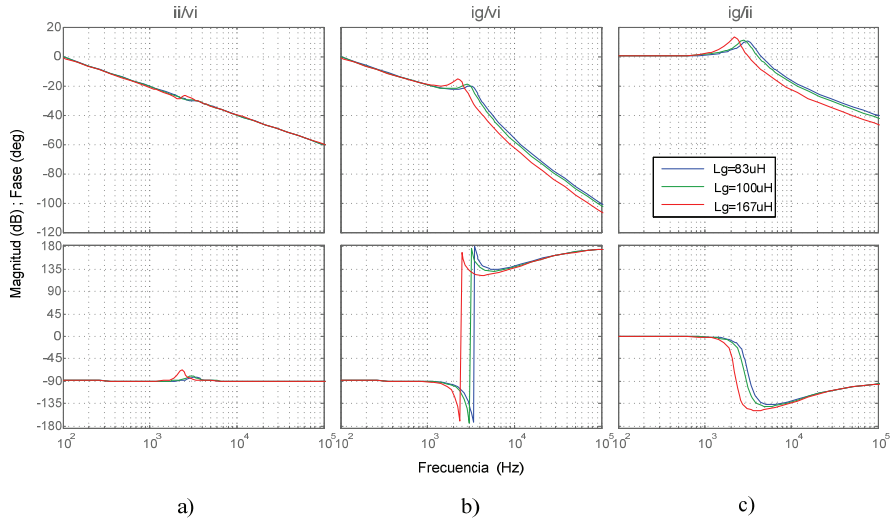


Figura 5-15. Respuesta en frecuencia del filtro LCL frente a variaciones de la inductancia de red, L_g , a) i_i/v_i , b) i_g/v_i y c) i_g/i_i .

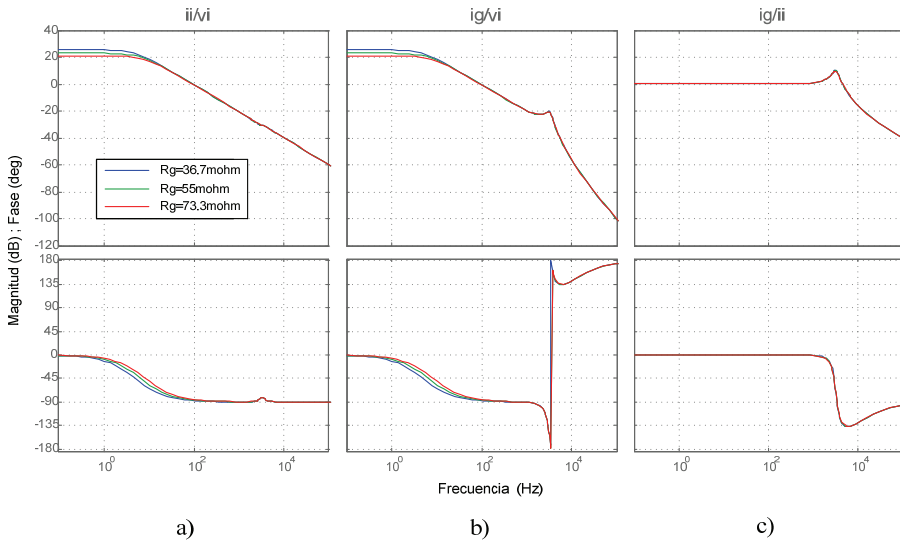


Figura 5-16. Respuesta en frecuencia del filtro LCL frente a variaciones de la resistencia de red, R_g , a) i_i/v_i , b) i_g/v_i y c) i_g/i_i .

5.2. MODELADO DEL INVERSOR

Dado que las técnicas de control propuestas en el presente trabajo son lineales, se precisa de un modelo lineal en pequeña señal del inversor que tenga en cuenta el panel fotovoltaico y el filtro LCL [21], [171]-[173]. Para obtener dicho modelo, se partirá del esquema mostrado en la Figura 5-17 [2], a partir del cual se obtendrá el modelo en pequeña señal en el StRF [38], [166]-[168].

5.2.1. Modelo de Conmutación

Suponiendo que el valor de C_{PV} y de L_i son lo suficientemente grandes, pueden sustituirse dichos componentes discretos por sus fuentes de tensión y de corriente equivalentes, obteniendo el esquema de la Figura 5-18, donde cada una de las ramas del inversor se ha sustituido por el interruptor equivalente, cuyo estado depende de la función S_ϕ , con $\phi \in \{a, b, c\}$. Dicha función puede valer 0 ó 1 y depende del transistor que se encuentre en conducción en cada una de las ramas, de manera que $S_\phi=1$ indica que el transistor superior se encuentra en conducción y el transistor inferior en corte y $S_\phi=0$ indica justo lo contrario.

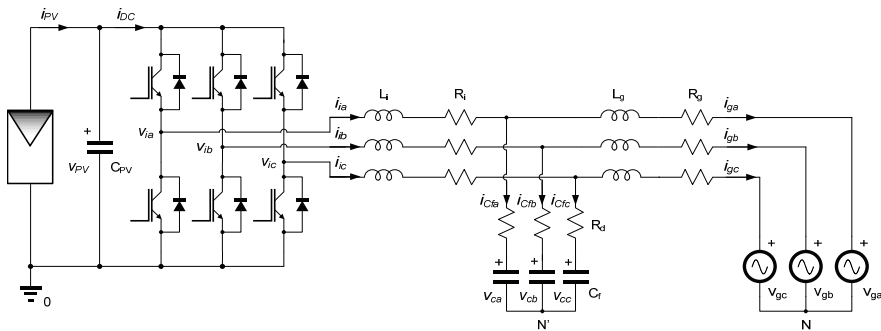


Figura 5-17. Esquema del inversor conectado al panel fotovoltaico y a la red eléctrica mediante un filtro LCL.

Estudiando cada una de los posibles estados de los interruptores, se obtiene la TABLA 5-V, a partir de la cual se obtienen las expresiones (5.32) y (5.33). Finalmente, se obtiene el circuito eléctrico equivalente

para la entrada y para cada una de las salidas del inversor mostrado en la Figura 5-19 a) y b).

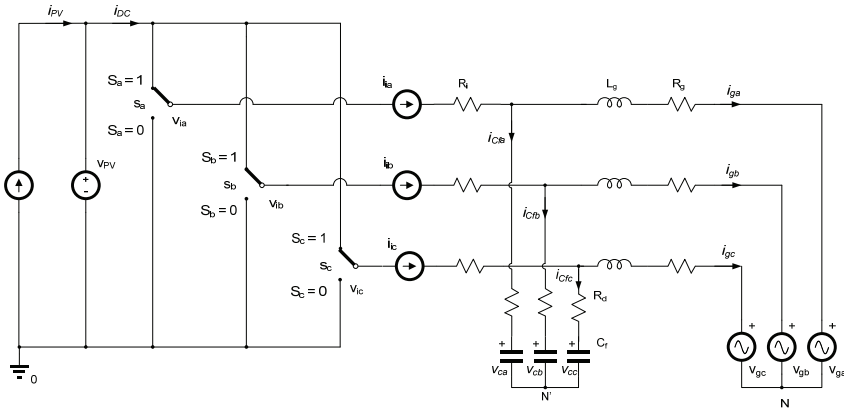


Figura 5-18. Esquema del inversor modificado.

TABLA 5-V. Estados de conmutación.

$S\Phi ; \Phi \in \{a,b,c\}$

Sa	Sb	Sc	i _{DC}
0	0	0	0
0	0	1	i _{ic}
0	1	0	i _{ib}
0	1	1	i _{ib} +i _{ic}
1	0	0	i _{ia}
1	0	1	i _{ia} +i _{ic}
1	1	0	i _{ia} +i _{ib}
1	1	1	i _{ia} +i _{ib} +i _{ic}

$S\Phi ; \Phi \in \{a,b,c\}$

Sa	Sb	Sc	V _{ia}	V _{ib}	V _{ic}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	V _{pv}
0	1	0	0	V _{pv}	0
0	1	1	0	V _{pv}	V _{pv}
1	0	0	V _{pv}	0	0
1	0	1	V _{pv}	0	V _{pv}
1	1	0	V _{pv}	V _{pv}	0
1	1	1	V _{pv}	V _{pv}	V _{pv}

$$\begin{bmatrix} V_{ia} \\ V_{ib} \\ V_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \cdot V_{PV} \tag{5.32}$$

$$i_{DC} = [s_a \quad s_b \quad s_c] \cdot \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

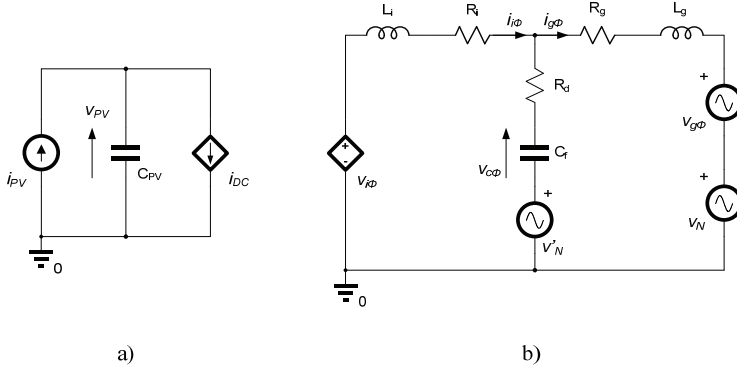


Figura 5-19 Circuito eléctrico equivalente del inversor de a) la entrada y b) una de las fases de la salida ($\Phi E(a,b,c)$).

El análisis del circuito mostrado en la Figura 5-19 b) para cada una de las fases permite obtener (5.34), (5.35) y (5.36), mientras que el análisis del circuito mostrado en la Figura 5-19 a) permite obtener (5.37).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_i} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_i} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_i} v_{PV} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L_i} v'_N \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} = \frac{R_d}{L_g} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} (v_N - v'_N) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

$$\frac{d}{dt} v_{PV} = -\frac{1}{C_{PV}} [s_a \quad s_b \quad s_c] \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{PV}} i_{PV} \quad (5.37)$$

Definiendo los vectores descritos en (5.38), las ecuaciones (5.34), (5.35), (5.36) y (5.37) pueden expresarse de acuerdo a (5.39), que define el modelo de conmutación del inversor conectado al array de paneles fotovoltaicos y a la red eléctrica a través del filtro LCL.

$$\begin{aligned} \vec{i}_i &= [i_{ia} \quad i_{ib} \quad i_{ic}]^T & \vec{i}_g &= [i_{ga} \quad i_{gb} \quad i_{gc}]^T & \vec{v}_c &= [v_{ca} \quad v_{cb} \quad v_{cc}]^T \\ \vec{v}_g &= [v_{ga} \quad v_{gb} \quad v_{gc}]^T & \vec{s} &= [s_a \quad s_b \quad s_c]^T & \vec{I} &= [1 \quad 1 \quad 1]^T \end{aligned} \quad (5.38)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \vec{i}_i &= -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} \vec{i}_i + \frac{R_d}{L_i} \vec{i}_g - \frac{1}{L_i} \vec{v}_c + \frac{1}{L_i} v_{PV} \vec{s} - \frac{1}{L_i} v'_N \vec{I} \\ \frac{d}{dt} \vec{i}_g &= \frac{R_d}{L_g} \vec{i}_i - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} \vec{i}_g + \frac{1}{L_g} \vec{v}_c - \frac{1}{L_g} \vec{v}_g - \frac{1}{L_g} (v_N - v'_N) \vec{I} \\ \frac{d}{dt} \vec{v}_c &= \frac{1}{C_f} \vec{i}_i - \frac{1}{C_f} \vec{i}_g \\ \frac{d}{dt} v_{PV} &= -\frac{1}{C_{PV}} \vec{s}^T \vec{i}_i + \frac{1}{C_{PV}} i_{PV} \end{aligned} \right. \quad (5.39)$$

5.2.2. Modelo Promediado

A partir de (5.39) puede obtenerse un modelo promediado del convertidor, válido para frecuencias menores que la mitad de la frecuencia de conmutación, sin más que aplicar el operador media móvil descrito en (5.40) a cada una de las variables promediadas. Cabe destacar que en (5.40), T hace referencia al periodo de conmutación $T=1/f_s$.

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (5.40)$$

Aplicando el operador media sobre el vector \vec{s} , cuya representación gráfica de uno de sus elementos se muestra en la Figura 5-20 a) se obtiene (5.41), de donde se deduce que el valor medio de la función s_ϕ se corresponde con el ciclo de trabajo, d_ϕ .

$$\bar{s}_\phi(t) = \frac{1}{T} \int_0^{d_\phi \cdot T} 1 dt = d_\phi \quad (5.41)$$

De acuerdo a lo expuesto en el párrafo anterior, la aplicación del operador media sobre el vector de conmutación, da lugar al vector ciclo de trabajo descrito en (5.42).

$$\vec{\bar{s}} = \vec{d} = [d_a \quad d_b \quad d_c]^T \quad (5.42)$$

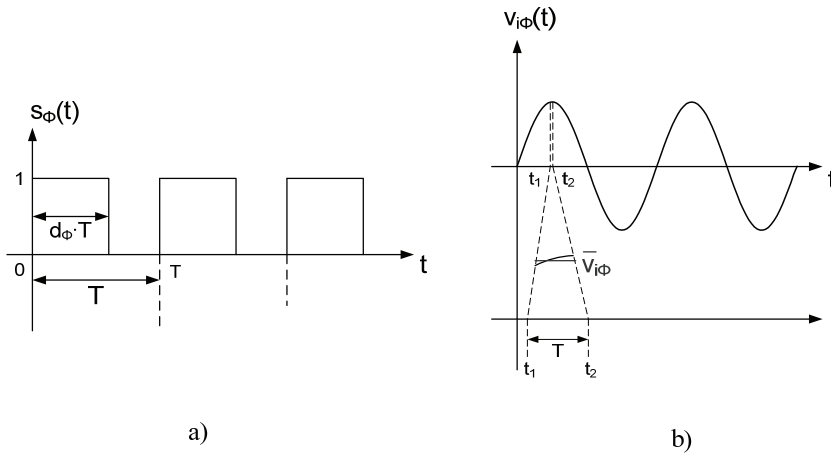


Figura 5-20. Empleo del operador media sobre a) la función de conmutación, s_ϕ y b) una variable sinusoidal.

Por otro lado, el empleo del operador media sobre el resto de variables permite obtener el valor medio de la señal promediada en un periodo de conmutación, tal y como se observa gráficamente en la Figura 5-20 b).

Finalmente, se obtiene el modelo promediado mostrado en (5.43), del que es posible deducir el esquema eléctrico de la Figura 5-21.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \bar{i}_i = -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} \bar{i}_i + \frac{R_d}{L_i} \bar{i}_g - \frac{1}{L_i} \bar{v}_c + \frac{1}{L_i} \bar{v}_{PV} \bar{d} - \frac{1}{L_i} \bar{v}'_N \bar{I} \\ \frac{d}{dt} \bar{i}_g = \frac{R_d}{L_g} \bar{i}_i - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} \bar{i}_g + \frac{1}{L_g} \bar{v}_c - \frac{1}{L_g} \bar{v}_g - \frac{1}{L_g} (\bar{v}_N - \bar{v}'_N) \bar{I} \\ \frac{d}{dt} \bar{v}_c = \frac{1}{C_f} \bar{i}_i - \frac{1}{C_f} \bar{i}_g \\ \frac{d}{dt} \bar{v}_{PV} = -\frac{1}{C_{PV}} \bar{d}^T \bar{i}_i + \frac{1}{C_{PV}} \bar{i}_{PV} \end{array} \right. \quad (5.43)$$

5.2.3. Modelo en Pequeña Señal

Para obtener el modelo en pequeña señal linealizado en el StRF, el modelo promediado del convertidor en el NRF debe ser proyectado en el StRF mediante (5.44), teniendo en cuenta (5.45) y (5.46).

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

$$\bar{X}^s = T \cdot \bar{X}_{abc} \quad (5.45)$$

$$\bar{X}_{abc} = T^T \cdot \bar{X}^s \quad (5.46)$$

En primer lugar, aplicando (5.46) a (5.43), se obtiene (5.47), donde los distintos vectores empleados se definen en (5.48).

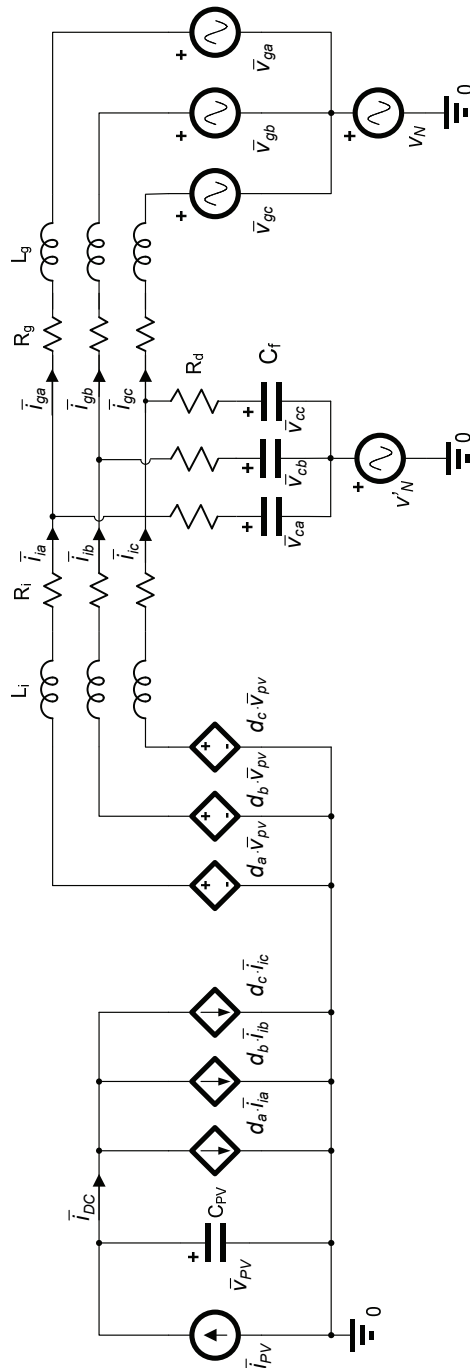


Figura 5-21. Modelo eléctrico promediado del inversor con filtro LCL.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \left(T^T \bar{\bar{i}}_i^s \right) = -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} T^T \bar{\bar{i}}_i^s + \frac{R_d}{L_i} T^T \bar{\bar{i}}_g^s - \frac{1}{L_i} T^T \bar{\bar{v}}_c^s + \frac{1}{L_i} \bar{v}_{PV} T^T \bar{d}^s - \frac{1}{L_i} \bar{v}_N' \bar{I} \\ \frac{d}{dt} T^T \bar{\bar{i}}_g^s = \frac{R_d}{L_g} T^T \bar{\bar{i}}_i^s - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} T^T \bar{\bar{i}}_g^s + \frac{1}{L_g} T^T \bar{\bar{v}}_c^s - \frac{1}{L_g} T^T \bar{\bar{v}}_g^s - \frac{1}{L_g} (\bar{v}_N - \bar{v}_N') \bar{I} \\ \frac{d}{dt} T^T \bar{\bar{v}}_c^s = \frac{1}{C_f} T^T \bar{\bar{i}}_i^s - \frac{1}{C_f} T^T \bar{\bar{i}}_g^s \\ \frac{d}{dt} \bar{v}_{PV} = -\frac{1}{C_{PV}} \left(T^T \bar{d}^s \right)^T T^T \bar{\bar{i}}_i^s + \frac{1}{C_{PV}} \bar{i}_{PV} \end{array} \right. \quad (5.47)$$

$$\begin{aligned} \bar{\bar{i}}_i^s &= [\bar{i}_{i\alpha} \quad \bar{i}_{i\beta} \quad \bar{i}_{i\gamma}]^T & \bar{\bar{i}}_g^s &= [\bar{i}_{g\alpha} \quad \bar{i}_{g\beta} \quad \bar{i}_{g\gamma}]^T & \bar{\bar{v}}_c^s &= [\bar{v}_{c\alpha} \quad \bar{v}_{c\beta} \quad \bar{v}_{c\gamma}]^T \\ \bar{\bar{v}}_g^s &= [\bar{v}_{g\alpha} \quad \bar{v}_{g\beta} \quad \bar{v}_{g\gamma}]^T & \bar{d} &= [d_\alpha \quad d_\beta \quad d_\gamma]^T \end{aligned} \quad (5.48)$$

Para obtener la proyección en el StRF, se aplica (5.45) a (5.47), obteniéndose (5.49).

$$\left\{ \begin{array}{l} T \frac{d}{dt} T^T \bar{\bar{i}}_i^s + \frac{d}{dt} \bar{\bar{i}}_i^s = -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} \bar{\bar{i}}_i^s + \frac{R_d}{L_i} \bar{\bar{i}}_g^s - \frac{1}{L_i} \bar{\bar{v}}_c^s + \frac{1}{L_i} \bar{v}_{PV} \bar{d}^s - \frac{1}{L_i} \bar{v}_N' T \bar{I} \\ T \frac{d}{dt} T^T \bar{\bar{i}}_g^s + \frac{d}{dt} \bar{\bar{i}}_g^s = \frac{R_d}{L_g} \bar{\bar{i}}_i^s - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} \bar{\bar{i}}_g^s + \frac{1}{L_g} \bar{\bar{v}}_c^s - \frac{1}{L_g} \bar{\bar{v}}_g^s - \frac{1}{L_g} (\bar{v}_N - \bar{v}_N') T \bar{I} \\ T \frac{d}{dt} T^T \bar{\bar{v}}_c^s + \frac{d}{dt} \bar{\bar{v}}_c^s = \frac{1}{C_f} \bar{\bar{i}}_i^s - \frac{1}{C_f} \bar{\bar{i}}_g^s \\ \frac{d}{dt} \bar{v}_{PV} = -\frac{1}{C_{PV}} \left(T^T \bar{d}^s \right)^T T^T \bar{\bar{i}}_i^s + \frac{1}{C_{PV}} \bar{i}_{PV} \end{array} \right. \quad (5.49)$$

Teniendo en cuenta (5.50), y despreciando la componente homopolar, dado que se trata de una conexión a tres hilos, se obtiene finalmente el modelo del inversor con filtro LCL en el StRF descrito en (5.51), cuya representación eléctrica se muestra en la Figura 5-22.

$$T \frac{d}{dt} T^T = 0 \quad T \bar{I} = [0 \quad 0 \quad \sqrt{3}] \quad (5.50)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{i\alpha} \\ \bar{i}_{i\beta} \end{bmatrix} &= -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} \begin{bmatrix} \bar{i}_{i\alpha} \\ \bar{i}_{i\beta} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_i} \begin{bmatrix} \bar{i}_{g\alpha} \\ \bar{i}_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_i} \begin{bmatrix} \bar{v}_{c\alpha} \\ \bar{v}_{c\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_i} \bar{v}_{PV} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{g\alpha} \\ \bar{i}_{g\beta} \end{bmatrix} &= \frac{R_d}{L_g} \begin{bmatrix} \bar{i}_{i\alpha} \\ \bar{i}_{i\beta} \end{bmatrix} - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} \begin{bmatrix} \bar{i}_{g\alpha} \\ \bar{i}_{g\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} \bar{v}_{c\alpha} \\ \bar{v}_{c\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} \bar{v}_{g\alpha} \\ \bar{v}_{g\beta} \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_{c\alpha} \\ \bar{v}_{c\beta} \end{bmatrix} &= \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} \bar{i}_{i\alpha} \\ \bar{i}_{i\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} \bar{i}_{g\alpha} \\ \bar{i}_{g\beta} \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \bar{v}_{PV} &= -\frac{1}{C_{PV}} [d_\alpha \quad d_\beta] \begin{bmatrix} \bar{i}_{i\alpha} \\ \bar{i}_{i\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{PV}} \bar{i}_{PV} \end{aligned} \right. \quad (5.51)$$

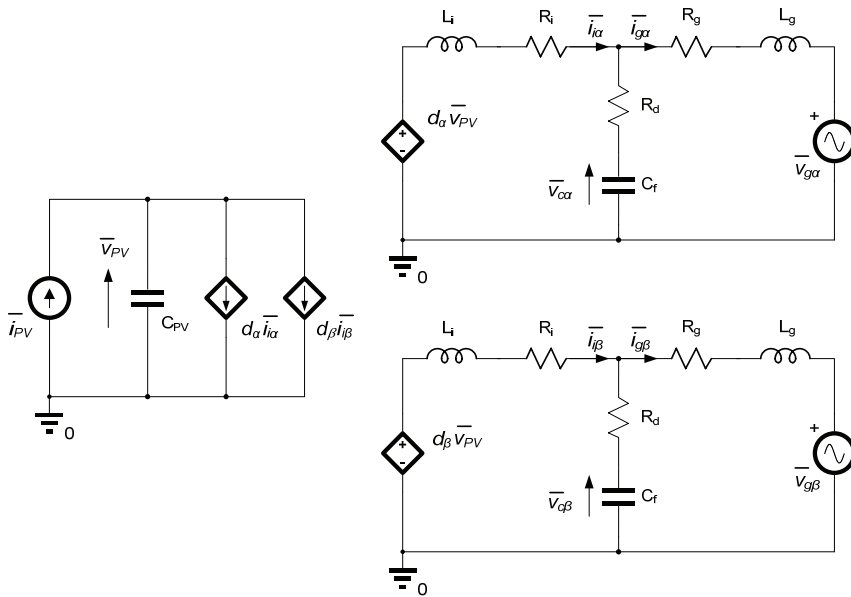


Figura 5-22. Modelo eléctrico promediado del inversor en el StRF.

El modelo promediado puede ser linealizado en torno a un punto de funcionamiento mediante el desarrollo en series de Taylor, de manera que en esas condiciones, el convertidor puede ser considerado lineal [174]. Para ello, se llevará a cabo el cambio de variable definido en (5.52), donde el primer término de la igualdad, X , se corresponde con el valor en el punto de funcionamiento, y el segundo término, \hat{x} , se

corresponde con las pequeñas variaciones en torno a dicho punto de funcionamiento.

$$\bar{x} = X + \hat{x} \quad (5.52)$$

Llevando a cabo el cambio de variable propuesto, y despreciando el producto de las variables en pequeña señal, es posible encontrar el modelo en pequeña señal descrito en (5.53), empleado en el control del convertidor, y otro en el punto de funcionamiento, descrito en (5.54), cuyo análisis permite obtener los valores de cada una de las variables en el punto de funcionamiento que aparecen en (5.53). Cabe destacar que la variable \tilde{i}_{PV} ha sido linealizada teniendo en cuenta (5.55), por lo que la constante k_{PV} queda definida en (5.56).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{i\alpha} \\ \tilde{i}_{i\beta} \end{bmatrix} = -\frac{(R_i + R_d)}{L_i} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{i\alpha} \\ \tilde{i}_{i\beta} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_i} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{g\alpha} \\ \tilde{i}_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_i} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{c\alpha} \\ \tilde{v}_{c\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_i} V_{PV} \begin{bmatrix} \tilde{d}_\alpha \\ \tilde{d}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_i} \tilde{v}_{PV} \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} \\ \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{g\alpha} \\ \tilde{i}_{g\beta} \end{bmatrix} = \frac{R_d}{L_g} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{i\alpha} \\ \tilde{i}_{i\beta} \end{bmatrix} - \frac{(R_g + R_d)}{L_g} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{g\alpha} \\ \tilde{i}_{g\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{c\alpha} \\ \tilde{v}_{c\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{g\alpha} \\ \tilde{v}_{g\beta} \end{bmatrix} \\ \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{c\alpha} \\ \tilde{v}_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{i\alpha} \\ \tilde{i}_{i\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{g\alpha} \\ \tilde{i}_{g\beta} \end{bmatrix} \\ \\ \frac{d}{dt} \tilde{v}_{PV} = -\frac{1}{C_{PV}} \begin{bmatrix} D_\alpha & D_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{i\alpha} \\ \tilde{i}_{i\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{PV}} \begin{bmatrix} I_{i\alpha} & I_{i\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_\alpha \\ \tilde{d}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{PV}} k_{PV} \tilde{v}_{PV} \end{array} \right. \quad (5.53)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = -(R_i + R_d) \begin{bmatrix} I_{i\alpha} \\ I_{i\beta} \end{bmatrix} + R_d \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} + V_{PV} \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} \\ \\ 0 = R_d \begin{bmatrix} I_{i\alpha} \\ I_{i\beta} \end{bmatrix} - (R_g + R_d) \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{g\alpha} \\ V_{g\beta} \end{bmatrix} \\ \\ 0 = \begin{bmatrix} I_{i\alpha} \\ I_{i\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} \\ \\ 0 = -\begin{bmatrix} D_\alpha & D_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{i\alpha} \\ I_{i\beta} \end{bmatrix} + I_{PV} \end{array} \right. \quad (5.54)$$

$$\bar{p}_{PV} = \bar{v}_{PV} \cdot \bar{i}_{PV} \rightarrow (P_{PV} + \tilde{p}_{PV}) = (V_{PV} + \tilde{v}_{PV}) \cdot (I_{PV} + \tilde{i}_{PV}) \quad (5.55)$$

$$\tilde{i}_{PV} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \tilde{v}_{PV}$$

$$k_{PV} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (5.56)$$

El análisis de (5.54) permite obtener el modelo eléctrico del circuito en el punto de funcionamiento que se muestra en la Figura 5-23, donde los condensadores han sido obviados dado que se ha supuesto un punto de funcionamiento constante. En ese caso, $I_{i\alpha} = I_{g\alpha} = I_{\alpha}$ e $I_{i\beta} = I_{g\beta} = I_{\beta}$, por lo que (5.54) se reescribe de acuerdo a (5.57).

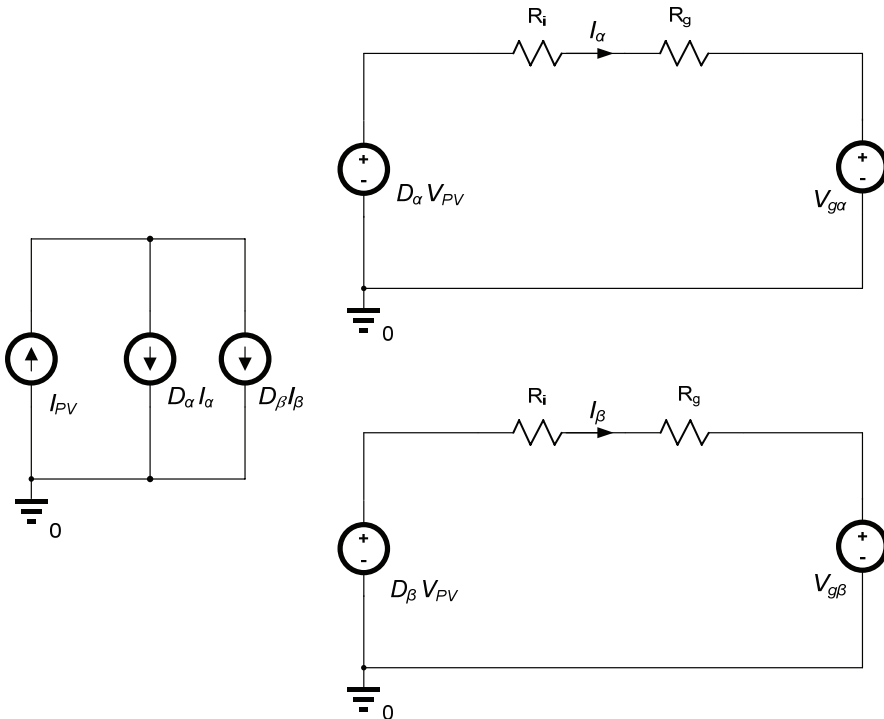


Figura 5-23. Circuito eléctrico del inversor en el punto de funcionamiento.

$$\begin{cases} V_{PV} \begin{bmatrix} D_\alpha \\ D_\beta \end{bmatrix} = (R_i + R_g) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{g\alpha} \\ V_{g\beta} \end{bmatrix} \\ I_{PV} = \begin{bmatrix} D_\alpha & D_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5.57)$$

A partir de (5.57), se deduce el punto de funcionamiento de D_α y D_β . Despreciando las resistencias R_i y R_g , se obtiene (5.58) y (5.59).

$$D_\alpha = \frac{V_{g\alpha}}{V_{PV}} \quad (5.58)$$

$$D_\beta = \frac{V_{g\beta}}{V_{PV}} \quad (5.59)$$

Empleando (5.58) y (5.59) en la expresión que describe el circuito de entrada del inversor, se obtiene (5.60).

$$I_{PV} V_{PV} = V_{g\alpha} I_\alpha + V_{g\beta} I_\beta \quad (5.60)$$

Suponiendo que en régimen estacionario el factor de potencia es unitario, la proyección de la tensión de red en el punto de funcionamiento en el StRF, \vec{V}_g^s , junto con la corriente inyectada por el convertidor, \vec{I}^s , se describe en la Figura 5-24.

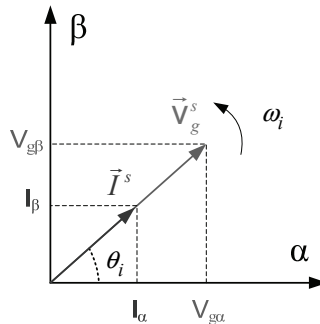


Figura 5-24. Proyección de los vectores tensión de red y corriente de red en el StRF con factor de potencia unitario.

A partir de la Figura 5-24 se deducen (5.61) y (5.62).

$$\vec{V}_g^s = V_g^s \cdot e^{j\theta_i} = V_{g\alpha} + jV_{g\beta} \rightarrow \begin{cases} V_{g\alpha} = V_g^s \cos(\theta_i) \\ V_{g\beta} = V_g^s \sin(\theta_i) \end{cases} \quad (5.61)$$

$$\vec{I}^s = I^s \cdot e^{j\theta_i} = I_\alpha + jI_\beta \rightarrow \begin{cases} I_\alpha = I^s \cos(\theta_i) \\ I_\beta = I^s \sin(\theta_i) \end{cases} \quad (5.62)$$

Sustituyendo (5.61) y (5.62) en (5.60), se obtiene finalmente la expresión de la corriente entregada por el convertidor en el punto de funcionamiento descrita en (5.63).

$$I^s = \frac{V_{PV} I_{PV}}{V_g^s} \quad (5.63)$$

Para deducir la expresión de V_g^s , $V_{g\alpha}$ y $V_{g\beta}$, mediante las cuales es posible calcular el punto de funcionamiento de D_α , D_β , I_α e I_β , es necesario llevar a cabo la proyección del vector de la tensión de red en el NRF, \vec{V}_g , en el StRF, obteniendo \vec{V}_g^s . Teniendo en cuenta (5.64), la proyección en el StRF mediante la matriz T definida en (5.44), permite obtener \vec{V}_g^s , descrita en (5.65), donde no se ha considerado la componente homopolar por tratarse de un sistema trifásico a tres hilos.

$$\vec{V}_g = V_g \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

$$\vec{V}_g^s = T \cdot \vec{V}_g = \sqrt{\frac{3}{2}} V_g \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) \\ \sin(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

A partir de (5.65) es posible deducir (5.66).

$$V_g^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_g \quad (5.66)$$

Considerando que $I_{i\alpha} = I_{g\alpha} = I_\alpha$ y que $I_{i\beta} = I_{g\beta} = I_\beta$, lo que se consigue mediante el correcto diseño del filtro LCL, y que el punto de funcionamiento se sitúa en el punto de máxima potencia (MPP), se obtienen finalmente las expresiones para el punto de funcionamiento descritas en (5.67), (5.68), (5.69), (5.70) y (5.71), donde se comprueba que el mismo depende de la posición donde se encuentre el fasor \vec{V}_g^s , y, por lo tanto, de la fase θ_i . En ese sentido, en lo que sigue se estudiará el sistema linealizado para una fase determinada, estudiándose más tarde la variación de la dinámica del convertidor para distintos puntos de funcionamiento.

$$D_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_g}{V_{PV(MPP)}} \cos(\theta_i) \quad (5.67)$$

$$D_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_g}{V_{PV(MPP)}} \sin(\theta_i) \quad (5.68)$$

$$I_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{PV(MPP)} I_{PV(MPP)}}{V_g} \cos(\theta_i) \quad (5.69)$$

$$I_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{PV(MPP)} I_{PV(MPP)}}{V_g} \sin(\theta_i) \quad (5.70)$$

$$k_{PV(MPP)} = -\frac{I_{PV(MPP)}}{V_{PV(MPP)}} \quad (5.71)$$

Finalmente, el modelo en pequeña señal linealizado en torno al punto de funcionamiento queda definido de acuerdo al espacio de estados descrito en (5.72), (5.77), (5.78), (5.73), (5.74), (5.75) y (5.76), cuyo modelo eléctrico se muestra en la Figura 5-25.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x + D \cdot u \end{aligned} \quad (5.72)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_i + R_d}{L_i}\right) & 0 & \frac{R_d}{L_i} & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 & \frac{D_\alpha}{L_i} \\ 0 & -\left(\frac{R_i + R_d}{L_i}\right) & 0 & \frac{R_d}{L_i} & 0 & -\frac{1}{L_i} & \frac{D_\beta}{L_i} \\ \frac{R_d}{L_g} & 0 & -\left(\frac{R_g + R_d}{L_g}\right) & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_d}{L_g} & 0 & -\left(\frac{R_g + R_d}{L_g}\right) & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{PV}} D_\alpha & -\frac{1}{C_{PV}} D_\beta & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{PV}} k_{PV(MPP)} \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{PV}}{L_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{PV}}{L_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{PV}} I_\alpha & -\frac{1}{C_{PV}} I_\beta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

$$C = I \quad (5.75)$$

$$D=0 \tag{5.76}$$

$$x = y = [\tilde{i}_{i\alpha} \quad \tilde{i}_{i\beta} \quad \tilde{i}_{g\alpha} \quad \tilde{i}_{g\beta} \quad \tilde{v}_{c\alpha} \quad \tilde{v}_{c\beta} \quad \tilde{v}_{PV}]^T \tag{5.77}$$

$$u = [\tilde{d}_\alpha \quad \tilde{d}_\beta \quad \tilde{v}_{g\alpha} \quad \tilde{v}_{g\beta}] \tag{5.78}$$

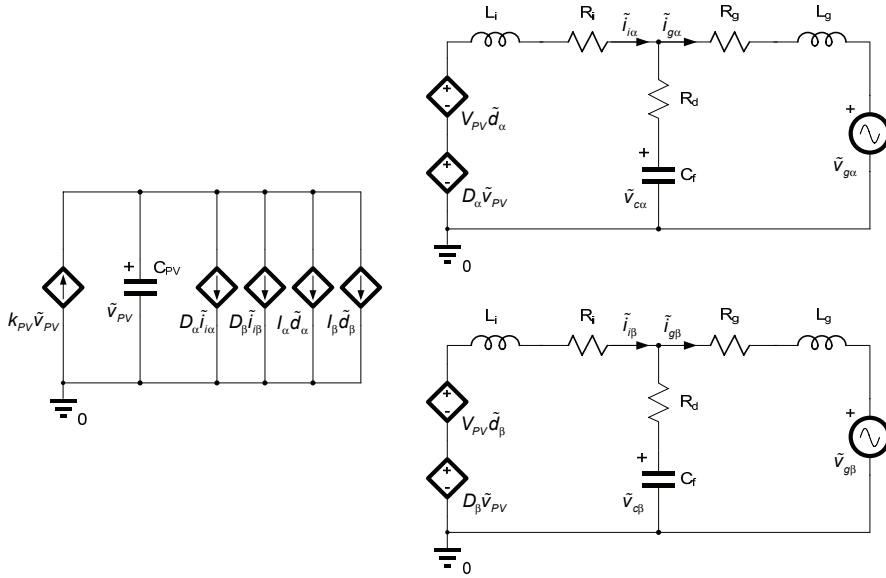


Figura 5-25. Modelo en pequeña señal linealizado en torno a un punto de funcionamiento.

5.3. CONTROL PR EN EL STRF

Para llevar a cabo el diseño del regulador PI mostrado en (5.79) para el lazo de control de la tensión en el panel solar fotovoltaico, se parte del esquema de control de la Figura 5-4. Dado que el regulador PI del lazo de control de la tensión en el panel trabaja en el SRF, el lazo de control resulta independiente del punto de funcionamiento elegido para la fase, θ_i , por lo que, tomando $\theta_i=0$, y teniendo en cuenta las distintas ganancias de sensado del prototipo, se obtiene el esquema de control de la Figura 5-26, donde β_i y β_v son las ganancias de sensado de la tensión V_{PV} y la corriente a través del inductor L_i respectivamente, mientras que LP es

un filtro paso bajo con frecuencia de corte $f_c=50\text{Hz}$, encargado de filtrar el rizado en la tensión del panel debido a posibles desequilibrios en la red eléctrica, y cuya función de transferencia se describe en (5.80). La ganancia del modulador *PWM* puede considerarse como un retardo de valor igual a la mitad de un periodo de conmutación [175], por lo que su función de transferencia se obtiene mediante la aproximación de Padé mostrada en (5.81).

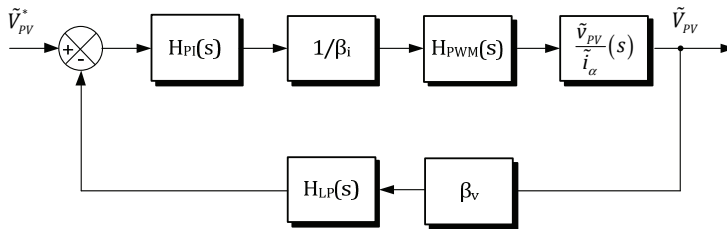


Figura 5-26. Lazo de control de la tensión en el panel, V_{PV} .

$$H_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \quad (5.79)$$

$$H_{LP}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.80)$$

$$H_{PWM}(s) = \frac{1 - 0.5s \frac{T_s}{2} + \frac{1}{12} \left(s \frac{T_s}{2} \right)^2}{1 + 0.5s \frac{T_s}{2} + \frac{1}{12} \left(s \frac{T_s}{2} \right)^2} \quad (5.81)$$

Empleando los datos de la TABLA 5-VI, donde C_{PV} viene determinado por el inversor comercial empleado, junto con la función de transferencia $\tilde{v}_{PV}/\tilde{i}_\alpha$ obtenida mediante las matrices de estado (5.73), (5.74), (5.75) y (5.76) para el punto de funcionamiento definido en la TABLA 5-VII, es posible estudiar la ganancia de lazo abierto, T_v , que se describe en (5.82), obteniendo los parámetros de ajuste de la TABLA 5-VIII.

$$T_V(s) = H_{PI}(s) \cdot \frac{\beta_v}{\beta_i} \cdot H_{PWM}(s) \cdot \frac{\tilde{V}_{PV}}{\tilde{i}_\alpha}(s) \cdot H_{LP}(s) \quad (5.82)$$

TABLA 5-VI. Datos de diseño.

β_v	$2 \cdot 10^{-3}$
β_i	$31 \cdot 10^{-3}$
T_s	$1.25 \cdot 10^{-4}$ s
ω_c	$2\pi 50$ rad/s
ξ	1.4
C_{PV}	2.04 mF

TABLA 5-VII. Punto de funcionamiento del convertidor.

V_g	$\sqrt{(2/3)} \cdot 230$ V
V_{PV}	[598 621 644 644 654] V
I_{PV}	[3 6 9 12 15] A
K_{PV}	$1 \cdot 10^{-3} \cdot [5 10 14 19 23] \Omega^{-1}$
θ_i	[0 $\pi/4$ $\pi/2$ $3\pi/4$ π $5\pi/4$ $3\pi/2$ $7\pi/4$ 2π] rad

TABLA 5-VIII. Parámetros de ajuste y margen de fase y ganancia del PI.

K_p	-11.1408
K_i	12.5664
$PM - f$	$52.4^\circ - 19.8$ Hz
$GM - f$	11.5 dB - 51.5 Hz

Los resultados de simulación obtenidos se muestran en la Figura 5-27, donde se comprueba que el lazo de control es estable, con un ancho de banda cercano a los 20Hz, y un margen de fase superior a los 50°, dentro del rango establecido para la variación del punto de funcionamiento, definida según la variación de K_{PV} . Para el control en el StRF de la corriente a través del inductor L_i , se ha optado, en primera instancia, por la estructura de control PR mostrada en la Figura 5-28 y la Figura 5-29 para el canal α y β respectivamente, donde K_{PR} es una constante, mientras que el regulador resonante, $H_R(s)$, asegura una ganancia muy elevada a la frecuencia de la referencia, que se corresponde con la frecuencia de la red eléctrica.

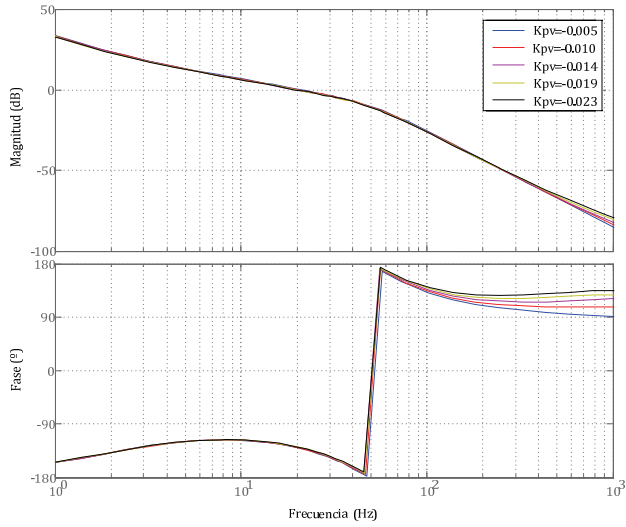


Figura 5-27. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_v(s)$, para distintos puntos de funcionamiento.

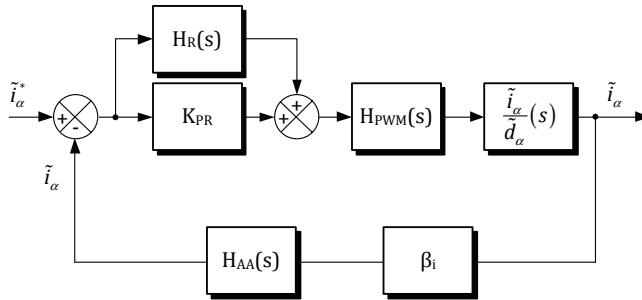


Figura 5-28. Control PR de la variable \tilde{i}_α .

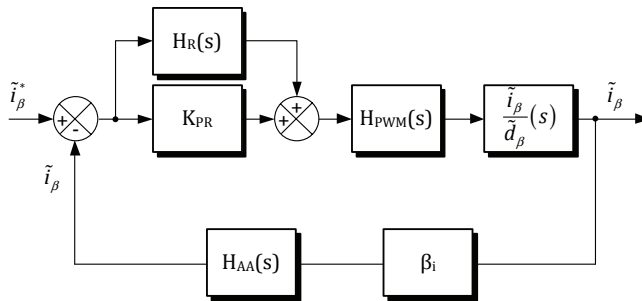


Figura 5-29. Control PR de la variable \tilde{i}_β .

Dicho regulador suele implementarse de acuerdo a (5.83), donde K_R es la ganancia que ofrece el filtro a la frecuencia de resonancia, B_R es el ancho de banda, y ω_R es la frecuencia de resonancia.

$$H_R(s) = \frac{K_R B_R s}{s^2 + B_R s + \omega_R^2} \quad (5.83)$$

Por otro lado, cabe destacar que, para el correcto modelado de los lazos de control, deben añadirse la ganancia de sensado, β_i , junto al filtro *anti-aliasing*, $H_{AA}(s)$, cuya función de transferencia se describe en (5.84). En lo que se refiere al bloque PWM, el mismo hace referencia a la ganancia del modulador PWM, modelado de acuerdo a (5.81) [175].

$$H_{AA}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.84)$$

En lo que sigue, se diseñará el regulador para el lazo de control de la corriente en el canal α , utilizando el mismo en el canal β , dado que la función de transferencia $\tilde{i}_\alpha/\tilde{d}_\alpha$ es análoga a $\tilde{i}_\beta/\tilde{d}_\beta$.

Definiendo la ganancia de lazo abierto del lazo de control de la corriente en el canal α de acuerdo a (5.85), y a partir de los datos de diseño de la TABLA 5-IX y los puntos de funcionamiento definido en la TABLA 5-VII, se han obtenido los parámetros de ajuste para el regulado PR de la TABLA 5-X. La respuesta en frecuencia del regulador PR se muestra en la Figura 5-30, mientras que la respuesta en frecuencia de $T_{i\alpha}(s)$ para todos los puntos de funcionamiento definidos en la TABLA 5-VII, se muestra en la Figura 5-31; en la misma se comprueba que la estabilidad del sistema es independiente del punto de funcionamiento.

TABLA 5-IX. Datos de diseño.

β_i	$31 \cdot 10^{-3}$
T_s	$1.25 \cdot 10^{-4} \text{ s}$
ω_c	$2\pi 20000 \text{ rad/s}$
ξ	1.4

TABLA 5-X. Parámetros de ajuste y margen de fase y ganancia del PR.

K_{PR}	0.3
K_R	15
B_R	3 Hz
$PM - f$	60.7° - 594 Hz
$GM - f$	15.1 dB - 3560 Hz

$$T_{i\alpha}(s) = H_{PR}(s) \cdot H_{PWM}(s) \cdot \frac{\tilde{i}_\alpha(s)}{d_\alpha} \cdot \beta_i \cdot H_{AA}(s) \quad (5.85)$$

Definiendo la respuesta en lazo cerrado del lazo de control del canal α de acuerdo a (5.86) [176], donde se ha obviado la ganancia de sensado y el filtro *anti-aliasing*, es posible comprobar, mediante la representación gráfica de la Figura 5-32, que el seguimiento de la referencia de 50Hz es el esperado, debido a la acción del regulador resonante sintonizado a dicha frecuencia.

$$G_{lc_i\alpha}(s) = \frac{\tilde{i}_\alpha(s)}{\tilde{i}_\alpha^*(s)} = \frac{T_{i\alpha}(s)}{1 + T_{i\alpha}(s)} \quad (5.86)$$

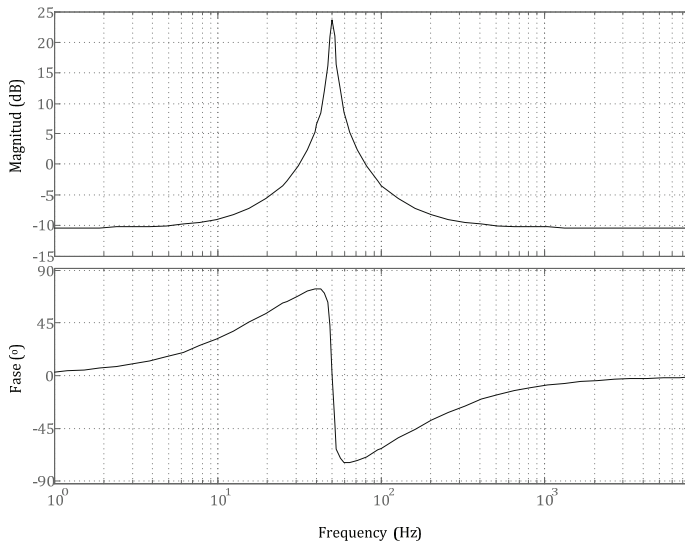


Figura 5-30. Respuesta en frecuencia del regulador PR.

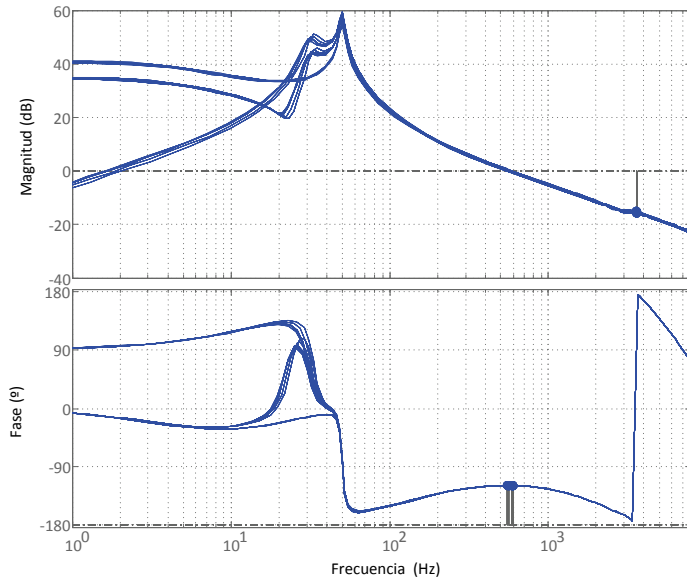


Figura 5-31. Respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto, $T_{ia}(s)$, para distintos puntos de funcionamiento.

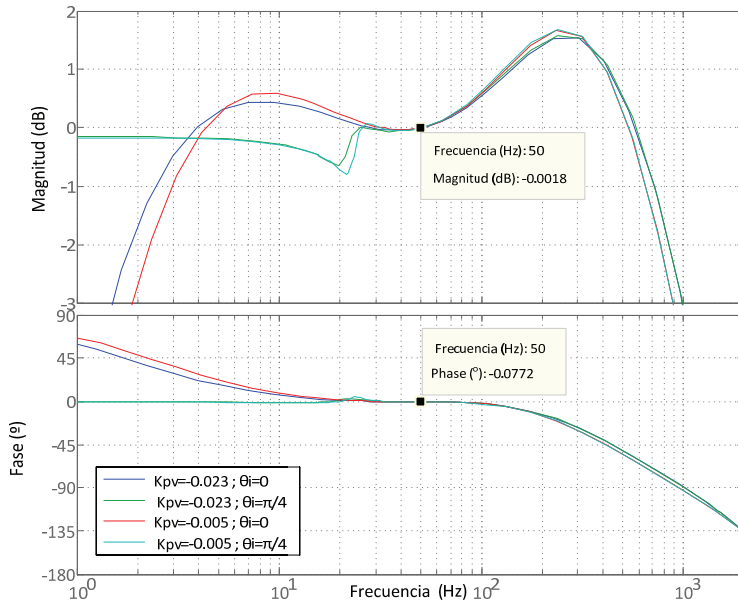


Figura 5-32. Respuesta en frecuencia en lazo cerrado de $G_{ic_ia}(s)$ para distintos puntos de funcionamiento.

Finalmente, resulta interesante estudiar el rechazo frente a perturbaciones en la corriente generada por el inversor, que se obtiene mediante el regulador PR propuesto. Para ello es útil estudiar el esquema de la Figura 5-33, donde se ha añadido la señal de perturbación \tilde{p} , a partir de la cual es posible deducir la función de transferencia entre la corriente \tilde{i}_α y la perturbación, \tilde{p} , definida en (5.87) [176], cuya respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 5-34.

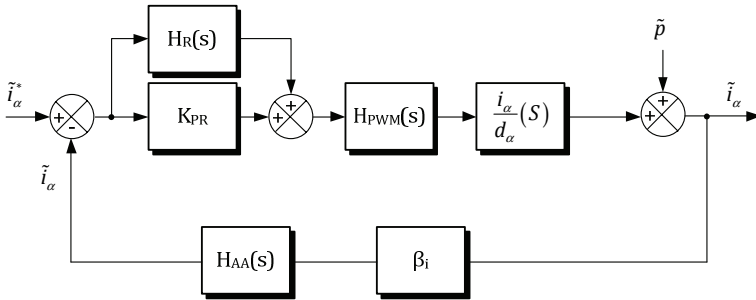


Figura 5-33. Corriente en el canal α sometida a perturbación.

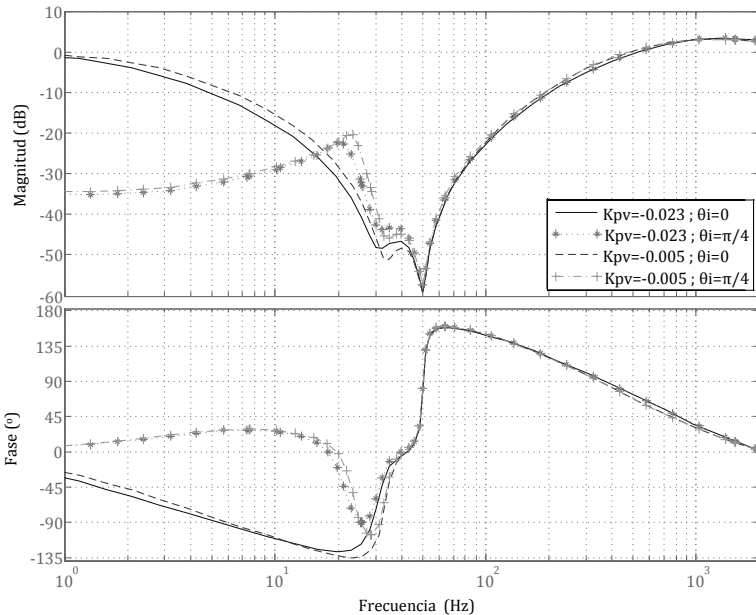


Figura 5-34. Atenuación de la perturbación mediante regulador PR sintonizado a 50Hz, para distintos puntos de funcionamiento.

$$G_{i_{\alpha-p}}(s) = \frac{\tilde{i}_{\alpha}}{\tilde{p}}(s) = \frac{1}{1 + T_{i_{\alpha}}(s)} \quad (5.87)$$

En la Figura 5-34 se comprueba que existe un máximo en la atenuación para perturbaciones de 50Hz, que se sitúa en -60dB, deteriorándose la misma para frecuencias distintas a la frecuencia de sintonización del regulador resonante.

En el capítulo 2 se expuso que cargas no lineales como rectificadores trifásicos no controlados conectadas a un sistema de tensiones trifásico generan armónicos de tensión impares no múltiplos de 3 (5,7,11,13,...) en el punto de conexión común. Estos armónicos pueden considerarse como perturbaciones para el lazo de control de la corriente, por lo que, de acuerdo a los resultados obtenidos hasta ahora, el rechazo de las mismas por parte del regulador PR puede considerarse insuficiente. Para mejorar el funcionamiento del control en el StRF mediante reguladores PR, pueden emplearse tantos reguladores resonantes como resulten necesarios, sin más que colocarlos en paralelo con el regulador PR original, tal y como se muestra en la Figura 5-35 [177].

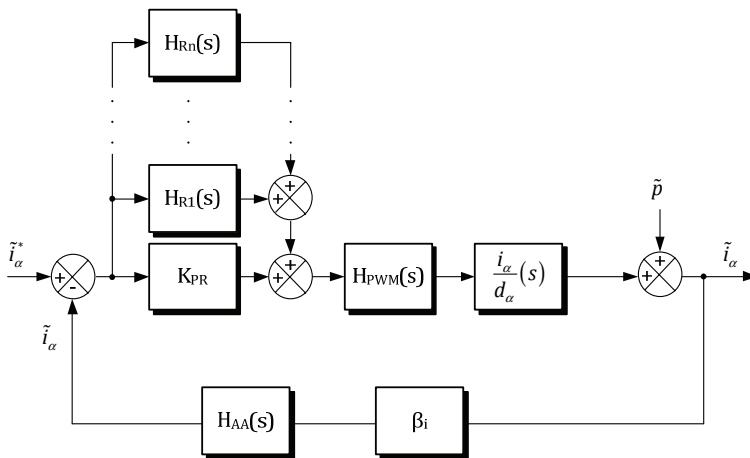


Figura 5-35. Control PR en el StRF mediante n reguladores resonantes.

En el caso que nos ocupa, se ha optado por implementar reguladores resonantes sintonizados en el armónico 1, 5, 7, 11 y 13, de manera que, empleando los datos de diseño y los distintos puntos de funcionamiento

expuestos con anterioridad, es posible obtener los parámetros de los reguladores mostrados en la TABLA 5-XI.

TABLA 5-XI. Parámetros de ajuste y margen de fase y ganancia del PR.

K_{PR}	0.42
K_{R1}	15
B_{R1}	0.3 Hz
K_{R5}	30
B_{R5}	0.3 Hz
K_{R7}	40
B_{R7}	0.3 Hz
K_{R11}	40
B_{R11}	0.3 Hz
K_{R13}	40
B_{R13}	0.3 Hz
$PM - f$	55.2° - 824 Hz
$GM - f$	12.2 dB - 3580 Hz

Dichos parámetros dan lugar a la respuesta en frecuencia del regulador PR mostrada en la Figura 5-36.

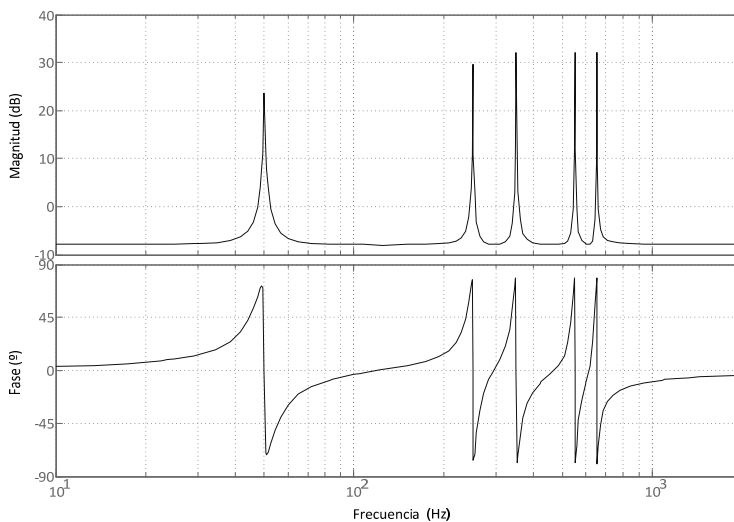


Figura 5-36. Respuesta en frecuencia del regulador PR.

La respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto del lazo de corriente con el nuevo regulador se muestra en la Figura 5-37, donde se comprueba que la estabilidad es independiente del punto de funcionamiento, situándose el margen de fase en torno a los 55 grados con una frecuencia de cruce de 824Hz.

Es importante destacar que, para asegurar la estabilidad del nuevo lazo de control, es necesario reducir el ancho de banda de los reguladores resonantes en comparación con el esquema de control con un único regulador resonante sintonizado a 50Hz, así como aumentar ligeramente la frecuencia de cruce del lazo de corriente. No obstante, se comprueba que la atenuación de los armónicos de conmutación sigue siendo adecuada, situándose en torno a los -20dB.

Un estudio análogo al realizado con el regulador original, permite obtener la respuesta en lazo cerrado del regulador mostrado en la Figura 5-35, obteniendo el resultado de la Figura 5-38, en la que se muestra la respuesta en frecuencia para distintos puntos de funcionamiento.

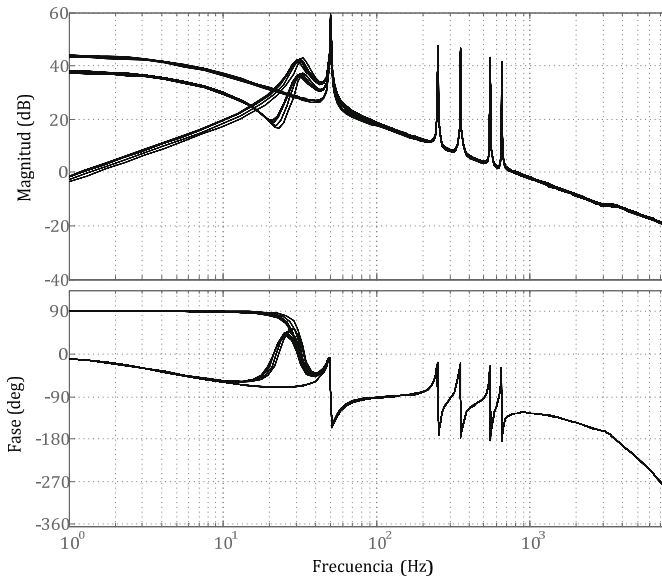


Figura 5-37. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_{ia}(s)$, para los distintos puntos de funcionamiento propuestos.

Los resultados obtenidos permiten afirmar que se obtiene un buen seguimiento de la referencia de 50Hz, junto con los armónicos 5, 7, 11 y 13, tal y como era de esperar, con independencia del punto de funcionamiento.

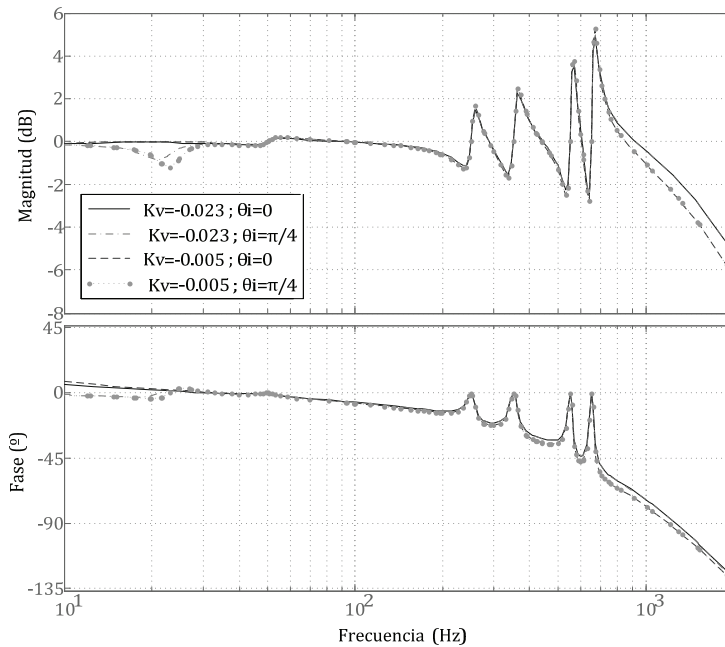


Figura 5-38. Respuesta en lazo cerrado de lazo de control del canal α .

Finalmente, se ha realizado un estudio de la respuesta del nuevo lazo de control frente a perturbaciones, obteniendo el resultado de la Figura 5-39. En la misma se comprueba que el rechazo frente a perturbaciones en la red eléctrica con frecuencia correspondiente al armónico 5, 7, 11 y 13 presentan una atenuación comprendida entre -40dB y -50dB, lo cual mejora sustancialmente el resultado obtenido con un solo regulador PR sintonizado a la frecuencia de red, mostrado en la Figura 5-34.

El funcionamiento de los filtros descritos hasta ahora resulta adecuado cuando no existe variación en la frecuencia de la red eléctrica. No obstante, la norma española que define las características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución, UNE-EN 50160 [126], define la variación máxima en la frecuencia que se muestra en la

TABLA 5-XII, donde se comprueba que, en el peor de los casos, la variación en la misma puede llegar hasta un 15% respecto al valor nominal de $f=50\text{Hz}$.

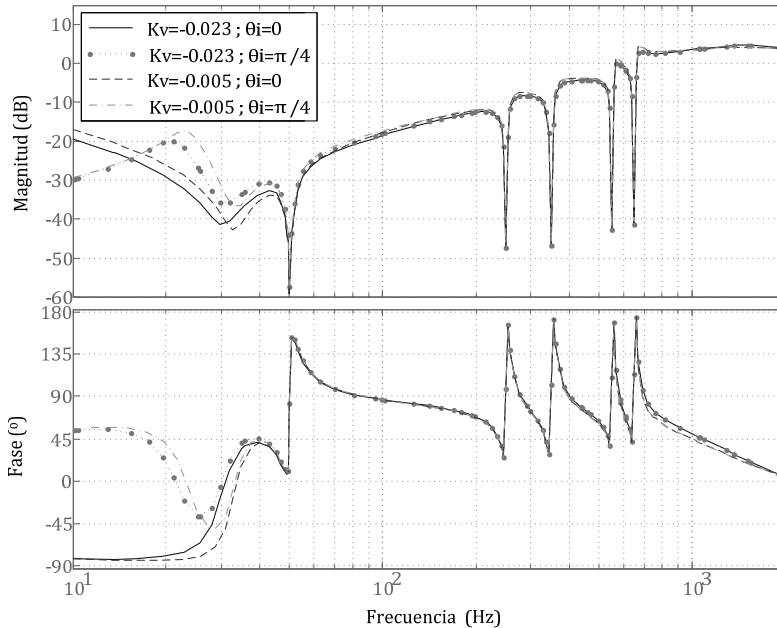


Figura 5-39. Respuesta en frecuencia del rechazo frente a perturbaciones en el control del canal α de la corriente generada por el inversor.

TABLA 5-XII. Rango de variación permitida en la frecuencia de red para baja y media tensión según UNE-EN 50160.

Para redes acopladas por conexiones síncronas a un sistema interconectado		
50Hz \pm 1%	(de 49.5Hz a 50.5Hz)	durante 99.5% del año
50Hz +4%/-6%	(de 47Hz a 52Hz)	durante 100% del tiempo
Para redes sin conexión síncrona a un sistema interconectado		
50Hz \pm 2%	(de 49Hz a 51Hz)	durante 99.5% de una semana
50Hz \pm 15%	(de 42.5Hz a 57.5Hz)	durante 100% del tiempo

En la TABLA 5-XIII se muestra la frecuencia de cada uno de los armónicos más habituales presentes en la corriente generada por el inductor cuando existe distorsión armónica y desequilibrio en la red, para el peor de los casos propuesto en la TABLA 5-XII.

TABLA 5-XIII. Rango de variación de la frecuencia fundamental y armónicos considerados en la red eléctrica.

<i>Fred (Hz)</i>	<i>5fred (Hz)</i>	<i>7fred (Hz)</i>	<i>11fred (Hz)</i>	<i>13fred (Hz)</i>
50	250	350	550	650
47/52	235/260	329/364	517/572	611/676
42.5/57.5	212.5/287	297.5/402.5	467.5/632.5	552/747.5

Dado que la frecuencia a la que se sintonizan los filtros resonantes es invariante con el tiempo, una variación en la frecuencia de la red supone un deterioro en el seguimiento de la referencia así como en el rechazo de las perturbaciones, tal y como queda patente en la Figura 5-40, donde se comprueba que el error de seguimiento cuando la frecuencia del armónico fundamental varía hasta los 47Hz, alcanza los 6.5dB en amplitud y 30° en fase para el armónico 13. Por otro lado, en la Figura 5-41 se muestra el deterioro en el rechazo frente a perturbaciones en la corriente cuando la frecuencia de la red eléctrica varía, donde se comprueba que, por ejemplo, para el armónico 5 se pierden cerca de 34dB de atenuación.

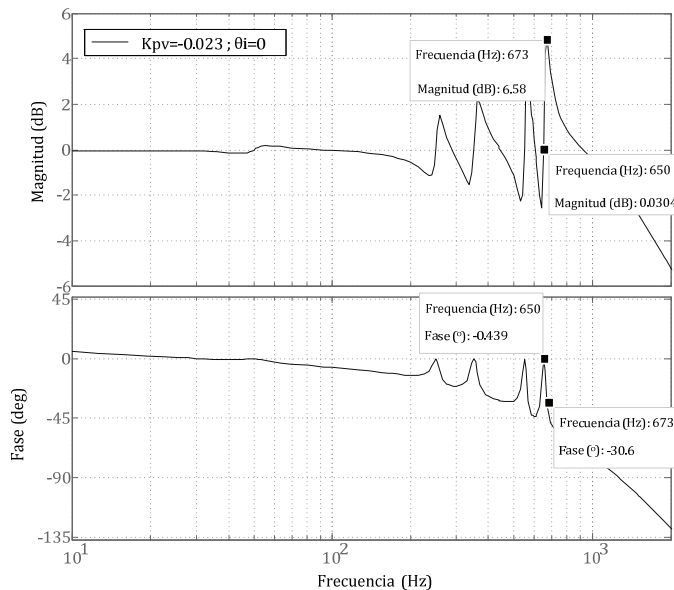


Figura 5-40. Error de seguimiento debido a variaciones en la frecuencia de la red eléctrica.

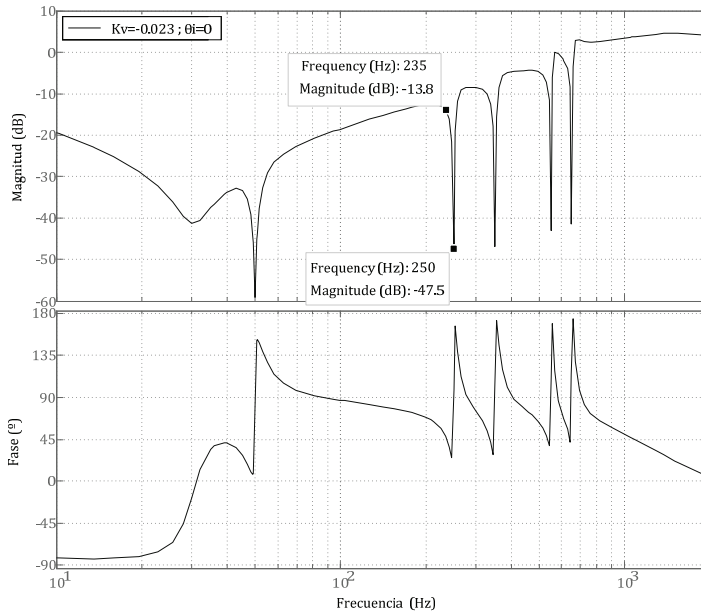


Figura 5-41. Deterioro en el rechazo frente a perturbaciones debido a variaciones en la frecuencia de la red eléctrica.

5.4. CONTROL PL ADAPTATIVO EN EL STRF

Para mejorar el rechazo de los lazos de control de corriente frente a variaciones en la frecuencia de la red eléctrica, se propone el empleo de un regulador Proporcional+Lattice (PL) adaptativo. Esta estructura es análoga a la empleada en el control mediante regulador PR, pero la acción resonante está basada en la estructura Lattice de la Figura 5-42 [157], [178], [179], donde el bloque θ_k se detalla en la Figura 5-43, y permite la adaptación de los parámetros del filtro mediante una estructura inherentemente estable. Aunque dicha estructura ha sido estudiado en detalle en el capítulo 3, es importante destacar que tanto la frecuencia de sintonización como el ancho de banda del filtro dependen de los parámetros θ_1 y θ_2 respectivamente, de acuerdo a (5.88) y (5.89), donde ω_R es la frecuencia normalizada de sintonización, y BW es el ancho de banda normalizado del filtro.

La principal ventaja de dicho filtro es que permite la adaptación de sus coeficientes si la frecuencia de sintonía es conocida, dando lugar a un filtro inherentemente estable, con independencia de la variación de los mismos, tal y como se desprende de la función de transferencia $G(z)$ descrita en (5.90).

Dado que la frecuencia de la red eléctrica es un dato que proporciona de manera natural el SRF-PLL, es posible llevar a cabo la adaptación de coeficientes sin más que emplear dicho parámetro. En ese sentido, es importante destacar que la frecuencia proporcionada por el SRF-PLL debe encontrarse convenientemente filtrada para evitar oscilaciones en el ajuste de la frecuencia de sintonización del filtro, cuando la red presenta desequilibrio y/o distorsión, por lo que el empleo del SRF-PLL adaptativo expuesto en el capítulo 4 resulta una técnica complementaria muy adecuada que proporciona una estimación convenientemente filtrada de la frecuencia del armónico fundamental de la red eléctrica con independencia de las posibles variaciones de la misma.

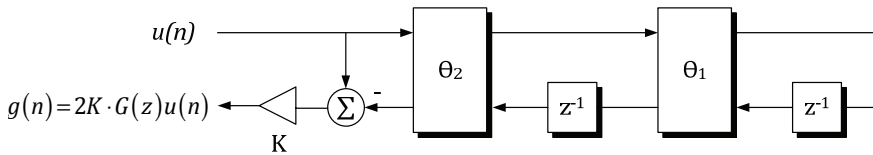


Figura 5-42. Filtro Lattice.

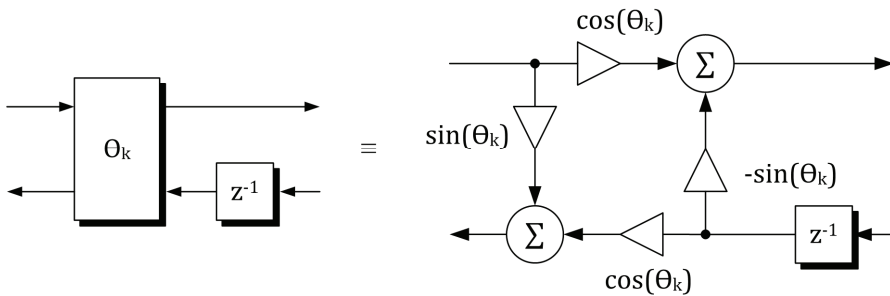


Figura 5-43. Detalle del filtro Lattice.

$$\theta_1 = \omega_r - \frac{\pi}{2}, \quad |\theta_1| < \frac{\pi}{2} \tag{5.88}$$

$$\theta_2 = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \tan(BW/2)}{1 + \tan(BW/2)} \right) \quad (5.89)$$

$$G(z) = \frac{1 - \sin(\theta_2)}{2} \frac{1 - z^{-2}}{1 + \sin(\theta_1)(1 + \sin(\theta_2))z^{-1} + \sin(\theta_2)z^{-2}} \quad (5.90)$$

Con todo lo expuesto hasta ahora, se define el control mediante el regulador PL adaptativo de acuerdo al esquema de la Figura 5-44, el cual muestra el lazo de control de la proyección en el eje α de la corriente generada por el inversor; el control de la proyección en el eje β se define de forma análoga, y se emplean los mismos reguladores en los lazos de control de ambas componentes. En dicho esquema se observa que la información correspondiente a la frecuencia estimada por el SRF-PLL adaptativo, $\hat{\omega}_i$, es empleada para la adaptación de la frecuencia de sintonización del filtro *Lattice*, sin más que multiplicar dicha frecuencia por el número de armónico que se desea filtrar, y emplear este parámetro en (5.88). Por otro lado, y dado que el ancho de banda de los filtros, BW , es constante, el parámetro θ_2 también lo es. Es conveniente destacar que la función de transferencia K_{PL} hace referencia al control proporcional, mientras que cada uno de los bloques con función de transferencia $H_{Ln}(z)$ hacen referencia a cada uno de los filtros *Lattice* sintonizados en el armónico correspondiente, n . En ese sentido, $H_{Ln}(z)$ responde la función de transferencia descrita en (5.91).

$$H_{Ln}(z) = K_{Ln} \frac{(1 - \sin(\theta_{2n}))(1 - z^{-2})}{1 + \sin(\theta_{1n})(1 + \sin(\theta_{2n}))z^{-1} + \sin(\theta_{2n})z^{-2}} \quad (5.91)$$

Empleando los coeficientes de diseño del filtro PL adaptativo que se recogen en la TABLA 5-XIV, se obtiene un regulador equivalente al regulador PR diseñado en el apartado anterior, con la ventaja de que el regulador PL es capaz de adaptar su frecuencia de sintonización en función de la variación en la frecuencia de la red eléctrica. En la Figura 5-45 se muestra la respuesta en frecuencia del regulador PR y del nuevo regulador PL adaptativo para una frecuencia de red de 50 Hz y de 55Hz.

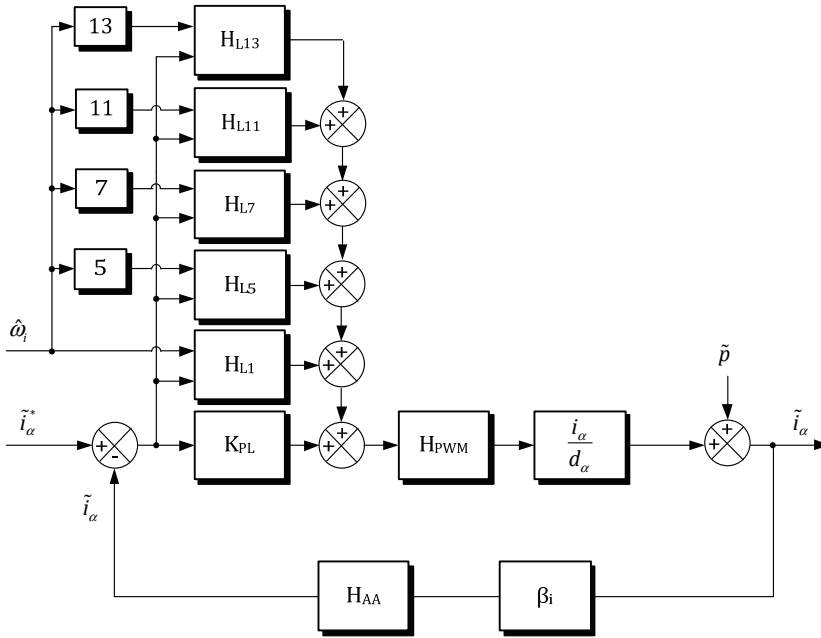


Figura 5-44. Control PL adaptativo del canal α .

En la misma se comprueba que ambos reguladores son equivalentes cuando la frecuencia de red es de 50Hz. Sin embargo, frente a variaciones de la red eléctrica, el regulador PL adapta la frecuencia de sintonización de cada uno de los filtros *Lattice*, obteniendo un comportamiento óptimo en todas las situaciones estudiadas.

La respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_{i\alpha}$, descrita en (5.92), se muestra en la Figura 5-46, donde se han representado todos los puntos de funcionamiento considerados en la TABLA 5-VII; en la misma se comprueba que la estabilidad no depende del punto de funcionamiento. Por otro lado, es necesario comprobar la estabilidad del lazo de control frente a las variaciones de la frecuencia de red. En la Figura 5-47 se muestra la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, $T_{i\alpha}$, para las frecuencias de red 45 Hz, 50Hz y 55Hz, que definen la frecuencia mínima, normal y máxima estudiada, respectivamente. Los resultados de margen de fase y estabilidad para cada uno de los casos se recogen en la TABLA 5-XV, a partir de los cuales es posible afirmar que el lazo de control es estable dentro del rango de funcionamiento.

$$T_{i\alpha} = H_{PL} \cdot H_{PWM} \cdot \frac{\tilde{i}_\alpha}{\tilde{d}_\alpha} \cdot \beta_i \cdot H_{AA} \quad (5.92)$$

TABLA 5-XIV. Coeficientes de diseño del regulador PL adaptativo.

K_{PL}	0.42
K_{L1}	15
θ_{11}	$\frac{\hat{\omega}_i}{\omega_s} - \frac{\pi}{2}$ rad/s
θ_{21}	1.555 rad/s
K_{L5}	30
θ_{15}	$\frac{5\hat{\omega}_i}{\omega_s} - \frac{\pi}{2}$ rad/s
θ_{25}	1.555 rad/s
K_{L7}	40
θ_{17}	$\frac{7\hat{\omega}_i}{\omega_s} - \frac{\pi}{2}$ rad/s
θ_{27}	1.555 rad/s
K_{L11}	40
θ_{111}	$\frac{11\hat{\omega}_i}{\omega_s} - \frac{\pi}{2}$ rad/s
θ_{211}	1.555 rad/s
K_{L11}	40
θ_{113}	$\frac{13\hat{\omega}_i}{\omega_s} - \frac{\pi}{2}$ rad
θ_{213}	1.555 rad/s

TABLA 5-XV. Margen de fase y ganancia de $T_{i\alpha}$ para distintas frecuencias de la red eléctrica.

	47Hz	50Hz	55Hz
PM-f	56.4°-821 Hz	54.6-827 Hz	51.7°-837 Hz
GM-f	12.2 dB-3580 Hz	12.2 dB-3580 Hz	12.2 dB-3580 Hz

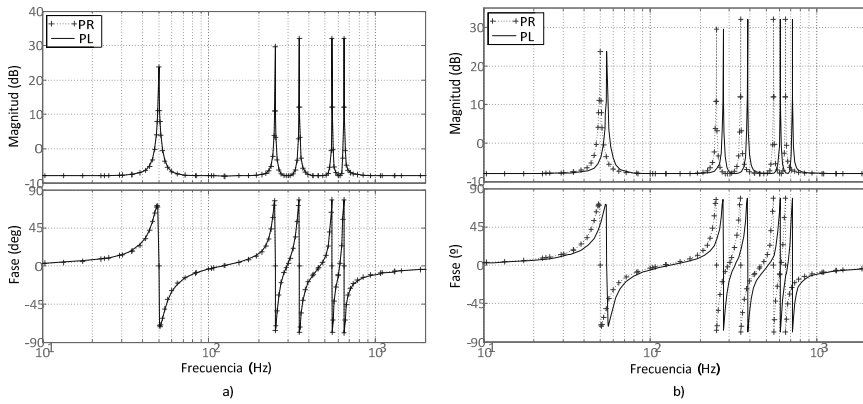


Figura 5-45. Respuesta en frecuencia del regulador PR y del regulador PL para una frecuencia de red de a) 50Hz y b) 55Hz.

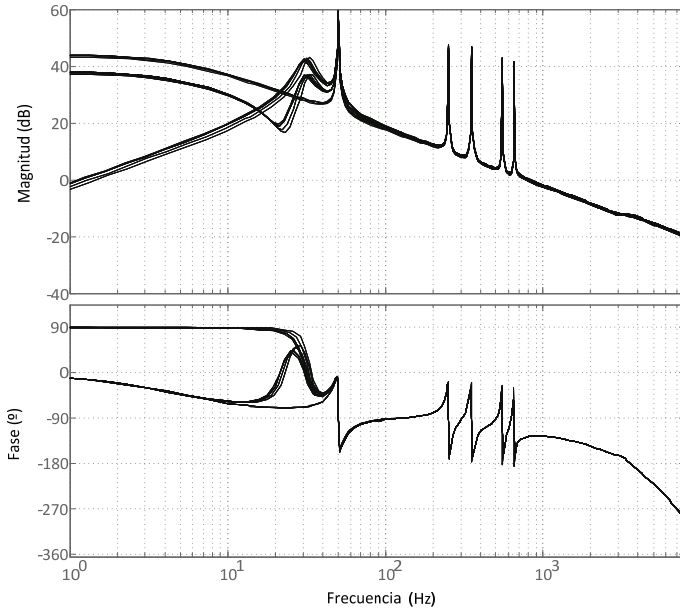


Figura 5-46. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, T_{ia} , para distintos puntos de funcionamiento para la frecuencia de red de 50Hz.

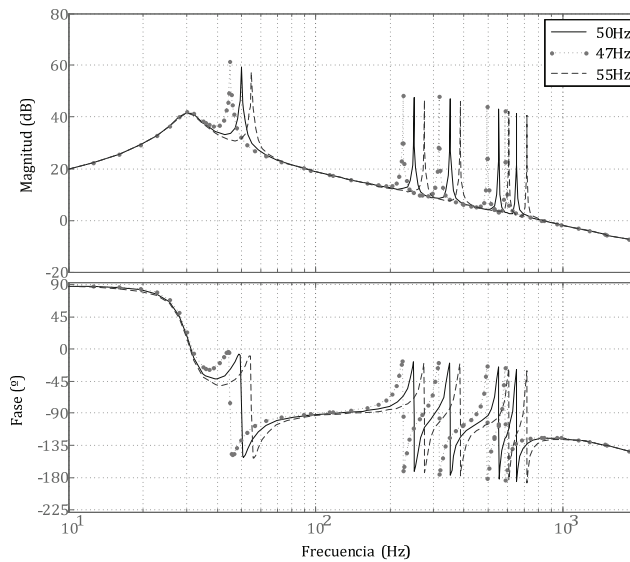


Figura 5-47. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo abierto, T_{ia} , para los valores central y extremos de la variación de la frecuencia de la red.

5.5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para comprobar el funcionamiento del control PL frente al control PR con el estimador de fase SRF-PLL adaptativo y no adaptativo, se han realizado simulaciones en gran señal mediante el software PSIM© del inversor conectado a la red eléctrica. Se ha supuesto que convertidor se encuentra funcionando en el punto de funcionamiento de máxima potencia, con una tensión y corriente de panel de $V_{pv}=654V$ e $I_{pv}=15A$ respectivamente. Por otro lado, la tensión de la red eléctrica en el primario del trifásico DY entre fases es de $V=230V_{rms}$. En los casos en que la red eléctrica se considera desequilibrada y distorsionada, se han empleado los valores de las tensiones de pico entre fase y neutro de la TABLA 5-XVI, los cuales suponen unas condiciones de trabajo muy desfavorables, que se encuentran lejos del comportamiento de una red eléctrica fuerte. No obstante, el funcionamiento del sistema en dichas condiciones de trabajo, asegura su óptimo funcionamiento en situaciones menos comprometidas.

TABLA 5-XVI. Condiciones de desequilibrio y distorsión estudiadas.

V_{a1}	188 V
V_{b1}	170 V
V_{c1}	240 V
$V_5=0.1V_{a1}$	18.8 V
$V_7=0.07V_{a1}$	13.2 V
$V_{11}=0.05V_{a1}$	8.5 V
$V_{13}=0.04V_{a1}$	7.2 V

PR+SRF-PLL no adaptativo con red no desequilibrada y no distorsionada. Frecuencia de red=50Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando no existe distorsión ni desequilibrio, y la frecuencia de la misma es de 50Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PR no adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL no emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q .

En la Figura 5-48 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-49 se muestra el espectro armónico de ambas variables, donde es posible comprobar el correcto funcionamiento del regulador propuesto en este apartado. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, a partir de las ecuaciones (5.93) y (5.94), obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XVII.

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (5.93)$$

$$FP = \frac{1/T \int_0^T (v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t)) dt}{V_{arms} I_{arms} + V_{brms} I_{brms} + V_{crms} I_{crms}} \quad (5.94)$$

TABLA 5-XVII. THD en corriente y FP.

THD_i	0.03
FP	0.99

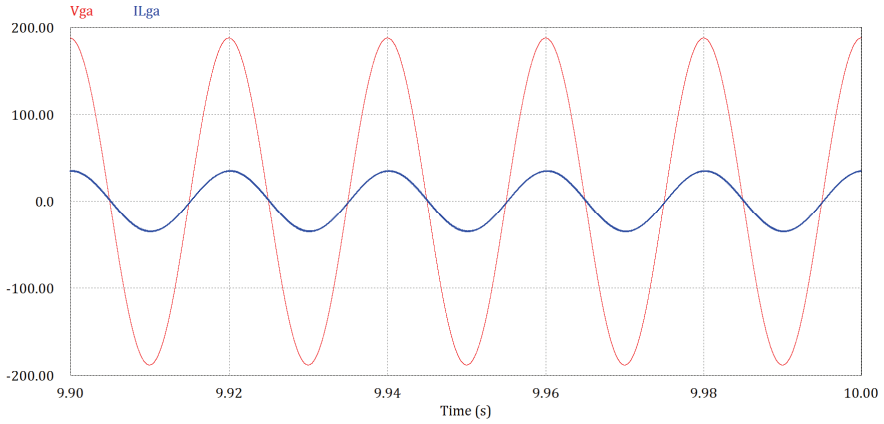


Figura 5-48. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

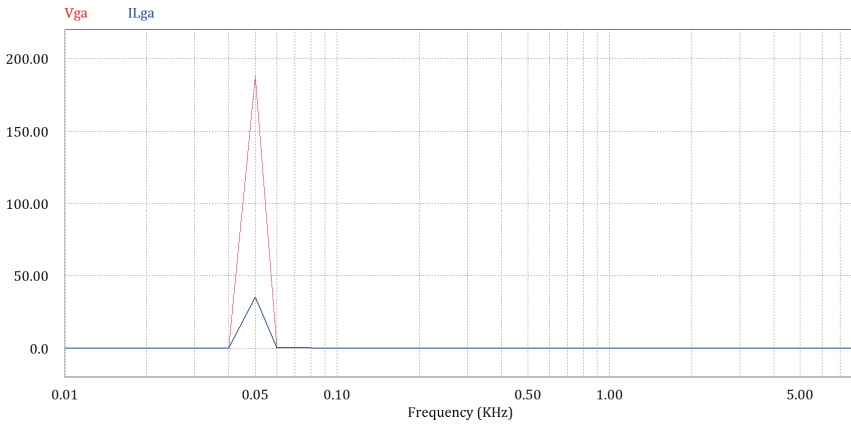


Figura 5-49. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

PR+SRF-PLL no adaptativo con red no desequilibrada y no distorsionada. Frecuencia de red=55Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando no existe distorsión ni desequilibrio, y la frecuencia de la misma es de 55Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PR no adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL no emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q .

En la Figura 5-50 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-51 se muestra el espectro armónico de ambas variables, donde es posible comprobar el desfase introducido por el regulador PR desintonizado. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, a partir de las ecuaciones (5.93) y (5.94), obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XVII.

TABLA 5-XVIII. THD en corriente y FP.

THD_i	0.03
FP	0.92

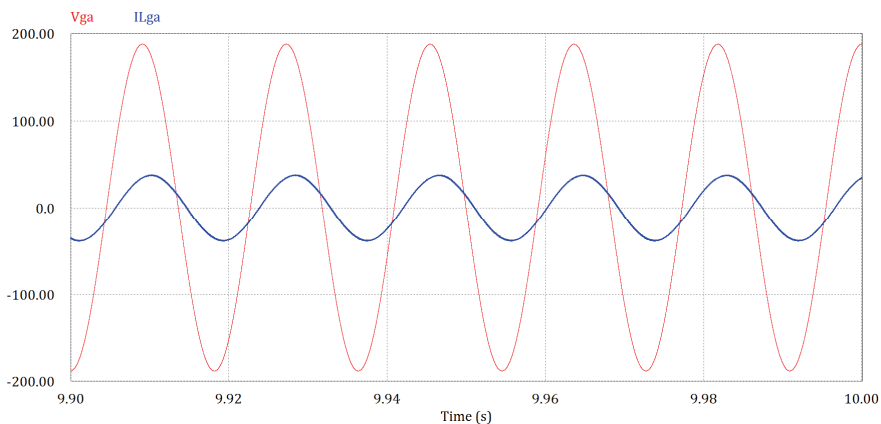


Figura 5-50. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

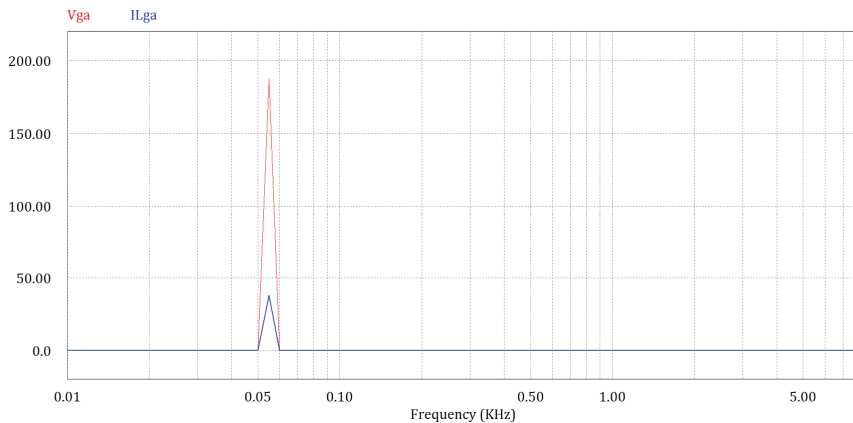


Figura 5-51. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

Como era de esperar, el factor de potencia ha sufrido un deterioro considerable respecto del caso anterior, debido a la pérdida de ganancia del filtro PR no adaptativo a la frecuencia de 55 Hz.

PR+SRF-PLL no adaptativo con red desequilibrada y distorsionada. Frecuencia de red=50Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando la misma se encuentra distorsionada y desequilibrada, y la frecuencia es de 50Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PR no adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL no emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q .

En la Figura 5-50 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-53 se muestra el espectro armónico de ambas variables. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, a partir de las ecuaciones (5.93) y (5.94), obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XIX. A partir de los resultados obtenidos es posible comprobar que los filtros PR funcionan correctamente, permitiendo inyectar

corriente en la red con un alto factor de potencia, y un bajo THD en corriente. No obstante, puede apreciarse un armónico en la corriente de frecuencia 150Hz, debido al rizado presente en la estimación de la fase de la red desequilibrada mediante el SRF-PLL no adaptativo, que no puede ser corregido correctamente por el lazo de corriente, dado que no se ha implementado ningún regulador resonante sintonizado a dicha frecuencia.

TABLA 5-XIX. THD en corriente y FP.

THD_i	0.05
FP	0.98

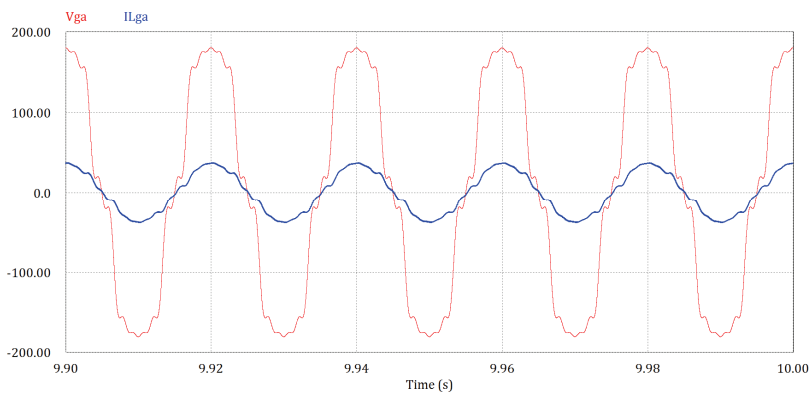


Figura 5-52. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

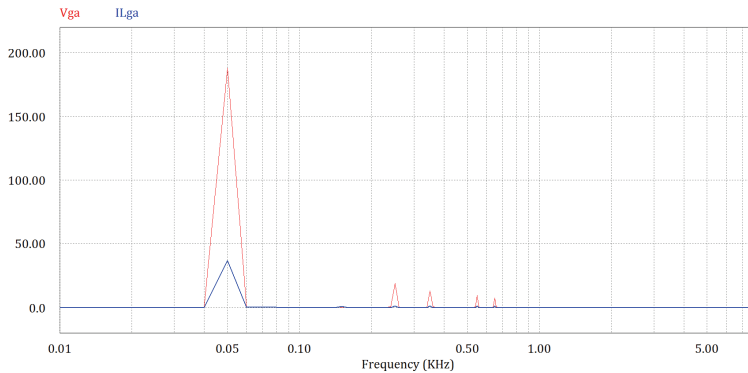


Figura 5-53. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

PR+SRF-PLL no adaptativo con red desequilibrada y distorsionada.
Frecuencia de red=55Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando la misma se encuentra distorsionada y desequilibrada, y la frecuencia es de 55Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PR no adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL no emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q . En la Figura 5-54 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-55 se muestra el espectro armónico de ambas variables. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XX.

TABLA 5-XX. THD en corriente y FP.

THD_i	0.10
FP	0.89

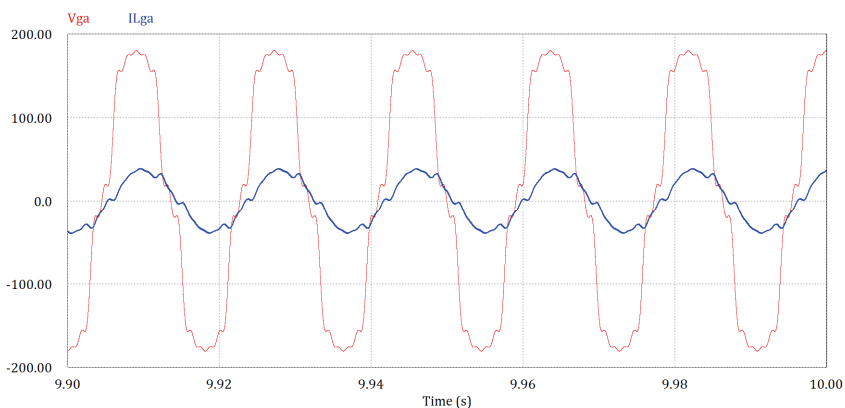


Figura 5-54. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

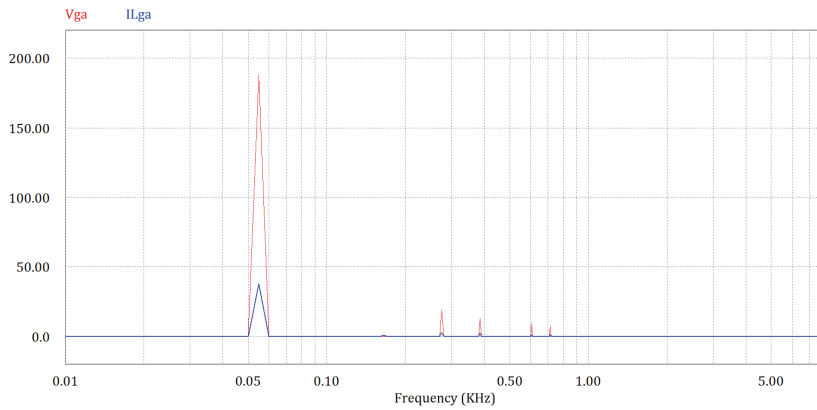


Figura 5-55. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

En este caso, la distorsión armónica total en corriente se ha visto degradada, debido a la pérdida de ganancia de los filtros PR no adaptativos, al igual que sucede con el factor de potencia.

PL+SRF-PLL adaptativo con red no desequilibrada y no distorsionada.
Frecuencia de red=50Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando la misma no presenta distorsión ni desequilibrio, y la frecuencia es de 50Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PL adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q . En la Figura 5-56 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-57 se muestra el espectro armónico de ambas variables. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XXI.

TABLA 5-XXI. THD en corriente y FP.

THD_i	0.03
FP	0.99

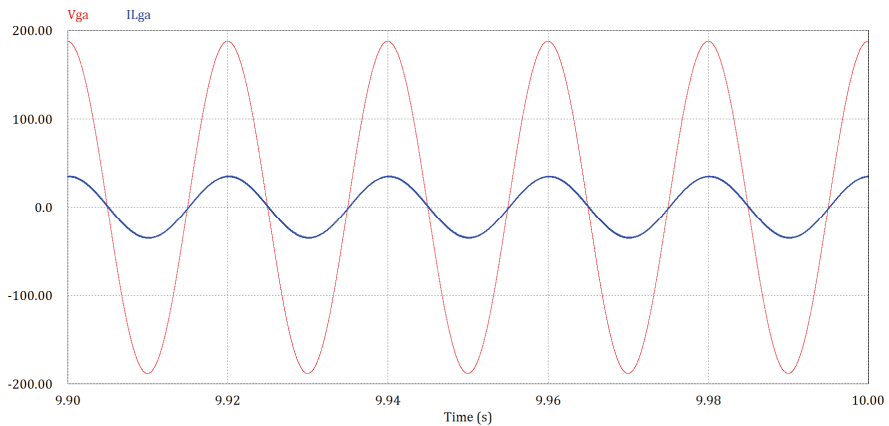


Figura 5-56. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

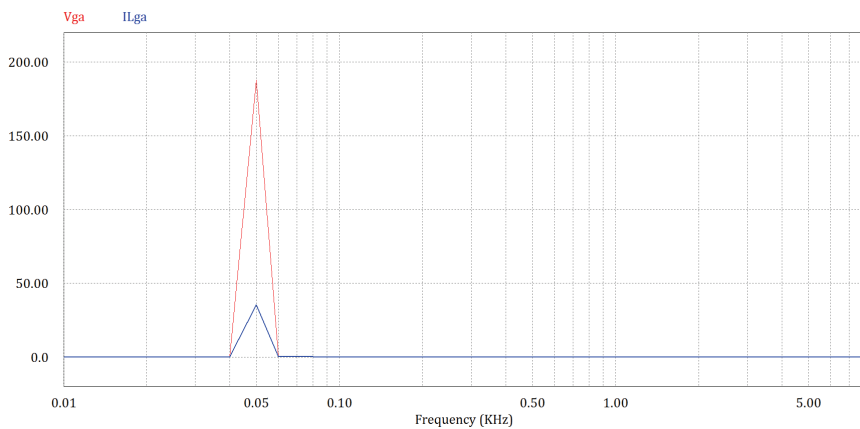


Figura 5-57. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

PL+SRF-PLL adaptativo con red no desequilibrada y no distorsionada.
Frecuencia de red=55Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando la misma no presenta distorsión ni desequilibrio, y la frecuencia es de 55Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PL adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente

generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q .

En la Figura 5-58 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-59 se muestra el espectro armónico de ambas variables. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, a partir de las ecuaciones (5.93) y (5.94), obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XXII. A partir de los resultados obtenidos se comprueba que la acción de los filtros adaptativos mantienen el THD en corriente y el factor de potencia con independencia de la variación en la frecuencia de la red eléctrica, tal y como era de esperar.

TABLA 5-XXII. THD en corriente y FP.

THD_i	0.03
FP	0.99

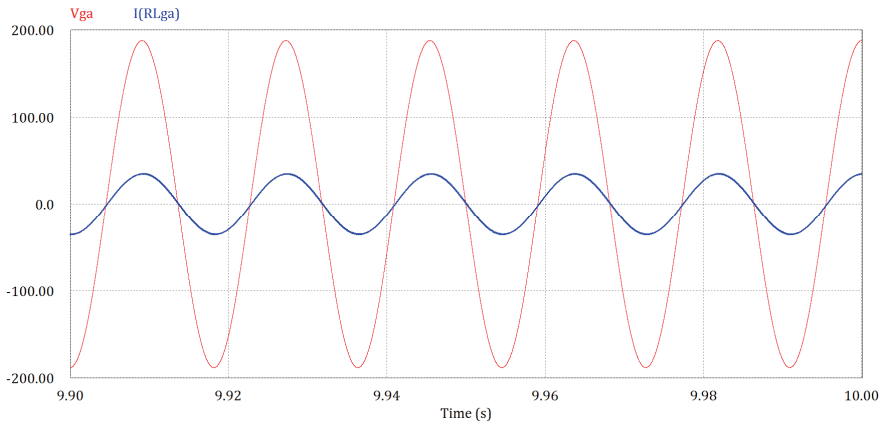


Figura 5-58. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

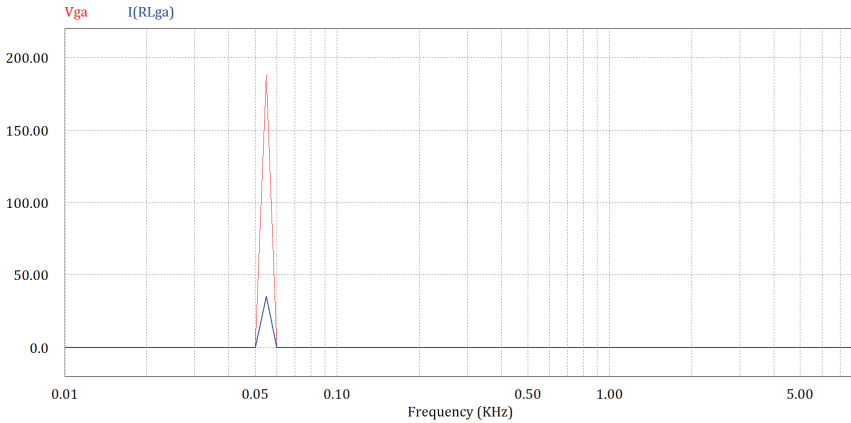


Figura 5-59. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

PL+SRF-PLL adaptativo con red desequilibrada y distorsionada. Frecuencia de red=50Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando la misma se encuentra distorsionada y desequilibrada, siendo la frecuencia de 50Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PL adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por otro lado, el SRF-PLL emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q . En la Figura 5-60 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-61 se muestra el espectro armónico de ambas variables. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XXIII. A partir de los resultados obtenidos se comprueba que la acción de los filtros adaptativos permite obtener un bajo THD en corriente y un elevado factor de potencia.

TABLA 5-XXIII. THD en corriente y FP.

THD_i	0.04
FP	0.98

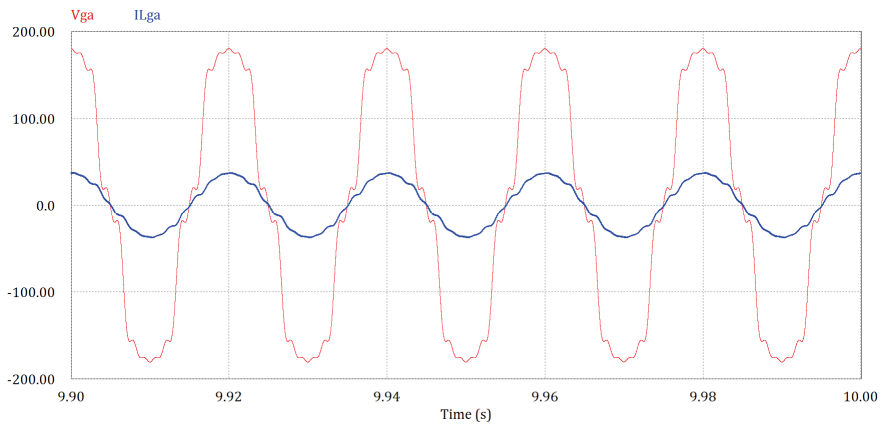


Figura 5-60. Respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

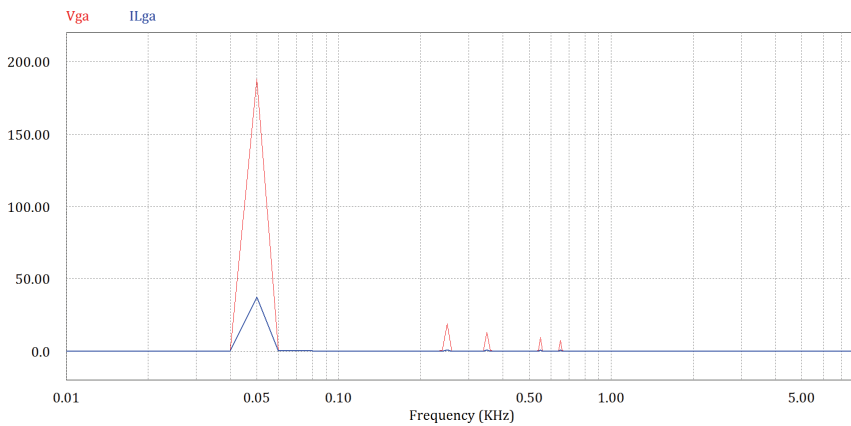


Figura 5-61. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

PL+SRF-PLL adaptativo con red desequilibrada y distorsionada. Frecuencia de red=55Hz.

En este apartado se estudia el funcionamiento del inversor conectado a la red eléctrica cuando la misma se encuentra distorsionada y desequilibrada, siendo la frecuencia de 55Hz. En este caso se han empleado reguladores PI y PL adaptativos para el control de la tensión en el panel y la corriente generada por el inversor, respectivamente. Por

otro lado, el SRF-PLL emplea técnicas de filtrado adaptativo de la componente v_q .

En la Figura 5-62 se muestra la respuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} , y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} , mientras que en la Figura 5-63 se muestra el espectro armónico de ambas variables. Por otro lado, se ha llevado a cabo la medida del THD en corriente y el factor de potencia del inversor trifásico, a partir de las ecuaciones (5.93) y (5.94), obteniendo los valores que se muestran en la TABLA 5-XXIV. A partir de los resultados obtenidos se comprueba que la acción de los filtros adaptativos permite obtener un bajo THD en corriente y un elevado factor de potencia, con independencia de la variación en la frecuencia de la red eléctrica.

TABLA 5-XXIV. THD en corriente y FP.

THD_i	0.04
FP	0.98

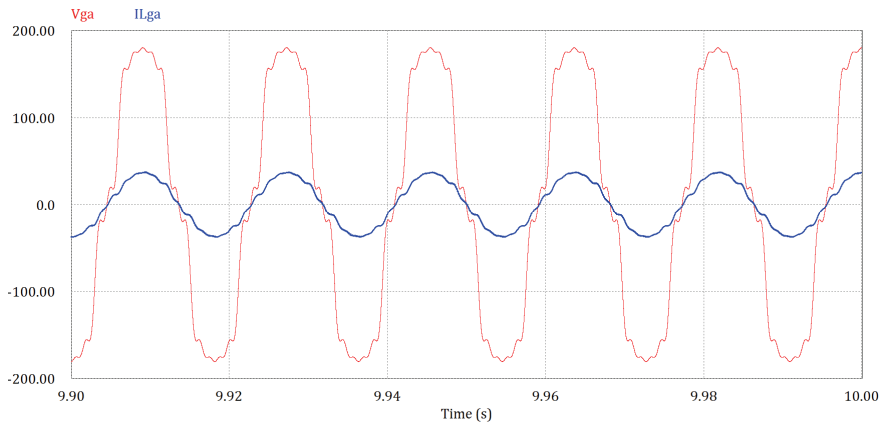


Figura 5-62. Repuesta temporal de la tensión fase-neutro de la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

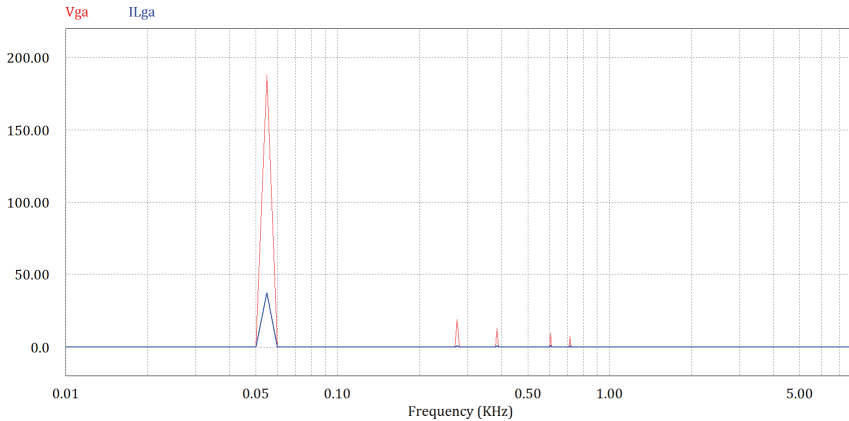


Figura 5-63. Espectro armónico de la tensión fase-neutro en la fase a , V_{ga} (rojo) y la corriente inyectada en la fase a , I_{Lga} (azul).

5.6. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En primer lugar, se ha llevado a cabo la medida de la respuesta en frecuencia del regulador PL propuesto en apartados anteriores, cuando la frecuencia de ajuste es fija, medida de acuerdo al método propuesto en [160], [161], empleando el analizador de respuesta en frecuencia NF FRA5097. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5-64, donde se comprueba que la ganancia de cada uno de los filtros resonantes junto con la acción proporcional es la esperada, de acuerdo a la TABLA 5-XIV. En concreto, se han obtenido 23dB a 50Hz, 30dB a 250Hz y 32dB a 350Hz, 550Hz y 650Hz, mientras que en la banda de frecuencias donde tan sólo actúa la acción proporcional, la ganancia es de -7.5dB. A continuación se ha implementado en el DSP el esquema mostrado en la Figura 5-65, donde se ha empleado la fuente de alimentación trifásica Pacific SmartSource 360-AMX de 12KVA para emular la red eléctrica, de manera que puedan simularse desequilibrios y distorsión armónica. En dicho esquema, la información de la frecuencia estimada por el SRF-PLL, $\hat{\omega}_i$, es empleada para ajustar la frecuencia de sintonización de cada uno de los filtros *Lattice* resonantes, mientras que el analizador de espectros FRA 5097 es el encargado de llevar a cabo el cálculo de la función de transferencia del regulador PL.

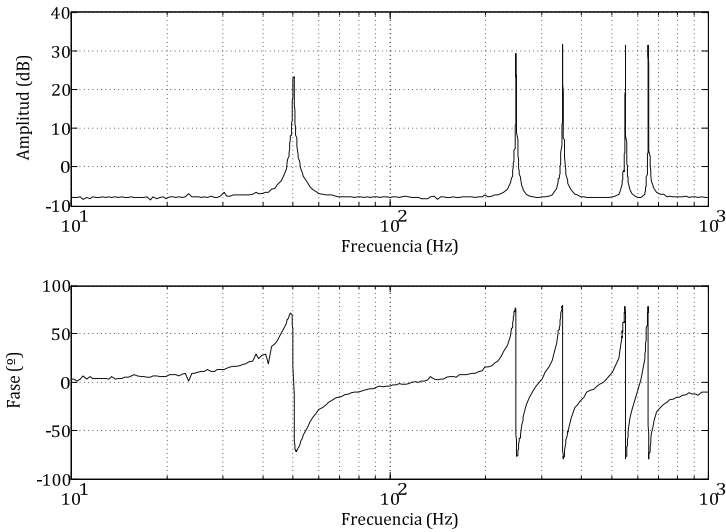


Figura 5-64. Medida de la respuesta en frecuencia del regulador PL propuesto.

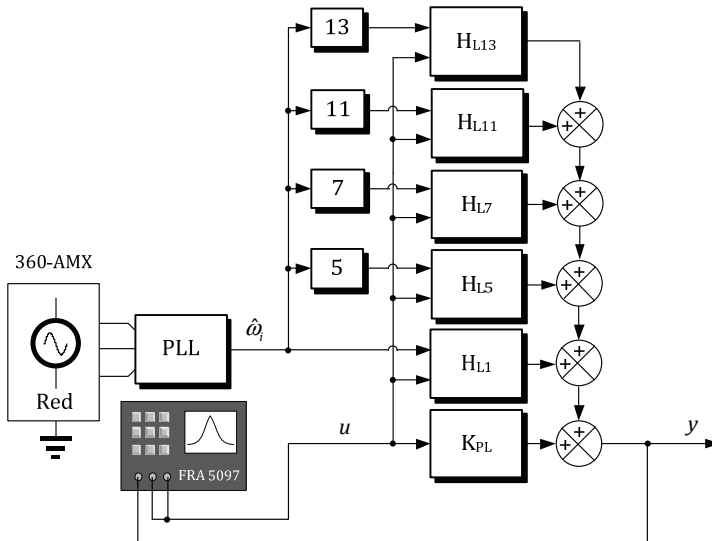


Figura 5-65. Diagrama de bloques del montaje empleado para probar el regulador PL.

En la Figura 5-66 se muestra la respuesta en frecuencia de dicho regulador cuando la frecuencia estimada por el SRF-PLL es de 50Hz (continuo) y de 55Hz (discontinuo), donde se comprueba claramente

que la acción resonante del regulador se adapta según las variaciones de la frecuencia en la red eléctrica estimada por el SRF-PLL.

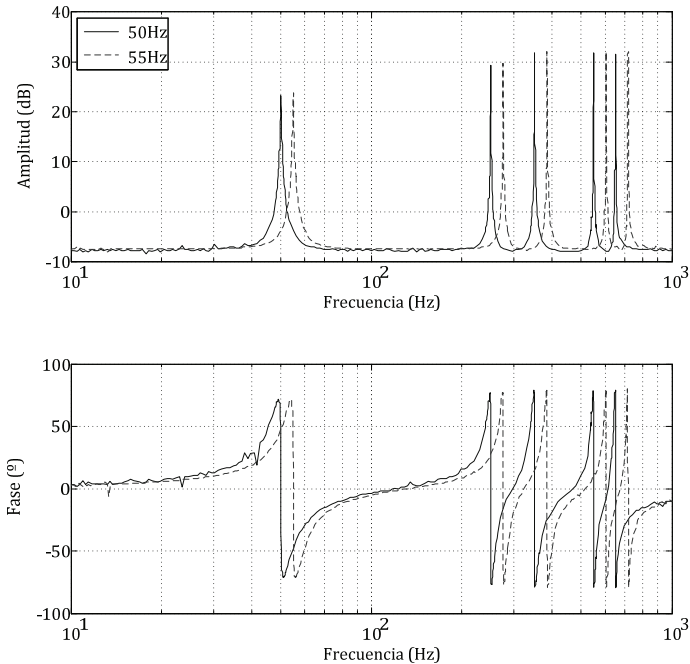


Figura 5-66. Medida de la respuesta en frecuencia del regulador PL cuando la frecuencia estimada es de 50Hz (continuo) y de 55Hz (discontinuo).

Una vez comprobada la respuesta en frecuencia del regulador PL adaptativo, resulta interesante visualizar la respuesta temporal de la señal de salida, y , cuando la frecuencia de la señal de entrada al regulador, u , coincide con la frecuencia a la que se sintonizan los filtros resonantes. Para ello, en primer lugar se ha empleado un SRF-PLL no adaptativo sin filtrado de la variable V_q , de manera que tanto el desequilibrio como la distorsión en la red eléctrica afectarán tanto a la estimación de la fase como de la frecuencia.

En la Figura 5-67 se muestra el sistema de tensiones trifásico conectado al SRF-PLL, junto con la salida del regulador, y , cuando la entrada, u , tiene una frecuencia de 50Hz y una amplitud de $0.12V_{rms}$, donde se comprueba que el regulador ofrece una ganancia de 23dB a dicha frecuencia, tal y como era de esperar.

En la Figura 5-68 se muestra el sistema de tensiones trifásico conectado al SRF-PLL, junto con la salida del regulador, y , cuando la entrada, u , tiene una frecuencia de 250Hz y una amplitud de $0.12V_{rms}$, donde se comprueba que el regulador ofrece una ganancia de 30dB a dicha frecuencia, tal y como era de esperar.

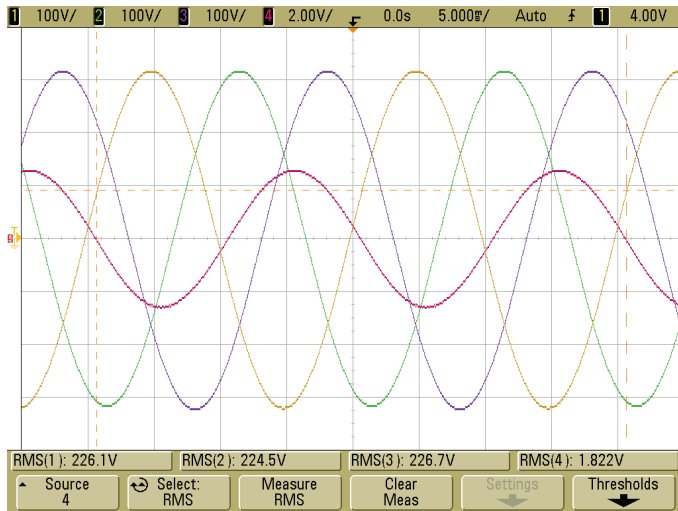


Figura 5-67. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 50Hz.

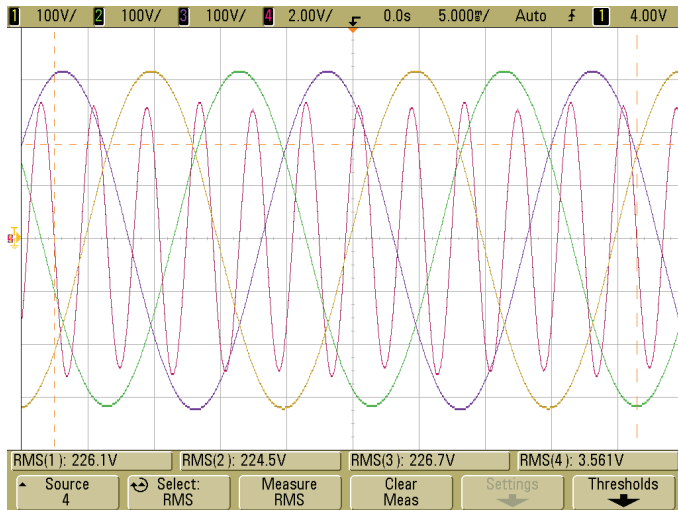


Figura 5-68. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 250Hz.

En la Figura 5-69 se muestra el sistema de tensiones trifásico conectado al SRF-PLL, junto con la salida del regulador, y , cuando la entrada, u , tiene una frecuencia de 350Hz y una amplitud de $0.12V_{rms}$, donde se comprueba que el regulador ofrece una ganancia de 30dB a dicha frecuencia, tal y como era de esperar.

En la Figura 5-70 se muestra el sistema de tensiones trifásico conectado al SRF-PLL, junto con la salida del regulador, y , cuando la entrada, u , tiene una frecuencia de 550Hz y una amplitud de $0.12V_{rms}$, donde se comprueba que el regulador ofrece una ganancia de 32dB a dicha frecuencia, tal y como era de esperar.

Y por último, en la Figura 5-71 se muestra el sistema de tensiones trifásico conectado al SRF-PLL, junto con la salida del regulador, y , cuando la entrada, u , tiene una frecuencia de 650Hz y una amplitud de $0.12V_{rms}$, donde se comprueba que el regulador ofrece una ganancia de 32dB a dicha frecuencia, tal y como era de esperar.



Figura 5-69. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 350Hz.

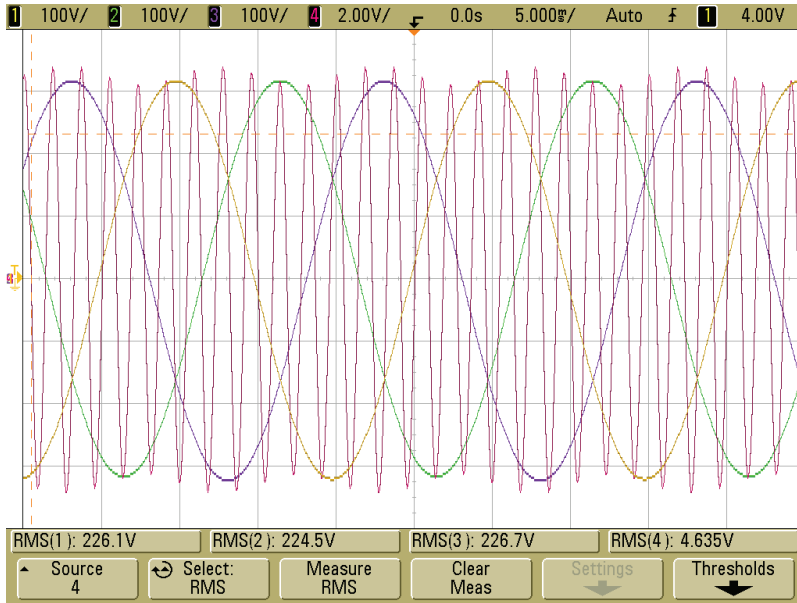


Figura 5-70. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 550Hz.

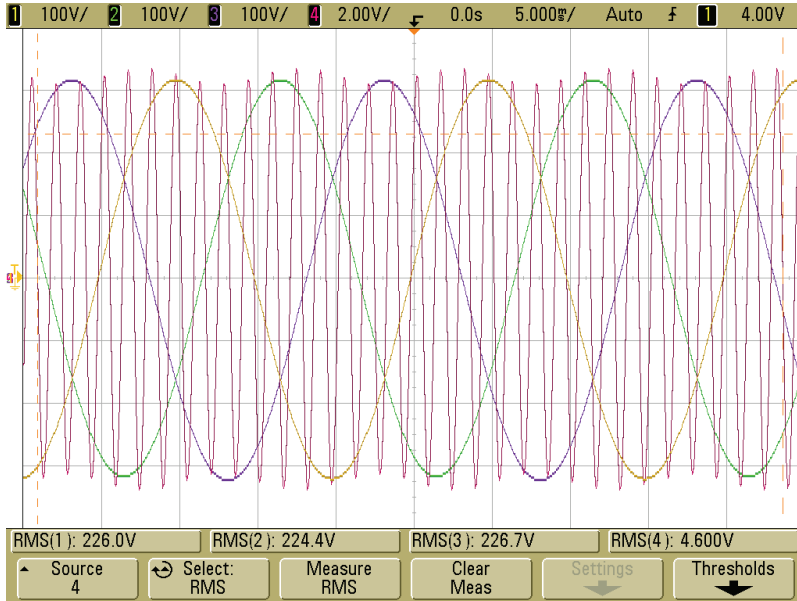


Figura 5-71. Sistema trifásico equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.

En todas las figuras mostradas hasta ahora, es posible observar cierta oscilación de 100Hz en la salida del regulador PL. Esta oscilación es debida a un ligero desequilibrio debido a errores de sensado de la red trifásica que repercute en el consiguiente rizado en la estimación de la frecuencia y la red eléctrica. Para constatar este resultado, se ha procedido a representar en la Figura 5-72 la estimación llevada a cabo por el SRF-PLL no adaptativo de la frecuencia y de la fase de la red eléctrica, donde es posible constatar el fenómeno descrito.

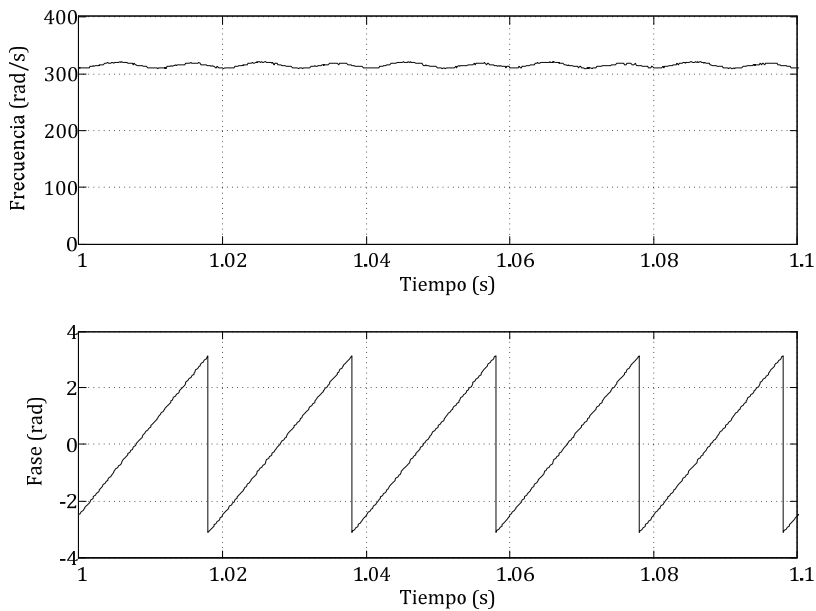


Figura 5-72. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica (arriba), junto con la estimación de la fase de la red eléctrica (abajo).

El resultado obtenido permite afirmar que la adaptación del filtrado PL debe llevarse a cabo con una estimación de la frecuencia de la red eléctrica convenientemente filtrada, incluso en los casos en que el desequilibrio es poco apreciable. En ese sentido, conviene recordar que el sensado de la tensión de la red eléctrica se ha llevado a cabo en el secundario de un transformador estrella-triángulo, por lo que existen más posibilidades de que el sistema trifásico empleado por el SRF-PLL presente imperfecciones, incluso cuando la red eléctrica se encuentre libre de desequilibrio y/o distorsión.

Para comprobar el efecto que una red desequilibrada tiene sobre el regulador PL adaptativo, cuando se emplea un SRF-PLL sin filtrado de la componente V_q , se ha programado una red trifásica desequilibrada en el sistema de la Figura 5-65. Situando a la entrada del regulador PL una tensión de frecuencia 650Hz y amplitud $0.12V_{rms}$, se obtiene el resultado de la Figura 5-73. En la misma puede comprobarse la oscilación a 100Hz en la salida del regulador, que deteriora notablemente el funcionamiento del mismo. En la Figura 5-74 se comprueba que el desequilibrio en la red eléctrica introduce un rizado en la estimación de la frecuencia y de la fase de la misma por parte del SRF-PLL. Dicho rizado es el responsable de la oscilación en la salida del regulador PL adaptativo.

En último lugar, se ha programado un sistema de tensiones trifásico desequilibrado y con distorsión, de acuerdo a la TABLA 4-XI y a la TABLA 4-XII. Dicho sistema trifásico es el empleado por el SRF-PLL no adaptativo para estimar la frecuencia y la fase del armónico fundamental, empleando la frecuencia estimada para la adaptación del regulador PL propuesto en este apartado.

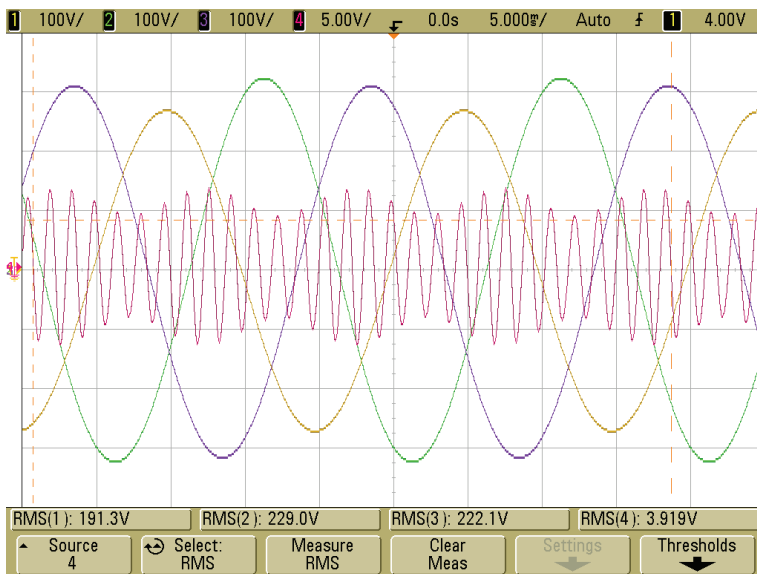


Figura 5-73. Sistema trifásico desequilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.

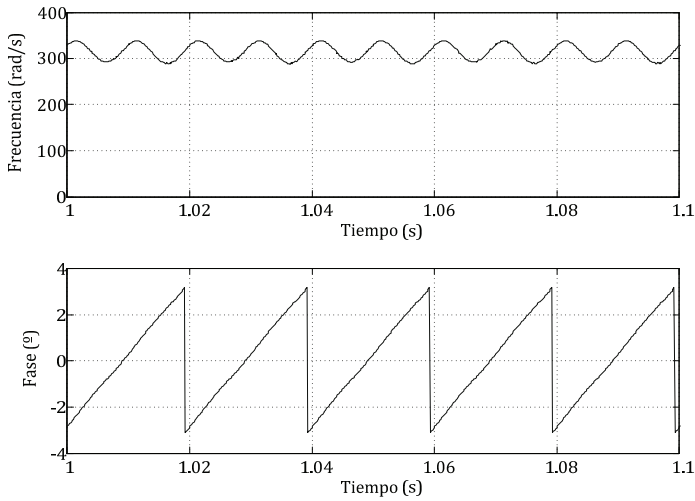


Figura 5-74. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica (arriba), junto con la estimación de la fase de la red eléctrica (abajo).

Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5-75 y la Figura 5-76, donde se pone de manifiesto que una estimación no filtrada de la frecuencia de la red eléctrica da lugar a una mala adaptación del regulador PL adaptativo propuesto.

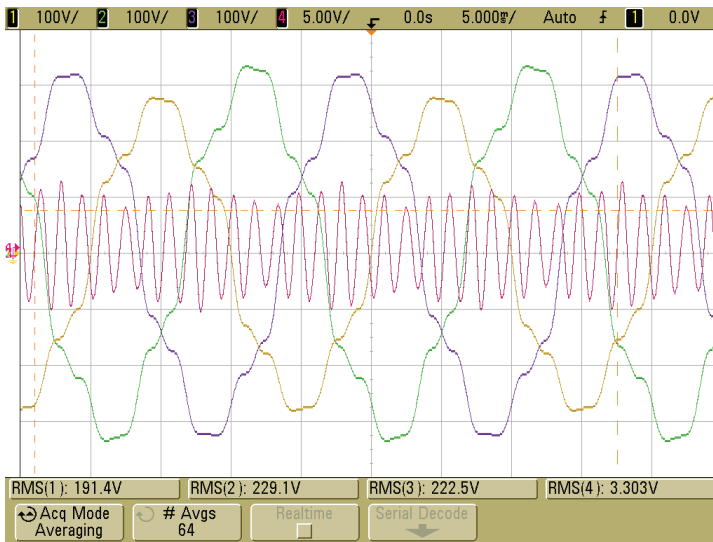


Figura 5-75. Sistema trifásico desequilibrado y con distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.

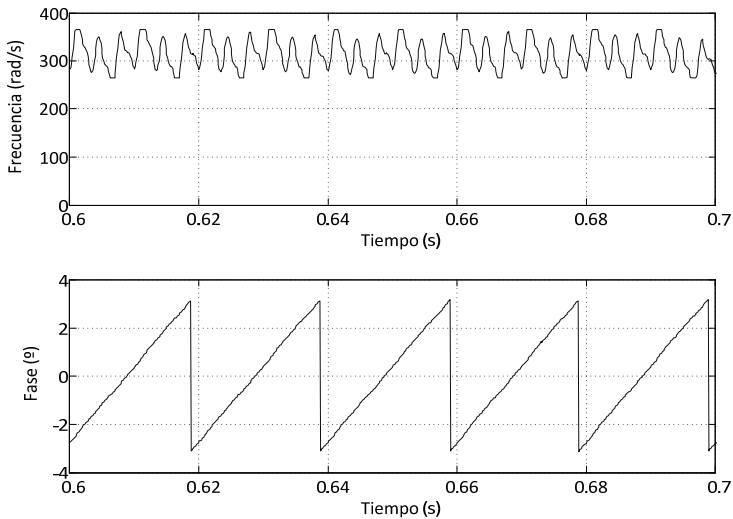


Figura 5-76. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica (arriba), junto con la estimación de la fase de la red eléctrica (abajo).

A continuación se ha sustituido el estimador de fase SRF-PLL no adaptativo por el estimador SRF-PLL adaptativo propuesto en el capítulo 4, con lo que se pretenden evitar las oscilaciones en el filtrado PL adaptativo debidas a imperfecciones en la red eléctrica.

En las figuras que se muestran a continuación se comprueba que el funcionamiento del regulador PL adaptativo junto con el SRF-PLL adaptativo es el esperado, cuando el sistema de tensiones trifásico programado no contiene desequilibrios ni distorsión y su frecuencia es de 50Hz. Para obtener dichos resultados se ha excitado el regulador PL con una tensión de frecuencia variable y una amplitud de $0.12V_{rms}$. En todos los resultados obtenidos, se comprueba que no existe oscilación en la acción resonante del PL, debido a la acción de los filtros adaptativos sobre la componente V_q del SRF-PLL. En concreto, en la Figura 5-82 se muestra la respuesta temporal de un sistema de tensiones trifásico desequilibrado y distorsionado de 50Hz junto con la salida del regulador PL cuando la frecuencia de la señal de entrada al mismo es de 650Hz; en la misma se comprueba que el resultado obtenido es notablemente mejor que el mostrado en la Figura 5-75, desapareciendo la oscilación debida a las imperfecciones de la red.

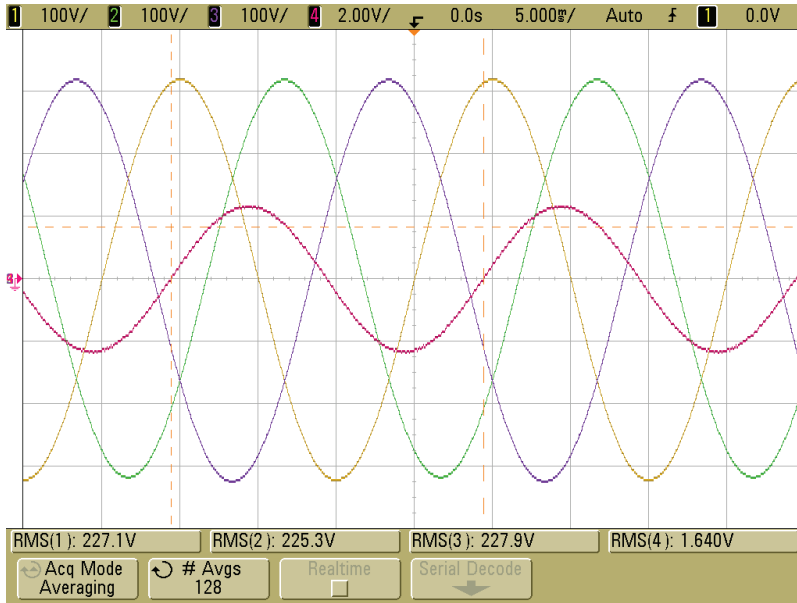


Figura 5-77. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 50Hz.

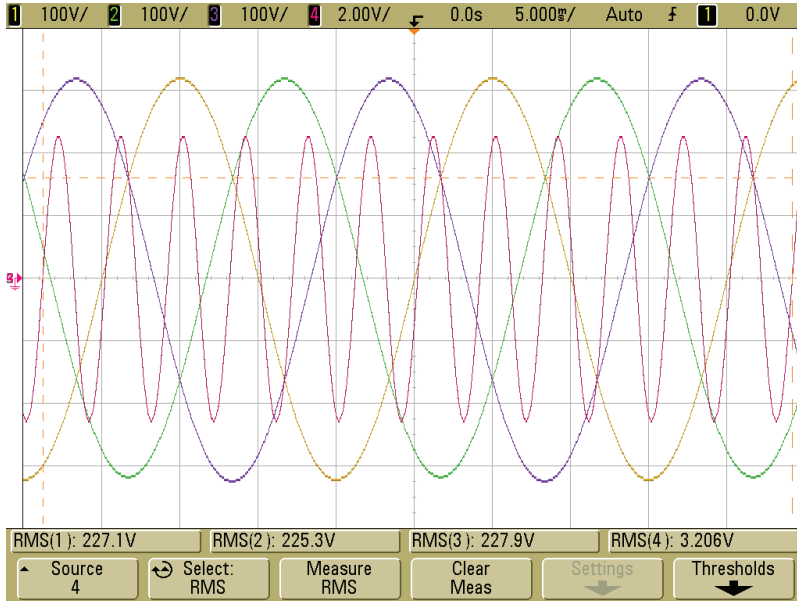


Figura 5-78. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 250Hz.

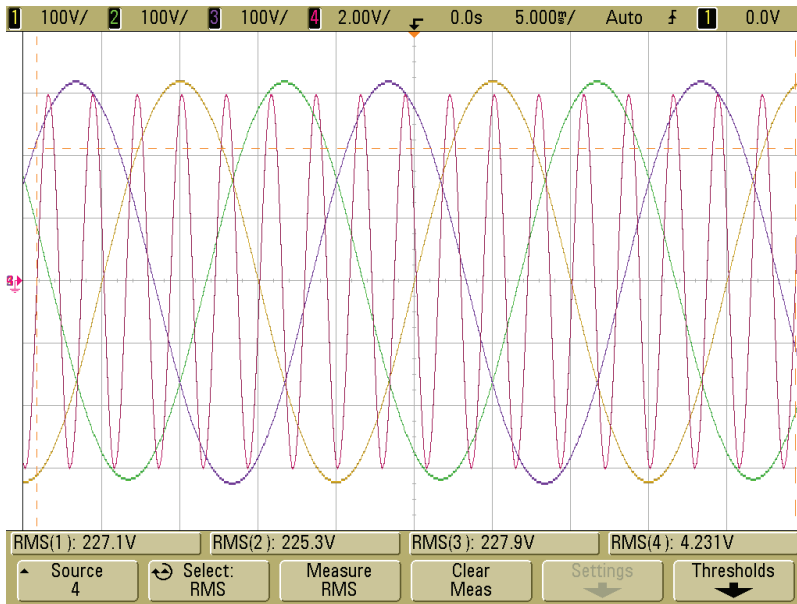


Figura 5-79. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 350Hz.



Figura 5-80. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 550Hz.

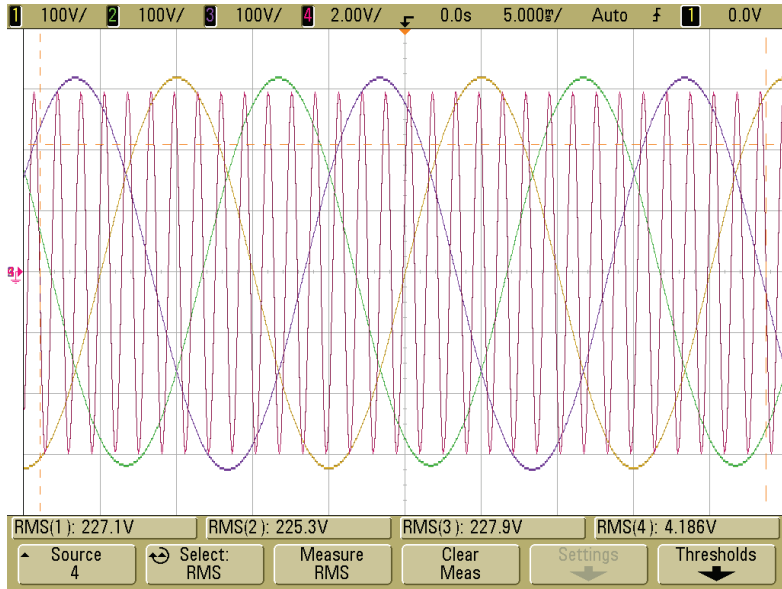


Figura 5-81. Sistema trifásico de 50Hz equilibrado y sin distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.

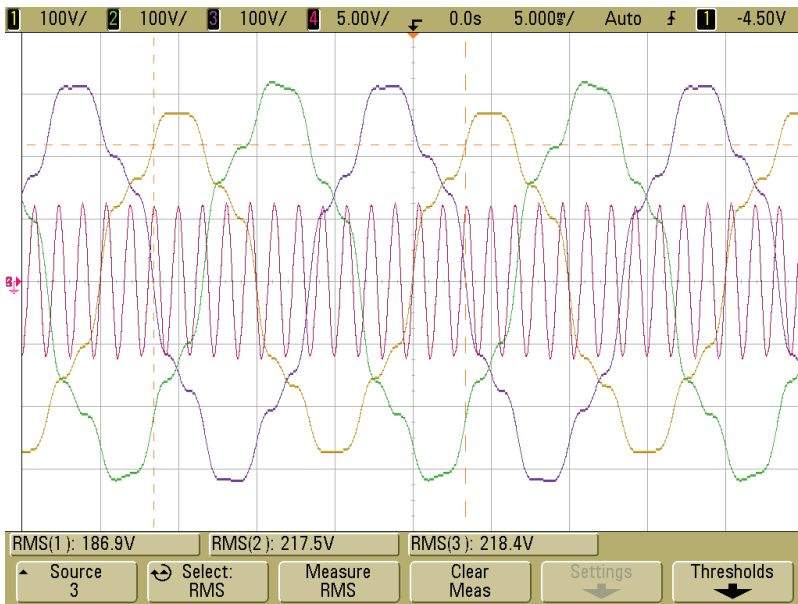


Figura 5-82. Sistema trifásico de 50Hz desequilibrado y con distorsión junto con la salida del regulador PL (magenta) cuando la entrada al mismo es de 650Hz.

Finalmente, en la Figura 5-83 se muestra la estimación de la frecuencia y de la fase de una red eléctrica desequilibrada y distorsionada cuya frecuencia es de 50Hz, por medio de un SRF-PLL no adaptativo (azul-discontinuo) y del SRF-PLL adaptativo propuesto (rojo-continuo), donde resulta evidente el correcto funcionamiento de los filtros adaptativos en la componente V_q del SRF-PLL.

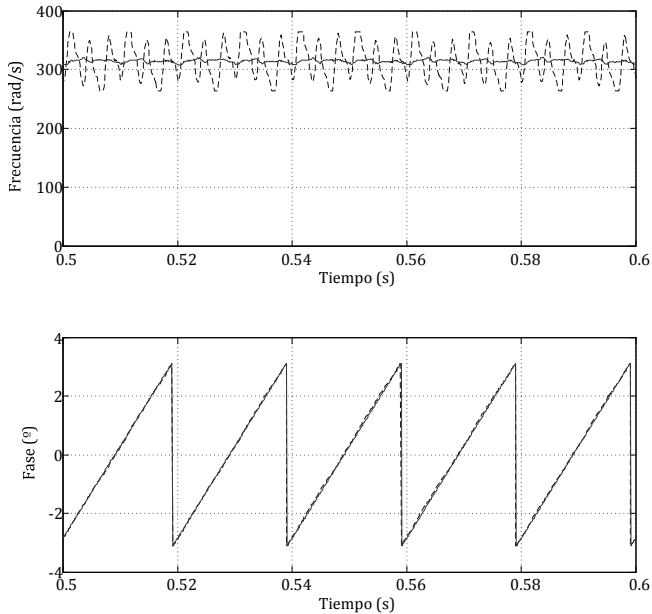


Figura 5-83. Estimación de la frecuencia (arriba), junto con la estimación de la fase (abajo) de un SRF-PLL no adaptativo (discontinuo) y de un SRF-PLL adaptativo continuo).

Para comprobar que la estimación de la frecuencia de la red eléctrica por parte del SRF-PLL adaptativo es correcta, se ha programado una secuencia en la que el sistema de tensiones trifásico generado por la fuente de alimentación varía el desequilibrio, el contenido armónico y la frecuencia. En la Figura 5-84 se muestran los resultados obtenidos.

En el instante $t_0=8s$ se parte de un sistema trifásico equilibrado y sin distorsión armónica, de frecuencia $f_0=50Hz$. En este caso, no existen grandes diferencias entre la estimación de la frecuencia por parte del SRF-PLL adaptativo (rojo) y el no adaptativo (azul). En el instante

$t_1=9.5s$, se ha introducido desequilibrio y distorsión armónica en la red eléctrica, manteniendo la frecuencia. En este caso, se comprueba que el SRF-PLL no adaptativo introduce un error en la estimación de la frecuencia (azul) que repercute, como se comprobó anteriormente, en una oscilación en la salida del regulador PL; sin embargo, la estimación de la frecuencia por parte del SRF-PLL adaptativo (rojo) no contiene dicho error, debido al filtrado de la componente V_q . En el instante $t_2=11.5s$, se ha variado la frecuencia a $f_1=55Hz$, manteniendo el desequilibrio y la distorsión. De nuevo, la estimación del SRF-PLL no adaptativo contiene armónicos que deterioran el funcionamiento del regulador PL (azul), mientras que la frecuencia estimada por el SRF-PLL adaptativo se encuentra convenientemente filtrada (rojo), debido a la adaptación de los coeficientes de los filtros adaptativos. En último lugar, en el instante $t_3=13.5s$ se vuelve a las condiciones iniciales.

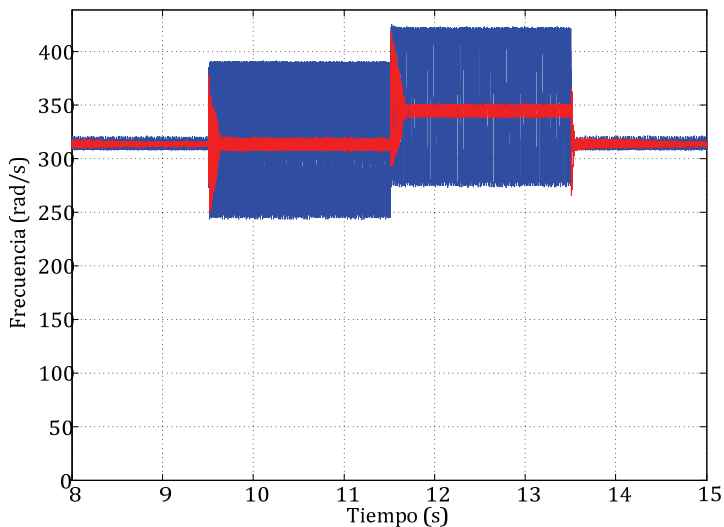


Figura 5-84. Estimación de la frecuencia de la red eléctrica por un SRF-PLL no adaptativo (azul) y adaptativo (rojo).

Para llevar a cabo las pruebas en gran señal del convertidor, se ha empleado el montaje mostrado en la Figura 5-85 a partir del inversor comercial SEMIKRON SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI 21 V12 capaz de suministrar una corriente de 35Arms y una tensión entre fases de 380Vrms. Para la sincronización del SRF-PLL se han empleado las

tensiones compuestas V_{U-V} y V_{V-W} , mientras que para llevar a cabo el control del convertidor se han sentido la tensión en el panel fotovoltaico, V_{CPV} , y las corrientes del lado del inversor, i_i . Cabe señalar que el panel solar fotovoltaico se ha simulado mediante la fuente de alimentación AMREL SPS-800-54-D013.

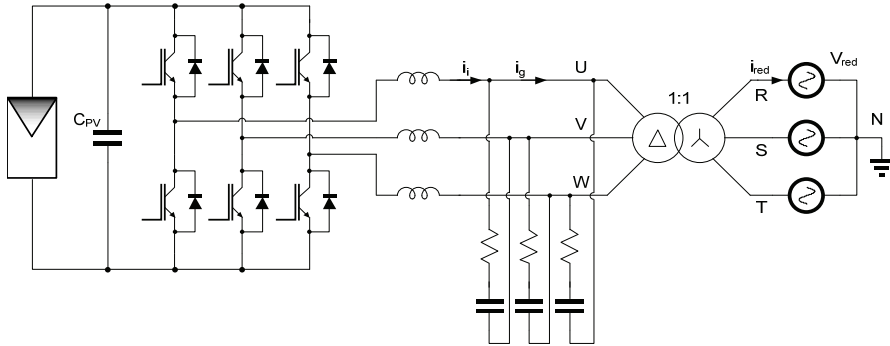


Figura 5-85. Esquema simplificado de montaje del inversor trifásico.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en las distintas pruebas realizadas al prototipo.

Regulador PR+SRF-PLL no adaptativo con red trifásica de 50 Hz no desequilibrada y sin distorsión armónica.

Para realizar esta prueba, se ha implementado un control convencional en el StRF empleando un regulador PI para el lazo de tensión, un regulador PR no adaptativo sintonizado a 50Hz para el control de la corriente, y un SRF-PLL no adaptativo sin filtrado de la componente V_q , de acuerdo a los valores de diseño mostrados en apartados anteriores. El punto de funcionamiento elegido es el de la potencia nominal, por lo que la tensión del panel en el MPP es de $V_{CPV}=654V$, con una corriente de $I_{PV}=15A$.

En la Figura 5-86 se muestran las tensiones compuestas V_{U-V} , V_{V-W} y V_{W-U} junto con la tensión en el panel fotovoltaico, V_{CPV} , en la que es posible comprobar que la regulación de la tensión en el MPP es la esperada, de acuerdo a la medida realizada mediante el multímetro de precisión AGILENT U1241A, la cual ha sido de $V_{CPV}=653.9V$.

En la Figura 5-87 se muestran las tensiones V_{U-V} , V_{V-W} y V_{W-U} , y la corriente i_{iu} , mientras que en la Figura 5-88 se muestran las tensiones compuestas junto con la corriente i_{gu} .

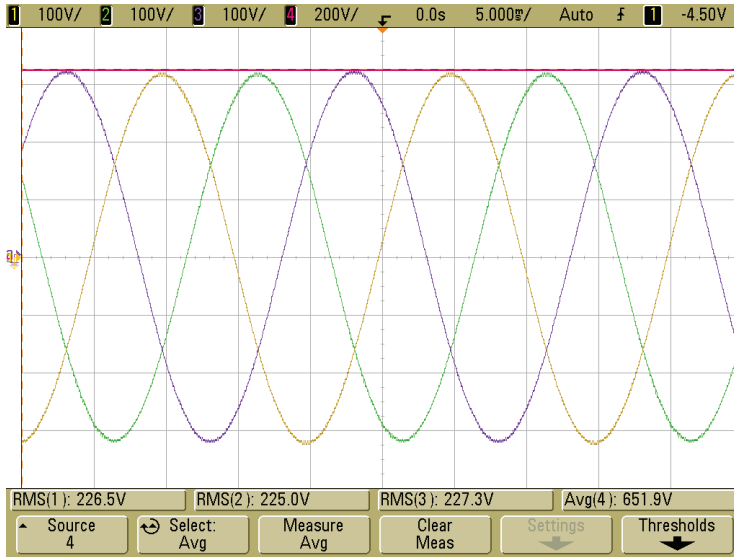


Figura 5-86. Tensiones compuestas y tensión en el panel solar fotovoltaico (magenta).

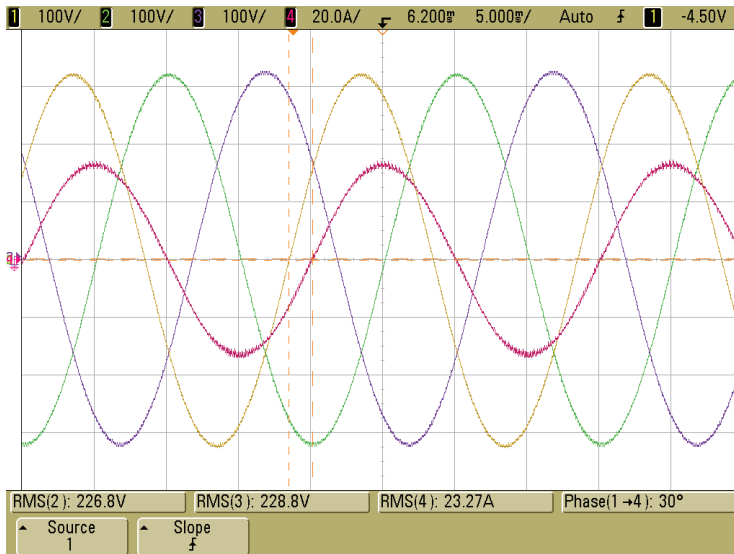


Figura 5-87. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

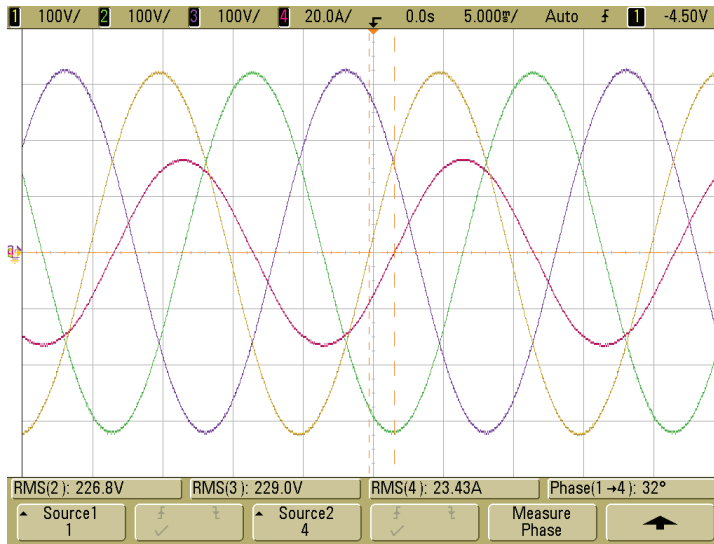


Figura 5-88. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

En las mismas se comprueba que la corriente i_{iu} , se encuentra desfasada 30° respecto de la tensión compuesta, V_{U-V} , tal y como era de esperar de acuerdo al control realizado, donde la referencia de potencia reactiva generada por el inversor se ha fijado en cero. Sin embargo, la corriente i_{gu} presenta un desfase distinto debido a la potencia reactiva de los condensadores de filtrado y del transformador. Por otro lado, no se aprecia distorsión armónica aparente de baja frecuencia, mientras que los armónicos de conmutación se encuentran fuertemente filtrados en la corriente i_{gu} , tal y como era de esperar.

Para llevar a cabo el estudio de la calidad de la corriente generada, se ha empleado el analizador de potencia VOLTECH PM6000, mediante el cual se han obtenido los resultados de distorsión armónica total y factor de potencia que se muestran en la TABLA 5-XXV, así como el espectro armónico de la tensión y la corriente en la fase U , tanto del lado del inversor como del lado del secundario del transformador, expresado en tanto por ciento respecto del armónico fundamental, que se muestra en la Figura 5-89. Los resultados obtenidos permiten asegurar que el control PI de la tensión en el panel solar fotovoltaico junto con el control PR de las corrientes en el StRF presenta un resultado satisfactorio, con

parámetros de THD en corriente y FP dentro de los márgenes que marcan las normativas de conexión a red más extendidas, como son la normativa IEEE1547 y la normativa UNE-EN_61000-3-2.

TABLA 5-XXV. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
THD(V)_{U-V}	0.1769587 %	
THD(V)_{V-W}	0.1583283 %	
THD(V)_{W-U}	0.1378564 %	
THD(I)_U	0.6971858 %	0.7165581 %
THD(I)_V	0.6208020 %	0.6245706 %
THD(I)_W	0.7976146 %	0.6832339 %
THD(I)_{IEEE1547}	<5%	
FP_U	0.9957569	0.9945593
FP_V	0.9957542	0.9949399
FP_W	0.9957426	0.9941202

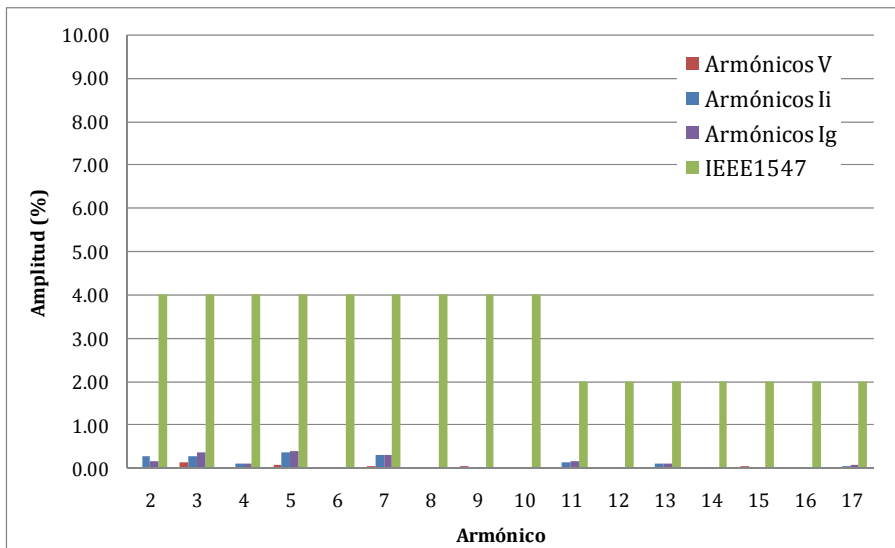


Figura 5-89. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase U.

Regulador PR+SRF-PLL no adaptativo con red trifásica de 50 Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

A continuación, se han modificado los parámetros de la red eléctrica, introduciendo desequilibrio y distorsión, de acuerdo a las condiciones descritas en apartados anteriores, y manteniendo la frecuencia en el valor inicial de 50Hz.

En primer lugar, se ha efectuado la medida de la tensión en el panel solar fotovoltaico mediante el multímetro de precisión AGILENT U1241A, obteniendo el valor $V_{CPV}=654.1V$, lo que permite afirmar que el control de dicha tensión es satisfactorio. A continuación se han medido las tensiones compuestas V_{U-V} , V_{V-W} y V_{W-U} , junto con la corriente i_{iu} , obteniendo los resultados de la Figura 5-90. En la misma se comprueba que tanto la distorsión armónica en tensión como el desequilibrio afectan al funcionamiento del regulador PR en el StRF. En la Figura 5-91 se muestran las tensiones compuestas y la corriente i_{gu} , donde se comprueba, al igual que en el caso anterior, un desfase mayor entre tensión y corriente debido a la energía reactiva consumida por los condensadores y el transformador, así como una mayor atenuación de los armónicos de conmutación.

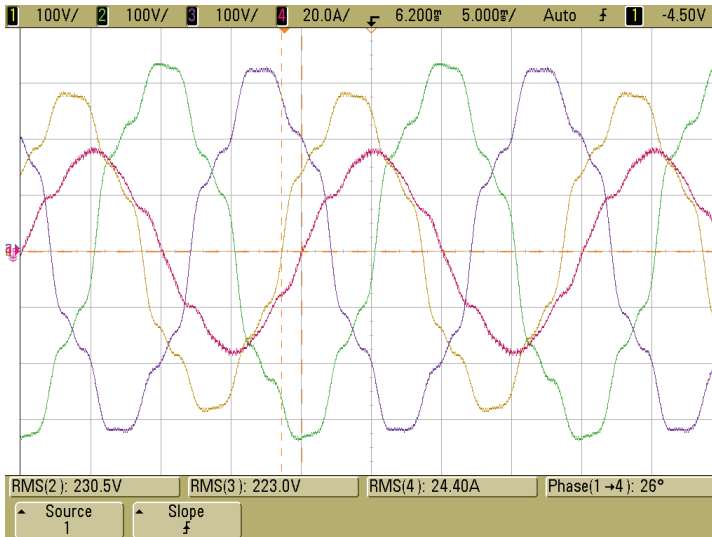


Figura 5-90. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

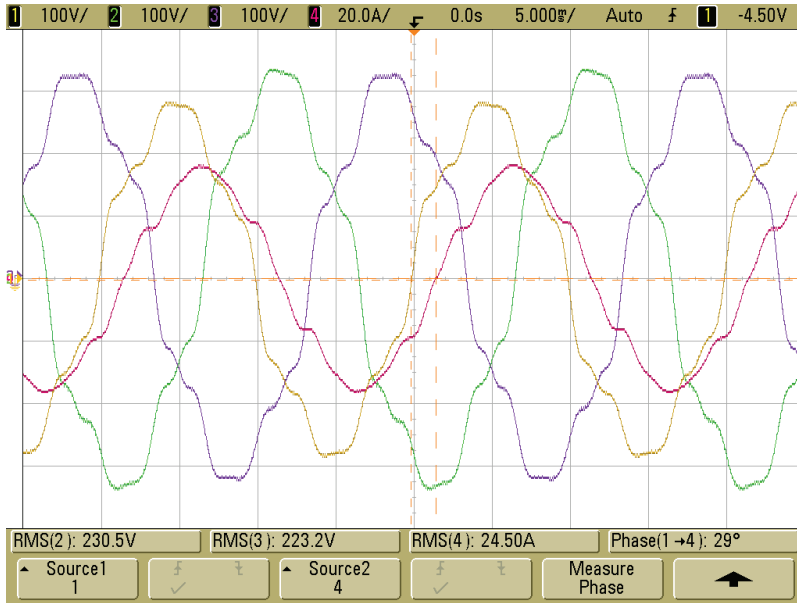


Figura 5-91. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

Para comprobar la calidad de la corriente inyectada en la red eléctrica en estas condiciones de trabajo, se ha empleado el analizador de potencia VOLTECH PM6000, obteniendo los datos mostrados en la TABLA 5-XXVI.

TABLA 5-XXVI. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
$THD(V)_{U-V}$	10.89173 %	
$THD(V)_{V-W}$	10.96094 %	
$THD(V)_{W-U}$	11.30258 %	
$THD(I)_U$	6.005089 %	7.374519 %
$THD(I)_V$	6.215569 %	7.253639 %
$THD(I)_W$	7.371307 %	8.571305 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%	
FP_U	0.9765545	0.9775005
FP_V	0.9771455	0.9706766
FP_W	0.9791640	0.9765162

Los resultados obtenidos mediante el analizador de potencia permiten afirmar que la distorsión armónica en corriente no se encuentra dentro de los límites marcados por las normativas de conexión a red. Igualmente, el factor de potencia ha sufrido un deterioro apreciable respecto de las condiciones de trabajo ideales.

En último lugar, en la Figura 5-92 se muestra la amplitud en tanto por ciento respecto del armónico fundamental, de los armónicos de la tensión y la corriente en la fase U , donde se pone de manifiesto el incorrecto funcionamiento del regulador PR en el StRF propuesto en este apartado. En dicha figura se observa igualmente el efecto del desequilibrio en la estimación de la fase de la red eléctrica mediante el SRF-PLL, que introduce un armónico de orden 3 en la corriente.

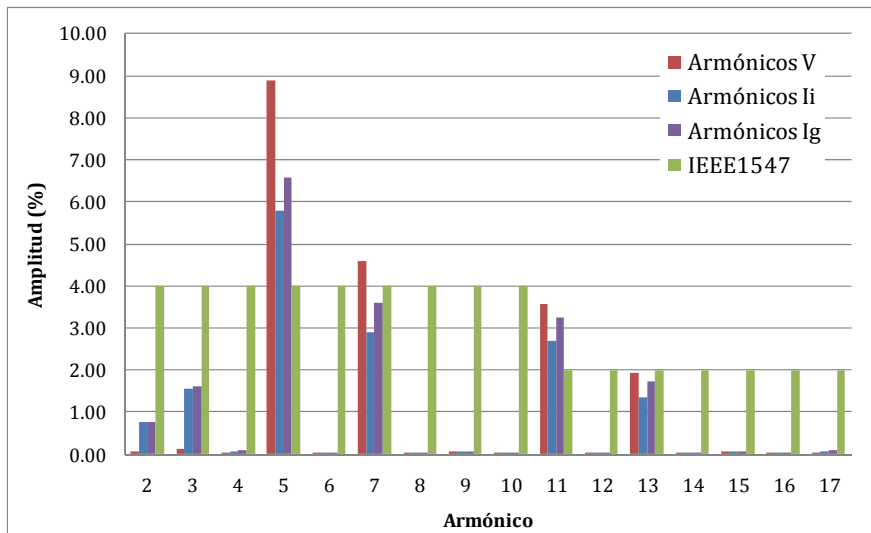


Figura 5-92. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase U .

Regulador PR+SRF-PLL no adaptativo con red trifásica de 55 Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En este apartado se ha mantenido el desequilibrio y la distorsión armónica en tensión del apartado anterior, modificando la frecuencia de la red eléctrica desde 50Hz hasta 55Hz.

En primer lugar, se ha efectuado la medida de la tensión en el panel solar fotovoltaico mediante el multímetro de precisión AGILENT U1241A, obteniendo el valor $V_{CPV}=654.1V$, lo que permite afirmar que el control de dicha tensión es satisfactorio. A continuación se han medido las tensiones compuestas V_{U-V} , V_{V-W} y V_{W-U} , junto con las corrientes i_{iu} e i_{gu} , obteniendo los resultados de la Figura 5-93 y la Figura 5-94 . En las mismas se comprueba que tanto la distorsión armónica en tensión como el desequilibrio afectan al funcionamiento del regulador PR en el StRF. Por otro lado, la variación de frecuencia repercute en una pérdida de ganancia del regulador PR sintonizado a 50Hz, lo cual deteriora el factor de potencia, dado que el desfase entre la tensión V_{U-V} y la corriente i_{iu} no es de 30° , si no de 42° .

Para comprobar la calidad de la corriente inyectada en la red eléctrica en estas condiciones de trabajo, se ha empleado el analizador de potencia VOLTECH PM6000, obteniendo los datos mostrados en la TABLA 5-XXVII.

En la Figura 5-95 se muestra la amplitud de los armónicos en tanto por ciento respecto del armónico fundamental, de la tensión y la corriente en la fase U .

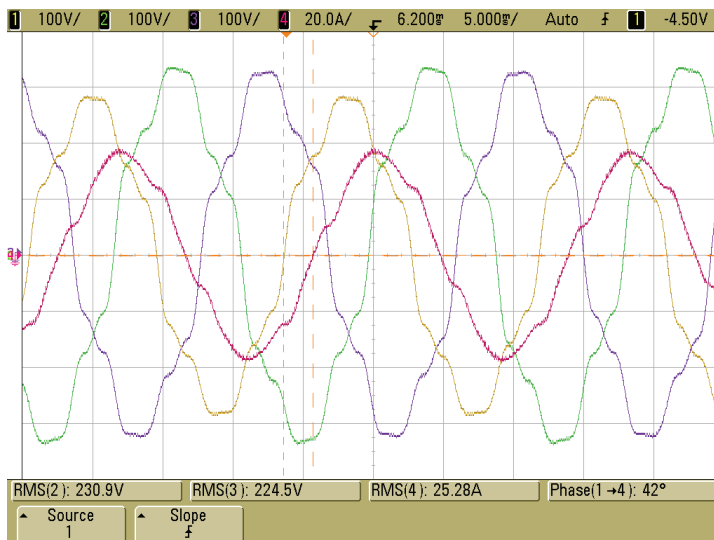


Figura 5-93. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

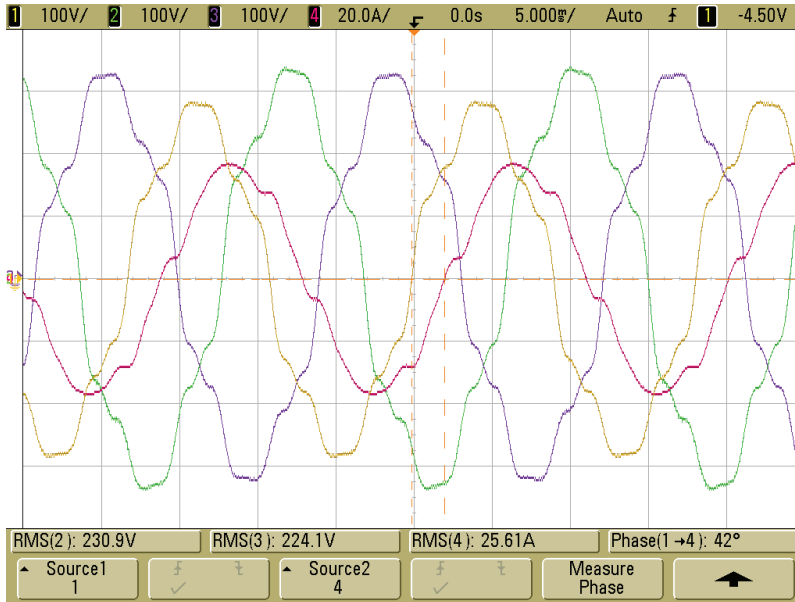


Figura 5-94. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

TABLA 5-XXVII. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
THD(V)_{u-v}	10.79779 %	
THD(V)_{v-w}	11.24043 %	
THD(V)_{w-u}	11.43692 %	
THD(I)_u	6.57877 %	7.736792 %
THD(I)_v	6.246292 %	7.383205 %
THD(I)_w	7.624479 %	9.037635 %
THD(I)_{IEEE1547}	<5%	
FP_u	0.9647926	0.9539860
FP_v	0.9050893	0.8869415
FP_w	0.922088	0.9030573

En la misma se aprecia nuevamente que el regulador PR propuesto, junto con el SRF-PLL no adaptativo, no es capaz de rechazar los armónicos debidos a la distorsión en la red eléctrica y al desequilibrio en la misma, cuando la frecuencia difiere de la nominal, dentro de la tolerancia propuesta en la normativa UNE-EN 50160.

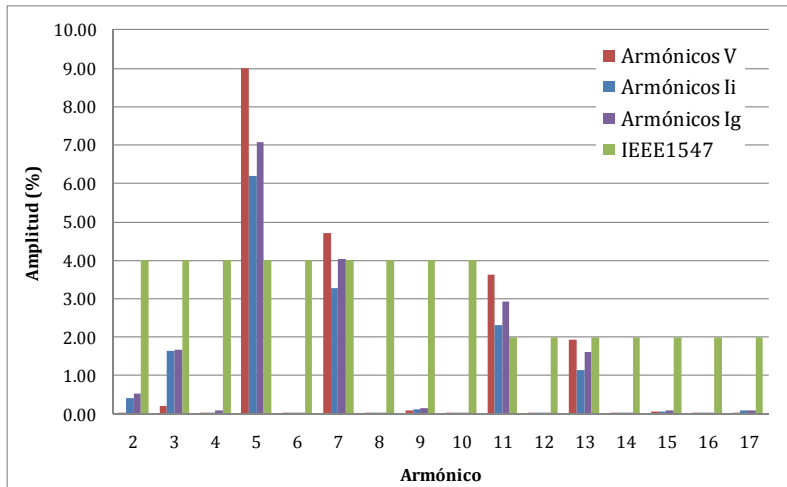


Figura 5-95. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase U .

Reguladores PR+SRF-PLL no adaptativos con red trifásica de 50 Hz no desequilibrada y sin distorsión armónica.

En este apartado se propone el empleo del control PR propuesto en la Figura 5-35, donde se ha empleado un regulador resonante para los armónicos fundamental, 5, 7, 11 y 13, manteniendo el regulador PI para el lazo de control de la tensión en el panel solar fotovoltaico. Por otro lado, se ha empleado un SRF-PLL no adaptativo, sin filtrado de la componente V_q .

En primer lugar, se ha comprobado el correcto funcionamiento del lazo de tensión a partir de la lectura de la tensión en la DC-link, obteniendo $V_{CPV}=654V$.

En la Figura 5-96 se muestran las tensiones compuestas junto con la corriente generada por el inversor en la fase U , i_{iu} , donde se pone de manifiesto el correcto funcionamiento de los reguladores PR. En la Figura 5-97 se muestra la corriente i_{gu} , donde se aprecia el mayor filtrado de los armónicos de conmutación.

En la TABLA 5-XXVIII se muestran los resultados obtenidos mediante la medida realizada por el analizador de potencia, donde se comprueba

que tanto el factor de potencia como el THD en corriente se encuentran dentro de los límites que marcan las normativas de conexión a red. Como dato importante, cabe destacar que el empleo de los filtros resonantes sintonizados en los armónicos 5, 7, 11 y 13 ha disminuido el THD en corriente respecto del regulador PR inicial.

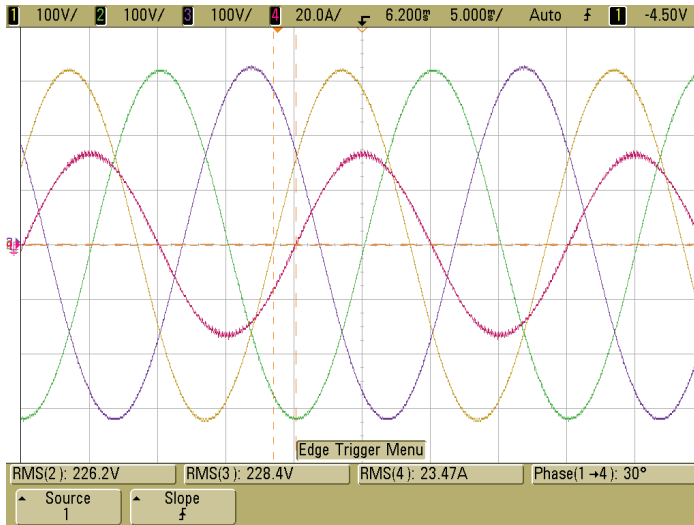


Figura 5-96. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

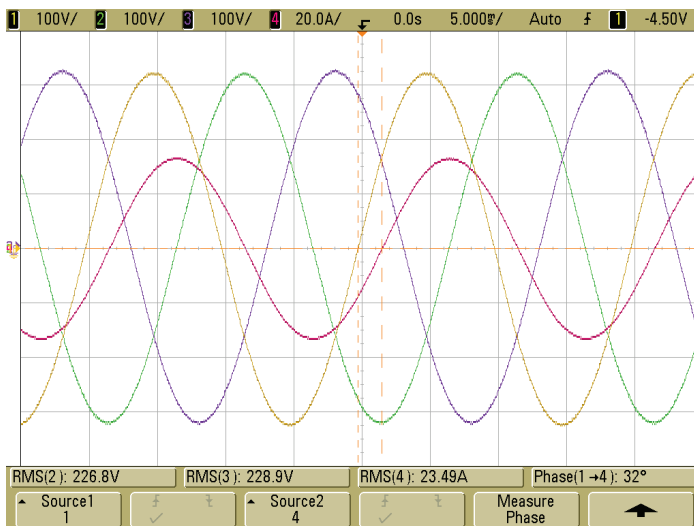


Figura 5-97. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

TABLA 5-XXVIII. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
$THD(V)_{U-V}$	0.1595529 %	
$THD(V)_{V-W}$	0.1679879 %	
$THD(V)_{W-U}$	0.1292866 %	
$THD(I)_U$	0.5351134 %	0.7360656 %
$THD(I)_V$	0.3457844 %	0.6214504 %
$THD(I)_W$	0.4729480 %	0.8926319 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%	
FP_U	0.9958060	0.9945326
FP_V	0.9957812	0.9949519
FP_W	0.9957557	0.9940986

En último lugar, se muestra en la Figura 5-98 la amplitud en tanto por ciento respecto del armónico fundamental, de cada uno de los armónicos estudiados tanto de la tensión como de la corriente de la fase U , donde resulta obvio que el regulador permite cumplir con la normativa IEEE1547.

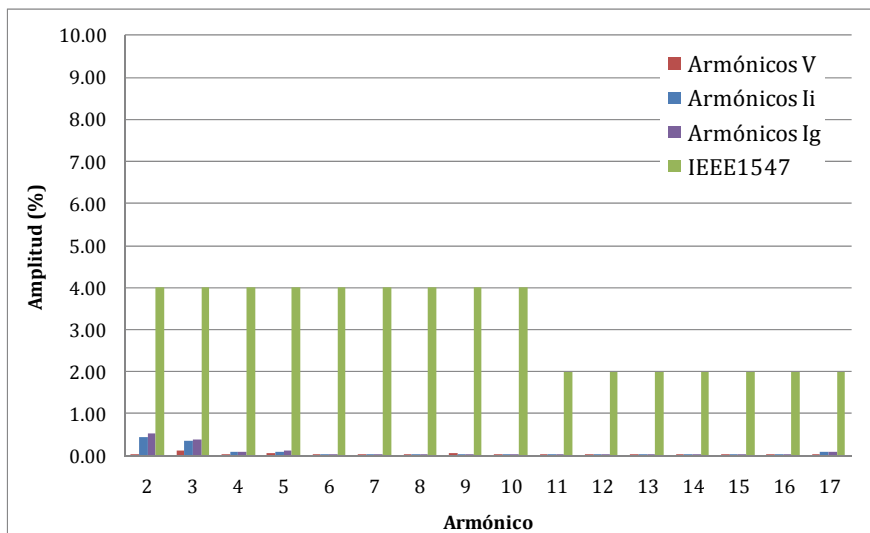


Figura 5-98. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_i (azul) en la fase U .

Reguladores PR+SRF-PLL no adaptativos con red trifásica de 50 Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En este apartado se ha introducido desequilibrio y distorsión armónica a la red trifásica de 50Hz.

En primer lugar, se ha comprobado que la tensión en la DC-link es de $V_{CPV}=653.8V$. A continuación, se han medido las tensiones compuestas y la corriente en la fase U , i_{iu} , obteniendo los resultados que se muestran en la Figura 5-99, donde se comprueba visualmente que el THD en corriente ha mejorado notablemente respecto del caso en el que se empleó un regulador PR sintonizado a la frecuencia de la red. En la Figura 5-100 se muestra la corriente en el secundario del transformador de la fase U , i_{gu} , en la que es posible comprobar que los armónicos de conmutación se encuentran más atenuados que en la corriente i_{iu} , debido a la acción del filtro LCL. Por otro lado, se aprecia una mayor distorsión de baja frecuencia, que quedará cuantificada mediante el empleo del analizador de potencia, cuyos datos se muestran en la TABLA 5-XXIX. En la misma se comprueba que, pese al elevado valor del THD en tensión, el THD en corriente se mantiene dentro de los límites establecidos en el lado del inversor.

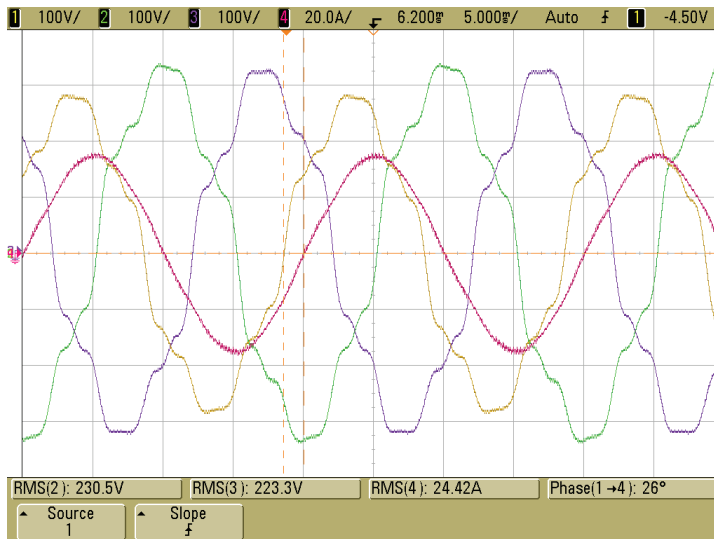


Figura 5-99. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

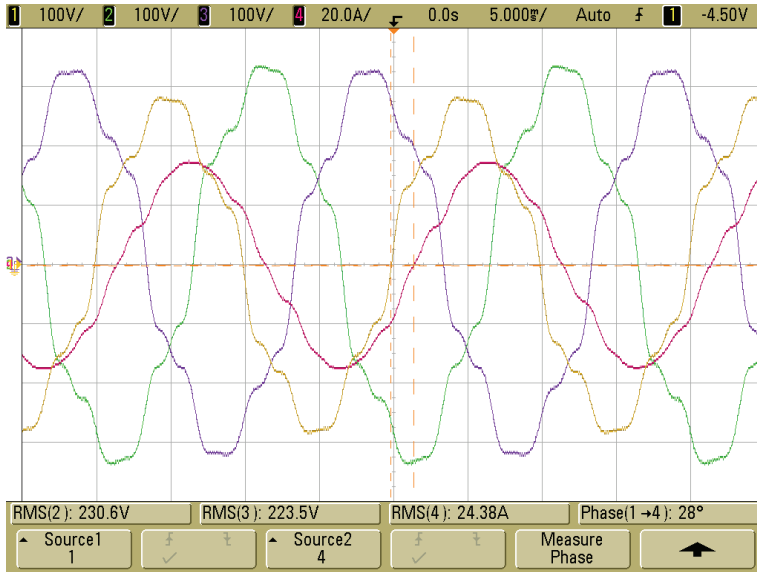


Figura 5-100. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

TABLA 5-XXIX. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
THD(V)_{U-V}	11.30924 %	
THD(V)_{V-W}	11.44649 %	
THD(V)_{W-U}	11.70298 %	
THD(I)_U	2.328515 %	5.356601 %
THD(I)_V	2.367931 %	5.246162 %
THD(I)_W	2.285260 %	5.924658 %
THD(I)_{IEEE1547}	<5%	
FP_U	0.983065	0.9843807
FP_V	0.9838916	0.9775616
FP_W	0.988515	0.9852924

Sin embargo, el THD en corriente en el lado del transformador está por encima del límite impuesto por la normativa IEEE1547.

Finalmente, en la Figura 5-101 se detalla la amplitud de cada uno de los armónicos estudiados, tanto de la tensión como de la corriente en la fase U , expresados como el porcentaje respecto del armónico fundamental.

Como resulta evidente, el funcionamiento de los distintos PR es el esperado en el lado del inversor; no obstante, el armónico 11 se encuentra por encima del límite marcado por la normativa elegida.

Conviene destacar que el desequilibrio continúa afectando en la corriente generada, de manera que aparece un tercer armónico como consecuencia del rizado de 100Hz en la fase estimada por el SRF-PLL no adaptativo.

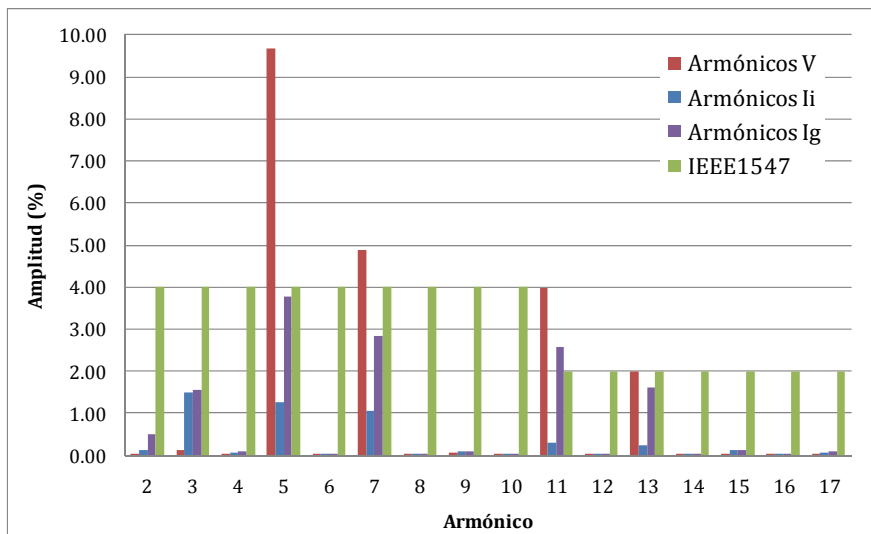


Figura 5-101. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W .

Reguladores PR+SRF-PLL no adaptativos con red trifásica de 55 Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En este apartado se ha mantenido el desequilibrio y la distorsión en la red eléctrica, variando la frecuencia hasta 55Hz, para comprobar el comportamiento de los reguladores PR, así como del SRF-PLL no adaptativo. Tras comprobar que la tensión en la DC-Link es la correcta, se han medido las tensiones compuestas V_{U-V} , V_{V-W} y V_{W-U} , junto con la corriente i_{iu} y la corriente i_{gu} , considerando que el inversor se comporta como generador, y obteniendo el resultado de la Figura 5-102 y de la Figura 5-103 respectivamente. En las mismas se aprecia como los

reguladores PR no adaptativos no presentan un buen funcionamiento cuando la frecuencia de la red eléctrica varía respecto del valor considerado en el diseño de los mismos.

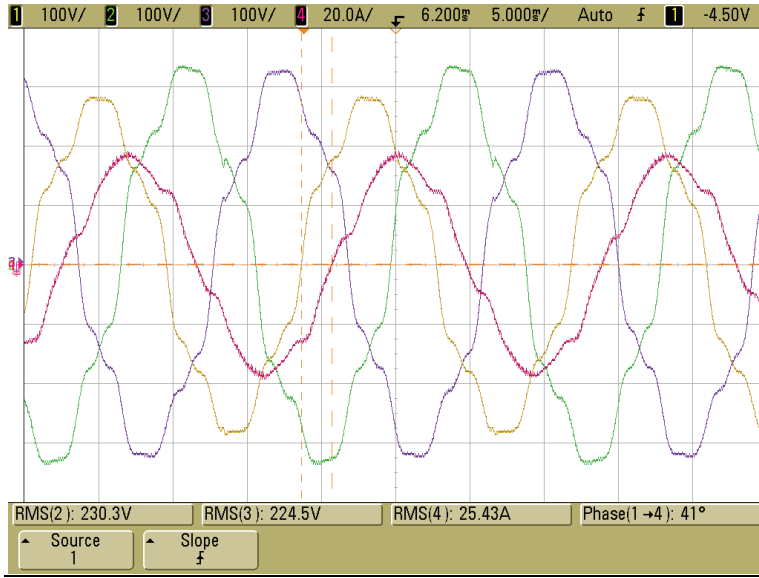


Figura 5-102. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

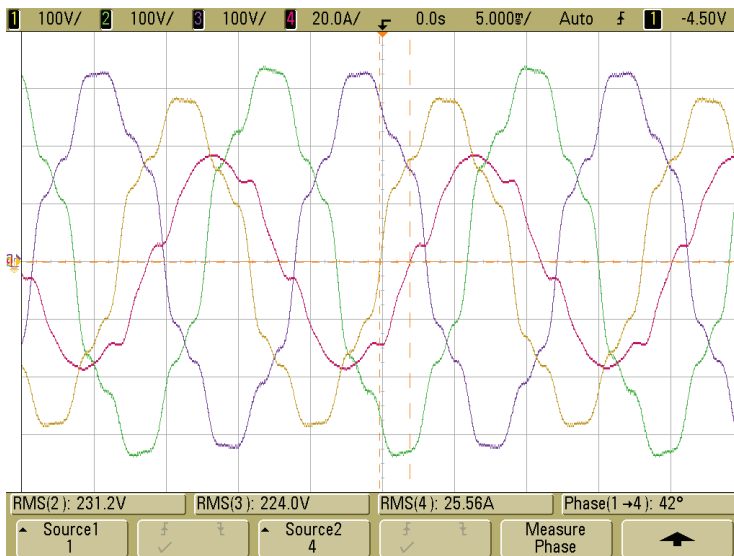


Figura 5-103. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

Para corroborar los resultados visuales mostrados en la Figura 5-102, se han medido tanto el THD en corriente como el factor de potencia de cada una de las fases, U , V y W , mediante el analizador de potencia VOLTECH PM6000, obteniendo los resultados de la TABLA 5-XXX.

TABLA 5-XXX. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
$THD(V)_{U-V}$	11.18095 %	
$THD(V)_{V-W}$	11.07629 %	
$THD(V)_{W-U}$	11.4517 %	
$THD(I)_U$	7.056164 %	8.891766 %
$THD(I)_V$	7.102211 %	8.472592 %
$THD(I)_W$	8.469552 %	10.42952 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%	
FP_U	0.9637205	0.9522758
FP_V	0.903316	0.8844694
FP_W	0.9203525	0.9004267

Los resultados obtenidos indican que el THD en corriente no se encuentra dentro de los parámetros establecidos por las normativas de conexión a red. Igualmente, el factor de potencia sufre un deterioro importante cuando la frecuencia de la red eléctrica varía dentro de los márgenes establecidos por la normativa UNE-EN 50160.

Finalmente, en la Figura 5-104 se muestra la amplitud de los armónicos de tensión y corriente expresados como el tanto por ciento respecto de la amplitud del armónico fundamental, donde se comprueba el mal funcionamiento de los reguladores PR y del SRF-PLL no adaptativo cuando la frecuencia varía respecto del valor nominal elegido en el diseño de los mismos.

En los siguientes apartados se pretende estudiar el comportamiento del inversor cuando el control de la tensión en el panel solar fotovoltaico se ha llevado a cabo mediante un PI, y el control de la corriente en el StRF se ha llevado a cabo mediante los filtros PL adaptativos propuestos en el

capítulo 3. Por otro lado, se ha incluido el SRF-PLL adaptativo descrito en el capítulo 4.

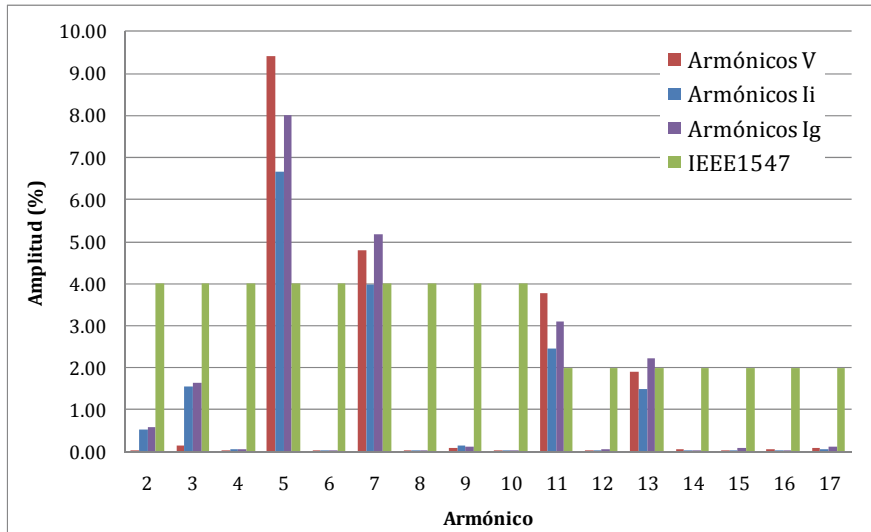


Figura 5-104. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W.

Reguladores PL+SRF-PLL adaptativos con red trifásica de 50 Hz no desequilibrada y sin distorsión armónica.

Para realizar esta prueba, se ha programado un sistema trifásico de tensiones equilibrado y sin distorsión, de frecuencia igual a 50Hz. El punto de funcionamiento elegido es el de la potencia nominal, por lo que la tensión del panel en el MPP es de $V_{CPV}=654V$, con una corriente de $I_{PV}=15A$.

La medida de la tensión en la DC-Link mediante el multímetro de precisión AGILENT U1241A, ha sido de $V_{CPV}=653.9V$.

En la Figura 5-105 se muestran las tensiones V_{U-V} , V_{V-W} y V_{W-U} junto con la corriente i_{iu} , mientras que en la Figura 5-106 se muestran dichas tensiones junto con la corriente i_{gu} , considerando que el inversor se comporta como generador. En las mismas se comprueba que el funcionamiento de los reguladores PL adaptativos junto con el SRF-PLL

adaptativo es el esperado, observando la correcta atenuación de los armónicos de conmutación por parte del filtro LCL.

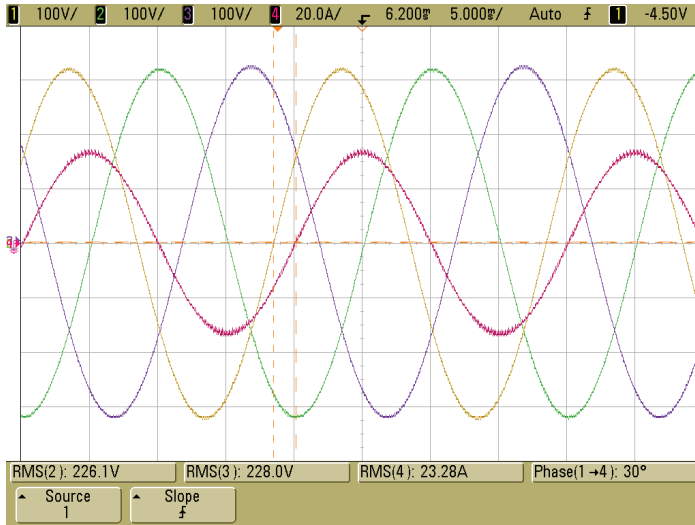


Figura 5-105. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

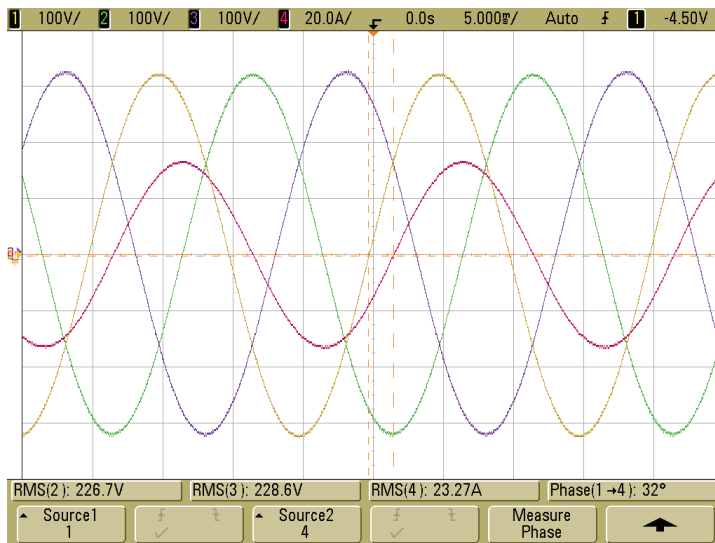


Figura 5-106. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

En la TABLA 5-XXXI se muestran los datos obtenidos mediante el analizador de potencia, donde se comprueba que los resultados son

comparables a los obtenidos mediante el empleo de los reguladores PR y el SRF-PLL no adaptativo. Finalmente, en la Figura 5-107 se muestra la distribución armónica de la tensión y la corriente en la fase *U*, donde resulta obvio que la corriente inyectada se encuentra dentro de la tolerancia definida por la normativa IEEE1547.

TABLA 5-XXXI. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
$THD(V)_{U-V}$	0.1663852 %	
$THD(V)_{V-W}$	0.1550074 %	
$THD(V)_{W-U}$	0.1492037 %	
$THD(I)_U$	0.5958574 %	0.9216879
$THD(I)_V$	0.5671367 %	0.6996338
$THD(I)_W$	0.7503413 %	0.943374
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%	
FP_U	0.9957129	0.9946501
FP_V	0.9957491	0.9950088
FP_W	0.9956875	0.9939009

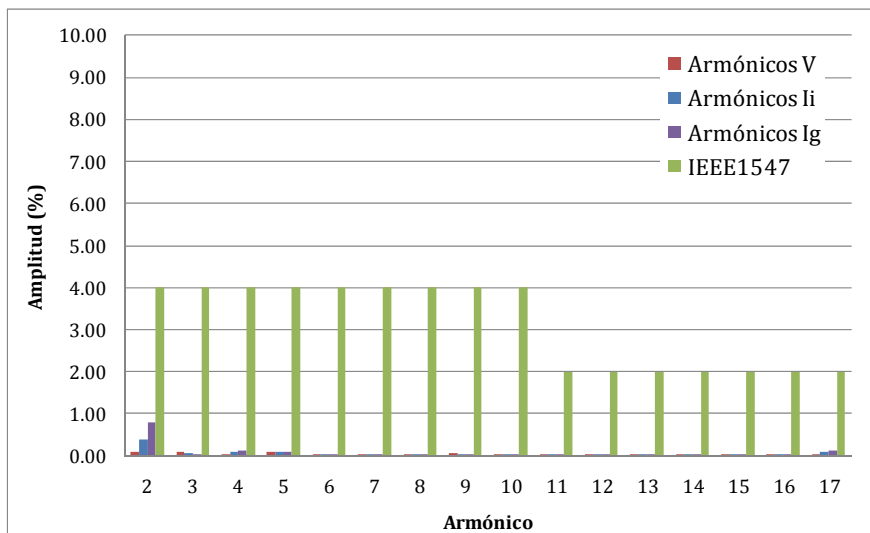


Figura 5-107. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase *W*.

Para comprobar que la corriente inyectada a la red eléctrica se encuentra dentro de los parámetros que definen las normativas vigentes, se ha estudiado el comportamiento de la corriente en el primario del transformador, i_{red} , junto con las tensiones simples V_{R-N} , V_{S-N} y V_{T-N} . En la Figura 5-108 se muestra la respuesta temporal de dichas tensiones junto con la corriente en la fase R.

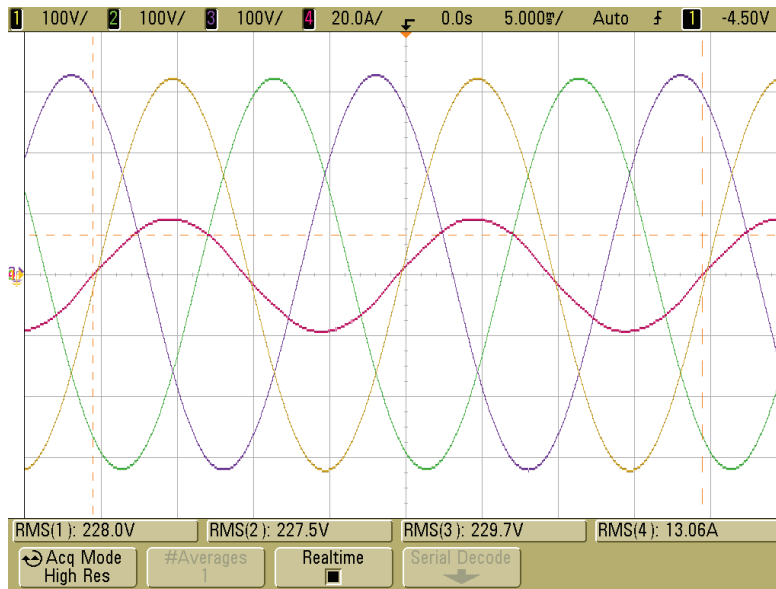


Figura 5-108. Tensiones simples y corriente de línea, i_{redR} (magenta).

Los parámetros medidos con el analizador de potencia en el primario del transformador se muestran en la TABLA 5-XXXII, donde se comprueba que la distorsión armónica en tensión es menor que la medida en el secundario del transformador, debido a que dichas tensiones pertenecen a la salida de la fuente de tensión alterna, cuyo THD en tensión es muy reducido. Por otro lado, el THD en corriente es mayor que en el secundario, dado que la distorsión introducida por el transformador no es controlada por el inversor. No obstante, los valores obtenidos se encuentran dentro de los límites que marca la normativa IEEE1547.

Finalmente, en la Figura 5-109 se comprueba un aumento considerable en la amplitud porcentual del armónico quinto respecto de la corriente

en el secundario del transformador, debido fundamentalmente a la presencia de dicho transformador, el cual se encuentra trabajando cerca de la saturación, dado que la potencia elegida para el mismo coincide con la potencia nominal del inversor.

TABLA 5-XXXII. Calidad de la corriente inyectada.

$THD(V)_{R-N}$	0.0728849 %
$THD(V)_{S-N}$	0.0492762 %
$THD(V)_{T-N}$	0.0572333 %
$THD(I)_R$	1.960824 %
$THD(I)_S$	1.619749 %
$THD(I)_T$	1.513561 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%
FP_R	0.9991054
FP_S	0.9994836
FP_T	0.9996387

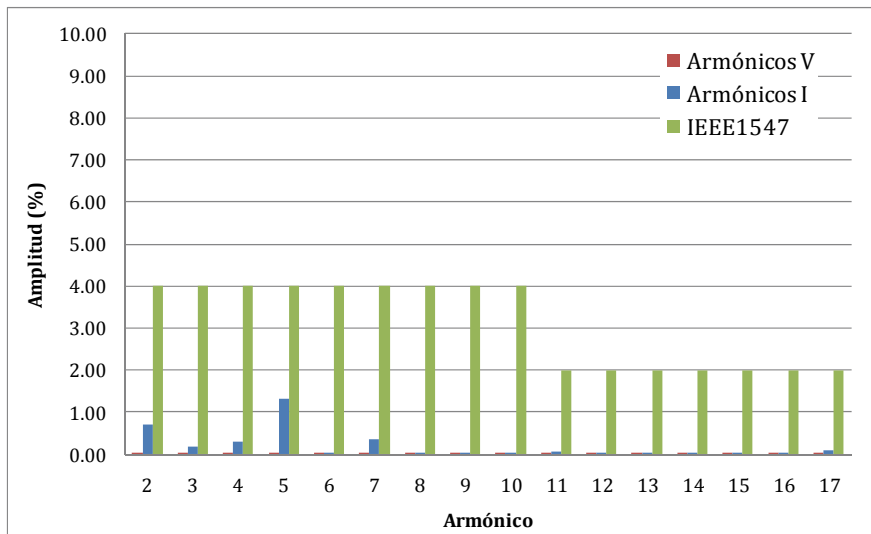


Figura 5-109. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_{red} (azul) en la fase R .

Reguladores PL+SRF-PLL adaptativos con red trifásica de 50 Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En este apartado se ha programado un sistema de tensiones trifásico de 50Hz desequilibrado y con distorsión armónica, de acuerdo a los parámetros propuestos en la sección dedicada a la simulación del inversor.

En primer lugar se ha comprobado el correcto funcionamiento del lazo de control de la tensión en el panel, obteniendo el valor $V_{CPV}=654.2V$. A continuación, se han medido tanto las tensiones compuestas como las corrientes en la fase U, i_{iu} e i_{gu} , obteniendo los resultados que se muestran en la Figura 5-110 y en la Figura 5-111, donde se comprueba que la corriente presenta una baja distorsión armónica y un factor de potencia próximo a la unidad, a pesar del deterioro en la forma de onda de las tensiones de la red eléctrica.

En la TABLA 5-XXXIII se detallan los parámetros más importantes que definen la calidad de la corriente inyectada, medidos mediante el analizador de potencia VOLTECH PM6000, donde se pone de manifiesto el correcto funcionamiento de la estrategia de control propuesta.

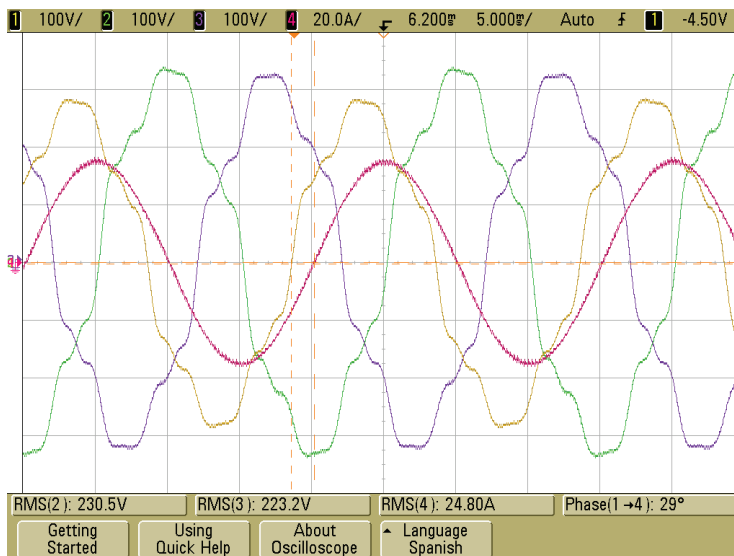


Figura 5-110. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

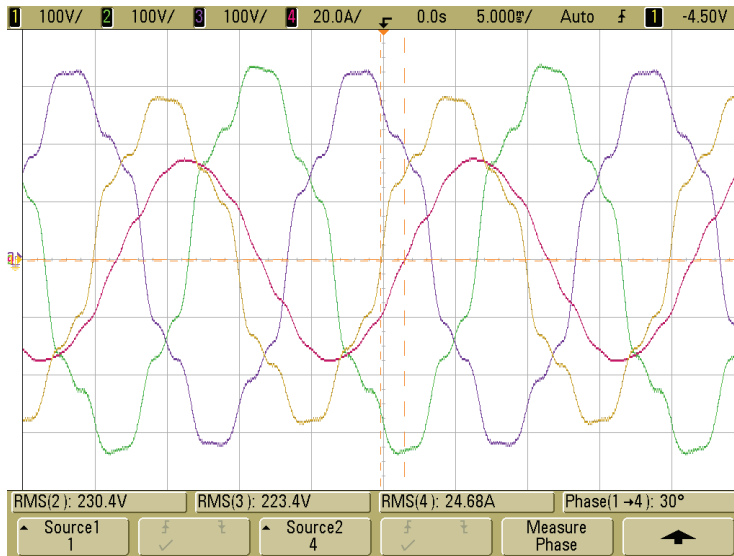


Figura 5-111. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

TABLA 5-XXXIII. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
THD(V)_{U-V}	11.19910 %	
THD(V)_{V-W}	11.32447 %	
THD(V)_{W-U}	11.63120 %	
THD(I)_U	0.6268125 %	3.562824 %
THD(I)_V	0.7297129 %	3.631934 %
THD(I)_W	0.9045196 %	4.317133 %
THD(I)_{IEEE1547}	<5%	
FP_U	0.9839565	0.9855528
FP_V	0.9833431	0.9769663
FP_W	0.9885628	0.9871142

En concreto, se observa que la distorsión armónica total en corriente se en el lado del inversor se encuentra por debajo del 1%, cuando en la tensión este parámetro alcanza el 11%, con un factor de potencia muy próximo a la unidad. No obstante, conviene destacar que el THD de la corriente es más elevado en el lado del transformador, aunque no se superan los límites establecidos por la normativa IEEE1547.

En último lugar, en la Figura 5-112 se comprueba que la amplitud de cada uno de los armónicos de la corriente, expresados en tanto por ciento respecto del armónico fundamental, se encuentra por debajo de los límites establecidos por las normativas de conexión a red, tanto en la corriente generada por el inversor, i_{iu} , como la inyectada en el secundario del transformador, i_{gu} .

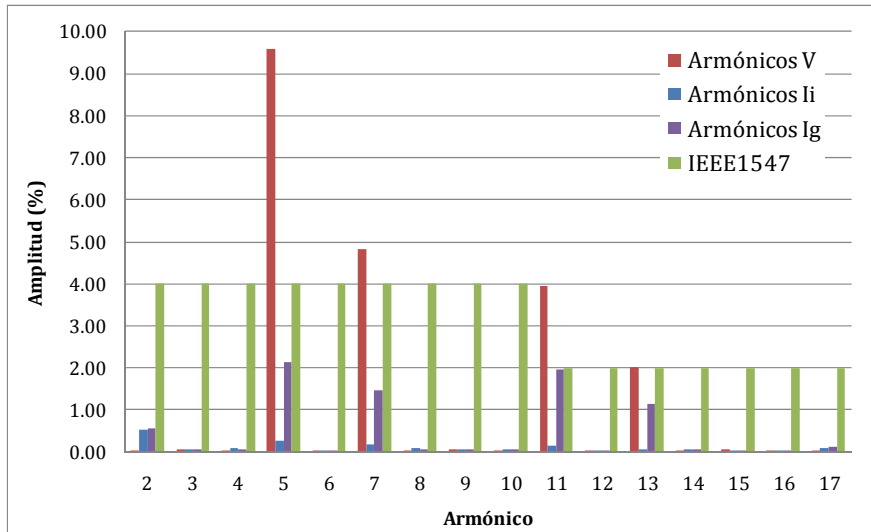


Figura 5-112. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W .

Es importante destacar que el rendimiento de los reguladores PR no adaptativos junto con el SRF-PLL convencional, cuando las condiciones de trabajo son las mismas, resulta notablemente inferior en comparación con el control PL+SRF-PLL adaptativo propuesto, tal y como se puede comprobar al comparar los resultados de la TABLA 5-XXIX y de la TABLA 5-XXXIII. En concreto, el THD total de la corriente ha descendido desde el 2.2% hasta el 0.3% en la fase U , con valores similares en el resto de las fases. Por otro lado, se comprueba que el filtrado del rizado en la componente V_q debido al desequilibrio, permite reducir considerablemente la amplitud del armónico 3, de manera que su amplitud ha descendido desde el 1.5% hasta el 0.2%.

Para comprobar que la corriente inyectada a la red eléctrica se encuentra dentro de los parámetros que definen las normativas vigentes, se ha estudiado el comportamiento de la corriente en el primario del transformador, i_{red} , junto con las tensiones simples V_{R-N} , V_{S-N} y V_{T-N} . En la Figura 5-113 se muestra la respuesta temporal de las tensiones simples junto con la corriente en la fase R, donde se comprueba que la distorsión es mayor que en la corriente i_g , debido a las características no lineales del transformador.

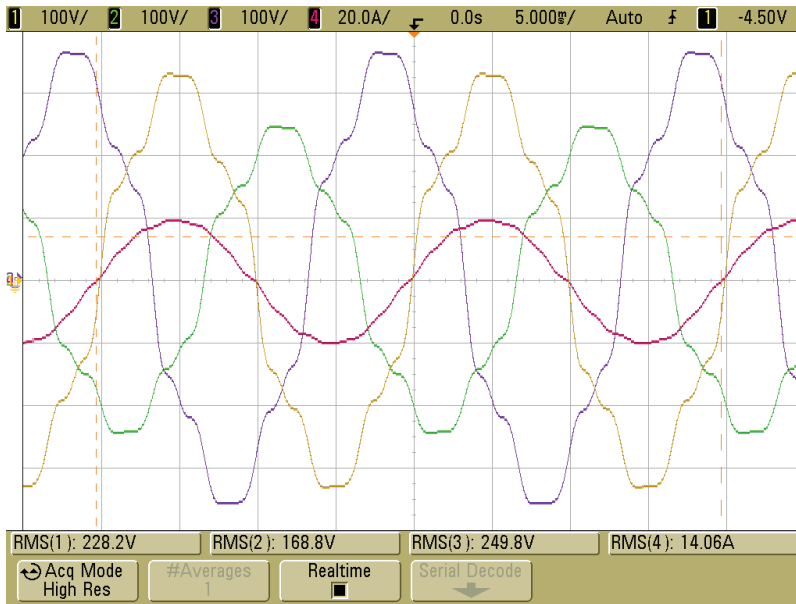


Figura 5-113. Tensiones simples y corriente de línea, i_{redR} (magenta).

En la TABLA 5-XXXIV se muestran los datos medidos por el analizador de potencia. Éstos indican que el THD en corriente es mayor en el primario del transformador, aunque sigue permaneciendo menor a un 5%. Un análisis más detallado de la amplitud de cada armónico se muestra en la Figura 5-114, donde se comprueba que los armónicos impares debidos al comportamiento no lineal del transformador deterioran el THD; no obstante, los resultados se mantienen dentro de los límites establecidos por la normativa IEEE1547.

TABLA 5-XXXIV. Calidad de la corriente inyectada.

$THD(V)_{R-N}$	11.60154 %
$THD(V)_{S-N}$	11.42306 %
$THD(V)_{T-N}$	11.61938 %
$THD(I)_R$	3.393392 %
$THD(I)_S$	3.237972 %
$THD(I)_T$	3.508734 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%
FP_R	0.9915286
FP_S	0.9920468
FP_T	0.9911597

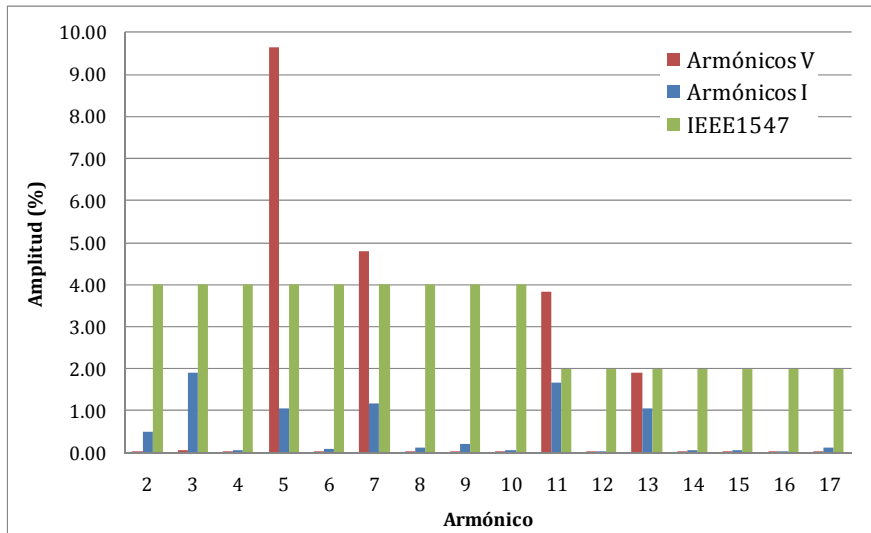


Figura 5-114. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_{red} (azul) en la fase R.

Reguladores PL+SRF-PLL adaptativos con red trifásica de 55Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En este apartado se ha programado un sistema trifásico de tensiones desequilibrado y distorsionado, con una frecuencia de 55Hz, de manera que pueda comprobarse el funcionamiento del regulador PL+SRF-PLL adaptativo propuesto. En primer lugar se ha medido la tensión en la DC-

link, obteniendo el valor $V_{CPV}=654V$. A continuación, se han medido las tensiones compuestas junto con la corriente i_{iu} , y la corriente i_{gu} . Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5-115 y en la Figura 5-116.

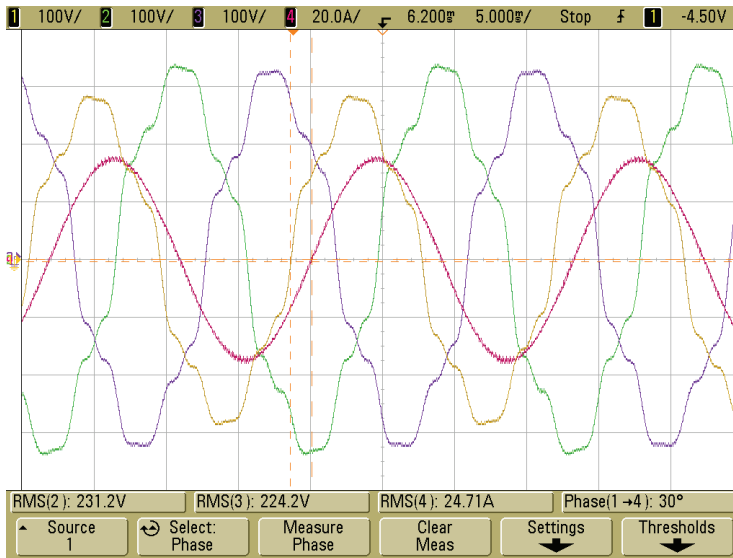


Figura 5-115. Tensiones compuestas y corriente i_{iu} (magenta).

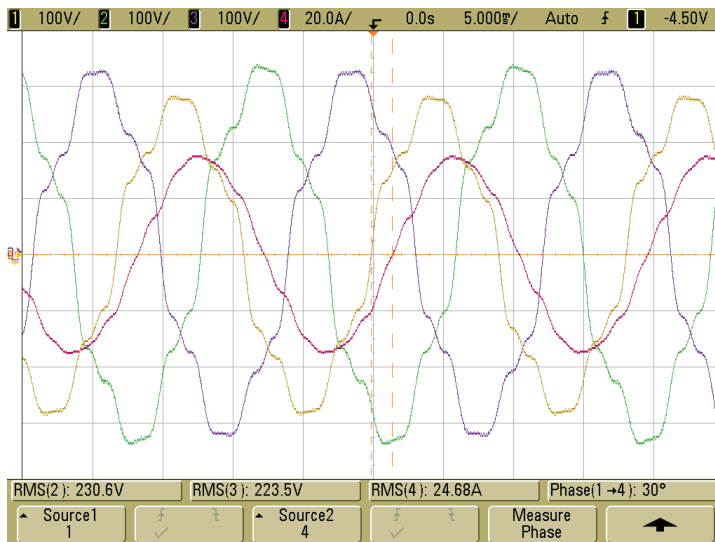


Figura 5-116. Tensiones compuestas y corriente i_{gu} (magenta).

Los resultados obtenidos permiten afirmar que el funcionamiento del regulador PL+SRF-PLL adaptativo es correcto incluso cuando la frecuencia varía considerablemente

A continuación, se han medido los parámetros que se muestran en la TABLA 5-XXXV, en la que se comprueba que el THD de la corriente en el lado del inversor es de hasta un 0.5% en el mejor de los casos, con un factor de potencia de 0.98. En el lado del secundario del transformador, el THD es más elevado, aunque su valor es inferior al 5% fijado por la normativa.

TABLA 5-XXXV. Calidad de la corriente generada.

	i_i	i_g
$THD(V)_U$	11.22463 %	
$THD(V)_V$	11.44205 %	
$THD(V)_W$	11.70116 %	
$THD(I)_U$	0.6642948 %	3.923692 %
$THD(I)_V$	0.8060311 %	4.040348 %
$THD(I)_W$	1.2091100 %	4.703895 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%	
FP_U	0.9839354	0.9855187
FP_V	0.9833165	0.9761021
FP_W	0.9884924	0.9866580

Estos resultados contrastan de manera notable con los obtenidos en las mismas condiciones de trabajo por los reguladores convencionales PR+SRF-PLL no adaptativos, donde el THD de la corriente alcanza hasta un 10.5%, con un factor de potencia de 0.88, en el secundario del transformador.

Para comprobar el funcionamiento de cada uno de los filtros adaptativos, junto con el SRF-PLL adaptativo, se muestran en la Figura 5-117 la amplitud de cada uno de los armónicos, expresada en tanto por ciento respecto del armónico fundamental, de la tensión y las corrientes en la fase U .

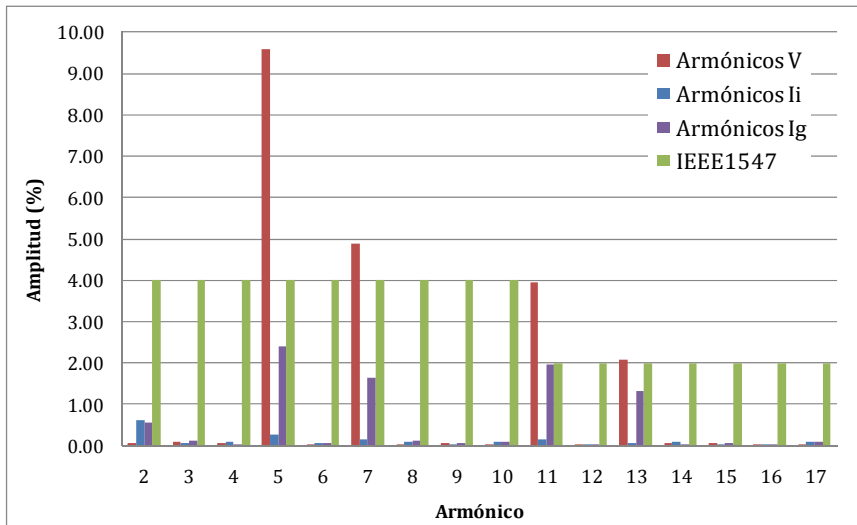


Figura 5-117. Distorsión armónica de la tensión (rojo), la corriente i_i (azul) y la corriente i_g (lila) en la fase W.

Los resultados obtenidos permiten afirmar que el regulador PL+SRF-PLL adaptativo presenta mejores resultados que el regulador PR+SRF-PLL convencional, incluso para la variación de frecuencia propuesta, ya que el THD se mantiene inferior al 1% en el peor de los casos en el lado del inversor. De igual manera, el factor de potencia es superior al 0.98, confirmándose la notable mejora del regulador PL+SRF-PLL adaptativo respecto del resto de reguladores estudiados. En lo que se refiere a la corriente en el secundario del transformador, se comprueba que el espectro armónico no supera los límites establecidos por la normativa de conexión a red.

Para comprobar la calidad de la corriente en el primario del transformador, i_{red} , se ha procedido a la medida de las tensiones simples V_{R-N} , V_{S-N} y V_{T-N} , junto con la corriente inyectada en la fase R. La respuesta temporal de dichas magnitudes se muestra en la Figura 5-118, donde se comprueba que la distorsión en la corriente es mayor que en el caso de la corriente i_g . Los datos de THD de corriente y tensión así como el factor de potencia de dicha medida se muestran en la TABLA 5-XXXVI, a partir de los cuales es posible afirmar que los valores de THD en corriente permiten cumplir con las normativas de conexión a red, mostrándose en

la Figura 5-119 el detalle de la amplitud de cada armónico, donde se pone de manifiesto el comportamiento no lineal del transformador, con un aumento en la amplitud de los armónicos impares.

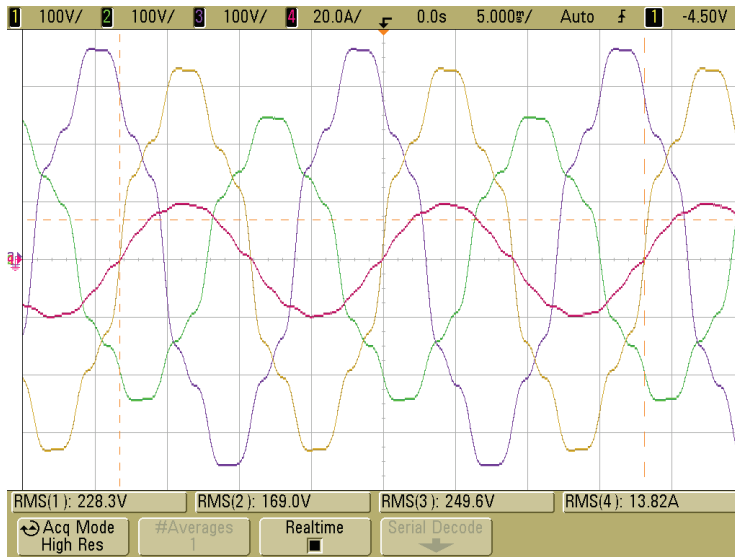


Figura 5-118. Tensiones simples y corriente de línea, i_{redR} (magenta).

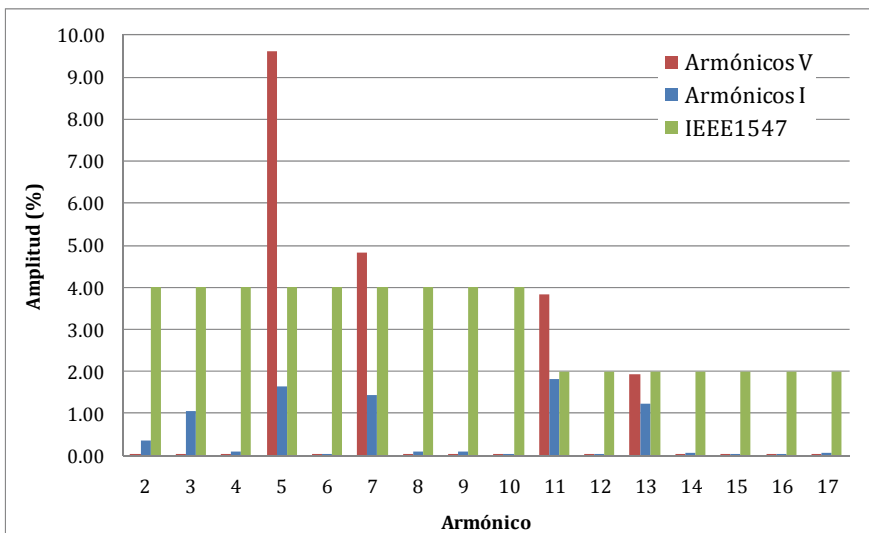


Figura 5-119. Distorsión armónica de la tensión (rojo) y la corriente i_{red} (azul) en la fase R.

TABLA 5-XXXVI. Calidad de la corriente inyectada.

$THD(V)_{R-N}$	11.51824 %
$THD(V)_{S-N}$	11.36495 %
$THD(V)_{T-N}$	11.60599 %
$THD(I)_R$	3.649944 %
$THD(I)_S$	3.542000 %
$THD(I)_T$	4.029034 %
$THD(I)_{IEEE1547}$	<5%
FP_R	0.9919968
FP_S	0.9921912
FP_T	0.9912553

A continuación se mostrarán resultados experimentales de la tensión y la corriente en el panel solar fotovoltaico empleando reguladores PL+SRF-PLL adaptativos.

Tensión y corriente del panel solar fotovoltaico con reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y red trifásica de 50Hz no desequilibrada y sin distorsión armónica.

En la Figura 5-120 se muestran la tensión simple de la fase R, V_{redR} , la corriente en la misma fase, i_{redR} , junto con la tensión y la corriente en el panel solar fotovoltaico, V_{pV} e I_{pV} respectivamente, cuando se emplean reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y la red es de 50Hz sin desequilibrio ni distorsión armónica.

Tensión y corriente del panel solar fotovoltaico con reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y red trifásica de 50Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En la Figura 5-121 se muestran la tensión simple de la fase R, V_{redR} , la corriente en la misma fase, i_{redR} , junto con la tensión y la corriente en el panel solar fotovoltaico, V_{pV} e I_{pV} respectivamente, cuando se emplean reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y la red es de 50 Hz con desequilibrio y distorsión armónica.

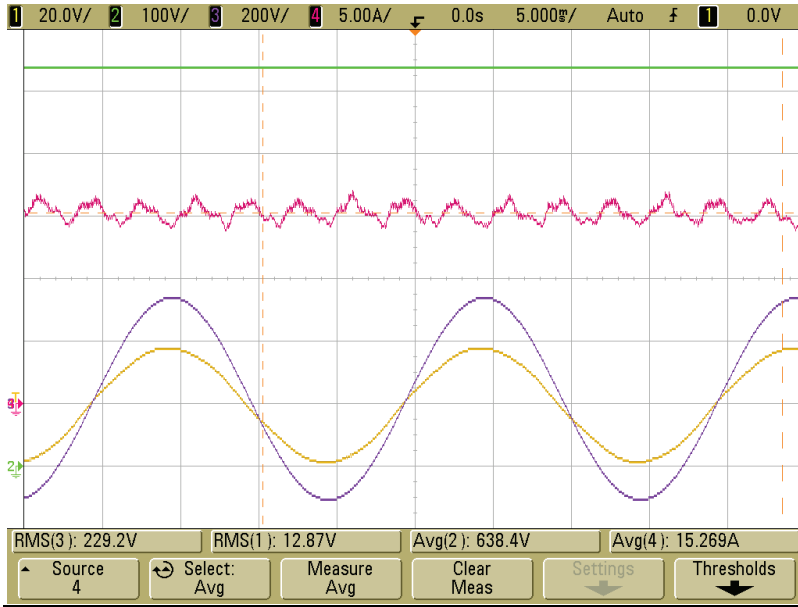


Figura 5-120. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{pV} (verde), y corriente de panel solar, I_{pV} (magenta).

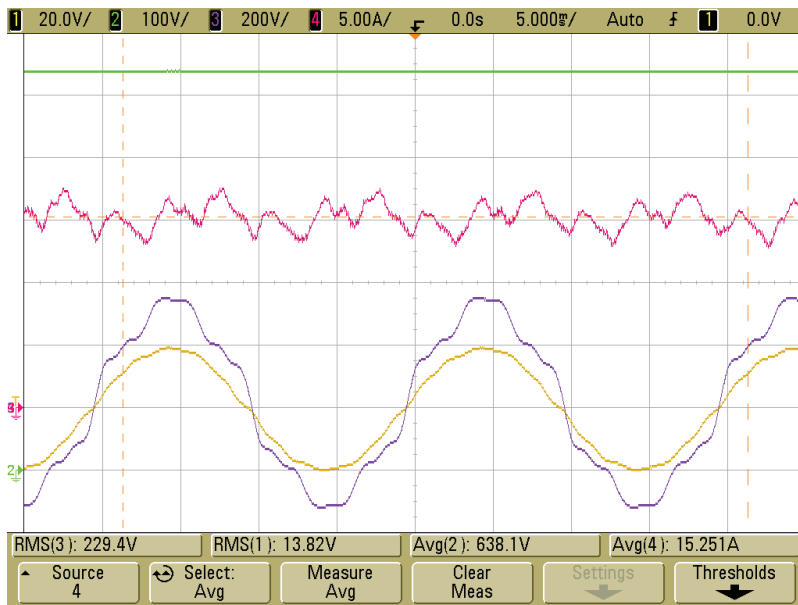


Figura 5-121. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{pV} (verde), y corriente de panel solar, I_{pV} (magenta).

Tensión y corriente del panel solar fotovoltaico con reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y red trifásica de 55Hz no desequilibrada y sin distorsión armónica.

En la Figura 5-122 se muestran la tensión simple de la fase R, V_{redR} , la corriente en la misma fase, i_{redR} , junto con la tensión y la corriente en el panel solar fotovoltaico, V_{PV} e I_{PV} respectivamente, cuando se emplean reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y la red es de 50Hz sin desequilibrio ni distorsión armónica.

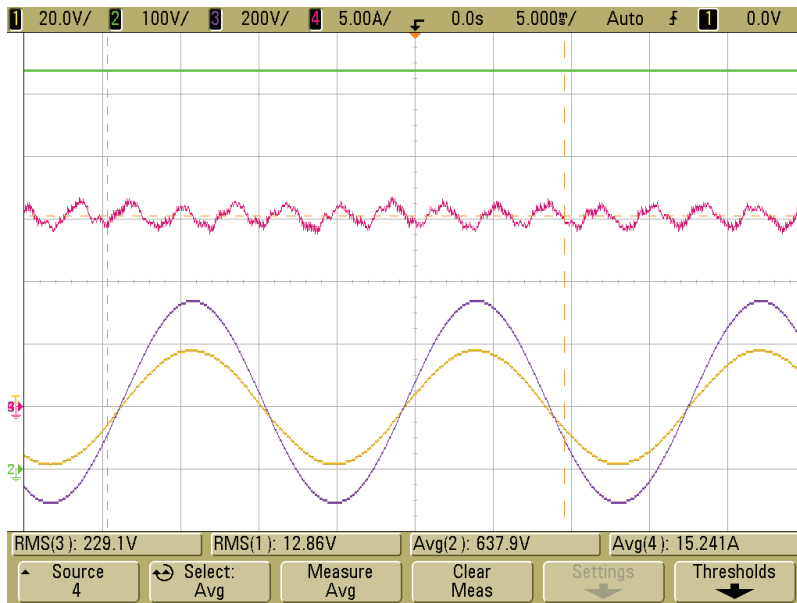


Figura 5-122. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{PV} (verde), y corriente de panel solar, I_{PV} (magenta).

Tensión y corriente del panel solar fotovoltaico con reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y red trifásica de 55Hz desequilibrada y con distorsión armónica.

En la Figura 5-123 se muestran la tensión simple de la fase R, V_{redR} , la corriente en la misma fase, i_{redR} , junto con la tensión y la corriente en el panel solar fotovoltaico, V_{PV} e I_{PV} respectivamente, cuando se emplean reguladores PL+SRF-PLL adaptativos y la red es de 50 Hz con desequilibrio y distorsión armónica.

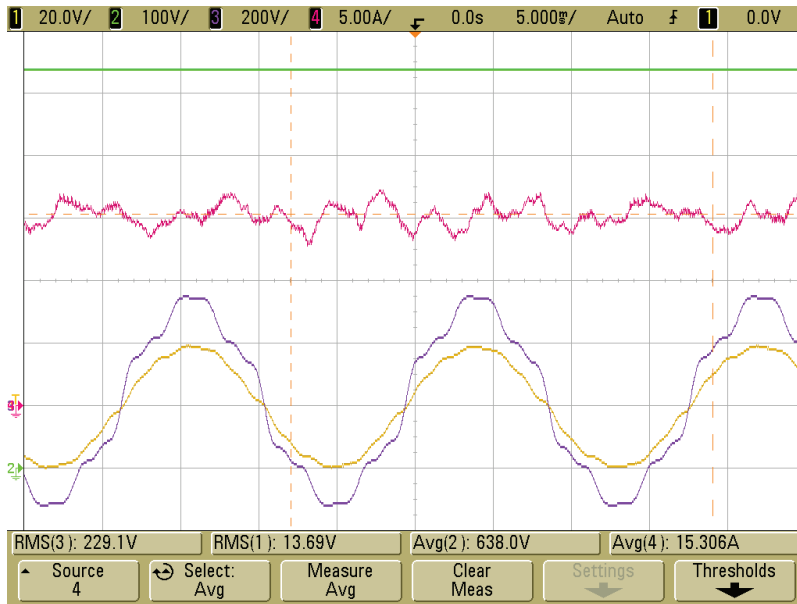


Figura 5-123. Tensión simple, V_{redR} (lila), corriente de línea, i_{redR} (amarillo), tensión del panel solar, V_{PV} (verde), y corriente de panel solar, I_{PV} (magenta).

5.7. DISCUSIÓN DE RESULTADOS

En el apartado anterior se ha comprobado como el empleo de filtros Lattice adaptativos en el SRF-PLL, permite filtrar convenientemente la fase estimada por el mismo, evitando el rizado que tiene lugar cuando la red eléctrica se encuentra desequilibrada y presenta armónicos de tensión. De igual manera, se ha comprobado como la variación en la frecuencia de la red eléctrica no afecta al funcionamiento de dichos filtros, dado que son capaces de adaptar su frecuencia de sintonización en función de dicha variación. En ese sentido, conviene recordar que los filtros resonantes que habitualmente se emplean en electrónica de potencia no presentan dicha característica.

Mediante el empleo del módulo RTDX del DSP se ha podido comprobar cómo las variables fase y frecuencia estimadas por el SRF-PLL adaptativo resultan convenientemente filtradas con independencia de la variación de la frecuencia de la red eléctrica, cuando se utilizan filtros

Lattice adaptativos. Esto ha permitido generar una referencia de corriente con un bajo contenido armónico a pesar de que la red eléctrica se encuentre enormemente distorsionada, incluso si la frecuencia de la misma varía.

Igualmente, se ha comprobado que el empleo de filtros PL adaptativos (Proporcional+Lattice adaptativo) en el lazo de control, cuya frecuencia de sintonización depende de la frecuencia estimada por el SRF-PLL, mejora considerablemente el THD de la corriente generada por el inversor. No obstante, cabe destacar que las pruebas realizadas cuando la frecuencia estimada presenta rizado, debido a un mal filtrado de la componente V_q del SRF-PLL, han dado lugar a una respuesta del filtro que oscila a la frecuencia de rizado de la frecuencia estimada. Este problema aparece cuando no se emplean técnicas de filtrado adaptativo en el SRF-PLL, y deteriora la respuesta del inversor, al introducir oscilaciones en los lazos de control de la corriente, por lo que puede concluirse que el correcto funcionamiento de los filtros PL o PR adaptativos, dependen fuertemente del contenido armónico de la frecuencia estimada, por lo que resulta imprescindible filtrar convenientemente el SRF-PLL.

Las pruebas realizadas en gran señal han confirmado los resultados de simulación, obteniendo una mejora considerable en el THD en corriente y en el factor de potencia del inversor, cuando se han empleado filtros Lattice adaptativos en el SRF-PLL, y se ha empleado la frecuencia estimada para controlar los reguladores PL adaptativos montados en el control de la corriente del inversor en el StRF. En particular, la técnica de control propuesta ha permitido que el inversor cumpla la normativa de conexión a red IEEE1547, cuando la frecuencia de la red eléctrica varía desde 50Hz hasta 55Hz, aún cuando la misma se encuentre fuertemente desequilibrada y distorsionada. El empleo de reguladores PR convencionales no ha dado un buen resultado en dichas condiciones.

Se ha comprobado que el control de la corriente generada por el inversor, en lugar de la corriente inyectada en el secundario del transformador, permite obtener un esquema de control más robusto. No obstante, desde el punto de vista del THD, resulta más interesante el

control de la corriente inyectada en el secundario del transformador, de manera que el THD de la corriente inyectada a la red sea inferior al obtenido mediante el control de la corriente generada por el inversor. En cualquier caso, los resultados obtenidos cuando se ha controlado la corriente generada por el inversor cumplen con las restricciones impuestas por las distintas normativas de conexión a red, por lo que se puede concluir una buena solución de diseño consiste en el control de dicha corriente, obteniendo un sistema más robusto, con un THD moderado. No obstante, es posible obtener mejores valores de este parámetro controlando la corriente inyectada en el secundario del transformador.

En lo que se refiere al factor de potencia, los valores obtenidos a partir de las medidas de la corriente y la tensión de red sitúan todos los casos estudiados en valores mayores a 0.99 cuando se ha empleado la estrategia de control PL+SRF-PLL adaptativo, obteniendo valores que llegan a 0.8 en algunos casos, cuando se han empleado reguladores PR y SRF-PLL convencionales.

CAPÍTULO 6

Conclusiones y Futuras

Líneas de Investigación

CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En el presente trabajo se ha abordado el diseño de técnicas de filtrado adaptativo destinadas a la mejora del rechazo de perturbaciones en los lazos de corriente del control de un inversor trifásico conectado a la red eléctrica, cuando puede tener lugar una variación de la frecuencia de la misma, para instalaciones de generación eléctrica a partir de paneles solares fotovoltaicos. Dichas técnicas han sido aplicadas tanto al estimador de la fase de la red mediante un SRF-PLL, como a los reguladores de corriente PR, diseñados en un marco de referencia estacionario.

Para evitar el rizado en la estimación de la fase de la red eléctrica mediante el SRF-PLL, que tiene lugar cuando existen perturbaciones en la red eléctrica, se ha optado por el empleo de filtros *Lattice-Notch* digitales IIR sintonizados a la frecuencia de los armónicos debidos a la distorsión y el desequilibrio, obteniendo una mejora en el rechazo de las perturbaciones de hasta 50dB respecto de un regulador PI convencional. No obstante, se ha podido comprobar que variaciones en la frecuencia de la red eléctrica dentro de los márgenes contemplados por las normativas vigentes, deterioran el rechazo de dichos filtros, de manera que su efecto queda prácticamente anulado. Por este motivo, se han diseñado filtros *Lattice-Notch* digitales IIR adaptativos, capaces de sintonizar su frecuencia de resonancia de acuerdo a la variación en la frecuencia de la red, mediante el empleo de técnicas LMS, obteniendo un rechazo de perturbaciones prácticamente constante para cada armónico considerado, con independencia de dicha variación en la frecuencia. Dado que la fase estimada es empleada para generar la referencia de corriente que debe inyectar el inversor, el THD_i y el factor de potencia

del sistema mejoran considerablemente en comparación con una estrategia de control basada en un SRF-PLL sin filtrado.

Por otro lado, el control de la corriente generada por el inversor en un marco de referencia estacionario, se fundamenta en reguladores PR, que permiten obtener una ganancia de lazo abierto teóricamente infinita (en la práctica, del orden de entre 60dB y 40dB en función de la frecuencia a la que se sintoniza el filtro) a las frecuencias de los armónicos de interés. En la práctica, esto implica un error de seguimiento nulo a la frecuencia fundamental y armónicos, lo que repercute en un THD_i reducido y un factor de potencia cercano a la unidad. Al igual que sucede en el caso descrito en el párrafo anterior, una variación en la frecuencia de la red eléctrica deteriora el funcionamiento de los reguladores resonantes PR, debido a que los mismos se encuentran sintonizados a una frecuencia fija. Para evitar este problema, se han diseñado e implementado reguladores digitales basados en una estructura *Lattice* IIR, capaces de obtener una ganancia de lazo abierto constante y muy elevada aún cuando tengan lugar variaciones en la frecuencia de la red eléctrica. En la práctica, esto supone un error de seguimiento nulo a la frecuencia fundamental y armónicos, con independencia de la variación en tiempo real del valor de dicha frecuencia.

Para la implementación de los filtros adaptativos, se han estudiado tanto estructuras tipo IIR como FIR. Se ha optado por una estructura *Lattice* IIR de acuerdo a los puntos que se describen a continuación:

- Los filtros FIR presentan problemas para cancelar frecuencias bajas, en general muy alejadas de la frecuencia de muestreo. Este problema puede solucionarse aumentando el número de coeficientes, lo que implica un coste computacional elevado en comparación con los filtros IIR. Otra solución consiste en submuestrear la señal a filtrar, lo que puede no resultar aceptable en la estrategia de control del convertidor electrónico.
- El empleo de un filtro *Lattice-Notch* IIR basado en filtros paso-todo es inherentemente estable, y permite obtener tanto un filtro rechazo-banda como un filtro paso-banda selectivo a partir de la misma

estructura. Esto resulta muy útil para obtener reguladores PR en el marco de referencia estacionario.

- Debido a la diferencia en el número de coeficientes, el coste computacional de un filtro IIR es menor que su equivalente FIR.
- Las técnicas adaptativas mediante filtro FIR necesitan una referencia para llevar a cabo el filtrado selectivo de la señal de entrada, al contrario de lo que sucede con el filtro *notch* IIR.
- El filtro *Lattice-Notch* IIR adaptativo mediante el empleo del algoritmo LMS es inherentemente estable, por lo que se soluciona el problema fundamental de la estructura IIR.
- Los ajustes del ancho de banda y de la frecuencia de *notch* del filtro *Lattice-Notch* IIR son mutuamente independientes. Por otro lado, la ganancia en la banda pasante no depende del ancho de banda en el primer caso.

Los resultados experimentales obtenidos a partir del empleo de filtros adaptativos *Lattice* IIR en el SRF-PLL, demuestran que la atenuación de los armónicos debidos a la distorsión y el desequilibrio se encuentra en torno a los 100dB, con independencia de la variación en la frecuencia de la red eléctrica, lo que contrasta enormemente con la atenuación de tan solo 6dB obtenida con un PI convencional. Esto ha permitido obtener referencias para el lazo de control de la corriente con un contenido armónico distinto del fundamental despreciable, incluso cuando la frecuencia del armónico fundamental varía con el tiempo.

Igualmente, se ha comprobado que el empleo de filtros PL adaptativos (Proporcional+*Lattice* adaptativo) en el lazo de control, cuya frecuencia de sintonización depende de la frecuencia estimada por el SRF-PLL, mejora considerablemente el THD de la corriente generada por el inversor.

Las pruebas realizadas en gran señal han confirmado los resultados de simulación, obteniendo una mejora considerable en el THD en corriente y en el factor de potencia del inversor, cuando se han empleado filtros

Lattice adaptativos en el SRF-PLL, y se ha empleado la frecuencia estimada para controlar los reguladores PL adaptativos montados en el control de la corriente del inversor en el StRF. En particular, la técnica de control propuesta ha permitido que el inversor cumpla la normativa de conexión a red IEEE1547, cuando la frecuencia de la red eléctrica varía desde 50Hz hasta 55Hz, aún cuando la misma se encuentre fuertemente desequilibrada y distorsionada. En concreto, se ha obtenido una distorsión armónica en corriente del 4%, con un factor de potencia de 0.98, empleando un sistema de tensiones trifásico y desequilibrado con una distorsión armónica de un 11% cuya frecuencia es de 55Hz, frente a un 10% de distorsión armónica en corriente y un factor de potencia de 0.88 con el empleo de reguladores PR convencionales.

Se ha comprobado que el control de la corriente generada por el inversor, en lugar de la corriente inyectada en el secundario del transformador, permite obtener un esquema de control más robusto. No obstante, desde el punto de vista del THD, resulta más interesante el control de la corriente inyectada en el secundario del transformador, de manera que el THD de la corriente inyectada a la red sea inferior al obtenido mediante el control de la corriente generada por el inversor. En cualquier caso, los resultados obtenidos cuando se ha controlado la corriente generada por el inversor cumplen con las restricciones impuestas por las distintas normativas de conexión a red, por lo que se puede concluir que una buena solución de diseño consiste en el control de dicha corriente, obteniendo un sistema más robusto, con un THD moderado. No obstante, es posible obtener mejores valores de este parámetro controlando la corriente inyectada en el secundario del transformador.

Entre las distintas líneas de investigación que pueden derivar de esta tesis cabe destacar las siguientes:

- Aplicar la estructura Laguerre a los filtros IIR, estudiando las principales ventajas e inconvenientes en comparación con los filtros Lattice IIR estudiados. Dichas estructuras permiten sustituir los bloques de retardo por estructuras Laguerre que permiten asegurar la

estabilidad de los filtros IIR, de manera que pueden suponer una alternativa a la estructura Lattice propuesta en esta tesis.

- Aplicar el concepto de filtrado adaptativo mediante LMS a las técnicas de control basadas en filtros repetitivos, de manera que se consiga adaptar automáticamente la frecuencia de los mismos, obteniendo el filtrado de una gran cantidad de armónicos con un bajo coste computacional, incluso en el caso en que la frecuencia de la red varíe.

- Aplicar las técnicas de adaptación basadas en el algoritmo RLS al algoritmo recursivo de adaptación del filtro Lattice propuesto en esta tesis. El objetivo es comparar la velocidad y precisión de adaptación de ambos métodos, con el fin de adoptar la solución óptima para cada situación de filtrado.

- Estudiar el comportamiento del SRF-PLL con filtrado adaptativo a partir de algoritmos ANC-LMS, obteniendo resultados comparativos de THD_i y coste computacional entre dicho método y el filtrado a partir de los filtros *Lattice-Notch* adaptativos propuestos en esta tesis.

- Emplear técnicas de filtrado adaptativo para la estimación de armónicos en técnicas de detección de situación de modo isla en microredes.

- Introducir el concepto de paso variable al algoritmo recursivo propuesto en esta tesis, de manera que se obtenga una mayor velocidad de convergencia junto con una mayor precisión de ajuste.

- Introducir la adaptación de coeficientes mediante LMS en los reguladores PL (Proportional+Lattice), evitando el empleo de la fase estimada para la adaptación de coeficientes de los reguladores empleados en el StRF para el control de la corriente inyectada a la red eléctrica.

- Evaluar el coste computacional del regulador PL+SRF-PLL adaptativo con otros métodos alternativos de rechazo selectivo de

perturbaciones en la red eléctrica, en particular con el propuesto en [180].

- Realizar una comparativa entre el control de la corriente del lado del inversor y el control de la corriente del lado de la red (corriente en L_i y L_g respectivamente), desde el punto de vista de la estabilidad de los lazos de control y del THD_i obtenido.

ANEXO I: DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO

El prototipo empleado consta de un inversor comercial SEMIKRON SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI 21 V12 controlado mediante un DSP de coma fija Texas Instruments TMS320F2812.

Los datos de diseño más relevantes se incluyen en la siguiente tabla.

P_T	10 kW
L_g	83 μ H
R_g	36.7 m Ω
L_i	1.6 mH
R_i	16 m Ω
C_f	30 μ F
R_d	0.5 Ω
C_{PV}	2.04 mF
$V_{PV}(MPP)$	654 V
$I_{PV}(MPP)$	15 A
f_s	8 kHz
f_m	16 kHz

A continuación, se muestran distintas fotografías del prototipo empleado, que incluye el inversor trifásico junto con el DSP para llevar a cabo el control del mismo, las fuentes de alimentación AC y DC para emular la red eléctrica y los paneles solares respectivamente, los equipos de medida, y el filtro LCL junto con las resistencias de precarga que permiten inyectar corriente en la red eléctrica emulada.

En la Figura AI-1 se muestra una vista general del prototipo, que incluye las fuentes de alimentación AC y DC junto con el inversor trifásico y los equipos de medida.

En la Figura AI-2 se muestran las fuentes de alimentación AC lineal PACIFIC 360-AMX de 12kVA empleadas para simular la red eléctrica (izquierda), junto con la fuente de alimentación DC conmutada AMREL SPS-800-54-D013 de 54kW, empleada para simular el panel solar fotovoltaico (derecha), mientras que en las Figuras AI-3 y AI-4 se muestran en detalle ambas fuentes.

En la Figura AI-5 se muestra una vista general del inversor junto con los equipos de medida y el PC empleado para la programación del DSP y la extracción de datos en tiempo real mediante RTDX, mientras que en la Figura AI-6 se muestra el inversor trifásico junto con el DSP.

Finalmente, se muestra en la Figura AI-7 el filtro LCL, que incluye el transformador de aislamiento trifásico *DY*, y en la Figura AI-8 las resistencias de precarga de la fuente AC, que permiten al inversor inyectar corriente en la red eléctrica emulada mediante la fuente de alimentación AC.



Figura AI-1. Vista general del prototipo.



Figura AI-2. Fuente de alimentación AC (izquierda) y DC (derecha).



Figura AI-3. Fuente de alimentación AC.



Figura AI-4. Fuente de alimentación DC.

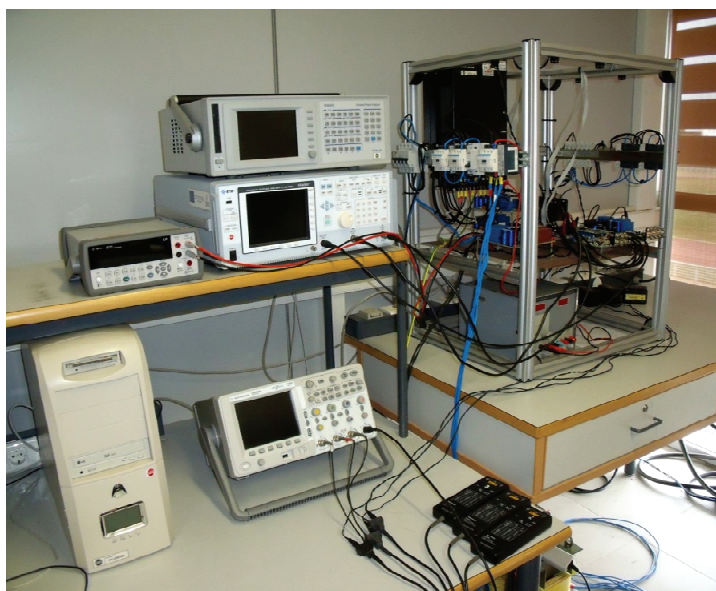


Figura AI-5. Vista general del inversor junto con los instrumentos de medida.

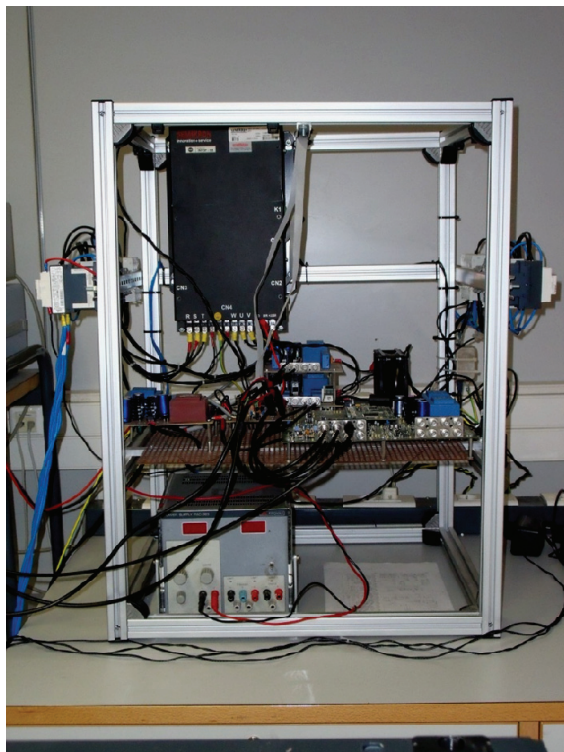


Figura AI-6. Vista general del inversor junto con los instrumentos de medida.



Figura AI-7. Filtro LCL.

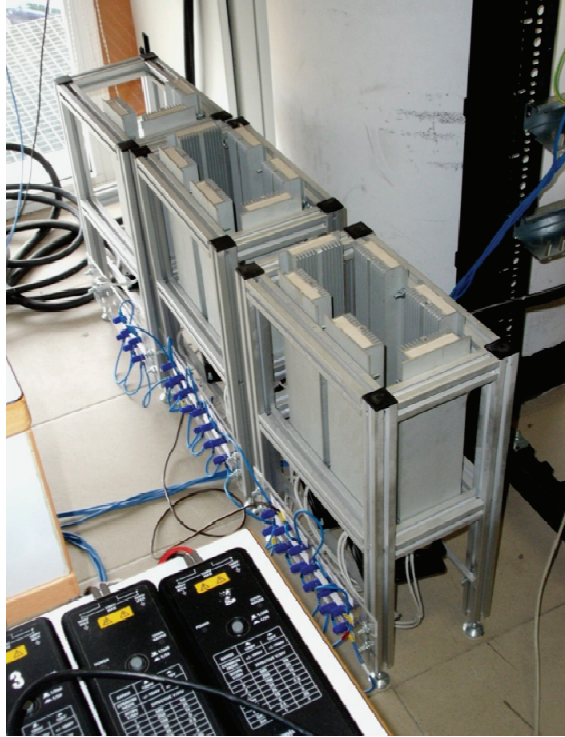


Figura AI-8. Precarga resistiva de la fuente AC

ANEXO II: PUBLICACIONES

A continuación se citan las contribuciones en revistas listadas en SCI y/o JCR a las que ha dado lugar parte de los contenidos de la presente tesis:

- [J1] **IEEE Transactions on Industrial Electronics**
“Measurement of the Loop Gain Frequency Response of Digitally Controlled Power Converters”
Fran GONZÁLEZ-ESPÍN, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ,
Raúl GONZÁLEZ-MEDINA, Marcos PASCUAL.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.57, No.8. 2010.
- [J2] **IEEE Transactions on Industrial Electronics**
“Sensitivity Study of the Dynamics of Three phase Photovoltaic Inverters with an LCL Grid Filter”
Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ, Jesus SANDIA,
Fran GONZÁLEZ-ESPÍN, Jesús CALVO.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.56, No.3. 2009.

A continuación, se citan las contribuciones en congresos internacionales con *proceedings* a las que ha dado lugar parte de los contenidos de la presente tesis:

- [C1] **13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2009)**
“A Digital Technique to Measure the Loop Gain of Power Converters.”
Fran GONZÁLEZ-ESPÍN, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ,
Raúl GONZÁLEZ-MEDINA, Oscar CARRANZA, L.G. GONZÁLEZ.
Barcelona (Spain) SEPTEMBER 8-10, 2009
IEEE Catalog Number : CFP09850-CDR
ISBN : 97890758115009

- [C2] **12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2007)**
"Modelling and control of a 100kW photovoltaic inverter with an LCL grid filter for distributed power systems."
Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ, Jesús SANDIA,
Fran GONZÁLEZ-ESPÍN, Jesús CALVO, Manuel VALES.
Aalborg (Denmark) SEPTEMBER 2-5, 2007
IEEE Catalog Number : 07EX1656C
ISBN : 9789075815108
- [C3] **International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2007 (Patrocinado por IEEE)**
"Dynamic Analysis of Three-phase Photovoltaic Inverters with a High Order Grid Filter."
E. FIGUERES, G. GARCERÁ, J. SANDIA, F. GONZALEZ-ESPIN,
Jesús CALVO, Manuel VALES
Vigo (Spain) JUNE 4-7, 2007
IEEE Catalog Number : 07TH8928C
ISBN : 1-4244-0755-9

En una línea de investigación afín a la de la presente tesis, el autor, tanto en su actual etapa como miembro del Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI) del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Valencia, como en la anterior etapa como personal de I+D en la empresa VMB Española S.A., ha participado en la elaboración de diferentes publicaciones relacionadas con aplicaciones de convertidores conmutados de potencia.

A continuación se citan las contribuciones en revistas listadas en SCI y/o JCR:

- [J3] **IEEE Transactions on Industrial Electronics**
"Robust Model-Following Control of Parallel UPS Single-Phase Inverters"
Marcos PASCUAL, Gabriel GARCERÁ, Emilio FIGUERES,
Fran GONZÁLEZ-ESPÍN.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.55, No.8. 2008.

A continuación se citan las contribuciones en congresos internacionales con *proceedings*:

- [C4] **13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2009)**
“Peak Current Mode Control of a Boost Rectifier with Low Distortion of the Input Current for Wind Power Systems based on Permanent Magnet Synchronous Generators”
Oscar CARRANZA, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ,
L.G. GONZÁLEZ, Fran GONZÁLEZ-ESPÍN.
Barcelona (Spain) SEPTEMBER 8-10, 2009
IEEE Catalog Number : CFP09850-CDR
ISBN : 97890758115009
- [C5] **13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2009)**
“Synchronization Techniques Comparison for Sensorless Control applied to Wind Energy Conversion Systems (WECS)”
L.G. GONZÁLEZ, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ,
Oscar CARRANZA, Fran GONZÁLEZ-ESPÍN.
Barcelona (Spain) SEPTEMBER 8-10, 2009
IEEE Catalog Number : CFP09850-CDR
ISBN : 97890758115009
- [C6] **12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2007)**
“Design of closed loop audio power amplifiers by means of an accurate model of vented box loudspeakers.”
Fran GONZÁLEZ-ESPÍN, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ,
Jesús SANDIA.
Aalborg (Denmark) SEPTEMBER 2-5, 2007
IEEE Catalog Number : 07EX1656C
ISBN : 9789075815108

- [C7] **12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2007)**
"A Robust Control Technique for Parallel Operation of Uninterruptible Power Supply Inverters."
Marcos PASCUAL, Gabriel GARCERÁ, Emilio FIGUERES,
J.M. Benavent, Fran GONZÁLEZ-ESPÍN.
Aalborg (Denmark) SEPTEMBER 2-5, 2007
IEEE Catalog Number : 07EX1656C
ISBN : 9789075815108
- [C8] **International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2007 (Patrocinado por IEEE)**
"Stability Analysis of Closed Loop Switching Power Amplifiers based on an Accurate Model of a Loudspeaker Installed in a Bass Reflex Enclosure."
Fran GONZALEZ-ESPIN, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ, Jesús SANDIA.
Vigo (Spain) JUNE 4-7, 2007
IEEE Catalog Number : 07TH8928C
ISBN : 1-4244-0755-9
- [C9] **International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2007 (Patrocinado por IEEE)**
"Robust Model-Following Control of Parallel UPS Single-Phase Inverters."
Marcos PASCUAL, Gabriel GARCERÁ, Emilio FIGUERES,
J.M. BENAVENT, Fran GONZALEZ-ESPIN.
Vigo (Spain) JUNE 4-7, 2007
IEEE Catalog Number : 07TH8928C
ISBN : 1-4244-0755-9
- [C10] **Audio Engineering Society (AES) 31st International Conference**
"Modelling and Control of class-D Power Amplifiers for Vented-Box Loudspeakers Systems."
Fran GONZALEZ-ESPIN, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ, Jesús SANDIA.
London (UK) JUNE 25-27, 2007

[C11] **International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2003
(Patrocinado por IEEE)**

"Analysis of a Voltage Clamp Quasi-Resonant DC-Link used in high frequency DC-AC converters."

Carlos SÁNCHEZ, Fernando IBAÑEZ, Fran GONZALEZ-ESPIN

Rio de Janeiro JUNE 9-11, 2003

IEEE Catalog Number : 03TH8692

ISBN : 0-7803-7912-8

A continuación se citan las contribuciones en congresos nacionales:

[C12] **Seminario Anual de Automática, Electrónica e
Instrumentación SAAEI 2008**

"Estudio comparativo e implementación en dispositivos FPGA de Modulaciones en Espacio Vectorial (SVM) para inversores trifásicos de 2 niveles."

Raúl GONZÁLEZ-MEDINA, Fran GONZÁLEZ-ESPÍN,

Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ, Oscar CARRANZA.

Cartagena (España) SEPTIEMBRE 8-11, 2008

ISBN-13: 978-84-96997-04-2

[C13] **Seminario Anual de Automática, Electrónica e
Instrumentación SAAEI 2008**

"Control Modo Corriente de Pequeños Aerogeneradores Síncronos de Imanes Permanentes con Baja Distorsión de Corriente."

Oscar CARRANZA, Emilio FIGUERES, Gabriel GARCERÁ,

Fran GONZÁLEZ-ESPÍN, Raúl GONZÁLEZ-MEDINA.

Cartagena (España) SEPTIEMBRE 8-11, 2008

ISBN-13: 978-84-96997-04-2

A continuación se citan las contribuciones en revistas nacionales:

- [R1] **Mundo Electrónico, N°392, pp.30-41, Diciembre 2007**
“Procesado de potencia en energías renovables. Introducción y energía solar fotovoltaica (I)”
Francisco J. González Espín, Emilio Figueres Amorós,
Gabriel Garcerá San Felú, Raul González, Jesús Sandía Paredes.
- [R2] **Mundo Electrónico, N°392, pp.42-54, Diciembre 2007**
“Procesado de potencia en energías renovables. Generación eólica y pilas de combustible (II)”
Francisco J. González Espín, Emilio Figueres Amorós,
Gabriel Garcerá San Felú, Raul González, Jesús Sandía Paredes.
- [R3] **Mundo Electrónico, N°386, pp.36-44, Mayo 2007**
“Electrónica de potencia. Panorámica tecnológica.”
Emilio Figueres Amorós, Francisco J. González Espín,
Raúl González Medina, Gabriel Garcerá San Felú.
- [R4] **Mundo Electrónico, N°382, pp.36-42, Enero 2007**
“Transmisión de señales balanceadas en equipos de audio profesional.”
Francisco J. González Espín, Emilio Figueres Amorós,
Gabriel Garcerá San Felú, Jesús Sandía Paredes.
- [R5] **Mundo Electrónico, N°379, pp.76-84, Octubre 2006**
“Amplificador en clase D para señales de audio.”
Francisco J. González Espín, Emilio Figueres Amorós,
Gabriel Garcerá San Felú, Jesús Sandía Paredes.
- [R6] **Convertronic, N°40, pp. 12-16, Abril 2006**
“Diseño integral de un amplificador de potencia en clase D para señales de audio.”
Francisco J. González Espín, Emilio Figueres Amorós,
Gabriel Garcerá San Felú, Jesús Sandía Paredes.

[R7] **Convertronic, N°41, pp. 22-26, Mayo 2006**

“Diseño térmico de un amplificador de potencia en clase D para señales de audio.”

Francisco J. González Espín, Emilio Figueres Amorós,
Gabriel Garcerá San Felú, Jesús Sandía Paredes.

REFERENCIAS

- [1] IEA-PVPS, "Trends in PV Applications," 2009.
- [2] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. Gonzalez-Espin, and J. C. Rubio, "Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 3, pp. 706-717, 2009.
- [3] T. Key, "Finding a bright spot," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 3, pp. 34-44, 2009.
- [4] B. Kroposki, R. Margolis, and D. Ton, "Harnessing the sun," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 3, pp. 22-33, 2009.
- [5] M. Shahidehpour and F. Schwarts, "Don't let the sun go down on PV [photovoltaic systems]," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 2, no. 3, pp. 40-48, 2004.
- [6] X. Weidong, W. G. Dunford, P. R. Palmer, and A. Capel, "Regulation of Photovoltaic Voltage," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 1365-1374, 2007.
- [7] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, 2006.
- [8] J. M. A. Myrzik and M. Calais, "String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review," in *IEEE Power Tech Conference Proceedings Bologna: 2003*, p. 8.
- [9] E. V. Solodovnik, L. Shengyi, and R. A. Dougal, "Power controller design for maximum power tracking in solar installations," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 5, pp. 1295-1304, 2004.

-
- [10] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook* Academic Press, 2007, pp. 1-1152.
- [11] IEA-PVPS, "PV technology status and prospects (Spain)," 2009.
- [12] T. Erika and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 888-895, 2003.
- [13] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, 1998.
- [14] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of single-stage single-phase PV inverter," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications* Dresden: 2005, p. 10.
- [15] H. B. Puttgen, P. R. MacGregor, and F. C. Lambert, "Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era?," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 1, no. 1, pp. 22-29, 2003.
- [16] L. Xuan and S. Bin, "Microgrids - an integration of renewable energy technologies," in *China International Conference on Electricity Distribution (CICED 2008)* Guangzhou: 2008, pp. 1-7.
- [17] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, and M. Liserre, "Power converters and control of renewable energy systems," 1 ed 2004, pp. 1-120.
- [18] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, 2006.
- [19] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, 2005.

-
- [20] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review," in *37th Industry Applications Annual Meeting Conference (IAS 2002)* 2002, pp. 782-788.
- [21] R.W.Erickson and D.Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed Kluwer Academic, 2004.
- [22] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, applications, and design.*, 3rd. ed John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [23] R. O. Caceres and I. Barbi, "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 1, pp. 134-141, 1999.
- [24] M. Prodanovic and T. C. Green, "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 1, pp. 373-380, 2003.
- [25] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," in *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 02)* 2002, pp. 1995-2000.
- [26] C. R. Bush and B. Wang, "A single-phase current source solar inverter with reduced-size DC link," in *2009 Energy Conversion Congress and Exposition* 2009, pp. 54-59.
- [27] S. H. Lee, S. G. Song, S. J. Park, C. J. Moon, and M. H. Lee, "Grid-connected photovoltaic system using current-source inverter," *Solar Energy*, vol. 82, no. 5, pp. 411-419, May2008.
- [28] C. Yang, K. Smedley, and J. Brouwer, "A Cost-effective Three-phase Grid-connected Inverter with Maximum Power Point Tracking," 41st Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference (IAS 06), 2006, pp. 995-1000.
- [29] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*. Wiley-Interscience, 2003.
-

-
- [30] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 5, pp. 410-420, 1992.
- [31] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, 1994.
- [32] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 1st ed. Nebraska: Morgan & Claypool, 2006.
- [33] F. Gonzalez-Espin, E. Figueres, G. Garcera, R. Gonzalez-Medina, and M. Pascual, "Measurement of the Loop Gain Frequency Response of Digitally Controlled Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 8, pp. 2785-2796, 2010.
- [34] V. Vlatkovic and D. Borojevic, "Digital-signal-processor-based control of three-phase space vector modulated converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 3, pp. 326-332, 1994.
- [35] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [36] J. Dannehl, F. W. Fuchs, and S. Hansen, "PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '07) 2007*, pp. 1-10.
- [37] W. Eric and P. W. Lehn, "Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, pp. 1364-1373, 2006.
- [38] M.P.Kazmierkowski, R.Krishnan, and F.Blaabjerg, *Control in Power Electronics. Selected Problems.*, 1st. ed. San Diego: Academic Press, 2002.

-
- [39] K. Bong-Hwan, Y. Jang-Hyoun, and L. Jee-Woo, "A line-voltage-sensorless synchronous rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 5, pp. 966-972, 1999.
- [40] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, 2005.
- [41] R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 5, pp. 1323-1332, 2004.
- [42] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs, "Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 2, pp. 380-388, 2009.
- [43] M. Malinowski, S. Stynski, W. Kolomyjski, and M. P. Kazmierkowski, "Control of Three-Level PWM Converter Applied to Variable-Speed-Type Turbines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 69-77, 2009.
- [44] W. Gullvik, L. Norum, and R. Nilsen, "Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '07) 2007*, pp. 1-10.
- [45] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, 2001.
- [46] L. A. Serpa, S. D. Round, and J. W. Kolar, "A Virtual-Flux Decoupling Hysteresis Current Controller for Mains Connected Inverter Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 5, pp. 1766-1777, 2007.
- [47] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," in
-

International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON '91) 1991, pp. 819-824.

- [48] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, 1998.
- [49] L. A. Serpa, S. Ponnaluri, P. M. Barbosa, and J. W. Kolar, "A Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-Phase Inverters to the Grid Through LCL Filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 5, pp. 1388-1400, 2007.
- [50] S. Aurtenechea, M. A. Rodriguez, E. Oyarbide, and J. R. Torrealday, "Predictive direct power control of MV-grid-connected two-level and, three-level npc converters: experimental results," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '07)* 2007, pp. 1-10.
- [51] A. Baktash, A. Vahedi, and M. A. S. Masoum, "Improved switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2007)* 2007, pp. 1-5.
- [52] J. Eloy-Garcia and R. Alves, "DSP-based Direct Power Control of a VSC with Voltage Angle Estimation," in *Transmission & Distribution Conference and Exposition (TDC '06)* 2006, pp. 1-5.
- [53] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, "A Model-Based Direct Power Control for Three-Phase Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 1647-1657, 2008.
- [54] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 2, pp. 601-610, 2001.
- [55] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *Electric Power*

-
- Applications, IEE Proceedings* -, vol. 153, no. 5, pp. 750-762, 2006.
- [56] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '04)*, 1 ed 2004, pp. 580-586.
- [57] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, 2003.
- [58] I. Etxeberria-Otadui, U. Viscarret, M. Caballero, A. Rufer, and S. Bacha, "New Optimized PWM VSC Control Structures and Strategies Under Unbalanced Voltage Transients," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 5, pp. 2902-2914, 2007.
- [59] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, "Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 11, pp. 2417-2426, 2009.
- [60] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Improved voltage regulation for current-source inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 1028-1036, 2001.
- [61] W. L. Yun, F. Blaabjerg, D. M. Vilathgamuwa, and C. L. Poh, "Design and Comparison of High Performance Stationary-Frame Controllers for DVR Implementation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 602-612, 2007.
- [62] L. Zixin, L. Yaohua, W. Ping, Z. Haibin, L. Congwei, and G. Fanqiang, "Single-Loop Digital Control of High-Power 400-Hz Ground Power Unit for Airplanes," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 2, pp. 532-543, 2010.
- [63] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," *Power*
-

-
- Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 3, pp. 836-841, 2006.
- [64] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 2, pp. 337-347, 2009.
- [65] M. Castilla, J. Miret, J. Matas, L. Garcia de Vicuna, and J. M. Guerrero, "Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4492-4501, 2009.
- [66] S. Buso, S. Fasolo, and P. Mattavelli, "Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 6, pp. 1846-1854, 2001.
- [67] T. Kawabata, T. Miyashita, and Y. Yamamoto, "Dead beat control of three phase PWM inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 1, pp. 21-28, 1990.
- [68] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 654-664, 2009.
- [69] P. Mattavelli, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 1, pp. 140-147, 2005.
- [70] Y. Ito and S. Kawauchi, "Microprocessor based robust digital control for UPS with three-phase PWM inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 2, pp. 196-204, 1995.
- [71] 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,"

-
- Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 3, pp. 954-962, 2010.
- [72] L. Dong-Choon, S. Seung-Ki, and P. Min-Ho, "Comparison of AC current regulators for IGBT inverter," in *Conference Record of the Power Conversion Conference 1993*, pp. 206-212.
- [73] I. J. Gabe, V. F. Montagner, and H. Pinheiro, "Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 6, pp. 1444-1452, 2009.
- [74] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 5, pp. 1194-1202, 1997.
- [75] W. Stefanutti and P. Mattavelli, "Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 3, pp. 763-769, 2006.
- [76] A. J. Frazier and M. K. Kazimierczuk, "DC-AC power inversion using Sigma-Delta modulation," *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 1, pp. 79-82, 2000.
- [77] C. Sanchez, F. Ibanez, and F. J. Gonzalez, "Analysis of a voltage clamp quasi-resonant DC-link used in high frequency DC-AC converters," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '03) 2003*, pp. 758-763.
- [78] C. Sanchez, F. Ibanez, M. Alcaniz, and J. Polo, "Analysis of sigma-delta modulation techniques in low frequency DC-AC converters," in *IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC '03) 2003*, pp. 507-512.
- [79] W. Rong-Jong and W. Wen-Hung, "Grid-Connected Photovoltaic Generation System," *Circuits and Systems I:*
-

-
- Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 3, pp. 953-964, 2008.
- [80] J. Dannehl and F. W. Fuchs, "Discrete sliding mode current control of three-phase grid-connected PWM converters," in *13th European Conference on Power Electronics. EPE '09 2009*, pp. 1-10.
- [81] H. Qunhai, K. Li, W. Tongzhen, Z. Guowei, and K. Lingzhi, "The study of two improved photovoltaic grid-connected control strategy basing the Sliding Mode," in *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT 2008)*. 2008, pp. 2630-2633.
- [82] W. Rong-Jong and W. Wen-Hung, "Design of Grid-Connected Photovoltaic Generation System with High Step-Up Converter and Sliding-Mode Inverter Control," in *IEEE International Conference on Control Applications (CCA 2007) 2007*, pp. 1179-1184.
- [83] M. Lopez, J. L. Garcia de Vicuna, M. Castilla, J. Matas, and O. Lopez, "Control design for parallel-connected DC-AC inverters using sliding mode control," in *Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives 2000*, pp. 457-460.
- [84] W. Rong-Jong, W. Wen-Hung, and L. Chung-You, "High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 1, pp. 240-250, 2008.
- [85] P. Sanchis, A. Ursaea, E. Gubia, and L. Marroyo, "Boost DC-AC inverter: a new control strategy," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 2, pp. 343-353, 2005.
- [86] C. En-Chih, L. Tsorng-Juu, C. Jiann-Fuh, and C. Ming-Yang, "A Single-Phase DC/AC Inverter using Moving Sliding Manifold Sinusoidal Tracking Control," in *33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2007) 2007*, pp. 408-413.

-
- [87] S. L. Jung and Y. Y. Tzou, "Sliding mode control of a closed-loop regulated PWM inverter under large load variations," in *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '93)* 1993, pp. 616-622.
- [88] K. B. Bimal, "Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives; An Introduction and Perspective," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 1, pp. 14-33, 2007.
- [89] E. Monmasson and M. N. Cirstea, "FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems-A Review," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 1824-1842, 2007.
- [90] A. Routray, P. K. Dash, and S. K. Panda, "A fuzzy self-tuning PI controller for HVDC links," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 5, pp. 669-679, 1996.
- [91] G. S. Buja and F. Todesco, "Neural network implementation of a fuzzy logic controller," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 6, pp. 663-665, 1994.
- [92] L. Mao-Fu, N. Michio, and H. Guan-Chyun, "Application of Fuzzy Logic in the Phase-Locked Loop Speed Control of Induction Motor Drive," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 6, pp. 630-639, 1996.
- [93] A. G. Perry, F. Guang, L. Yan-Fei, and P. C. Sen, "A Design Method for PI-like Fuzzy Logic Controllers for DC/DC Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 5, pp. 2688-2696, 2007.
- [94] P. J. Werbos, "Neurocontrol and elastic fuzzy logic: capabilities, concepts, and applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 2, pp. 170-180, 1993.
- [95] T. Fukuda, T. Shibata, M. Tokita, and T. Mitsuoka, "Neuromorphic control: adaptation and learning," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 6, pp. 497-503, 1992.
-

- [96] R. Seok-Beom, W. Pedrycz, and O. Sung-Kwun, "Genetic Optimization of Fuzzy Polynomial Neural Networks," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 2219-2238, 2007.
- [97] A. Varnham, A. M. Al-Ibrahim, G. S. Virk, and D. Azzi, "Soft-Computing Model-Based Controllers for Increased Photovoltaic Plant Efficiencies," *Energy conversion, iee transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 873-880, 2007.
- [98] K. Hee-Sang and J. Jatskevich, "Power Quality Control of Wind-Hybrid Power Generation System Using Fuzzy-LQR Controller," *Energy conversion, iee transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 516-527, 2007.
- [99] S. M. Mueeen, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura, "Integration of an Energy Capacitor System With a Variable-Speed Wind Generator," *Energy conversion, iee transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 740-749, 2009.
- [100] S. M. Mueeen, R. Takahashi, M. H. Ali, T. Murata, and J. Tamura, "Transient Stability Augmentation of Power System Including Wind Farms by Using ECS," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 3, pp. 1179-1187, 2008.
- [101] W. Tsai-Fu, C. Chien-Hsuan, and C. Yu-Hai, "A fuzzy-logic-controlled single-stage converter for PV-powered lighting system applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 2, pp. 287-296, 2000.
- [102] M. H. Ali, P. Minwon, Y. In-Keun, T. Murata, and J. Tamura, "Improvement of Wind-Generator Stability by Fuzzy-Logic-Controlled SMES," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 3, pp. 1045-1051, 2009.
- [103] T. Efram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy conversion, iee transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [104] D. Nedeljkovic, J. Nastran, D. Voncina, and V. Ambrozic, "Synchronization of active power filter current reference to

-
- the network," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 2, pp. 333-339, 1999.
- [105] S. Valiviita, "Zero-crossing detection of distorted line voltages using 1-b measurements," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 917-922, 1999.
- [106] R. Weidenbrug, F. P. Dawson, and R. Bonert, "New synchronization method for thyristor power converters to weak AC-systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 5, pp. 505-511, 1993.
- [107] J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 148, no. 3, pp. 229-235, 2001.
- [108] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and M. Liserre, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation," in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05) 2005*, pp. 2474-2481.
- [109] L. Sang-Joon, K. Hyosung, S. Seung-Ki, and F. Blaabjerg, "A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 3, pp. 814-827, 2004.
- [110] L. G. Gonzalez, E. Figueres, G. Garcera, O. Carranza, and F. Gonzalez-Espin, "Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to Wind Energy Conversion Systems (WECS)," in *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '09) 2009*, pp. 1-9.
- [111] H. A. Rivas and J. Bergas, "Frequency Determination in a Single-Phase Voltage Signal using Adaptive Notch Filters," in *9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU 2007) 2007*, pp. 1-7.
- [112] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems:

-
- applications," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 2, pp. 617-622, 2002.
- [113] M. Karimi-Ghartemani, H. Karimi, and M. R. Iravani, "A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 511-517, 2004.
- [114] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 3, pp. 1263-1270, 2004.
- [115] C. Se-Kyo, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 3, pp. 431-438, 2000.
- [116] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 1, pp. 58-63, 1997.
- [117] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, 2007.
- [118] L. Amuda, L. N. Amuda, B. J. Cardoso Filho, S. M. Silva, S. R. Silva, and A. S. A. C. Diniz, "Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for grid-tied PV systems," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2000*. B. J. Cardoso Filho, Ed. 2000, pp. 1660-1663.
- [119] D. Jovcic, "Phase locked loop system for FACTS," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 1116-1124, 2003.
- [120] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003*, pp. 0-16, 2003.

-
- [121] "IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems," *IEEE Std 929-2000*, p. i, 2000.
- [122] "Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A," *IEC 61000-3-4*, 2008.
- [123] G. Garcera, J. Gomis-Tena, E. Figueres, and J. Sandia, *Electrónica Industrial: Un curso en transparencias*. 2005.
- [124] M. J. Newman, D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 6, pp. 1591-1599, 2002.
- [125] Y. Xiaoming, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 523-532, 2002.
- [126] "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución," *UNE-EN 50160*, 2008.
- [127] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, "Microgrids," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 5, no. 4, pp. 78-94, 2007.
- [128] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuna, "Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 3, pp. 726-736, 2009.
- [129] S. Haykin, *Adaptive filter theory* Prentice Hall, 2002.
- [130] J. H. Husoy and M. S. E. Abadi, "Unified approach to adaptive filters and their performance," *Signal Processing, IET*, vol. 2, no. 2, pp. 97-109, 2008.

-
- [131] John G. Proakis and Dimitri G. Manolakis, *Digital Signal Processing. Principles, Algorithms, and Applications*, 4th ed Pearson Prentice Hall, 2007.
- [132] P. A. Regalia, *Adaptive IIR filtering in signal processing and control* Marcel Dekker, INC., 1995.
- [133] M. Tarek, S. Mekhilef, and N. A. Rahim, "Application of adaptive notch filter for harmonics currents estimation," in *International Power Engineering Conference (IPEC 2007) 2007*, pp. 1236-1240.
- [134] A. Nehorai, "A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 4, pp. 983-996, 1985.
- [135] J. M. Travassos-Romano and M. Bellanger, "Fast least squares adaptive notch filtering," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 9, pp. 1536-1540, 1988.
- [136] P. Stoica and A. Nehorai, "Performance analysis of an adaptive notch filter with constrained poles and zeros," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 6, pp. 911-919, 1988.
- [137] M. Radenkovic and T. Bose, "Adaptive IIR filtering of nonstationary signals," *Signal Processing*, vol. 81, no. 1, pp. 183-195, Jan. 2001.
- [138] D. Hush, N. Ahmed, R. David, and S. Stearns, "An adaptive IIR structure for sinusoidal enhancement, frequency estimation, and detection," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 6, pp. 1380-1390, 1986.
- [139] P. A. Regalia, "Stable and efficient lattice algorithms for adaptive IIR filtering," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 2, pp. 375-388, 1992.
- [140] I. C. Nam, C. Chong-Ho, and U. L. Sang, "Adaptive line enhancement by using an IIR lattice notch filter," *Acoustics*,

-
- Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 585-589, 1989.
- [141] P. A. Regalia, "An improved lattice-based adaptive IIR notch filter," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 9, pp. 2124-2128, 1991.
- [142] Y. C. Park and S. D. Sommerfeldt, "A fast adaptive noise control algorithm based on the lattice structure," *Applied Acoustics*, vol. 47, no. 1, pp. 1-25, 1996.
- [143] K. J. Aström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, 2nd ed 2008.
- [144] A. Oppenheim, R. Schaffer, and J. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd ed Prentice-Hall, 1999.
- [145] A. K. Kohli and D. K. Mehra, "Tracking of time-varying channels using two-step LMS-type adaptive algorithm," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 7, pp. 2606-2615, July 2006.
- [146] I. D. Schizas, G. Mateos, and G. B. Giannakis, "Distributed LMS for Consensus-Based In-Network Adaptive Processing," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 6, pp. 2365-2382, June 2009.
- [147] J. renas-Garcia, V. Gomez-Verdejo, and A. R. Figueiras-Vidal, "New algorithms for improved adaptive convex combination of LMS transversal filters," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 2239-2249, Dec. 2005.
- [148] H. Byung-Moon, B. Byong-Yeul, and S. J. Ovaska, "Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 2, pp. 576-584, 2005.
- [149] B. Singh and J. Solanki, "An Implementation of an Adaptive Control Algorithm for a Three-Phase Shunt Active Filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 8, pp. 2811-2820, Aug. 2009.
-

-
- [150] L. Jing, Q. Xiaojun, and X. Boling, "A new adaptive IIR algorithm for active noise control," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '03)* 2003, p. V-8.
- [151] M. Segovia-Martinez, A. Black, and A. M. Kondo, "Effects of finite-precision conversion on linear predictive coefficients," *Vision, Image and Signal Processing, IEE Proceedings -*, vol. 147, no. 5, pp. 415-422, Oct.2000.
- [152] J. Glover, Jr., "Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 6, pp. 484-491, 1977.
- [153] B. Widrow, J. R. Glover, Jr., J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, J. Eugene Dong, and R. C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692-1716, 1975.
- [154] V. Blasko, "A Novel Method for Selective Harmonic Elimination in Power Electronic Equipment," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 223-228, 2007.
- [155] V. Blasko, "Adaptive filtering for selective elimination of higher harmonics from line currents of a voltage source converter," in *Industry Applications Conference* 1998, pp. 1222-1228.
- [156] J. Luukko and K. Rauma, "Open-Loop Adaptive Filter for Power Electronics Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 2, pp. 910-917, 2008.
- [157] P. A. Regalia, S. K. Mitra, and P. P. Vaidyanathan, "The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 1, pp. 19-37, 1988.
- [158] J. E. Cousseau, S. Werner, and P. D. Donate, "Factorized All-Pass Based IIR Adaptive Notch Filters," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 11, pp. 5225-5236, 2007.

-
- [159] H. Guan-Chyun and J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques. A survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 6, pp. 609-615, 1996.
- [160] F. Gonzalez-Espin, E. Figueres, G. Garcera, R. Gonzalez, O. Carranza, and L. G. Gonzalez, "A digital technique to measure the loop gain of power converters," in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09 2009*, pp. 1-10.
- [161] F. Gonzalez-Espin, E. Figueres, G. Garcera, R. Gonzalez-Medina, and M. Pascual, "Measurement of the Loop Gain Frequency Response of Digitally Controlled Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2010.
- [162] Texas Instruments, "RTDX 2.0 Reference Guide," 2010.
- [163] L. Fei, Z. Xiaoming, Z. Yan, and D. Shanxu, "Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter," in *6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC '09) 2009*, pp. 2174-2177.
- [164] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping," in *38th IAS Annual Meeting 2003*, pp. 1552-1557.
- [165] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," in *Compatibility in Power Electronics (CPE '07) 2007*, pp. 1-9.
- [166] C. B. Jacobina, M. B. Correa, T. M. Oliveiro, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Current control of unbalanced electrical systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, pp. 517-525, 2001.
- [167] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 1, pp. 116-123, 1997.
-

-
- [168] H. Jiabing and H. Yikang, "Modeling and Control of Grid-Connected Voltage-Sourced Converters Under Generalized Unbalanced Operation Conditions," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 23, no. 3, pp. 903-913, 2008.
- [169] M. Malinowski and S. Bernet, "A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 1876-1880, 2008.
- [170] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. J. Gonzalez-Espin, J. Calvo, and M. Vales, "Dynamic Analysis of Three-phase Photovoltaic Inverters with a High Order Grid Filter," in *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007) 2007*, pp. 691-696.
- [171] R.W.Erickson, "Synthesis of switched-mode converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1983*, pp. 9-22.
- [172] S. R. Sanders and G. C. Verghese, "Synthesis of averaged circuit models for switched power converters," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 8, pp. 905-915, 1991.
- [173] S. Hiti, D. Borojevic, R. Ambatipudi, R. Zhang, and J. Yimin, "Average current control of three-phase PWM boost rectifier," in *26th Annual Power Electronics Specialists Conference. PESC '95 1995*, pp. 131-137.
- [174] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 4^a ed Prentice Hall, 2003.
- [175] D. M. Van de Sype, K. De Gusseme, A. P. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, "Small-signal Laplace-domain analysis of uniformly-sampled pulse-width modulators," in *2004 Power Electronics Specialists Conference (PESC '04) 2004*, pp. 4292-4298.
- [176] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control*, 2nd. ed Wiley-Interscience, 2010.
- [177] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, "A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-

- state control error in input current," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 480-486, May1998.
- [178] F. Fontana and M. Karjalainen, "A digital bandpass/bandstop complementary equalization filter with independent tuning characteristics," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 10, no. 4, pp. 119-122, Apr.2003.
- [179] P. Regalia and S. Mitra, "Tunable digital frequency response equalization filters," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 1, pp. 118-120, Jan.1987.
- [180] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Rosas, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multi-Resonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2010.