



industriales
etsii

Escuela Técnica
Superior
de Ingeniería
Industrial

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial

Estudios de diversos algoritmos de control de inversores trifásicos utilizados en una microrred

TRABAJO FIN DE MÁSTER

MÁSTER EN ENERGÍAS RENOVABLES

Autor: Jennifer Rodríguez Muñoz
Director: Alexis Bonifacio Rey Boué

Cartagena, Octubre 2017



Universidad
Politécnica
de Cartagena

AGRADECIMIENTOS

Deseo agradecer profundamente a mi director de trabajo fin de máster, D. Alexis Bonifacio Rey Boué, por todo el tiempo dedicado, los ánimos y orientaciones, además de la admirable forma de transmitir los conocimientos y el estímulo para poder realizar este trabajo a pesar de las dificultades, gracias a su ayuda este trabajo ha sido posible.

Agradecer al Máster de Energías Renovables los conocimientos adquiridos y, en especial, a D. Antonio Urbina por su disponibilidad y por el apoyo que me ha brindado.

Y, por supuesto a mis padres y a mi hermano, Javier, que con paciencia han sabido respetar mis temporadas de desesperación, y a mis amigos, en especial a Verónica, Julia y Álex, por estar siempre ahí.

A mi abuela, María

CONTENIDOS

1. Introducción.....1

1.1.	Motivación.....	1
1.2.	Marco energético global. Las energías renovables.....	1
1.2.1.	Energías renovables en España.....	5
1.2.1.1.	Energía solar fotovoltaica en España.....	8
	- Modelo equivalente de la célula solar. Concepto y funcionamiento.....	9
	- Clasificación de las células solares.....	10
	- Clasificación de las instalaciones fotovoltaicas.....	14
1.3.	Topología de red.....	15
1.3.1.	Smartgrids (redes inteligentes).....	16
1.3.2.	Microgrids (microrredes).....	18
1.3.2.1.	Modos de operación.....	19
	- Conexión a la red (<i>grid-connected</i>).....	20
	- Sin conexión a red (<i>stand-alone/islanding</i>).....	20
1.3.3.	Nuevos estudios y campos de investigación.....	23
1.4.	Objetivos.....	24

2. Control electrónico para convertidores de potencia.....25

2.1.	Topologías del convertidor de potencia.....	25
2.1.1.	Medio puente (<i>half-bridge</i>).....	29
2.1.2.	Puente completo (<i>full-bridge</i>).....	30
2.1.3.	Convertidor trifásico.....	32
2.2.	Estrategias de modulación para el control de los polos de potencia en un inversor trifásico.....	34
2.2.1.	Control PWM (Pulse Width Modulation). Modulación senoidal-triangular.....	35
2.2.2.	Control SPWM (Space Vector PWM).....	38
2.3.	Control en ejes <i>dq</i> . Transformada de Park (<i>synchronous reference frame</i>).....	40
2.4.	Modelos de control para convertidores trifásicos.....	48
2.4.1.	Tipos de controladores.....	49
2.4.2.	Técnicas de control.....	51
2.4.2.1.	PQ control.....	51
	- Control en <i>dq</i>	51
	- Control en $\alpha\beta$	52
2.4.2.2.	Droop control.....	52

3. Modelo del sistema.....57

3.1. Teorema del modelo interno para regulación de sistemas de control. Generalidades.....	57
3.2. Modelado del sistema grid-connected.....	61
3.2.1. Objetivos.....	61
3.2.2. Control con reguladores PI.....	62
- Lazo interno de corriente.....	62
- Lazo externo de tensión.....	65
3.2.3. Control con reguladores PR.....	66
- Lazo interno de corriente.....	67
- Lazo externo de tensión.....	69
3.3. Modelo Simulink para el sistema VSC grid-connected controlado en fuente de corriente con controlador lineal PI (<i>dq synchronous reference</i> <i>frame</i>).....	70
3.3.1. Bloques del sistema.....	70
3.3.1.1. Generador/Carga.....	70
3.3.1.2. Convertidor+Planta.....	71
- Bloque PWM.....	72
3.3.1.3. Red eléctrica de baja tensión.....	73
3.3.1.4. Controlador.....	74
- Bloque PLL.....	75
3.3.2. Parámetros.....	76
3.4. Modelo Simulink del sistema VSC grid-connected controlado en fuente de corriente con controlador lineal PR (<i>$\alpha\beta$ stationary reference</i> <i>frame</i>).....	78
3.4.1. Bloques del sistema.....	78
3.4.1.1. Red eléctrica de baja tensión.....	78
3.4.1.2. Controlador.....	79
- Bloque PLL.....	81
3.4.2. Parámetros.....	82

4. Simulaciones.....85

4.1. VSC grid-connected controlado en fuente de corriente mediante controladores PI.....	86
4.1.1. Variación de las condiciones de irradiancia (I_g).....	88
- Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	89
- Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	90
- Factor de potencia (PF).....	91
- Potencia activa instantánea (p).....	92
- Potencia reactiva instantánea (q).....	94

4.1.2.	Variación de frecuencia.....	94
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	95
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	95
-	Factor de potencia (PF).....	96
-	Potencia activa instantánea (p).....	96
-	Potencia reactiva instantánea (q).....	97
4.1.3.	Variación de la componente q de referencia de la corriente del inversor ($I_{q\ ref}$).....	97
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	97
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	99
-	Factor de potencia (PF).....	100
-	Potencia activa instantánea (p).....	100
-	Potencia reactiva instantánea (q).....	101
4.1.4.	Variación del modo de operación.....	102
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	102
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	103
-	Factor de potencia (PF).....	104
-	Potencia activa instantánea (p).....	104
-	Potencia reactiva instantánea (q).....	105
4.2.	Conclusiones para el sistema con controladores PI para control de corriente.....	107
4.2.1.	Limitaciones.....	109
4.3.	VSC grid-connected controlado en fuente de corriente mediante controladores PR.....	112
4.3.1.	Variación de las condiciones de irradiancia (I_g).....	113
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	114
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	115
-	Factor de potencia (PF).....	116
-	Potencia activa instantánea (p).....	117
-	Potencia reactiva instantánea (q).....	118
4.3.2.	Variación de frecuencia.....	118
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	119
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	119
-	Factor de potencia (PF).....	120
-	Potencia activa instantánea (p).....	120
-	Potencia reactiva instantánea (q).....	121
4.3.3.	Variación de la componente q de referencia de la corriente del inversor ($I_{q\ ref}$).....	121
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	122
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	123
-	Factor de potencia (PF).....	124
-	Potencia activa instantánea (p).....	125
-	Potencia reactiva instantánea (q).....	126
4.3.4.	Variación del modo de operación.....	126
-	Tensión en el bus de continua (V_{clink}).....	126
-	Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$).....	127

- Factor de potencia (PF).....	128
- Potencia activa instantánea (p).....	128
- Potencia reactiva instantánea (q).....	128
4.4. Conclusiones para el sistema con controladores PR para control de corriente.....	129
4.4.1. Limitaciones.....	131
5. Plataforma de testado en tiempo real.....	133
5.1. Metodología.....	133
5.1.1. Plataforma RTDS (<i>Real-Time Digital Simulator</i>).....	133
5.1.2. Plataforma HIL (<i>Hardware-In- the Loop</i>).....	134
5.2. DS1006+DS5202 EMH (RTDS de dSPACE).....	136
5.3. DS1104 (controlador de dSPACE).....	140
5.4. Resultados obtenidos en la simulación HIL.....	144
6. Conclusiones.....	147
7. Trabajos futuros.....	149
Bibliografía y referencias.....	151

LISTA DE FIGURAS

Fig.1.1. Consumo mundial de energía primaria en TEP (toneladas equivalentes de petróleo por persona y per cápita). Fuente: ITC.....	2
Fig.1.2. Desglose de la predicción energética para 2020 y 2030. Fuente: BE2C2.....	3
Fig.1.3. Potencia global instalada acumulada solar fotovoltaica (arriba) y eólica (abajo). Fuente: Renovables 2016 (REN21).....	4
Fig.1.4. Estimación de energía renovable en la producción mundial de electricidad. Fuente: Renovables 2016 (REN21).....	5
Fig.1.5. Porcentaje de evolución en la generación renovable y no renovable (izda.) y particularizado para la generación renovable (dcha.). Fuente: REE.....	6
Fig.1.6. Balance energético global anual 2016. Fuente: REE.....	7
Fig.1.7. Emisiones de CO_2 en función del consumo eléctrico español a tiempo real. Fuente: REE.....	7
Fig.1.8. Bandas de energía en un semiconductor.....	9
Fig.1.9. Circuito equivalente de la célula solar.....	10
Fig.1.10. Curva característica I-V en una célula fotovoltaica.....	11
Fig.1.11. Porcentajes de eficiencia alcanzados en 2016 para las diferentes células fotovoltaicas bajo condiciones estándar de irradiancia, $1000W/m^2$, a una temperatura de trabajo de $25^\circ C$. Fuente: NREL.....	12
Fig. 1.12. Predicción de eficiencias (máximo teórico) y costes para cada una de las tres generaciones de células fotovoltaicas. Fuente: UNSW Sydney.....	14
Fig. 1.13. Topología para una red convencional centralizada (izda.) y una red con generación distribuida (dcha.). Fuente: IJAREEIE.....	16
Fig.1.14. Comparativa cualitativa entre la red eléctrica actual y la futura. Fuente: Global Environment.....	17
Fig. 1.15. Concepto de smartcity como conjuntos intersectados de las áreas de desarrollo (vertical) y las tecnologías necesarias para ello (horizontal). Fuente: Planetic.....	18
Fig. 1.16. Esquema general de un sistema con generadores distribuidos en paralelo conectados a red.....	20
Fig.1.17. Zona de “no-detección” de la isla en función de la frecuencia y la tensión.....	21
Fig. 1.18. Transición entre modos de operación bajo los parámetros de red para la operación grid-connected y el punto de trabajo establecido en modo stand-alone a través del STS. Nótese el control en V/f. Fuente: ERIGRID.....	23

Fig.2.1. Símbolo de transistor BJT (a), MOSFET con diodo dumper (b) e IGBT (c)...	25
Fig.2.2. Representación de los modos de operación de un convertidor monofásico en 4 cuadrantes.....	26
Fig.2.3. Representación de la potencia activa y reactiva de un sistema $I-\phi$ en función de la variación del factor de potencia.....	28
Fig.2.4. Esquema de un inversor en medio puente (izda.) y las señales de los polos y la salida del circuito (dcha.).....	29
Fig.2.5. Esquema de un inversor en puente completo.....	29
Fig.2.6. Señal de control y señal triangular para modulación bipolar (arriba) y tensión a la salida (abajo) del puente completo.....	30
Fig.2.7. Las dos señales de control desfasadas 180° y señal triangular para modulación unipolar (arriba) y tensión a la salida (abajo) del puente completo.....	31
Fig. 2.8. Esquema de un inversor trifásico compuesto de tres medio-puente.....	32
Fig. 2.9. Las tres señales de control desfasadas 120° (en la primera gráfica) y las señales de disparo de los polos para cada uno de los tres ramales del inversor trifásico.....	33
Fig. 2.10. Las tres señales de control, desfasadas 120° junto con la señal triangular para modulación (arriba) y tensión a la salida (abajo) del inversor trifásico.....	33
Fig. 2.11. Clasificación de las técnicas de modulación más utilizadas.....	34
Fig. 2.12. Modulación PWM para un polo de potencia (izda.) y para los 6 polos de un inversor trifásico (dcha.).....	35
Fig. 2.13. Comparación entre la señal de portadora y moduladora donde se observa un comportamiento aproximadamente constante de ésta última frente a la primera.....	36
Fig. 2.14. Zonas de operación de inversor en función de m_a y m_f	37
Fig. 2.15. Representación espacial de los vectores de control SVM.....	39
Fig. 2.16. Diagrama de bloques para el control SVM en un inversor.....	39
Fig.2.17. Proyección del vector genérico \vec{X} sobre el plano π formado por el sistema de referencia $\alpha\beta$ y su descomposición (X_R, X_S, X_T), aplicado a las corrientes, i_a, i_b, i_c sobre el eje de coordenadas $\alpha\beta$ (abajo).....	40
Fig. 2.18. Representación de transformada de Clarke con salida sinusoidal para un sistema trifásico equilibrado.....	43
Fig. 2.19. Representación del vector $\vec{V}(t)$ con velocidad de giro w respecto a los ejes $\alpha\beta$	45
Fig. 2.20. Representación de transformada de Park con salida continua para un sistema trifásico equilibrado.....	46
Fig.2.21. Esquema del sistema de potencia con conexión a red.....	48

Fig.2.22. Inversor conectado a red con controlador lineal PI con entrada en escalón y modulación PWM.....	50
Fig.2.23. Inversor conectado a red con controlador lineal PR con entrada senoidal y modulación PWM.....	50
Fig.2.24. Inversor conectado a red con controlador no lineal de modulación por histéresis.....	50
Fig.2.25. Representación de un sistema controlado con PQ control.....	51
Fig. 2.26. Línea de transmisión de potencia entre dos generadores.....	53
Fig.2.27. Representación del control PQ a partir de frecuencia (izda.) para la potencia activa y tensión (dcha.) para la potencia reactiva.....	55
Fig.2.28. Subsistemas de control y potencia de un inversor trifásico conectado a red gestionado con droop control.....	56
Fig.3.1. Estrategia de control basado en el principio del modelo interno.....	58
Fig.3.2. Sistema de control en lazo abierto sin perturbación.....	58
Fig.3.3. Sistema de control en lazo abierto con perturbación.....	58
Fig.3.4. Sistema de control en lazo cerrado con perturbación.....	59
Fig.3.5. Implementación del sistema para seguimiento de señales tipo escalón, rampa, senoidal, basado en el principio del modelo interno.....	60
Fig.3.6. Circuito equivalente monofásico del subsistema de potencia.....	62
Fig.3.7. Representación de ejes dq con velocidad de giro w (sentido antihorario).....	63
Fig.3.8. Modelo simplificado de pequeña señal para lazo interno de control.....	64
Fig.3.9. Modelo simplificado de pequeña señal para el subsistema de control completo; lazo interno de corriente y externo de tensión.....	66
Fig.3.10. Representación de ejes $\alpha\beta$	67
Fig.3.11. Modelo simplificado de pequeña señal para lazo interno de control.....	69
Fig.3.12. Modelo simplificado de pequeña señal para el subsistema de control completo; lazo interno de corriente y externo de tensión.....	70
Fig.3.13. Sistema del bloque generador/carga en Simulink.....	71
Fig.3.14. Sistema del bloque convertidor+planta en Simulink.....	72
Fig.3.15. Bloque PWM dentro del bloque convertidor+planta en Simulink.....	72
Fig.3.16. Bloque red eléctrica de baja tensión en Simulink.....	73
Fig.3.17. Bloque del controlador lineal con PI en Simulink.....	74

Fig.3.18. Bloque PLL de sincronización en Simulink.....	75
Fig.3.19. Bloque del subsistema de control bajo frecuencia impuesta por la señal de interrupciones de muestreo.....	76
Fig.3.20. Diagrama de bloques para la red eléctrica de baja tensión en Simulink.....	79
Fig.3.21. Bloque del controlador lineal con PR en Simulink.....	80
Fig.3.22. Bloque del controlador PR en Simulink.....	80
Fig.3.23. Modelo simplificado del bloque PLL.....	82
Fig.3.24. Bloque del PLL en Simulink.....	84
Fig.4.1. Bloque de red eléctrica en Simulink con salida de componentes dq de la corriente inyectada.....	87
Fig.4.2. Señales de las componentes d (izda.) y q (dcha.) de la corriente a la salida del inversor (azul) y a la entrada a red (rojo).....	87
Fig.4.3 Señales de las potencias instantáneas activa y reactiva a la salida del inversor (amarillo) y de la red (rojo).....	88
Fig.4.4. Conexión en estrella del sistema trifásico.....	88
Fig.4.5. Parámetros para el bloque de red eléctrica en Simulink.....	89
Fig.4.6. Señales de tensión en el bus de continua para distintos niveles de irradiancia.....	90
Fig.4.7. Señales de corriente inyectada en red para distintos niveles de irradiancia.....	91
Fig.4.8. Ángulo de desfase entre tensión y corriente.....	91
Fig.4.9. Señal de pico de tensión de red y señal de pico normalizada de corriente inyectada a red durante periodo en régimen permanente de 0.070s.....	92
Fig.4.10. Señales para las potencias activas instantáneas inyectadas en red.....	93
Fig.4.11. Señal para la potencias reactiva instantánea inyectada en red.....	94
Fig.4.12. Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_q ref.....	94
Fig.4.13. Señales de corriente inyectada a red para distintos valores de I_q ref.....	95
Fig.4.14. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de frecuencia.....	95
Fig.4.15. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de frecuencia.....	96
Fig.4.16. Potencia reactiva para distintos valores de frecuencia.....	96
Fig.4.17. Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_q ref.....	97

Fig.4.18. Señales de corriente inyectada a red y zoom para el escalón de entrada de I_q ref en $t=0.2s$ para cada uno de los casos.....	98
Fig.4.19. Composición vectorial de corriente con sus componentes dq en el marco de referencia giratorio en representación de la expresión (5.6).....	98
Fig.4.20. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de I_q ref antes y después del escalón de reactiva en $t=0.2s$	99
Fig.4.21. Potencia activa instantánea entregada a red para distintos valores de I_q ref.....	100
Fig.4.22. Potencia reactiva instantánea entregada a red para distintos valores de I_q ref.....	100
Fig.4.23. Relación entre potencia reactiva y ángulo de desfase.....	101
Fig.4.24. Señal de tensión en el bus de continua.....	102
Fig.4.25. Señal para la corriente inyectada/absorbida de la red y zoom en la entrada en escalón en $t=0.2s$	102
Fig.4.26. Tensión de red y corriente demandada (izda.) y corriente normalizada (dcha.) en un periodo de régimen estacionario.....	103
Fig.4.27. Señal para la potencia activa instantánea del sistema.....	104
Fig.4.28. Señal para la potencia reactiva instantánea del sistema.....	104
Fig.4.29. Dependencia de V_{oc} e I_{sc} en función de la temperatura de operación de la célula solar.....	107
Fig.4.30. Error en régimen estacionario de la corriente con regulador PI (izda.) y PR (dcha.) ante señales senoidales trabajando en ejes $\alpha\beta$	109
Fig.4.31. Bloque de red eléctrica con armónicos en Simulink.....	110
Fig.4.32. Componentes $\alpha\beta$ de las corrientes del inversor y de la red.....	111
Fig.4.33. Corriente a la salida del inversor e inyectada en red.....	111
Fig.4.34. Corriente inyectada en red tras diferentes niveles de compensación de armónicos.....	112
Fig.4.35. Señales de tensión en el bus de continua para distintos niveles de irradiancia.....	113
Fig.4.36. Señales de corriente inyectada en red para distintos niveles de irradiancia.....	114
Fig.4.37. Señal de pico de tensión de red y señal de pico normalizada de corriente inyectada a red durante periodo en régimen permanente de $0.04s$	115
Fig.4.38. Señales para las potencias activas instantáneas inyectadas en red.....	117

Fig.4.39. Potencias reactivas instantáneas, en función de la irradiancia, inyectadas en red.....	118
Fig.4.40. Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_q ref.....	118
Fig.4.41. Señales de corriente inyectada en red para distintas frecuencias.....	119
Fig.4.42. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de frecuencia.....	119
Fig.4.43. Potencia instantánea activa bajo distintos valores frecuencia.....	120
Fig.4.44. Potencia instantánea reactiva bajo distintos valores de frecuencia.....	120
Fig.4.45. Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_q ref.....	121
Fig. 4.46. Señales de corriente inyectada en red y zoom en $t=0.2s$ para la entrada en escalón para dos casos de I_q ref.....	122
Fig.4.47. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de I_q ref y zoom en el escalón de reactiva en $t=0.2s$	123
Fig.4.48. Potencia instantánea activa para dos casos de I_q ref.....	124
Fig.4.49. Potencia instantánea reactiva para dos casos de I_q ref.....	125
Fig.4.50. Señal de tensión en el bus de continua.....	126
Fig.4.51. Señal para la corriente inyectada/absorbida de la red.....	126
Fig.4.52. Tensión de red y corriente demandada (izda.) y señales normalizadas (dcha.) estacionarias.....	127
Fig.4.53. Señal para la potencia activa instantánea del sistema.....	128
Fig.4.54. Señal para la potencia reactiva instantánea del sistema.....	128
Fig.4.55. Comparativa del error en régimen permanente con señales senoidales utilizando un controlador PI (arriba) y PR (abajo).....	129
Fig.4.56. Diagrama de Bode para función de transferencia modificada de PR.....	132
Fig.5.1. Generalización para una plataforma RTDS (en este caso general, el controlador y la planta se encuentran en la misma plataforma de simulación).....	133
Fig.5.2. Plataforma de trabajo HIL con controlador real y sistema de la planta simulado en dSPACE.....	134
Fig.5.3. Plataforma para la implementación HIL formada por el simulador en tiempo real de la planta, DS1006+DS5202 EMH, y el controlador DS1104.....	135
Fig.5.4. Bloques SIMULINK para el modelado de la planta en el DS1006+DS5202 EMH.....	139

Fig.5.5. Implementación de la interfaz RTI para la temporización del simulador DS1006+DS5202 EMH.....	140
Fig.5.6. Bloque SIMULINK para el controlador del sistema.....	141
Fig.5.7. Modelo SIMULINK del controlador implementado con reguladores PI.....	142
Fig.5. 6. Modelo SIMULINK del controlador implementado con reguladores PR.....	143
Fig.5.7. Implementación de la interfaz RTI para la temporización del controlador DS1104.....	144
Fig.5.8. Señales para la tensión y corriente obtenidas a la salida con el osciloscopio a partir de la simulación HIL.....	145

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Valores de tensiones referenciadas a neutro o masa en función de los estados de los polos de potencia.....	39
Tabla 4.1. Valores constantes para las simulaciones.....	85
Tabla 4.2. Valores de las condiciones iniciales para las simulaciones.....	86
Tabla 4.3. Tabla comparativa entradas-salidas del sistema implementado con PI.....	106
Tabla 4.4. Tabla comparativa entradas-salidas del sistema implementado con PR.....	130

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

El cambio climático es el gran desafío medioambiental al que nos enfrentamos en la actualidad provocado, entre otros, al exceso de contaminantes como los gases de efecto invernadero (GEI), siendo gran parte de estas emisiones producidas por el sector energético en sus diferentes formas.

La tendencia de las últimas décadas es minimizar estas emisiones con alternativas de generación sostenible de origen renovable. El desarrollo de este nuevo marco energético conlleva nuevos retos de investigación enfocados en el desarrollo de tecnologías capaces de llevar a cabo esta transición.

El aumento anual del número de instalaciones renovables y la previsión en cuanto a política energética a largo plazo implican una rápida adaptación del sistema eléctrico a los nuevos cambios.

El punto de unión entre los generadores y la red de distribución es la interfaz de electrónica de potencia, el inversor trifásico, de este modo, para un nuevo modelo eléctrico en el que se incluya una amplia generación proveniente de energías limpias, se hace obligatorio un control electrónico adecuado del inversor mediante diferentes algoritmos para un correcto funcionamiento del sistema global bajo un factor de potencia, tensión y frecuencia establecidos.

1.2. Marco energético global. Las energías renovables

Si bien es cierto que el efecto invernadero se entiende como un proceso natural y cíclico provocado por factores que van desde los cambios en la actividad solar, la actividad volcánica o la diferencia de salinidad oceánica que viene aconteciendo desde hace millones de años en la tierra con sus consecuencias climáticas, la influencia antropogénica ha supuesto un punto de inflexión en este proceso de manera que, si bien el efecto invernadero es natural, la acción humana implica la aceleración del mismo así como la destrucción masiva de hábitats, flora y fauna con los vertidos contaminantes derivados del desarrollo industrial.

Debido al uso indiscriminado de materias primas convencionales como gas natural, carbón y combustibles fósiles sobre todo a comienzos de la revolución industrial, las emisiones de CO_2 han ido en constante aumento provocando dicho incremento en el desarrollo del efecto invernadero relacionado directamente con el cambio climático.

Como solución paliativa a este problema, las políticas energéticas mundiales abogan por el uso de recursos energéticos que generen independencia económica y disminuyan o eliminen las emisiones de efecto invernadero, esto es, las energías renovables.

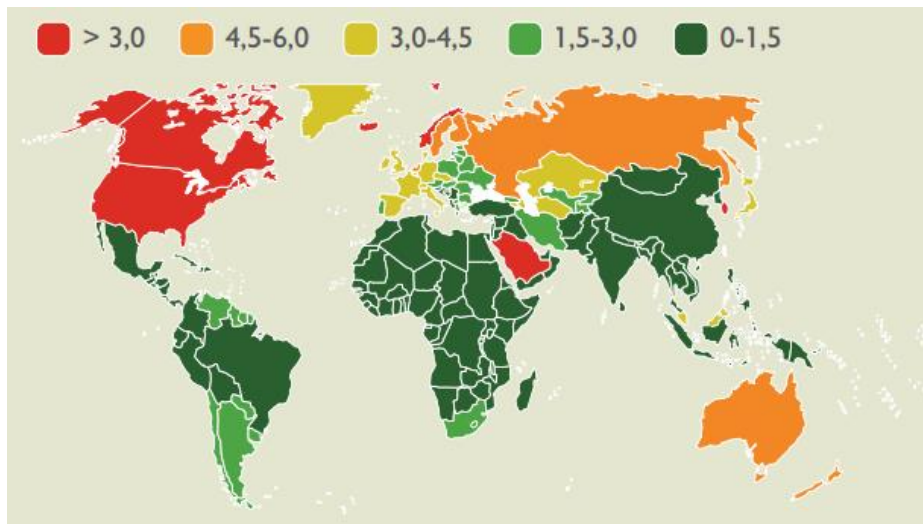


Fig.1.1. Consumo mundial de energía primaria en TEP (toneladas equivalentes de petróleo por persona y per cápita. Fuente: ITC.

Desde hace varias décadas, el planeta se ha hecho eco de este problema haciendo que potencias de gran impacto energético y, por ende, principales emisores de GEI, como EE.UU, China, India o Alemania, se reúnan para llegar a acuerdos que mitiguen el efecto que ellos mismos producen sin reducir el ritmo de desarrollo.

En la década de los setenta, las Naciones Unidas celebrarían la Cumbre de Estocolmo (1972) para la conservación medioambiental mundial donde se marca la necesidad de que cada estado proteja y mejore la calidad de la generación y las emisiones producidas enunciando así el concepto de desarrollo sostenible, esto se traduciría en la creación del programa de Naciones Unidas para el Medio Ambiente.

Con el Convenio de Viena (1985) para la protección de la capa de ozono y el protocolo de Montreal (1987), referente a las sustancias que agotan la capa de ozono, se iniciaría la concienciación política y social referente a la estrecha relación existente entre la generación de residuos contaminantes y GEI como son el CO_2 , el metano y derivados del azufre y el nitrógeno, o los CFCs y la disminución del grosor de la capa de ozono, consiguiendo una acción contra este tipo de perjuicios ambientales.

Tras la Cumbre de Estocolmo se realizaría la Declaración de Río de Janeiro sobre Medioambiente y Desarrollo (1992), de gran impacto social, apoyando el desarrollo sostenible y la causa medioambiental como un compromiso político y un consenso a nivel mundial.

En 1997, se celebra el Protocolo de Kioto donde 187 países ratificarían el acuerdo internacional para la disminución de emisiones de gases de efecto invernadero en un 5% [1], acuerdo del que, EE.UU, uno de los mayores focos de emisión de contaminantes, no participó

Posteriormente, la cumbre de Copenhague (2009) estimaría un límite concreto de margen en las emisiones para la disminución del problema medioambiental teniendo un máximo

de 2°C de aumento de temperatura máxima mundial para evitar la irreversibilidad en la degradación definitiva de hábitats y entornos climáticos [2].

La COP21 de París, ha sido la última conferencia celebrada de Naciones Unidas para el cambio climático.

En ella se han desarrollado varios puntos importantes respecto al control y gestión de las emisiones y se han deducido medidas para contrarrestar el escenario ambiental e industrial actual; el objetivo fundamental es evitar que el incremento máximo de la temperatura media global supere los 2°C de límite respecto a los niveles de temperatura preindustriales invirtiendo esfuerzos para que el calentamiento global actual no supere los 1,5°C mediante la disminución de vertidos y emisiones en términos que se traducen en un equilibrio entre las emisiones y las absorciones de gases de efecto invernadero a medio plazo determinado para 2020 para continuar con políticas ambientales internacionales más rígidas de cara al 2030 [3].

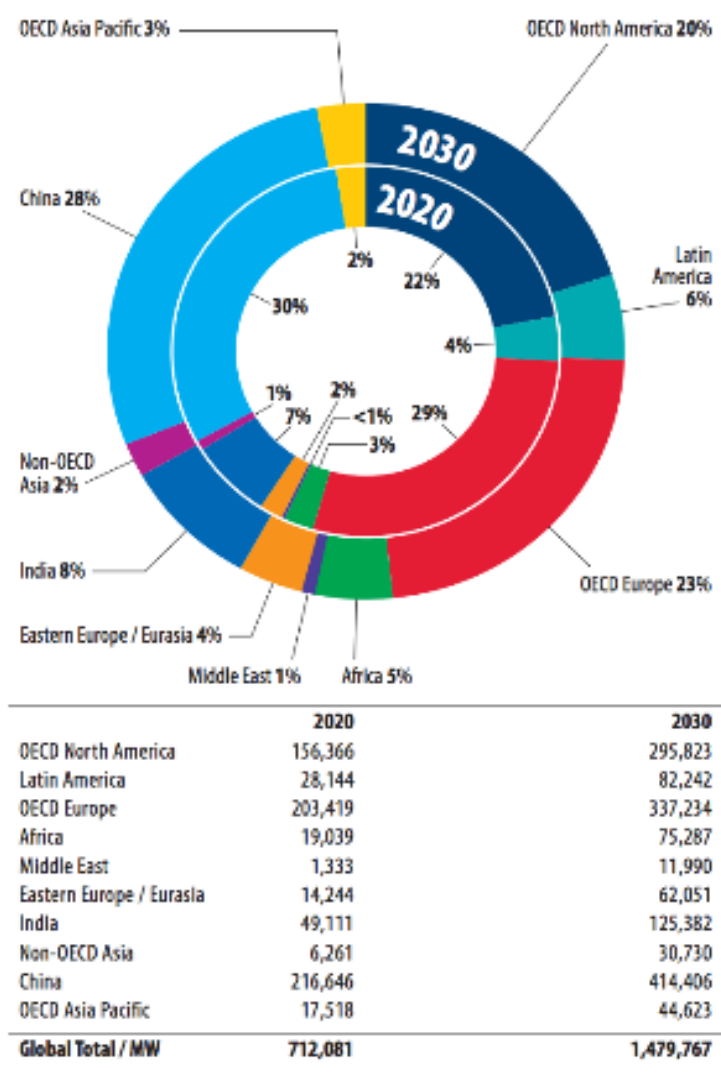


Fig.1.2. Desglose de la predicción energética para 2020 y 2030. Fuente: BE2C2.

El auge de las energías renovables ha sido especialmente relevante para dos fuentes de generación, la eólica y la fotovoltaica, representando alrededor del 77% de las nuevas instalaciones así, en el 2015, las fuentes renovables supusieron el 19,3 % en el consumo mundial de energía y en 2016 continuó el crecimiento en la capacidad de generación añadiéndose instalaciones que sumaron cerca de 161 GW [4].

A finales del 2016, la capacidad de energía renovable instalada en el mundo suplía alrededor del 24,5% de la energía eléctrica con 2017 GW, 921 GW sin incluir la aportación de la energía hidráulica [4].

La transición energética se hace notable ya que puede apreciarse que en 2016, la inversión en generación eléctrica renovable, sin incluir la hidráulica y los biocombustibles, alcanzó los 256000 millones de euros siendo los principales inversores países como China, Brasil, India y Estados Unidos [4].

Así, la capacidad instalada de generación con origen renovable pasó de ser de 1071 GW de potencia en 2014, a 1849 GW en 2015 y 2017GW en 2016. Como se puede apreciar en la figura 1.3, a finales de 2016 había instalados, aproximadamente, unos 487 GW de generación eólica y 303 GW de fotovoltaica [4].

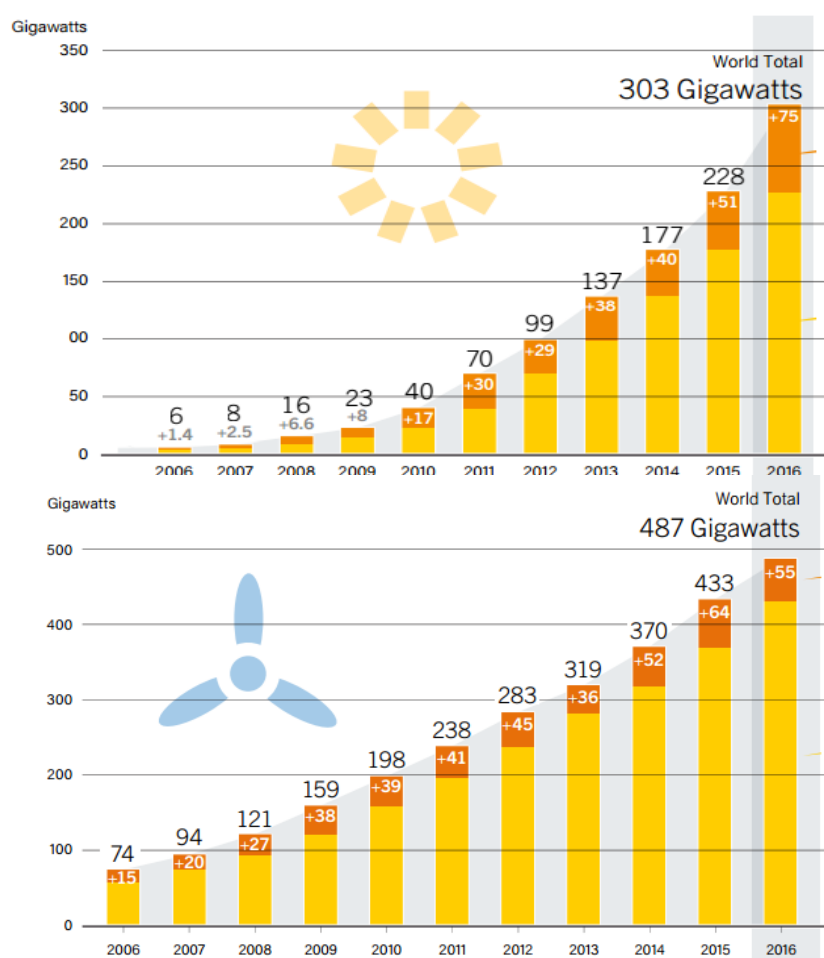


Fig.1.3. Potencia mundial instalada acumulada solar fotovoltaica (arriba) y eólica (abajo). Fuente: Renovables 2016 (REN21).

La lista para las fuentes renovables con más peso en la cobertura de la demanda eléctrica la encabeza la energía hidráulica, seguida de la energía eólica y de biomasa.

Países como Suecia, Letonia, Austria, Finlandia o Dinamarca se posicionan como los países con más cobertura eléctrica generada por renovables teniendo éste último una previsión de un 100% de cobertura de la demanda de origen renovable para 2035.

El recurso renovable a explotar dependerá de la localización y la climatología de donde se quiera hacer la instalación, así, para los países anteriormente citados la energía renovable en alza es la generación eólica, tanto onshore como offshore; por el contrario, para países como Túnez, Marruecos o Arabia Saudí, se invertirá en instalaciones fotovoltaicas y/o solares-térmicas.

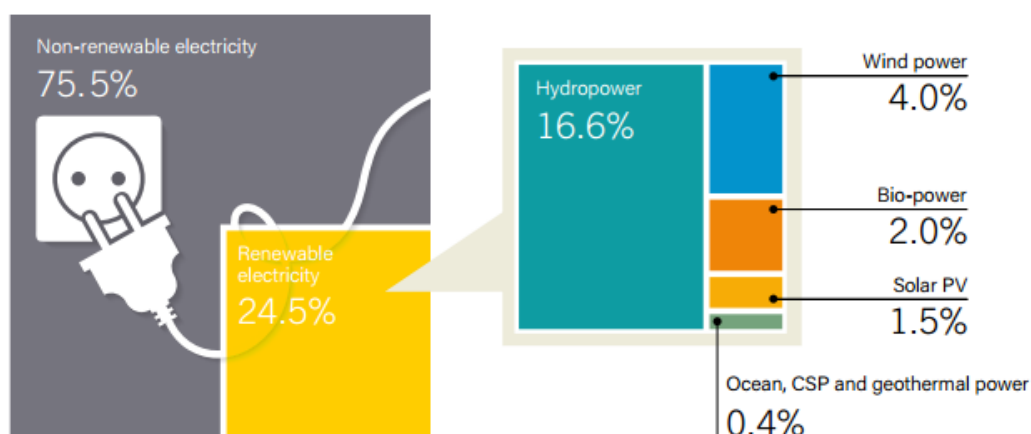


Fig.1.4. Estimación de energía renovable en la producción mundial de electricidad. Fuente: Renovables 2016 (REN21).

1.2.1. Energías renovables en España

España posee un gran potencial en cuanto a recurso renovable se refiere; se está invirtiendo de manera importante en el desarrollo de las energías renovables, su implantación e investigación en campos futuros de generación-consumo interconectados e independientes.

El desarrollo de las energías limpias como fuentes de generación eléctrica en España no fue lo suficientemente relevante hasta mediados de los años 80, donde se contempló el primer marco regulatorio con la Ley 82/1980 sobre la conservación de la energía donde se llamaba al impulso de las energías renovables, al aprovechamiento energético y, por ende, a una mayor independencia energética.

Más tarde, con el Real Decreto 916/85, el gobierno apuesta por una mayor utilización de las renovables mediante la proposición de un procedimiento Tramitación de Concesiones y autorizaciones administrativas referente a aprovechamientos hidroeléctricos.

Cuando España entra a formar parte, en 1985, de la Unión Europea, asume los objetivos energéticos y ambientales que la misma propone.

La política energética está directamente enfocada a la independencia energética para con estados no miembro de la unión europea y principales productores de petróleo y materias primas, de tal manera, se propone una estrategia energética de mercado con una apuesta por las energías limpias como explotación del recurso propio.

En España, el impacto de estas medidas repercute directamente en la acción gubernamental para la inversión en el desarrollo tecnológico y puesta en marcha de proyectos renovables subvencionados por el estado principalmente en la energía hidráulica de baja potencia y la eólica.

Posteriormente, y para seguir manteniendo el auge en las energías limpias, el gobierno propone una serie de subvenciones y primas para las empresas y organismos que se involucren en el desarrollo e instalación.

Según el Plan de Fomento de las Energías Renovables, el objetivo para el año 2010 era la cobertura del 12% de la demanda a partir de fuentes renovables [5].

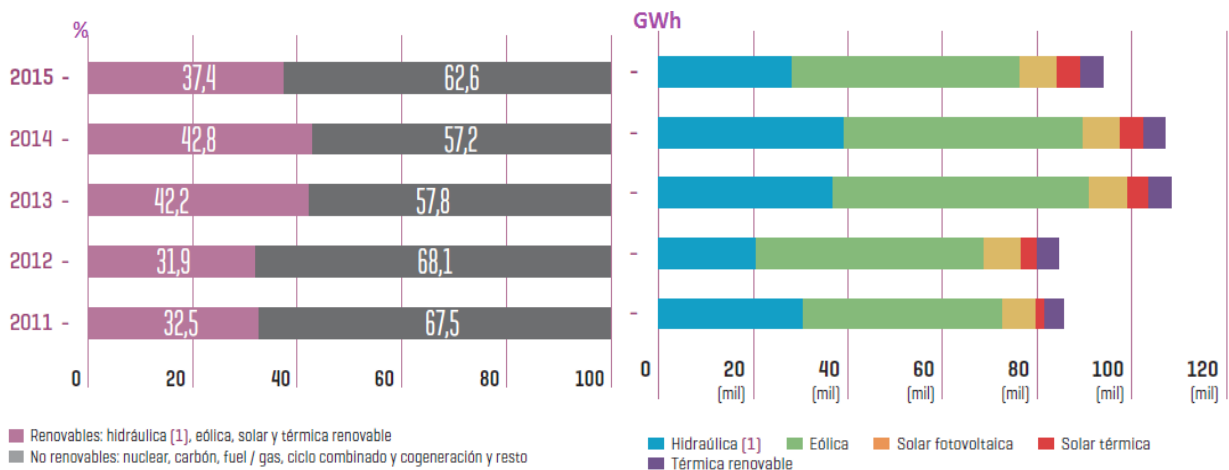


Fig.1.5. Porcentaje de evolución en la generación renovable y no renovable (izda.) y particularizado para la generación renovable (dcha.) en España hasta 2015. Fuente: REE.

El operador del sistema eléctrico nacional, Red Eléctrica de España, REE, publica en su informe de 2015 que la demanda peninsular de energía eléctrica es de alrededor de 248.000 GWh, aproximadamente un 1,8% más que en el año 2014 [6].

Sin embargo, ocurre un descenso en la generación de energía renovable cercano al 5,4% respecto al año anterior. Esta disminución, está directamente relacionada con el aumento de la demanda así como con cambios en la política energética que propone el gobierno, como la eliminación de primas a las renovables y la moratoria a las mismas desde 2012.

De este modo, la Comisión Europea [7] propone revisar las estrategias de gestión de cara al cumplimiento de los objetivos energéticos planteados de llegar al 20% de generación limpia para el año 2020 propuesto en la COP21.

Según esto, para garantizar el cumplir el objetivo se deberían instalar 6´6 MW de potencia renovable, de los cuales, 4´6 MW serían de eólica y 1´37 MW de fotovoltaica [7].

	Sistema peninsular		Sistemas no peninsulares		Total nacional	
	GWh	% 15/14	GWh	% 15/14	GWh	% 15/14
Hidráulica	25.733	-28,2	0	-	25.733	-28,2
Nuclear	56.796	-1,0	-	-	56.796	-1,0
Carbón	54.553	23,8	2.119	-12,3	56.672	21,9
Fuel / gas [2]	-	-	6.891	3,4	6.891	3,4
Ciclo combinado [3]	26.086	18,2	4.131	7,1	30.217	16,6
Consumos generación [4]	-7.087	8,0	-751	-0,5	-7.838	7,1
Hidroeléctrica	-	-	9	-	9	-
Resto hidráulica [5]	5.659	-19,9	4	2,2	5.663	-19,9
Eólica	47.948	-5,3	432	9,1	48.380	-5,2
Solar fotovoltaica	7.861	0,8	402	-0,7	8.264	0,7
Solar térmica	5.158	4,0	-	-	5.158	4,0
Térmica renovable	4.921	4,3	10	-10,1	4.930	4,3
Cogeneración y resto	26.845	4,9	339	16,6	27.183	5,0
Generación neta	254.473	0,4	13.585	2,2	268.057	0,4
Consumos en bombeo	-4.497	-15,6	-	-	-4.497	-15,6
Enlace Península-Baleares [6]	-1.328	2,3	1.328	2,3	0	-
Intercambios internacionales [7]	-467	-86,3	-	-	-467	-86,3
Demanda (b.c.)	248.181	1,9	14.913	2,2	263.094	1,9

Fig.1.6. Balance eléctrico anual 2016. Fuente: REE.

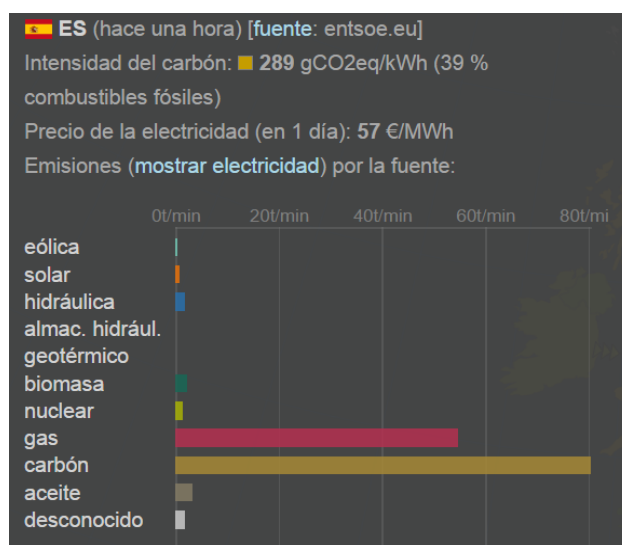


Fig.1.7. Emisiones de CO₂ en función del consumo eléctrico español a tiempo real. Fuente: REE.

La sustitución de los combustibles fósiles por energías renovables supone un impacto evidente en las emisiones de CO₂ como puede verse en la figura 1.7.

1.2.1.1 Energía solar fotovoltaica en España

Ya que en España uno de los recursos naturales de mayor abundancia es la cantidad de horas de luz anual, este trabajo se centrará, de entre las distintas fuentes renovables existentes, en la energía solar fotovoltaica como generación.

De los 50000 MW de potencia fotovoltaica nueva instalada en el mundo en 2015, 49 MW han sido instalados en nuestro país, aun así, y a pesar de que España fue el país con mayor potencia fotovoltaica instalada en el mundo en 2008, con un crecimiento del 500 % (encabezando el ranking mundial) en un año [8] actualmente estamos experimentando el colapso del sector.

Durante los últimos años, España ha estado a la cabeza de las listas de los países con mayor número de instalaciones fotovoltaicas y mayor capacidad instalada de origen solar pero, a partir de 2015 la producción y cobertura eléctrica se han visto reducidas alrededor de un 1.9 % según el informe anual del operador del sistema, REE.

Aunque éste último año haya supuesto un parón en cuanto a la producción fotovoltaica, con un 14.2 %, de acuerdo con el SET Plan y al cambio que se está empezando a llevar a cabo a nivel burocrático, se logrará alcanzar el 20% previsto para el 2020, por lo que, se prevé un aumento sistemático del porcentaje de generación fotovoltaica año tras año [9].

Para conocer la energía que es capaz de producir una instalación fotovoltaica en función de los parámetros de la misma y ser capaz de realizar estudios de eficiencia, funcionamiento y rentabilidad teniendo en cuenta los precios por kWp, se hace imprescindible la parte técnica. Se parte de la cantidad de placas solares instaladas, la potencia pico producida por cada una de ellas, las dimensiones, la orientación respecto al ángulo óptimo, y el tipo de soporte (estático o giratorio a uno o dos ejes), entre otros factores.

Además, para estos estudios se considerarán factores físicos influyentes en el rendimiento de la placa como el comportamiento de la misma ante la temperatura o la presencia de sombras.

El comportamiento de una placa fotovoltaica se extrapola a partir del comportamiento de la célula solar individual el cual se basa en un intercambio de electrones producido por la incidencia de fotones en el material.

A continuación se expone una breve reseña de la física interna responsable del comportamiento de la célula solar a partir de sus parámetros físicos.

- *Modelo equivalente de la célula solar. Concepto y funcionamiento*

Una célula solar es un elemento semiconductor que absorbe la radiación solar y la convierte en energía eléctrica continua producida por el efecto fotoeléctrico relacionado con el gap de energía de dicho semiconductor.

Se parte de un modelo físico estructural del material formado a partir de niveles de energía agrupados en bandas de energía. Según el principio de exclusión de Pauli se conoce que los átomos se agrupan en bandas de energía de mayor a menor energía, es decir, los estados más energéticos serán los pertenecientes a los orbitales electrónicos más ocupados, más ligados al átomo, que conformarán la banda de valencia. Los orbitales con menos nivel de ocupación electrónica se engloban en la banda de conducción. Existen estados prohibidos, estados de energía donde no es posible la existencia de un electrón en estado estable, lo que conformarán el nivel de Fermi o gap de energía del material de estudio.

Para que exista conducción eléctrica, un electrón debe pasar de la banda de valencia a la banda de conducción; este electrón ha de tener la energía suficiente como para sobrepasar el umbral de energía que supone la existencia del gap en los semiconductores como es el caso de una célula solar.

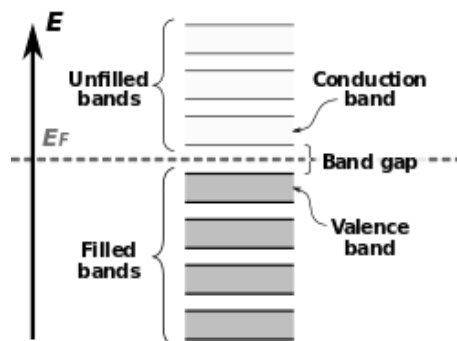


Fig.1.8. Bandas de energía en semiconductor.

Einstein explicó las características del efecto fotoeléctrico de manera que cada fotón absorbido por el semiconductor en forma de energía generará un electrón. Cuando estos electrones libres circulan de una banda a otra producen una corriente eléctrica.

La energía de un fotón se obtiene multiplicando la constante h de Planck por la frecuencia de la radiación electromagnética incidente (1.1) así, para que un electrón de la banda de valencia pase a la banda de conducción, la energía del fotón incidente debe ser igual o superior que el nivel de Fermi del material.

$$E=hf \tag{1.1}$$

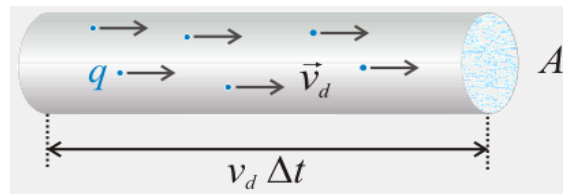
Según el tipo de material, en dependencia de su conductividad eléctrica o estructura atómica, el valor del gap variará de manera importante.

El efecto fotoeléctrico tiene lugar donde pueda producirse además la separación de las cargas fotogeneradas, esto es, la unión p-n de un cristal.

Cuando un material de tipo p (defecto de electrones, huecos) y otro de tipo n (exceso de carga negativa, electrones) se unen, se genera una región llamada zona de carga espacial o zona de deplexión en la cual aparece un campo eléctrico producido por la reordenación de las cargas en movimiento. Estos electrones experimentan una fuerza dada por (1.2):

$$\vec{F} = q\vec{E} \quad (1.2)$$

La velocidad del movimiento de las cargas se denomina velocidad de desplazamiento, v_d . Así por el hilo conductor de sección A circulan n cargas, q , por unidad de volumen, V , de manera que la carga total viene dada por (1.3):



$$Q = q n v_d \Delta t A \quad (1.3)$$

Se obtiene que la intensidad de corriente es directamente proporcional al número de cargas movilizadas como se observa en la expresión (1.4).

$$I = \frac{Q}{\Delta t} = \frac{q n v_d \Delta t A}{\Delta t} = q n v_d A \quad (1.4)$$

La incidencia de un fotón en la región de carga espacial de la unión p-n de un cristal produce, por efecto fotoeléctrico, un par electrón-hueco que es separado por el campo eléctrico existente en dicha región a ambos lados de la unión. Si unos conductores eléctricos a través de una resistencia conectan ambos lados de la unión, existirá una diferencia de potencial por el desequilibrio de cargas y se producirá una corriente eléctrica debida a la tendencia de la recombinación del par e-h.

Para cálculos y modelado de las células solares se hace la aproximación de la misma en un circuito equivalente con componentes eléctricos representativos del comportamiento de la célula como se puede ver en la figura 1.9.

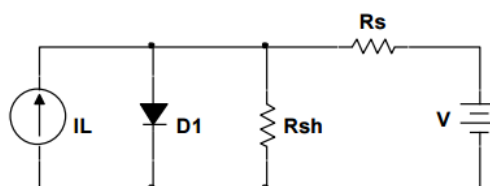


Fig.1.9. Circuito equivalente de la célula solar.

El circuito eléctrico equivalente de una célula solar consta de una fuente de corriente fotogenerada o corriente de iluminación que representa la radiación solar sobre la unión p-n responsable del potencial global de la célula, un diodo que representa la corriente de oscuridad debida a la recombinación de los pares e-h y opuesta al sentido de la corriente de iluminación, una resistencia en paralelo que representa defectos de fabricación en el material, y una resistencia en serie, que representa la resistencia interna del material al flujo de la corriente así como pérdidas en los contactos metálicos para las conexiones entre células.

De esta manera, se desea a la salida la cantidad máxima generada de energía posible por lo que lo se requerirá un valor de resistencia serie que tienda a ser nulo y uno de resistencia en paralelo muy elevado.

Representativamente, la célula solar presenta las curvas de tensión-corriente y la curva de potencia con sus puntos característicos; la corriente de cortocircuito (*Short Circuit*), I_{SC} , el voltaje de circuito abierto (*Open Circuit*), V_{OC} así como el punto de máxima potencia, MPP (*Maximun Power Point*), donde se obtiene, para valores de corriente y tensión determinados, la máxima potencia que se puede extraer de la célula, éste será el punto donde la célula debe trabajar para estar optimizada.

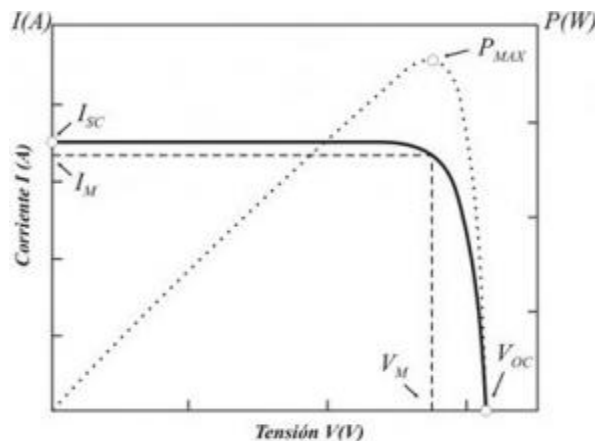


Fig.1.10. Curva característica I-V de una célula fotovoltaica.

El modelo matemático que describe la curva voltaje-corriente en una celda solar, generalmente se describe por medio de la expresión 1.5.

$$I = I_L - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{a}\right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{SH}} \quad (1.5)$$

Suponiendo un comportamiento ideal de la célula y extrapolándolo a las resistencias serie y paralelo, se podría despreciar el último término de la ecuación, quedando de manera simplificada como 1.6.

$$I = I_L - I_o \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{a}\right) - 1 \right] \quad (1.6)$$

Donde I_L es la corriente foto generada, I_0 es la corriente de saturación inversa del diodo, R_S es la resistencia en serie, R_{Sh} es la resistencia en paralelo, V es el voltaje, q es la carga del electrón, y a es un parámetro dado por la expresión $a = kT_c\eta$ siendo k la constante de Boltzman, T_c la temperatura de la celda y η el factor de idealidad el cual depende del semiconductor usado en la celda solar (Si, Ge, etc.).

Así pues, para aplicaciones posteriores en las que sea necesario el modelado de una planta cuyo generador sea un panel o conjunto de paneles, éste generador se representará generalmente como una fuente de corriente controlada por la radiación incidente.

- Clasificación de células solares

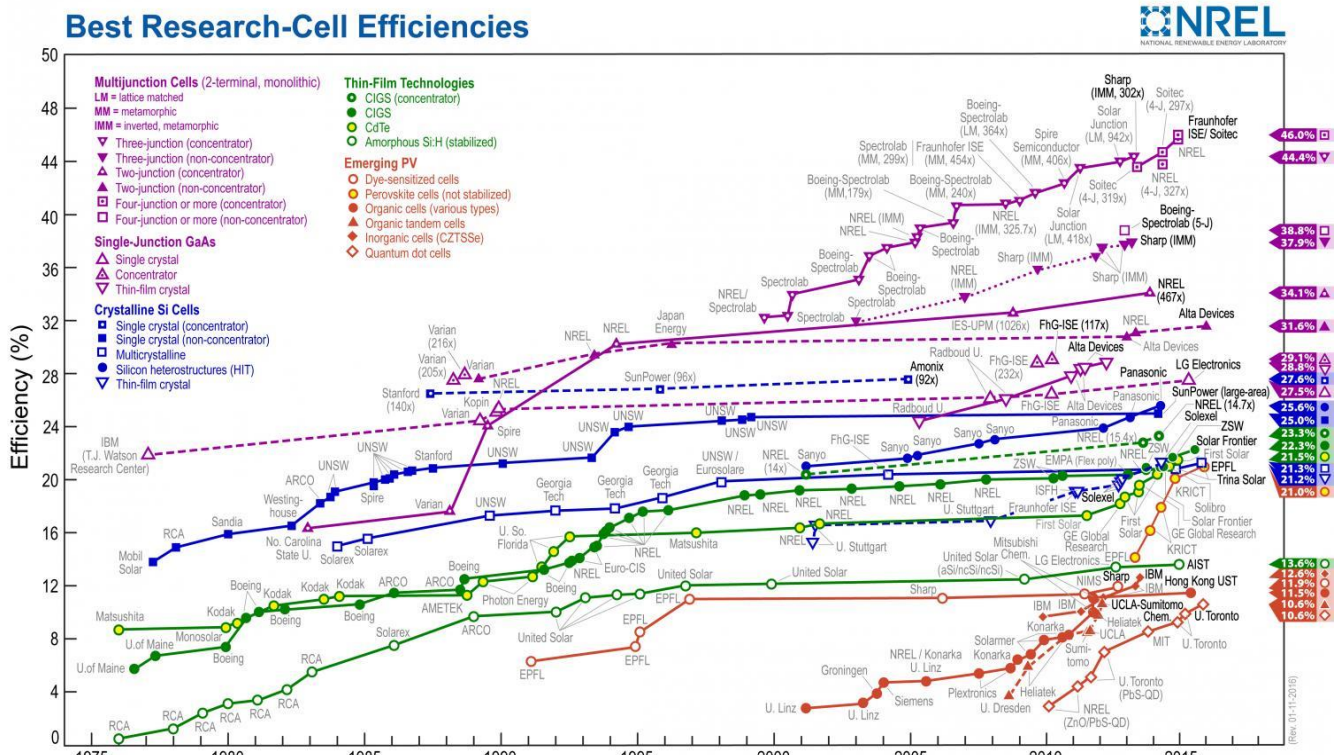


Fig. 1.11. Porcentajes de eficiencia alcanzadas en 2016 para las diferentes células fotovoltaicas bajo condiciones estándar de irradiancia 1000 W/m^2 a una temperatura de trabajo de 25°C . Fuente: NREL.

- Primera generación

Las células de la primera generación fueron las primeras en fabricarse de manera industrial. En la actualidad no permiten avances significativos en la reducción de los costes de producción.

Las células solares de primera generación incluyen principalmente las células de silicio monocristalino y policristalino. Éstas células tienen un rango de eficiencias de entre el

15-20% bajo condiciones estándar, acercándose al límite teórico de aproximadamente 31% [10].

- *Segunda generación*

Aquí se incluyen las tecnologías fotovoltaicas thin films o de capa fina como son las células de telurio de cadmio (CdTe), CIGS (cobre, indio, galio y selenio), silicio amorfo o células orgánicas (poliméricas) fotovoltaicas (OPV).

Las mejoras de esta tecnología comparadas con las de primera generación recaen en la reducción de costes ya que se ha conseguido una mayor eficiencia en proporción a una disminución en los materiales aunque por el momento, la eficiencia de estas células es más baja que las de primera generación, de entre un 10 y un 15% bajo condiciones estándar [10].

- *Tercera generación*

Muchas de las células solares de este tipo se encuentran en fase de experimentación; se persigue mejorar los paneles de láminas delgadas. Algunas de ellas son las células basadas en huecos cuánticos, nanotubos de carbono o nanoestructuras de óxido de titanio con colorante (DSSC).

La eficiencia de estos sistemas también podría ser superior (más del 20%). Sus defensores creen que estas placas podrían empezar a comercializarse sobre 2020 [10].

Estudios recientes se enfocan en paneles solares que aúnan la tecnología de nanopartículas con polímeros para lograr células más eficientes y baratas. La célula constaría de varias capas que la dotarían de una amplia flexibilidad de absorción para el aprovechamiento de un mayor rango del espectro de luz.

Un ejemplo de esta tecnología son las células IMM- α (*Inverter MetaMorphic solar cells*) que pueden ser de triple o cuádruple unión y de alta flexibilidad, un peso menor de la mitad de una célula solar estándar y alta tolerancia a la radiación lo que ha hecho que sean utilizadas en aplicaciones espaciales como vehículos lunares con el sistema SOLAROSA (*Rolled-Out Solar Array*) [11].

La NASA ha utilizado también esta tecnología multiunión en sus misiones a Marte.

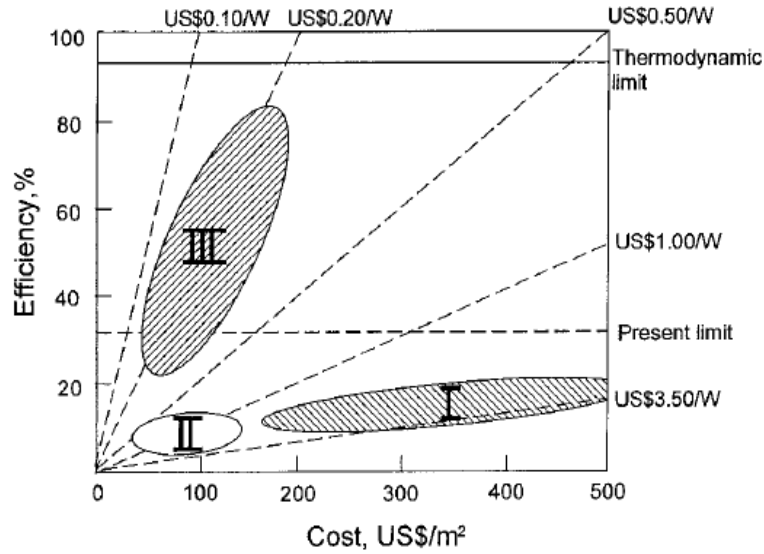


Fig. 1.12. Predicción de eficiencias (máximo teórico) y costes para cada una de las tres generaciones de células fotovoltaicas. Fuente: UNSW Sydney.

- *Clasificación de las instalaciones fotovoltaicas*

Normalmente, la clasificación para las instalaciones fotovoltaicas viene dada en función de la potencia generada.

- Sistemas de baja potencia (1-20 kW)

Se trata de instalaciones pequeñas de carácter utilitario o doméstico. Suelen ser instalaciones de 220 V monofásicas, o trifásico si superan los 5 kW de potencia.

- Sistemas de media potencia (20-100 kW)

Suelen ser instalaciones para el abastecimiento de naves industriales o centros de gran demanda. Este tipo de instalaciones son siempre de 230V y 380V en cuanto a tensión de fase o línea trifásica respectivamente.

- Plantas fotovoltaicas centralizadas (100 kW-10 MW)

Se trata de instalaciones de empresas inversoras en el sector de gran generación de energía que inyectan directamente a la red de distribución. Son las instalaciones más rentables

Partiendo del concepto de pequeño generador renovable como elemento clave para una generación distribuida, este trabajo se centrará en las instalaciones de baja potencia donde se aplicará el reglamento electrotécnico de baja tensión.

1.3. Topología de red

Desde el comienzo de la inclusión de las energías renovables en el panorama energético mundial se han sucedido cambios importantes en cuanto a gestión, abastecimiento, economía y sostenibilidad ambiental.

Si bien, este cambio paulatino de generación de la energía para una mejora futura lleva implícito un cambio en la metodología para la distribución eléctrica y gestión en la red de transporte y distribución.

El hecho de que las renovables estén, poco a poco sustituyendo a las energías convencionales conlleva una serie de mejoras evidentes.

La generación renovable parte de fuentes limpias no contaminantes; recursos naturales como la luz solar, el viento, o la fuerza mareomotriz son explotados en beneficio de una demanda de energía en aumento. El recurso renovable da la posibilidad de generación de manera “in situ” y transporte de la misma energía generada a consumidores cercanos a la misma generación, lo que trae consigo importantes ventajas; la energía perdida en el transporte se verá minimizada siendo la distancia entre la generación y el consumo menor, las necesidades de la demanda serán contabilizadas de una manera más precisa, pudiendo ajustar la generación a dicha necesidad optimizando así el intercambio de energía, además, se trata de una energía más barata y flexible.

Las ventajas del uso de fuentes renovables son claras, pero se ha de puntualizar que la red que se implementa con este tipo de generación difiere en gran medida de la topología convencional existente actualmente.

La disposición de red actual se caracteriza por un flujo de energía claramente unidireccional de manera que la electricidad fluye desde el punto de su generación hacia los distintos consumidores “aguas abajo” a través de las líneas de transportes y pasando por distintas subestaciones que ajustarán, en la medida de lo posible, la calidad y distribución del suministro.

Los problemas asociados con el flujo de energía suponen la necesidad de un cambio en la red en cuanto a la gestión de la calidad y seguridad del servicio. La energía renovable obliga a la gestión de la electricidad de manera descentralizada cuantificando y distribuyendo los flujos de energía bidireccionales de manera más eficiente a través de una automatización en el servicio y un control electrónico robusto del mismo; a este concepto se le conoce como “smartgrid”. La necesidad para el cambio en el abastecimiento y almacenamiento de la energía de cara al futuro, es claro; la generación de la electricidad de una manera distribuida de topología radial bidireccional se impone al obsoleto sistema actual de generación centralizada lineal y unidireccional.

Today's hierarchial power system

Fully realized smart grid

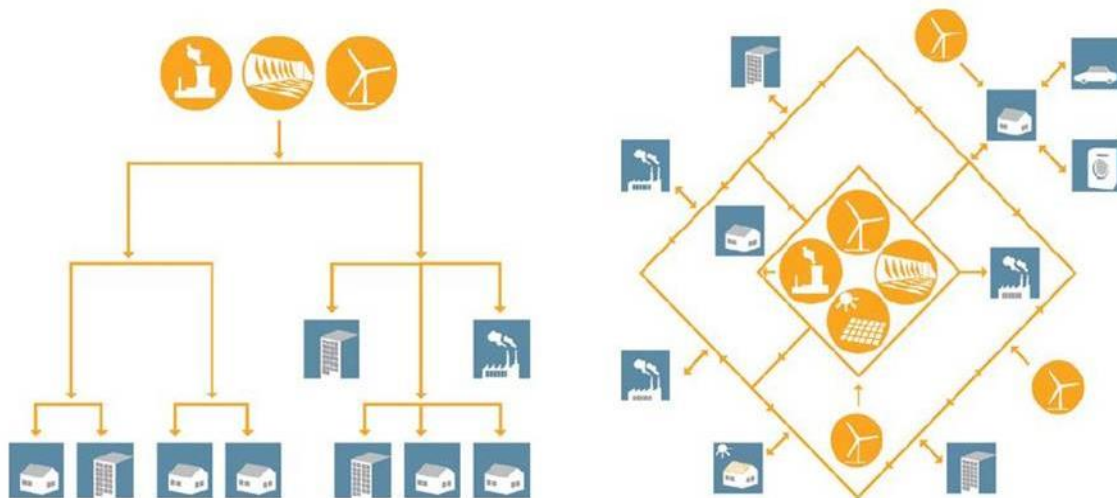


Fig. 1.13. Topología para una red convencional centralizada (izda.) y una red con generación distribuida (dcha.).
Fuente: IJAREEIE.

1.3.1. Smartgrids (redes inteligentes)

Mientras sucede la transición de un modelo energético a otro, el impacto de la penetración de la generación distribuida en el sistema eléctrico actual es notorio.

Durante las últimas décadas y, concretamente, en España, ha aumentado la inversión en energía renovable como fuente alternativa de generación de energía y gran parte de ella bajo régimen especial, regulado por el Real Decreto 436/2004 como pueden ser, entre otras, la eólica y la fotovoltaica.

Las redes de distribución se han planificado con amplios márgenes de funcionamiento, que, junto con el hecho de que los flujos de energía son unidireccionales (de la subestación a los consumidores) implica un modo de operación pasivo ya que no están sometidas a una constante monitorización de las variables de estado de la red (tensión, reactiva, etc.) por lo que dichas redes se gestionan con poca supervisión.

El nuevo modelo energético pretende transformar el sistema actual en un sistema distribuido donde cualquier agente que esté conectado a la red tenga la opción de aportar energía al sistema.

Una de las principales motivaciones para el cambio del modelo energético es el aspecto medioambiental de manera que, en este nuevo modelo sostenible, las energías de origen renovable son un pilar básico, junto con la tecnología de almacenamiento y redes eléctricas inteligentes cuya estructura y desarrollo gestione todas las partes.

Esto confiere al nuevo modelo mejoras relevantes como un aumento de la capacidad energética, una mejora en la eficiencia mediante el control de la tensión y el factor de

potencia en el momento de conectarse a la red, un aumento de la fiabilidad y calidad del suministro, una mayor interoperabilidad y la posibilidad de integración de nuevas tecnologías de generación, entre otras.

Red del siglo XX	Red del siglo XXI
Electromecánica	Digital
Comunicaciones en una dirección (si existen)	Comunicaciones bidireccionales
Construidas para una generación centralizada	Es capaz de integrar generación distribuida
Algunos sensores	Red monitorizada y con sensores
Red "ciega"	Auto monitorizada
Reposición manual	Reposición semi-automática y eventualmente auto recuperación
Propensa a fallos y apagones	Protecciones adaptativas y creación de islas
Comprobación manual de los equipos	Equipos con operación remota
Decisiones de emergencia a través de comisiones y teléfono	Decisiones basadas en sistemas, fiabilidad predictiva
Control limitado sobre flujo de potencia	Total control sobre flujos de potencia
Información sobre el precio de la electricidad limitado	Información total sobre el precio de la electricidad
Consumidores sin apenas elección de suministrador	Consumidores con un amplias posibilidades de elección

Fig.1.14. Comparativa cualitativa entre la red eléctrica actual y la futura. Fuente: Global Environment.

En Europa, se funda en 2005 una plataforma que se enfoca en el desarrollo de una red eléctrica europea basada en smartgrids, a través de la European Electricity Grids Initiative (EEGI); ésta se trata de una propuesta unificada de las redes de transporte y distribución de electricidad para configurar la nueva red que pasa de ser un modelo de demanda pasiva a transformarse en uno de demanda activa, inteligente y controlada a través de tecnologías digitales.

En España, existen diversos tipos de entidades como FutuRed, Fotónica, Planetic, PTE-EE (Plataforma Tecnológica Española de Eficiencia Energética), PTE-HPC (Plataforma Tecnológica Española de Hidrógeno y Pilas de Combustible) o SmartLivingPlant (Plataforma Tecnológica de la Domótica y las Ciudades Inteligentes) dedicadas a la investigación de las características de las redes del futuro.

Las smartgrids se basan en una serie de elementos tecnológicos clave basados en las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TICs):

1. Infraestructura computacional: mayor capacidad computacional y de almacenamiento es demandada debido a la necesidad de gestión eficiente de los datos en la red a tiempo real.
2. Sistemas de gestión y análisis de datos (Big Data): para la interpretación y recogida de carga masiva de datos en la red de gestión.
3. Diseño y desarrollo de aplicaciones software: una mejora y optimización en el software de control hará más fiable y eficiente la red.
4. Redes de comunicaciones: protocolos y estándares para la intercomunicación entre dispositivos con opción al control directo mediante sistemas de visualización.
5. Sistemas de visualización: partir de interfaces SCADA u otros elementos de interacción del usuario con los datos.
6. Internet de las Cosas: para añadir valor a elementos susceptibles de ser conectados dotándolos de un diseño inteligente que les permita interactuar con nosotros u otros dispositivos mediante interfaces [12].

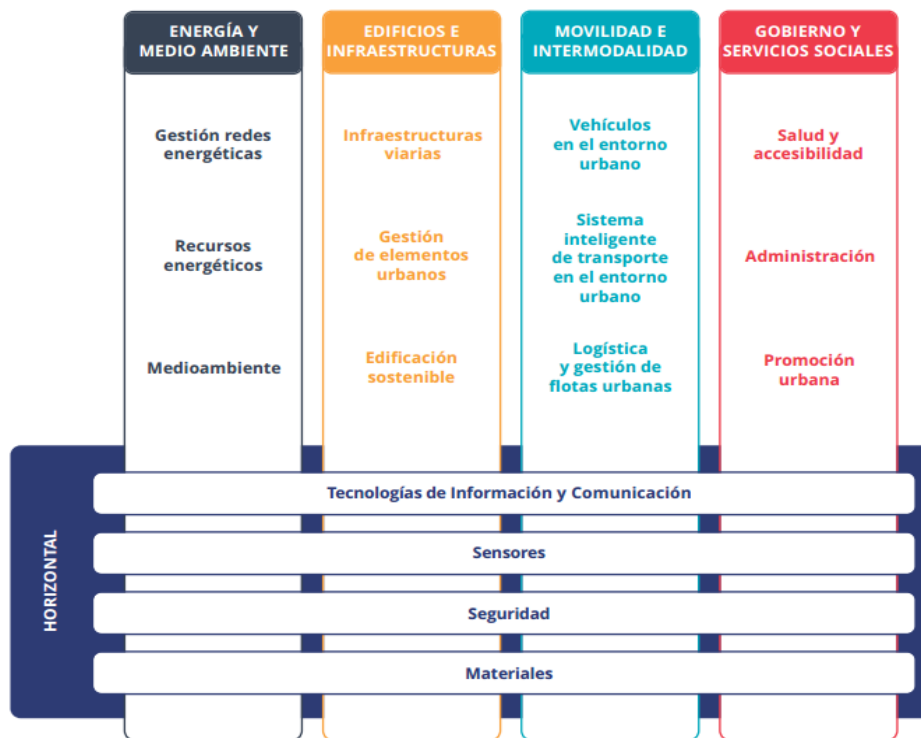


Fig. 1.15. Concepto de smartcity como conjuntos intersectados de las áreas de desarrollo (vertical) y las tecnologías necesarias para ello (horizontal). Fuente: Planetic.

1.3.2. Microgrids (microrredes)

El marco macroscópico de las redes inteligentes, “*smartgrids*” está formado por varios bloques de trabajo y autogestión independiente a bajo nivel que se conocen como “*microgrids*” o microrredes.

Una microrred puede trabajar de forma independiente a la red eléctrica pública, siendo la conexión o desconexión a la red principal un movimiento que se debe realizar bajo supervisión.

Como se ha visto, el desarrollo e implantación de las microrredes se dará de manera progresiva ya que su avance depende intrínsecamente de la inversión y el marco político. Así, la microrred como tal surge debido al aumento del número de pequeños generadores distribuidos conectados al sistema de distribución eléctrico de baja tensión (400-230V).

Estos generadores son sobretodo de carácter renovable y están situados cerca del punto de consumo trabajando con un rango de potencias menores a 10MVA.

La microrred habilita la interconexión de varios generadores distribuidos y cargas cercanas en la que se puede ejercer un control inteligente mediante interfaces en función de los datos sensorizados y digitalizados de la demanda y la producción en tiempo real.

Aunque son numerosos los campos en los que se trabaja actualmente para el desarrollo tecnológico que permitan una conexión sin perjuicios entre red y microred, algunos de los avances e investigaciones más destacados se centran en la regulación eléctrica en los centros de transformación, la supervisión y adaptación de los equipos de alta tensión, la gestión de potencias en las subestaciones de distribución, la protección y la automatización de la red en función de nuevos parámetros y modelos, la gestión digital de datos mediante las telecomunicaciones y en una nueva regulación del mercado eléctrico. Por ende, el desarrollo tecnológico se centra en la integración de computación en las subestaciones bajo la normativa IEC 61850 [13].

Además la automatización para la gestión en la microred se debe realizar en varios aspectos; tanto en los dispositivos como en la subestación más cercana a la que está conectada además del modo de comunicación de los datos en un control centralizado.

Ya que la microred puede actuar de manera tanto conectada como aislada, en control coordinado entre grupos de reconectores, interruptores de rotura de carga y los interruptores de la subestación deben estar perfectamente habilitado y sincronizado para la detección de aislamientos o reconexiones de los generadores conectados a ella para evitar perturbaciones, fallos en la calidad de la onda o situaciones de peligro debido a sobretensión o componente que queden cargados al aislarse.

Si nos centramos en los dispositivos, se está llevando a cabo la implementación de sensores y seccionadores de líneas, con características de conmutación optimizadas que conseguirían mantener el punto de operación estable mediante la adición al dispositivo de reguladores electrónicos adaptados a las salidas del generador y con la red como referencia.

1.3.2.1. Modos de operación

El esquema general de un generador distribuido conectado a red o varios a la vez, es decir, una microred se puede representar como la propuesta de la figura 1.16.

En la microred se tiene, como elemento principal, de interfaz de unión controlada entre la generación y la carga, al inversor trifásico que verterá a la red una señal alterna con magnitud de tensión y frecuencias establecidas intrínsecamente por la misma. Además, el inversor permite realizar el control del flujo de potencia activa y reactiva entregado al sistema dependiendo de las necesidades de la carga.

El bucle de enganche de fase PLL (Phase Locked Loop) es un dispositivo que permite seguir la referencia de frecuencia de la red, es decir, permite que el control se sincronice a la misma frecuencia de la red de distribución, así, el control de corriente controla los polos de potencia del inversor para que la corriente del generador fluya correctamente bajo los criterios de la red hacia el punto común de acople PCC.

A la salida del inversor es necesario incluir un filtro inductivo que permita una mejora en la calidad de la onda senoidal en cuanto a distorsiones armónicas, además de un correcto aislamiento para preservar la seguridad y eliminar interferencias electromagnéticas.

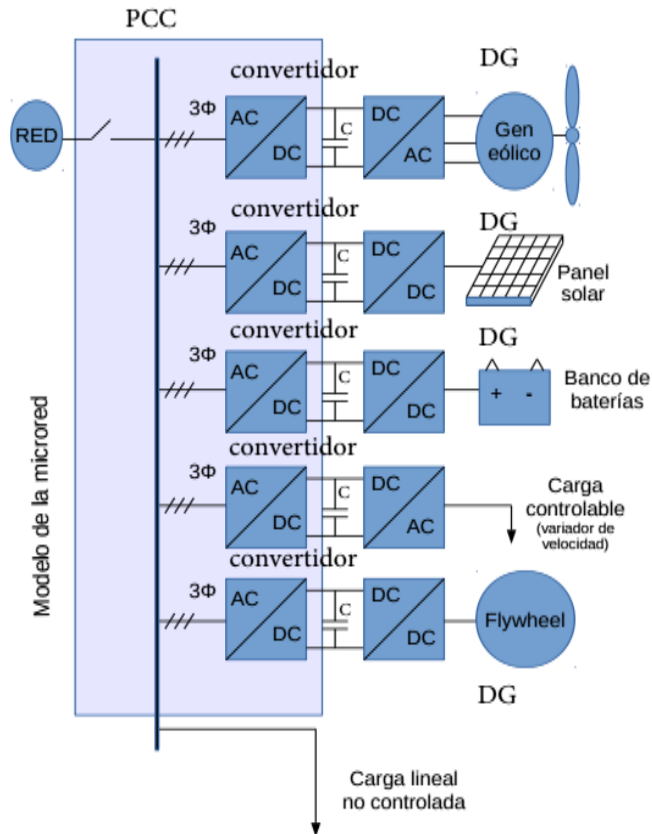


Fig. 1.16. Esquema general de un sistema con generadores distribuidos en paralelo conectados a red.

Vista la dinámica general del comportamiento de la microred se definirán dos modos de actuación en la misma en los que se implicará directamente el tipo de carga conectada al generador:

- Conexión a la red (*grid-connected*)

En este modo de operación existe un intercambio de energía entre el generador y la red, de manera que el convertidor funciona normalmente como fuente de corriente, debiendo ser capaz de mantener el control sobre sus señales de corriente de salida las cuales van a ser inyectadas a red de manera que se mantenga el flujo de potencia activa y reactiva establecido por la normativa, además de una calidad de suministro y estabilidad frente a perturbaciones de obligado cumplimiento. Este modo de operación tiene un amplio campo de desarrollo e investigación que está permitiendo la paulatina integración de los generadores al sistema establecido actualmente.

- Sin conexión a red (*stand-alone/islanding*)

Este modo de operación puede ser provocado por un fallo en el sistema como huecos de tensión o caídas de la red o una causa ajena al mismo como tormentas eléctricas o un mal mantenimiento de las infraestructuras eléctricas.

Se ha visto que un sistema de generación en modo *grid-connected* opera como fuente de corriente respecto a la red eléctrica. Si la red sufre un fallo, el generador

deja de tener las referencias de tensión y frecuencia que la propia red provee, por lo que el sistema *grid-connected* no es capaz de inyectar las corrientes de manera que éstas estén sincronizadas con la red, siendo obligada su desconexión y quedando el sistema en modo aislado (*islanding*).

Si el sistema *grid-connected* está acondicionado para que pueda imponer una tensión y una frecuencia de operación en el momento de falla de la red, no se tiene la obligación de que sea desconectado ya que estaría dando soporte de red con las consignas que el propio generador impone trabajado en modo autónomo (*stand-alone*). Para esto último, se deberá trabajar de manera que se consigan eliminar desbalances y evitando la no sincronización en el momento de la reconexión a la red de distribución además del hecho del peligro existente en la manipulación a nivel de personal o en el propio sistema debido al propio modo de operación ya que el generador va a estar vertiendo energía a una red sin suministro.

Algunos de los problemas que genera trabajar en este modo de operación son los desbalances de potencia ya que, para la regulación de la tensión y frecuencia es conveniente que las cargas sean inferiores o iguales a la potencia del generador; si la carga supera a la generación, debe recurrirse a un esquema de desconexión de carga, “*load shedding*” [14].

La principal problemática reside en la posible reconexión fuera de fase debida a la falta de un correcto proceso de sincronización previo; se pueden producir fallos importantes debido a la presencia de transitorios tanto en el generador como en la red de distribución por sobretensiones no detectadas.

Por todo esto, las compañías distribuidoras trabajan en el desarrollo de tecnologías que detecten el modo de operación en isla de los generadores distribuidos conectados a ella para evitar la demora en su desconexión.

Una de las técnicas usadas se basa en los desbalances de carga-generación; los desbalances entre ambas partes originan variaciones de tensión y frecuencia de manera que el modo isla sería capaz de detectarse de manera eficaz.

Pero, si a pesar de estar trabajando en isla, la carga y la generación está balanceada, el punto de operación cae en la zona ciega del diagrama P-Q conocido como “*non-detection zone*” [15], lo que implica una difícil detección y un retardo importante para la desconexión del generador.

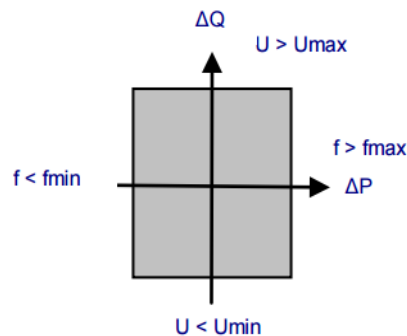


Fig.1.17. Zona de “no-detección” de la isla en función de la frecuencia y la tensión.

El método anterior es un método pasivo de detección, ya que se basan en la observación de determinadas variables del sistema con la consecuente actuación. Los métodos activos de detección, al contrario que los pasivos, introducen anomalías intencionadamente en el circuito y después monitorizan la respuesta para determinar el modo de operación.

Para el caso de generadores fotovoltaicos conectados a la red de baja tensión, es posible que la cantidad de energía generada por el sistema fotovoltaico coincida con la cantidad de energía consumida por las cargas de la red lo que supone que no existe flujo de energía con la red eléctrica, haciendo que sea difícil que, tanto los generadores fotovoltaicos como el propio operador del sistema, detecten la posible desconexión de la red.

Por otro lado, la generación distribuida operando en modo isla de manera prevista, difiere del caso anterior en que éstas se consideran redes autoreguladas, el operador del sistema tiene acceso a los datos y al control de los generadores lo que implica una gestión de la energía.

Un concepto interesante y novedoso que se encuentra en investigación actualmente es el de *Web of Cells* [16]; se trata de un modelo de control descentralizado basado en la observación de variables locales.

Estos controladores locales detectarían la demanda de las cargas a nivel local gestionando la generación de energía hacia las mismas de manera eficiente y precisa y controlando la frecuencia en las cargas dentro de una pequeña área con un número de elementos reducido, existiendo, paralelamente, una estrecha comunicación con intercambio de datos entre todas las “*cells*”.

La transición entre ambos modos de operación debe ser paulatina y controlada, teniendo en cuenta una desconexión lo más rápida posible y una reconexión lenta sincronizando tensión y frecuencia.

En la figura 1.18 se expone la relación entre ambos modos de operación. Para un generador conectad a red y sincronizado con ella, se tienen unos valores de de tensión y frecuencia impuestos por la misma, existiendo un intercambio de energía activa y reactiva entre ambas partes y actuando el generador como fuente de corriente

En el caso de un generador operando en modo isla se tiene que se impone una tensión y frecuencia de trabajo determinadas trabajando en fuente de tensión.

Las protecciones STS (Static Transfer Switch) [17] se activan cuando las partes se encuentran conectadas para asegurar el correcto funcionamiento de las mismas y una desconexión a tiempo ante fallas de la red para evitar el deterioro del generador conectado a ella, esto no es necesario en el generador trabajando aislado.

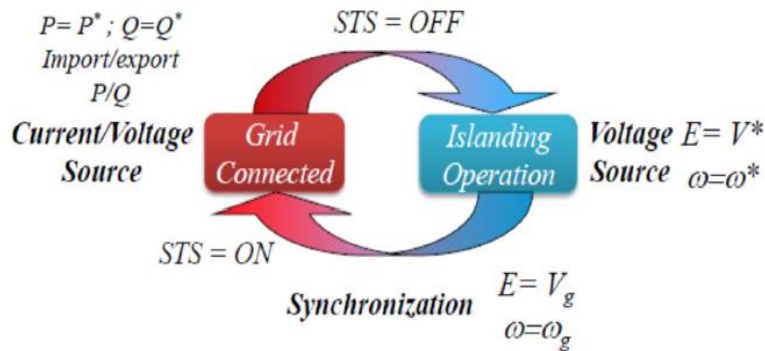


Fig. 1.18. Transición entre modos de operación bajo los parámetros de red para la operación grid-connected y el punto de trabajo establecido en modo stand-alone a través del STS. Nótese el control en V/f. Fuente: ERIGRID.

1.3.3. Nuevos estudios y campos de investigación

Las microrredes son un campo de estudio e innovación flexible y en continuo desarrollo. Existen ya varios proyectos piloto de instalaciones con este tipo de topología de red implantada.

Algunos de ellos, como SmartGridCity en EE.UU, Mannheim en Alemania, Kythnos en Grecia o el parque Bronsberg en Holanda, están funcionando de manera exitosa.

La Comisión Europea posee un organismo de desarrollo tecnológico, el SET-Plan (*Strategic Energy Technology Plan*) para impulsar el desarrollo de tecnologías no contaminantes. El SET-Plan comprende el *SET-Plan Steering Group*, las *European Technology and Innovation Platforms* (ETIP), la *European Energy Research Alliance* (EERA) y el *SET-Plan Information System* (SETIS) [18].

Dentro de las plataformas de desarrollo existen varios programas de investigación en el ámbito de tecnologías sostenibles de recurso eólico (ETIP Wind), fotovoltaico (ETIP PV), biofuel o desarrollo de tecnologías sostenibles para aplicación en energía nuclear.

Uno de estos programas enfocado en las redes inteligentes gestiona grandes proyectos de colaboración entre entidades europeas como con el *European Innovation Partnership on Smart Cities and Communities Marketplace* o la *Smart Networks for Energy Transition*.

En 2007 se llevó a cabo el *Seventh Framework Programme* (FP7/2007-2013), proyecto europeo de colaboración de seis años de investigación que propone un modelo E+ introduciendo la figura del “prosumidor” [19], el consumidor que produce, y que ha conseguido grandes avances gracias a los datos experimentales obtenidos.

Está formado por socios de diversos sectores y países europeos como DNV KEMA *Energy & Sustainability* (Holanda), Vue Sur Mons e IDEA (Bélgica), IBM (España) o centros de investigación como la fundación CIRCE (España), Futuro Cité (Bélgica).

Actualmente, el proyecto europeo en vigor es el *Horizon 2020* [20], con los mismos objetivos de mejora y competitividad en eficiencia energética y desarrollo sostenible a partir de las smartgrid basado en los avances del anterior programa.

En España autoridades públicas como la agencia municipal de la Energía de Málaga con el proyecto Málaga SmartCity, Las Palmas de Gran Canaria con SmartIsland, Madrid con la plataforma MiNT, Valencia con VLCi o Barcelona con Barcelona Smart City, entre otras, se está consiguiendo una progresiva implantación de los sistemas de redes del futuro alcanzando puestos superiores en el ranking mundial de las ciudades inteligentes.

1.4. Objetivos

Este proyecto está enfocado hacia estudio de diversos algoritmos para el control de inversores trifásicos con generación de carácter renovable, energía solar fotovoltaica en este caso, en los que se expondrán distintas técnicas de control las cuales permiten al sistema generador la posibilidad de ser parte de una topología de microrred teniendo en cuenta que ésta comprende sistemas de distribución en baja tensión y fuentes de generación distribuida, así como dispositivos de almacenamiento y que puede trabajar en modo no autónomo (*grid-connected*) como autónomo (*stand-alone*).

Se simularán el comportamiento del convertidor en fuente de tensión, VSC (*Voltage Source Converter*) controlado en fuente de corriente ante situaciones en las que podría encontrarse la red como es la posible presencia de armónicos. Los resultados variarán en función del tipo de implementación aplicada.

La simulación se realizará utilizando la herramienta MATLAB/SIMULINK.

Finalmente, se implementarán distintos controladores en el sistema utilizando una plataforma en tiempo real mediante la técnica "Diseño basado en Modelos" (*Model-Based Design*).

2. CONTROL ELECTRÓNICO PARA CONVERTIDORES DE POTENCIA

En las aplicaciones de origen renovable, muchos de los generadores necesitan una etapa de adaptación de potencia para conectarse a la red, ésta generalmente se trata de un convertidor CC/CA o CA/CA.

Para la implantación de las microrredes como futura topología de red eléctrica global es fundamental el desarrollo de estrategias de control que garanticen el funcionamiento y la gestión de la misma en relación a variables como voltaje y frecuencia para una gestión eficiente en la generación y distribución de la energía además de asegurar la cobertura de la demanda en los puntos de consumo y ser capaz de poder ceder o absorber energía de la propia red sin causar fluctuaciones y variaciones en la estabilidad de la misma.

El objetivo de todo control para un sistema de generación eléctrico, conectado a red en este caso, es la gestión tanto de la calidad de suministro como de la calidad de onda. Con una correcta calidad de suministro se asegurará una continuidad eléctrica con un número de fallas (huecos, sobretensiones, etc.) limitado a un rango estipulado por la legislación así como de las especificaciones técnicas del sistema, por otro lado, con el control de la calidad de la onda se mantendrá un control sobre la corriente en cuanto al comportamiento de la misma frente a altas frecuencias o presencia de armónicos.

De este modo lo que se llevará a cabo será un control en el inversor, éste como elemento de enlace entre el generador y la red, donde se ejecutarán los algoritmos pertinentes para el correcto funcionamiento y sincronización de cada una de las partes.

2.1. Topologías del convertidor de potencia

Suelen distinguirse tres configuraciones principales; con transformador de toma media, *push-pull*, con batería de toma media o medio puente y configuración en puente completo (con modulación bipolar o unipolar). El IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) suele ser el dispositivo más utilizado como conmutador en este tipo de etapas de potencia.

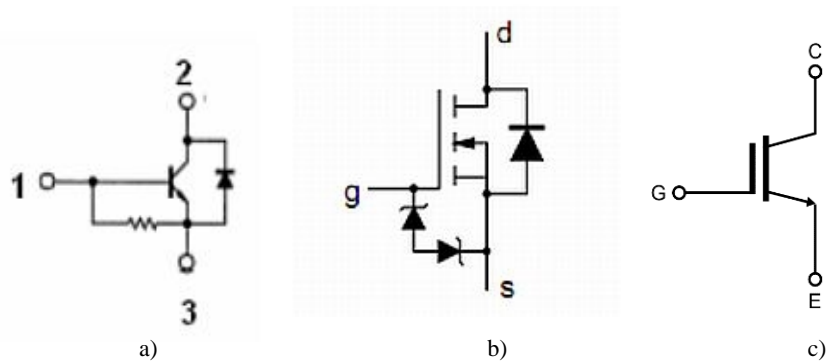


Fig.2.1. Símbolo de transistor BJT (a), MOSFET con diodo dumper (b) e IGBT (c)

El IGBT aúna las ventajas que poseen los transistores BJT (*Bipolar Junction Transistor*) y MOSFET (*Metal-Oxid Semiconductor Field-Effect Transistor*) lo que significa que, por un lado, será controlado por tensión pudiendo trabajar a alta frecuencia de conmutación (menor que la del MOSFET pero mayor que la del BJT) además de tener una alta impedancia de entrada como sucede con los MOSFETs y al tener la salida de conmutación y de conducción con las características de los BJTs, es decir, bajas pérdidas en conducción, estas características hacen que el IGBT sea capaz de trabajar con tensiones y corrientes muy elevadas, es decir, es posible el control de grandes potencias. Al IGBT se le puede incorporar un diodo dumper como en el caso de los MOSFET.

Un aspecto importante de los convertidores de potencia es su capacidad de operación en los cuatro cuadrantes en función de la dirección del flujo de energía que soporten, de manera que puedan ceder o absorber energía comportándose como inversor o rectificador adaptándose al tipo de corriente, atrasada o adelantada, en función de la carga conectada.

Considerando la componente fundamental para la corriente y la tensión se tiene que el convertidor puede comportarse como inversor (2.2.a), al que se le ha conectado una carga inductiva, o rectificador (2.2.b), actuando ahora la fuente continua como carga respecto a la fuente conectada a la salida que toma la función de fuente primaria.

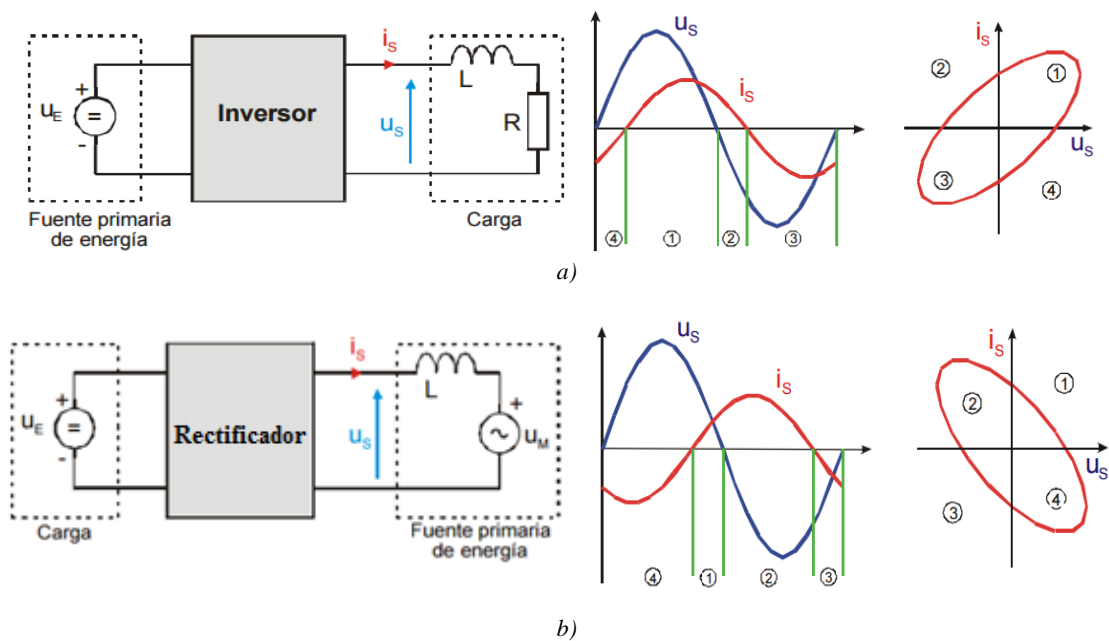


Fig.2.2. Representación de los modos de operación de un convertidor monofásico en 4 cuadrantes.

Los cuadrantes de operación varían en función de las potencias del tipo de convertidor; para los monofásicos, los cuadrantes donde actúan en modo inversor son 1º y 3º donde la potencia es positiva y en modo rectificador en el 2º y 4º donde son negativas.

Para el caso de un convertidor trifásico, se comportará como inversor cuando a potencia activa es positiva, esto es, en los cuadrantes 1° y 4° y como rectificador en el 2° y 3°, como puede verse en la figura anterior.

Las distintas topologías que puede tomar un convertidor dependerán de los parámetros de uso en el sistema así como de un compromiso entre las ventajas de cada una de ellas y la salida deseada.

Es importante diferenciar entre los modos de operación para la posterior regulación de los convertidores en dependencia de si son de naturaleza monofásica o trifásica. Las potencias instantáneas para ambos casos difieren teniendo en cuenta el valor para la tensión (2.1) y corriente (2.2).

$$v(t) = V \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i(t) = I \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.2)$$

- Monofásicos ($1-\phi$)

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (2.3)$$

$$p(t) = V \cdot I \cos(\omega t) \cos(\omega t - \varphi)$$

Teniendo en cuenta la identidad trigonométrica (2.4):

$$\cos(a - b) = \cos(a) \cos(b) + \sin(a) \sin(b) \quad (2.4)$$

Se tiene que la expresión (2.3) queda como se expresa en (2.5).

$$p(t) = V \cdot I \cos(\omega t) [\cos(\omega t) \cos(\varphi) + \sin(\omega t) \sin(\varphi)] \quad (2.5)$$

$$p(t) = V \cdot I \cos^2(\omega t) \cos(\varphi) + V \cdot I \cos(\omega t) \sin(\omega t) \sin(\varphi)$$

$$p(t) = V \cdot I [\cos^2(\omega t) \cos(\varphi) + \cos(\omega t) \sin(\omega t) \sin(\varphi)]$$

La expresión (2.5) puede ser simplificada resultando en la ecuación (2.11) considerando las identidades (2.6), (2.7) y (2.9) y las expresiones obtenidas (2.8) y (2.10).

$$\sin^2 x + \cos^2 x = 1 \quad (2.6)$$

$$\sin^2 x = 1 - \cos^2 x$$

$$\cos 2x = \cos^2 x - \sin^2 x \quad (2.7)$$

$$\cos 2x = \cos^2 x - (1 - \cos^2 x) = 2\cos^2 x - 1$$

$$\cos^2 x = \frac{1}{2}(\cos 2x + 1) \quad (2.8)$$

$$\sin 2x = 2 \sin x \cdot \cos x \quad (2.9)$$

$$\sin x \cdot \cos x = \frac{1}{2} \sin 2x \quad (2.10)$$

$$p(t) = \frac{V \cdot I}{2} [(\cos 2(\omega t) + 1) \cos(\varphi) + \sin(\varphi) \sin 2(\omega t)] \quad (2.11)$$

Obtenida la expresión (2.11) para la potencia instantánea se deduce el valor de la misma en función del ángulo de desfase, directamente relacionado con el factor de potencia:

$$\boxed{\varphi = 0} \rightarrow FP = 1$$

$$p(t) = \frac{V \cdot I}{2} \cos 2(\omega t) + \frac{V \cdot I}{2}$$

Donde el término independiente del ángulo ω se corresponde con la potencia activa (P) y el término coseno con la reactiva (Q) del sistema.

$$\boxed{\varphi = \frac{\pi}{2}} \rightarrow FP = 0$$

$$p(t) = \frac{V \cdot I}{2} \sin 2(\omega t)$$

Al tener dos señales desfasadas 90° se deduce, a partir de la expresión anterior, que sólo existe potencia reactiva (Q).

En la figura 2.3 se representa la potencia activa (P) como el valor medio de la función de la potencia, y la reactiva como la oscilación de la onda (a una frecuencia el doble de las señales de tensión y corriente). Se puede observar cómo al disminuir el factor de potencia, el valor de la potencia activa también disminuye.

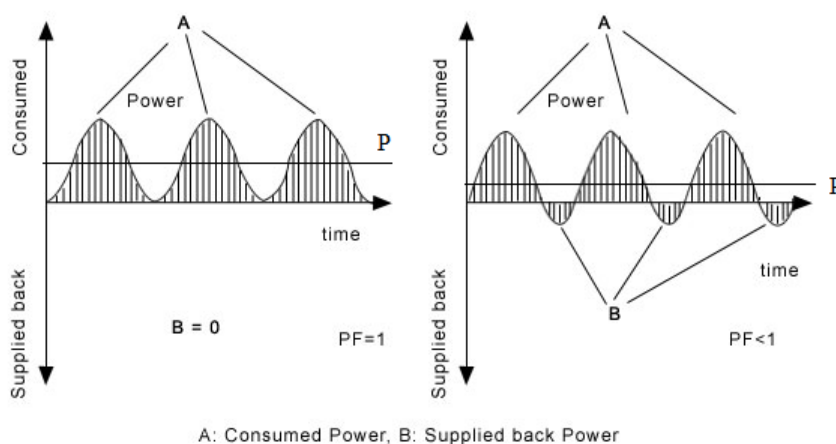


Fig.2.3. Representación de las potencias instantáneas (p) activa (P) y reactiva (Q) de un sistema 1- ϕ en función de la variación del factor de potencia.

- Trifásicos (sistema de referencia dq)

En los sistemas trifásicos se tienen las expresiones generales para la potencia activa y reactiva instantáneas como se muestran en (2.12) y (2.13).

$$p = i_q \cdot U_{ACq} + U_{ACd} \cdot i_d \quad (2.12)$$

$$q = i_d \cdot U_{ACq} - U_{ACd} \cdot i_q \quad (2.13)$$

2.1.1. Medio-puente (*Half-bridge*)

La topología de un convertidor en medio puente se realiza a partir de dos fuentes de tensión iguales dispuestas en serie junto con dos interruptores. Permite obtener a la salida una señal que alternará entre $\frac{V_E}{2}$ y $-\frac{V_E}{2}$.

Se tendrá en cuenta que existen dos estados prohibidos de conmutación tal que nunca conducirán los dos transistores de la misma rama en el mismo intervalo lo que provocaría cortocircuito, así, las señales de disparo serán complementarias.

Además, sopesando que la mayoría de las cargas conectadas a la salida de un inversor no son únicamente resistivas, lineales, sino también inductivas, se debe prever una situación de sobretensión en los transistores que se solventará con la colocación de diodos en antiparalelo.

En este tipo de topología, es una ventaja el terminal medio referido a masa ya que facilita el gobierno de las conmutaciones, aunque, como contra, el hecho de que la tensión media soportada en la carga sea de $\frac{V_E}{2}$, hace que soporten corrientes más elevadas que en el caso de un puente completo.

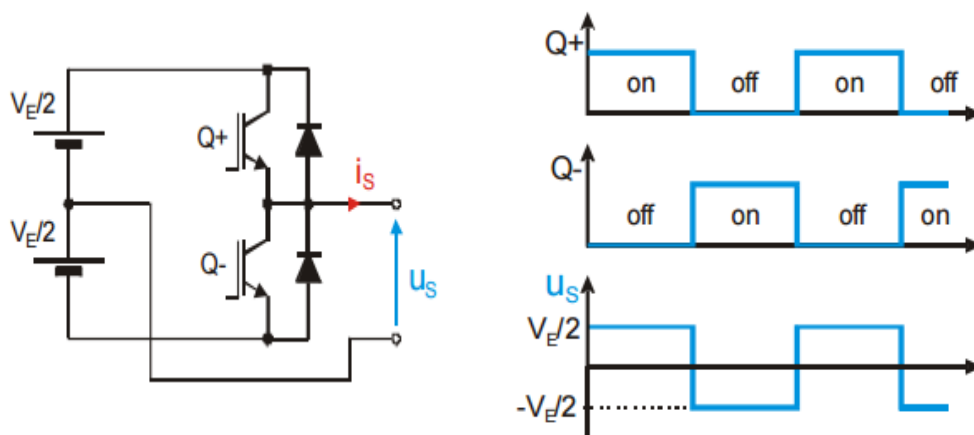


Fig.2.4. Esquema de un inversor en medio puente (izda.) y las señales de los polos y la salida del circuito (dcha.)

2.1.2. Puentes completos (*Full-bridge*)

Compuesto por dos ramales con un par de IGBTs complementarios en cada uno y una fuente de tensión, permite mayor nivel de modulación con más combinaciones de tensión que en el medio puente.

Se tendrá a la salida una señal que alternará entre V_D , 0 y $-V_D$.

Debido a la ausencia de un terminal referenciado a tierra, el control es más complejo comparado con el medio puente, sin embargo, ya que la tensión máxima que soporta la carga es de V_D , para igual potencia, se tienen corrientes más bajas que en medio puente.

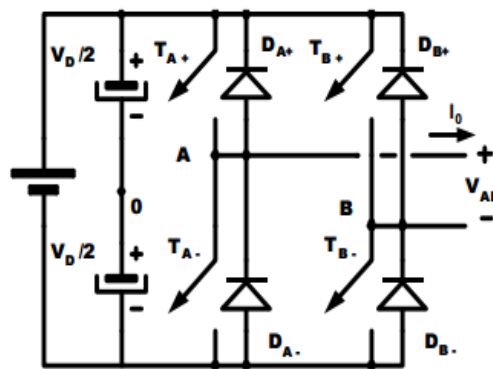


Fig.2.5. Esquema de un inversor en puente completo.

La topología en puente completo puede ser modulada mediante ancho de pulso de manera unipolar o bipolar con la técnica PWM.

- **Conmutación bipolar**

En este tipo de funcionamiento los interruptores del inversor tendrán solamente dos posibles combinaciones; una será cuando T_{A+} y T_{B-} se encuentren conduciendo y sus complementarios abiertos, siendo, en este caso, la tensión $V_{AB}=+V_D$, y en segundo caso, se tiene el caso complementario, es decir, cuando T_{A-} y T_{B+} conducen y sus complementarios se encuentran abiertos; para este caso, la tensión V_{AB} tendrá un valor negativo e igual a V_D .

Para este tipo de modulación, sólo será necesaria una señal de control para el PWM que genera los disparos de los polos de forma cruzada, de manera que se determinan todas las señales de disparo de los cuatro interruptores que forman el inversor en puente completo en función de si la tensión de control supera a la de la triangular, donde se cierran T_{A+} y T_{B-} o si el valor de la tensión de control es inferior al de la triangular, donde se tiene conduciendo T_{A-} y T_{B+} . Una de las desventajas de este tipo de conmutación para el inversor, es la generación de armónicos a la salida del sistema.

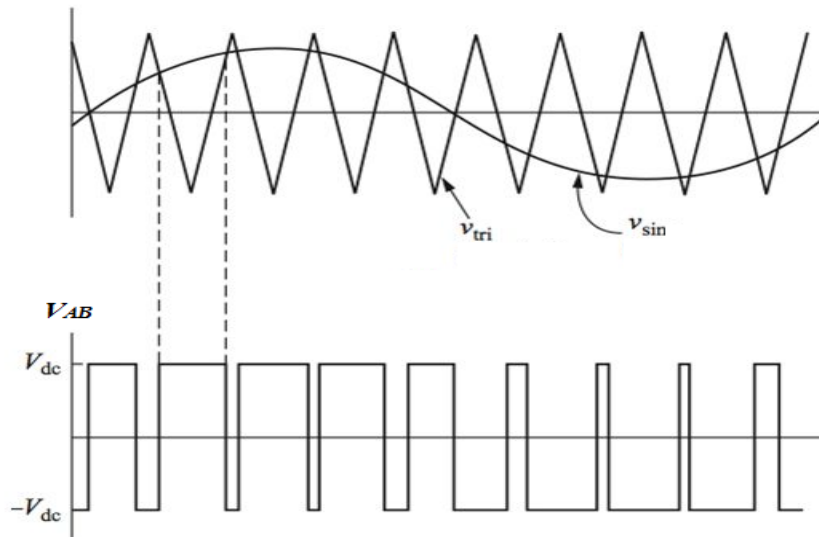


Fig.2.6. Señal de control y señal triangular para modulación bipolar (arriba) y tensión a la salida (abajo) del puente completo.

- **Conmutación unipolar**

En un puente completo con funcionamiento unipolar serán necesarias dos señales de control $sin1$ y $sin2$ que darán lugar a dos tensiones diferentes a la salida de cada semipunto V_{A0} y V_{B0} . La tensión a la salida del inversor V_{AB} será la diferencia entre estas.

Añadir que, la frecuencia de ambas señales de control debe ser igual para obtener una señal a la salida de la misma frecuencia.

Para alcanzar el valor máximo de tensión a la salida debe seleccionarse un desfase o deslizamiento entre las señales de control igual de 180° , es decir, las dos señales de control han de ser complementarias, donde se consigue que el valor de la tensión de pico máxima sea igual a la tensión de pico máxima que podía obtenerse mediante un inversor monofásico bipolar.

El hecho de que exista un paso por cero implica la existencia de una tierra común en el momento en que se está conmutando de manera que, debido a esta deriva a tierra, se pueden generar armónicos hacia el panel fotovoltaico (el generador en este caso).

Así, a pesar de que el contenido armónico global respecto a la conmutación bipolar se mejora, la deriva a tierra es un problema a solventar mediante aislamiento a tierra o separación con transformador, lo que implica un incremento en el coste total de la instalación.

Generalmente, se suele utilizar la conmutación bipolar con transistor para posibles derivas y el correspondiente filtro para eliminación de armónicos a la salida del inversor.

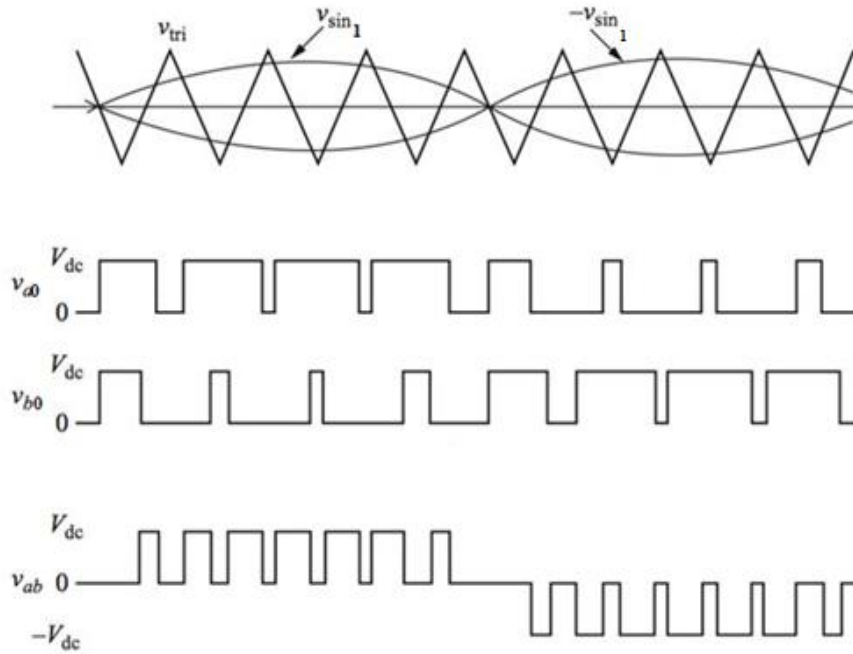


Fig.2.7. Las dos señales de control desfasadas 180° y señal triangular para modulación unipolar (arriba) y tensión a la salida (abajo) del puente completo.

2.1.3. Convertidor trifásico

Este es nuestro caso de estudio; el convertidor se compondrá de tres circuitos monofásicos en medio puente, es decir, tres ramales con un par de conmutadores complementarios en cada uno. A la salida se desea obtener tres señales senoidales equilibradas desfasadas 120° que irán a la red de distribución.

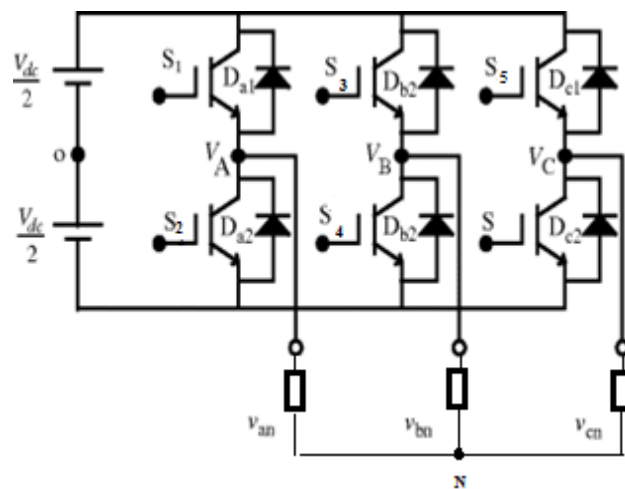


Fig. 2.8. Esquema de un inversor trifásico compuesto de tres medio-puente

Por lo tanto para obtener la secuencia de disparo de los transistores se necesitarán tres señales de control senoidales desfasadas 120° .

Como ejemplo se tiene el esquema de potencia de un inversor trifásico con carga en estrella de la figura 2.8. Se trata de un sistema equilibrado y balanceado de tres hilos por lo que la suma de las corrientes de línea en el neutro es nula al igual que sucede con la suma de las tensiones de fase.

Partiendo de las expresiones anteriores se puede plantear un control vectorial de tensiones aplicando la transformación de Park y obteniendo el vector V_k de los valores de las tensiones de cada rama respecto al neutro y respecto a masa.

Una ventaja importante de esta topología es que los armónicos múltiplos de 3 se eliminan gracias al desfase existente entre las señales de control.

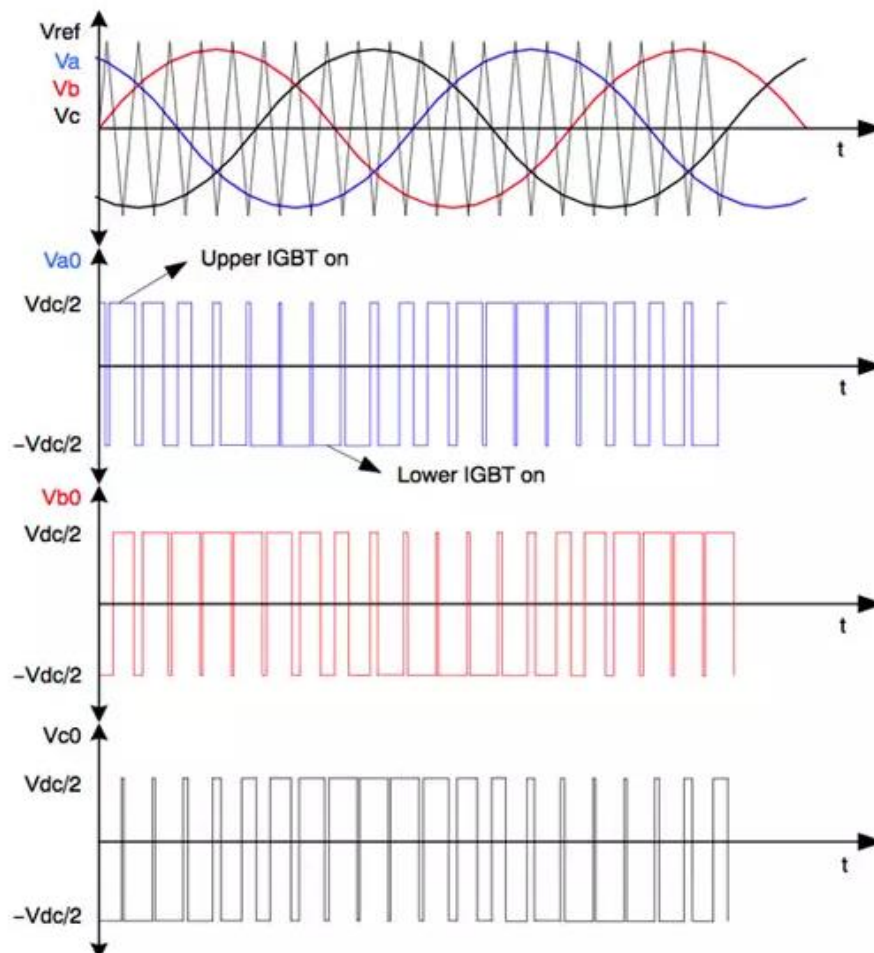


Fig. 2.9. Las tres señales de control desfasadas 120° (en la primera gráfica) y las señales de disparo de los polos para cada uno de los tres ramales del inversor trifásico.

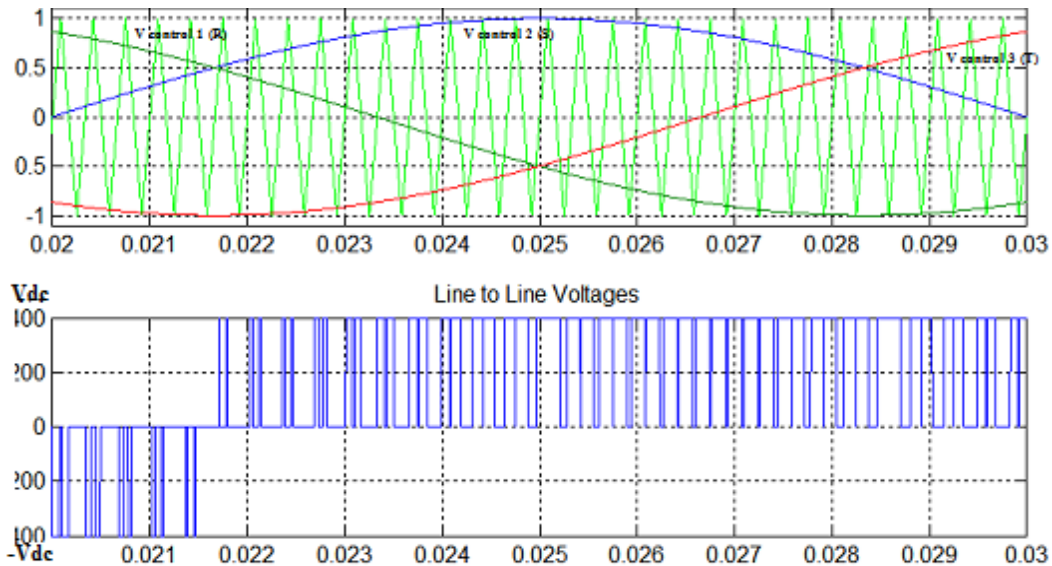


Fig. 2.10. Las tres señales de control desfasadas 120° junto con la señal triangular para modulación (arriba) y tensión a la salida (abajo) del inversor trifásico.

El inversor trifásico dispondrá de dos condensadores C_{link} separados por la conexión a una tierra virtual (“0”) con el fin de obtener un potencial de $V_{DC}/2$ en cada uno de los condensadores, además éstos ayudarán a la estabilidad de la tensión de continua.

Esta topología permite controlar la corriente inyectada a red además de que es capaz de compensar desequilibrios en sistemas trifásicos de cuatro hilos (con neutro) ya que soluciona la limitación sobre corrientes de neutro que se tiene para una estructura de un único condensador sin toma.

Con la toma media se puede compensar corrientes de secuencia cero que pueden generar en el sistema las cargas monofásicas que tiene conectadas las cuales necesitan conectarse a una fase y al neutro.

2.2. Estrategias de modulación para el control de polos de potencia en un convertidor trifásico

Los objetivos principales de las estrategias de conmutación utilizadas en los convertidores para la conversión CC/CA son principalmente, entre otras, la regulación de la amplitud y la frecuencia de la señal a la salida así como la eliminación o máxima atenuación de los armónicos de la misma todo ello en función de los valores que se obtiene de la red eléctrica, para el caso de un generador conectado a ella.

Dado que el sistema que se propone va a trabajar a frecuencia de conmutación elevada, gracias a la implementación de un control digital que se verá en capítulos posteriores, se presentará el desarrollo de algunas de las técnicas de modulación relacionadas con la misma; el PWM (Pulse Width Modulation) senoidal y la modulación vectorial SVM (Space Vector Modulation).

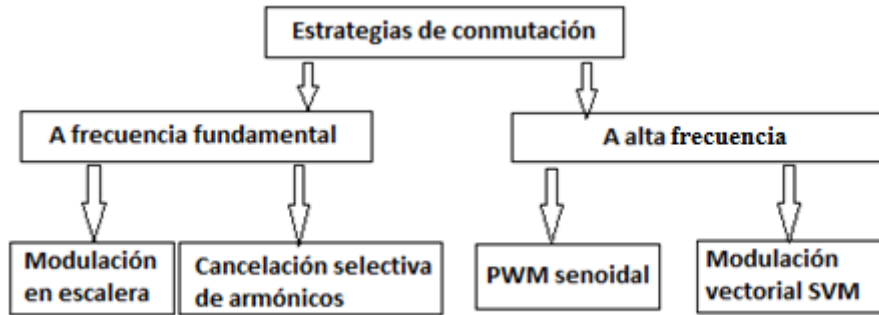


Fig. 2.11. Clasificación de las técnicas de modulación más utilizadas

2.2.1. Control PWM. Modulación senoidal-triangular

En sistemas con necesidad de un control en los inversores, uno de los métodos más utilizados es el control mediante modulación por ancho de pulso o PWM.

La existencia del inversor implica que la entrada en continua debe ser transformada a una salida sinusoidal o viceversa en función de la dirección del flujo de energía, con magnitud y frecuencia controlables de manera que éstas se adapten a una magnitud y frecuencia impuestas como consigna a partir de la red, como se necesita para el caso que se propone.

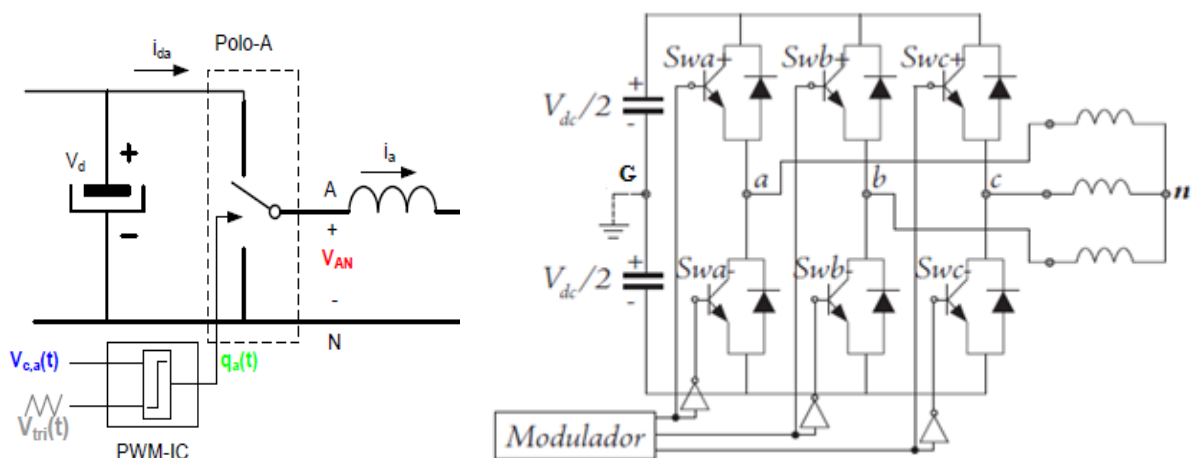


Fig. 2.12. Modulación PWM para un polo de potencia (izda.) y para los 6 polos de un inversor trifásico (dcha.)

Con el objetivo de producir una forma de onda sinusoidal a la salida con una frecuencia determinada, se va a comparar una señal de control sinusoidal a dicha frecuencia, la señal moduladora, $m(t)$, con una señal triangular, la señal portadora, $c(t)$, de alta frecuencia, de manera que se consiga poder modificar los pulsos para las conmutaciones en los IGBTs en función de la demanda del sistema en cuanto a la señal que el mismo vierte a la red.

La modulación PWM ha sido presentada anteriormente con los distintos tipos de topologías de convertidores.

Ya que el proceso de transformación de una señal continua a una alterna, o alterna a continua, depende directamente de la apertura y el cierre de los transistores de potencia del inversor, es decir, de cada polo de potencia individualmente, el control que se aplica modulará cada tiempo de conmutación de los mismos.

La señal de disparo y los anchos de pulso para las conmutaciones de los IGBTs vendrá impuesta por la señal moduladora. La señal triangular fija la frecuencia de conmutación y se considera constante, como puede verse en la figura 2.13, ya que la frecuencia de la misma es muy superior a la de la señal de control, así, la tensión de control es prácticamente constante durante un periodo de la señal triangular (T_t).

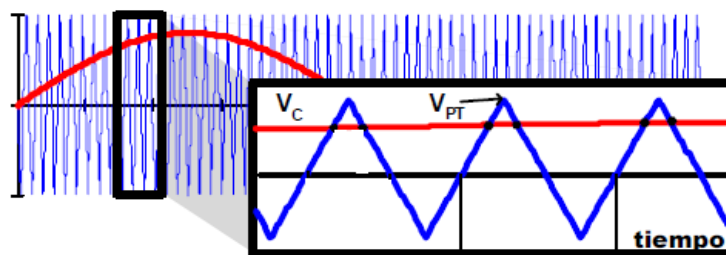


Fig. 2.13. Comparación entre la señal de portadora y moduladora donde se observa un comportamiento aproximadamente constante de ésta última frente a la primera.

Comparando ambas señales y aplicando a una de las ramas, cuando la tensión de control sea mayor que la tensión de la triangular conmutará el IGBT superior (tensión positiva), de igual forma cuando la tensión triangular supere a la de control se cerrará el interruptor inferior (tensión negativa). Dada la disposición de los interruptores éstos conmutarán complementariamente.

Como ejemplo, para obtener una tensión de salida senoidal en un convertidor de puente completo de modulación bipolar, deberemos variar la tensión $V_{control}$, también senoidal de forma que la expresión (2.14) para la misma vendrá dada como;

$$V_{control} = V_{P\ control} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.14)$$

Con la elección de la señal de control, la componente fundamental de la tensión de salida podrá ser controlada directamente mediante la manipulación de dicha señal de control.

$$(V_{AB})_1 = \frac{V_{P\ Control}}{V_{P\ Triangular}} V_{DC} \quad (2.15)$$

La amplitud de la componente fundamental depende del índice de modulación en amplitud y es proporcional al mismo para índices de modulación menores o iguales a la unidad de manera que modificando el índice de modulación de amplitud, m_a , se puede modificar la tensión a la salida del inversor. El índice de modulación de amplitud (2.16) viene dado por la relación entre la señal de control y la triangular, tal que:

$$m_a = \frac{V_{P\ Control}}{V_{P\ Triangular}} \quad (2.16)$$

De manera que la componente fundamental de la tensión de fase dependerá directamente de m_a (2.17).

$$(V_{AB})_1 = m_a \cdot V_{DC} \quad (2.17)$$

Cuando el índice de modulación es igual o superior a la unidad, se tendrán sistemas sobremodulados lo que implica que existirán regiones en las que se eliminará el tren de pulsos de control ya que deja de ser lineal la relación entre la tensión y el índice de modulación, por lo que es necesario que la señal de control tenga una amplitud menor que la triangular para poder aplicar el PWM correctamente al sistema.

Al igual que existe una relación entre la amplitud de las señales portadora y moduladora, también ocurre con sus frecuencias; el índice de modulación en frecuencia, m_f (2.18), debe ser un número entero impar tal que la forma de onda de la tensión de salida solo contenga armónicos impares facilitando así el filtrado posterior.

$$m_f = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{control}}} \quad (2.18)$$

Para valores de m_f menores a 21 se tendrán inversores poco modulados y mayores a 21, muy modulados.

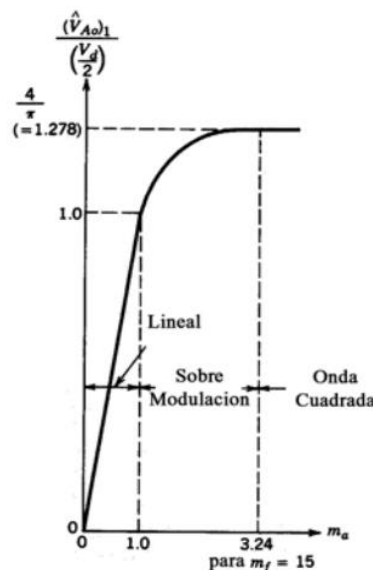


Fig. 2.14. Zonas de operación de inversor en función de m_a y m_f .

El PWM genera armónicos de alta frecuencia producidos por la misma frecuencia de conmutación, f_s , como múltiplos de la misma, siendo éstos eliminados a la salida con un filtro pasabajo, así una alta frecuencia de conmutación facilita la optimización de la calidad de la señal pero trae como desventaja un aumento proporcional de las pérdidas por conmutación [21].

2.2.2. Control SVPWM (Space Vector PWM)

El control SVM es una variante digital del control PWM a partir de la cual se obtienen directamente las señales de pulsos de conmutación. La idoneidad en cuanto a su uso en procesadores digitales ha provocado que sea ampliamente utilizado en aplicaciones de electrónica de potencia [22].

El principio de esta técnica de control consiste en la consideración del voltaje senoidal como un vector rotatorio o fasor de amplitud y frecuencia constante, u_s (2.19), transformando el voltaje desde el plano abc al plano de referencia estacionaria dq, a partir de la transformación de Park.

$$u_s = u_s e^{j\theta} . \quad (2.19)$$

Un vector trifásico de tensión es transformado en un vector en el marco estacionario dq el cual representa el vector espacial procedente de la suma de las tres tensiones trifásicas. Partiendo del hecho de que los interruptores debe ser conmutados de manera complementaria, en un inversor trifásico se tendrán 2^3 estados posibles, es decir, el vector de salida vendrá dado por la composición de 8 vectores.

Cada uno de los transistores estará referenciado a uno de los estados del SVM de manera que se tendrán seis estados (transistores) asignados a seis vectores no nulos, activos, existirán pues dos vectores nulos que se corresponden a estados no posibles de conmutación; cortocircuito y circuito abierto (111, 000) por lo que se deduce que estos estados nulos no ejercen acciones de control en el sistema.

Para determinar los estados de los seis polos, es suficiente con conocer el estado de cada uno polos superiores de cada rama, es decir, los tres interruptores superiores, ya que el comportamiento de los inferiores va a ser complementario a ellos.

A diferencia del PWM, en el SVM no existen señales moduladoras independientes para cada una de las fases del inversor sino que la referencia del fasor de tensión de salida es muestreada a una frecuencia fija preferiblemente igual al periodo de conmutación del propio inversor [22], después se calcula la posición del mismo y los tiempos necesarios para cada uno de los vectores.

El hecho de que la frecuencia de muestreo coincida con la frecuencia de conmutación implica que el vector de referencia se aplicará a la salida del inversor durante el periodo de conmutación siguiente al instante en que se realizó el muestreo, lo que significa que el sistema tendrá un retardo en la respuesta.

Esto se podría mejorar aumentando la frecuencia de muestreo respecto de la de conmutación aunque, por otra parte, generaría más pérdidas y armónicos.

Teniendo en cuenta que se trabaja con un inversor trifásico con carga balanceada y equilibrada se tiene que la suma de las tensiones de fase es nula (2.20) y, dado que las tensiones de secuencia cero u homopolar poseen igual amplitud instantánea en cada una de las fases, las tensiones compuestas homopolares también son nulas, así, la componente de secuencia cero de una terna de tensiones compuestas se puede expresar como (2.21).

$$v_{uN} + v_{vN} + v_{wN} = 0 \quad (2.20)$$

$$v_{GN} = -\frac{1}{3}(v_{uG} + v_{vG} + v_{wG}) \quad (2.21)$$

S ₅	S ₃	S ₁	v _{uG}	v _{vG}	v _{wG}	u _{uN}	u _{vN}	u _{wN}	V _k
0	0	0	-V _{cc} /2	-V _{cc} /2	-V _{cc} /2	0	0	0	V ₀
0	0	1	V _{cc} /2	-V _{cc} /2	-V _{cc} /2	2V _{cc} /3	-V _{cc} /3	-V _{cc} /3	V ₁
0	1	0	-V _{cc} /2	V _{cc} /2	-V _{cc} /2	-V _{cc} /3	2V _{cc} /3	-V _{cc} /3	V ₂
0	1	1	V _{cc} /2	V _{cc} /2	-V _{cc} /2	V _{cc} /3	V _{cc} /3	-2V _{cc} /3	V ₃
1	0	0	-V _{cc} /2	-V _{cc} /2	V _{cc} /2	-V _{cc} /3	-V _{cc} /3	2V _{cc} /3	V ₄
1	0	1	V _{cc} /2	-V _{cc} /2	V _{cc} /2	V _{cc} /3	-2V _{cc} /3	V _{cc} /3	V ₅
1	1	0	-V _{cc} /2	V _{cc} /2	V _{cc} /2	-2V _{cc} /3	V _{cc} /3	V _{cc} /3	V ₆
1	1	1	V _{cc} /2	V _{cc} /2	V _{cc} /2	0	0	0	V ₇

Tabla 2.1. Valores de tensiones referenciadas a neutro o masa en función de los estados de los polos de potencia.

Se tiene entonces que los valores de las tensión, V_{cc} , referenciadas a tierra y a neutro para cada una de las ramas del inversor trifásico en función de las combinaciones de los polos son las que se exponen como aparecen en la tabla anterior.

La representación de las componentes del vector V_k en el plano espacial se pueden observar en la figura 2.15, creando un espacio vectorial dividido en seis regiones con un ángulo de 60° cada una. En la figura 2.16 se representa el diagrama de bloques implementando al sistema de control por modulación SVM.

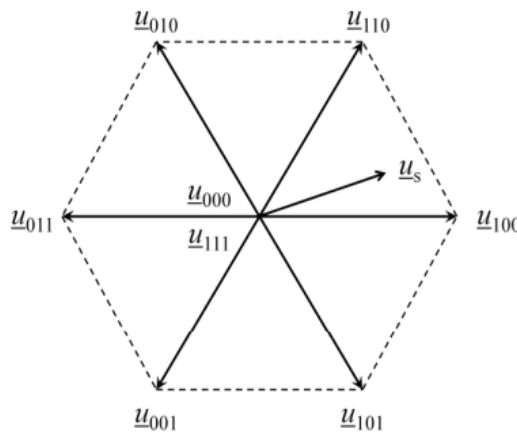


Fig. 2.15. Representación espacial de los vectores de control SVM

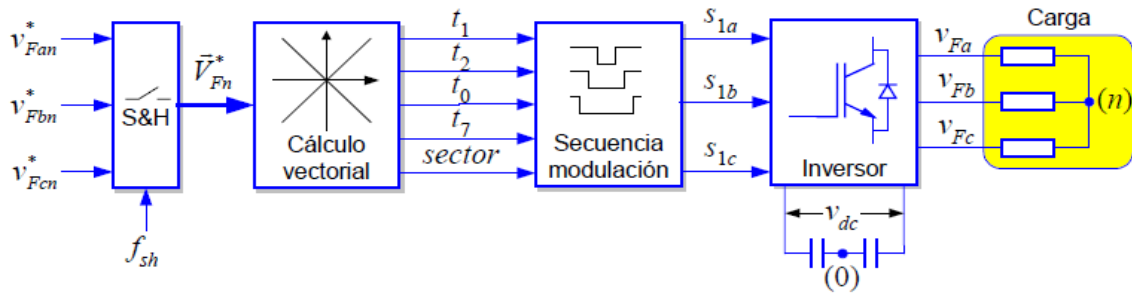


Fig. 2.16. Diagrama de bloques para el control SVM en un inversor

2.3. Control en ejes dq . Transformación de Park (*synchronous reference frame*)

El control del sistema trifásico se suele llevar a cabo representando las variables de tensión y corriente como vectores espaciales y aplicando una transformación que llevará un sistema sinusoidal de tres variables, abc , de un sistema de referencia estacionario a un sistema giratorio compuesto por la proyección de estas tres variables en dos variables dq y una nula 0, lo que se conoce como transformada de Park o transformada en ejes $dq0$.

La señal sinusoidal trifásica, abc , sufrirá una doble transformación de manera que, primeramente, se realizará la transformación $abc \rightarrow 0\alpha\beta$ y una segunda tal que $0\alpha\beta \rightarrow 0dq$ de manera que el sistema trifásico quedará representador por un solo vector (con componentes como proyecciones del mismo en los ejes d y q) y la frecuencia angular de giro del mismo, que representará la frecuencia a la que trabaja el sistema trifásico lo que permitirá el estudio tanto en régimen permanente como en transitorio del sistema.

Se representa una señal trifásica, RST, desplazada 120° de manera vectorial, de manera que las tres componentes fasoriales para las tensiones quedan expresadas en (2.22) siendo V es valor eficaz para la tensión.

$$\begin{cases} V_a(t) = \sqrt{2}V \cos wt \\ V_b(t) = \sqrt{2}V \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = \sqrt{2}V \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.22)$$

Para la primera transformación, el vector espacial referente a la tensión (o corriente) se define como la proyección de cada uno de los vectores de un sistema de referencia de ejes ortogonales, $\alpha\beta$, transformando un sistema trifásico en otro bifásico equivalente. A esto se le conoce como la transformada de Clarke.

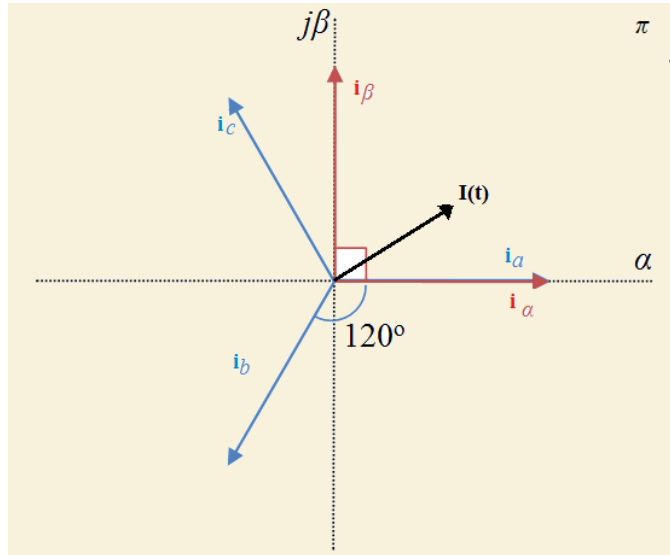


Fig.2.17. Proyección del vector genérico $\vec{I}(t)$ y su descomposición en las corrientes trifásicas i_a, i_b, i_c sobre el plano π formado por el sistema de referencia de ejes $\alpha\beta$.

Para llevar a cabo las transformaciones se tendrán en cuenta una normalización en potencia aplicada a los valores de todas las variables, es decir, a la matriz de transformación se le aplicará el valor que la hace invariante en potencia (en este caso). De esta forma, el sistema resultado de las transformaciones aplicadas al sistema original tendrá una potencia igual al mismo.

Las proyecciones de los vectores trifásicos quedan definidas en el plano π de manera matricial como se expresa en (2.23).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

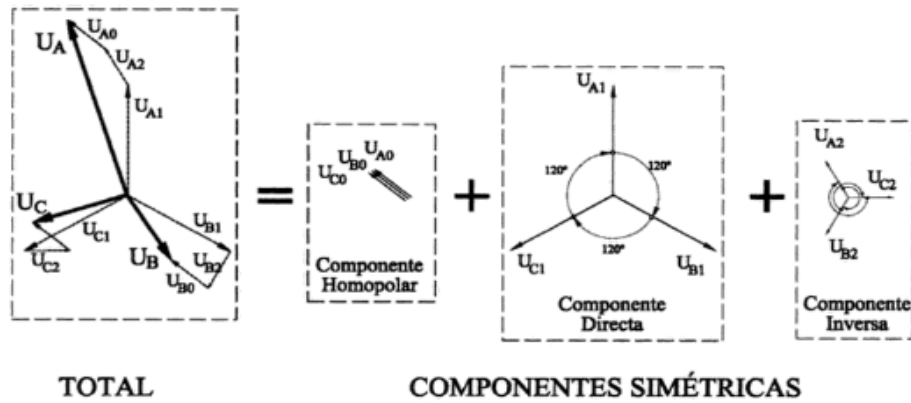
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Según el teorema de Fortescue, un sistema trifásico desequilibrado se puede descomponer en dos sistemas de fasores monofásicos equilibrados y uno desequilibrado.

Los conjuntos balanceados equilibrados se dividirán según:

- Componentes de secuencia positiva: tres fasores de igual magnitud desfasados 120° con igual secuencia de fase que las fases originales. Es un conjunto equilibrado de orden 1.

- Componentes de secuencia negativa: tres fasores de igual magnitud desfasados 120° con igual secuencia de fase invertida respecto de la original. Es un conjunto equilibrado de orden 2.
- Componentes de secuencia 0 u homopolares: consisten en tres fasores iguales en magnitud y con un desplazamiento de fase cero uno respecto de otro.



Por convenio, se designa a las tres fases de un sistema como A, B, C de modo que la secuencia directa sea en sentido ABC.

La transformación de Fortescue se realiza considerando el operador matemático representativo del fasor típico de secuencia con su correspondiente ángulo en el plano complejo:

$$a = e^{j\tau} \quad (2.24)$$

Siendo el ángulo de desfase $\tau = \frac{2\pi}{N}$ donde N corresponde al número de fases del sistema, en este caso, se tiene un sistema trifásico por lo que N=3 y el desfase será de 120°.

Las componentes simétricas homopolar, directa e inversa respecto a la fase A se definen vectorialmente en la expresión (2.25) y matricialmente en (2.26) y (2.27):

$$\begin{aligned} \dot{U}^0 &= \frac{1}{3} \cdot (\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C) \\ \dot{U}^+ &= \frac{1}{3} \cdot (\dot{U}_A + a\dot{U}_B + a^2\dot{U}_C) \\ \dot{U}^- &= \frac{1}{3} \cdot (\dot{U}_A + a^2\dot{U}_B + a\dot{U}_C) \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}^0 \\ \dot{U}^+ \\ \dot{U}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$[\dot{U}^{0+-}] = [S]^{-1} [\dot{U}_{ABC}] \quad (2.27)$$

Dado que se trata de un sistema trifásico equilibrado, siendo nula la componente homopolar, se extenderá la expresión para un caso genérico con componente homopolar como conjunto equilibrado de orden 0 de 0 radianes de desfase entre sus componentes siendo sus tres vectores iguales en módulo y ángulo.

De este modo, la expresión de la transformada de Clarke para el cambio del sistema de referencia $abc \rightarrow \alpha\beta$ queda expuesta en (2.28) así como la transformada inversa de Clarke en (2.29) para el cambio $\alpha\beta \rightarrow abc$.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

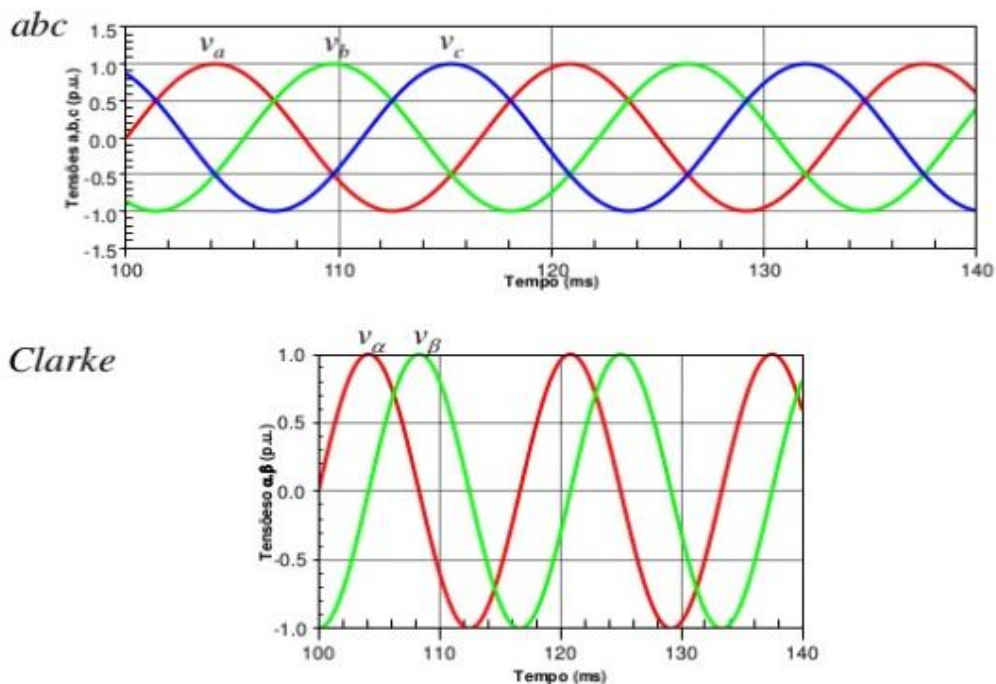


Fig. 2.18. Representación de transformada de Clarke con salida sinusoidal para un sistema trifásico equilibrado

Para el caso ejemplo de las tensiones, se transformarán los vectores originales, $V_a(t), V_b(t)$ y $V_c(t)$ en un vector espacial en la expresión (2.30) definido por Kovacs y Racz [24] tal que;

$$\vec{v}(t) = V_a(t)e^{j0} + V_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.30)$$

El vector $\vec{v}(t)$ se descompondrá en el dominio de la variable compleja teniendo en cuenta la relación de Euler (2.31).

$$e^{j\tau} = \cos\tau + jsin\tau \quad (2.31)$$

Sustituyendo la expresión anterior en (2.30), se obtiene (2.32).

$$\vec{v}(t) = V_a(t) + V_b(t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + jV_b(t) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c(t) \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + jV_c(t) \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.32)$$

Tomando el plano π como plano formado por el sistema de referencia estático de ejes $\alpha\beta$ respecto al plano abc y asumiendo como eje real, el eje α e imaginario el eje β , se descompondrá el vector trifásico de coordenadas abc a uno bifásico de coordenadas $\alpha\beta$ (2.33).

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = V_a(t) + V_b(t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c(t) \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ v_\beta(t) = V_b(t) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + V_c(t) \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = V_a(t) - \frac{1}{2}V_b(t) - \frac{1}{2}V_c(t) \\ v_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}V_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}V_c(t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = V_a(t) + \frac{1}{2}(-V_b(t) - V_c(t)) \\ v_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}(V_b(t) - V_c(t)) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_\alpha(t) = \frac{3}{2}V_a(t) \\ v_\beta(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}(V_b(t) - V_c(t)) \end{cases} \quad (2.33)$$

Sustituyendo el valor de los vectores expuestos en (2.22) para la expresión anterior (2.33), se obtendrá la forma para las dos componentes del vector giratorio de velocidad ω en la expresión (2.34).

$$\begin{cases} v_{\alpha}(t) = \frac{3}{2}\sqrt{2}V \cos wt \\ v_{\beta}(t) = \frac{3}{2}\sqrt{2}V \sin wt \end{cases} \quad (2.34)$$

El vector resultante, pasando de nuevo al plano complejo, será:

$$\vec{V}(t) = \frac{3}{2}\sqrt{2}V e^{j\omega t} \quad (2.35)$$

Se deduce que es un vector que gira con un ángulo ω , siendo;

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.36)$$

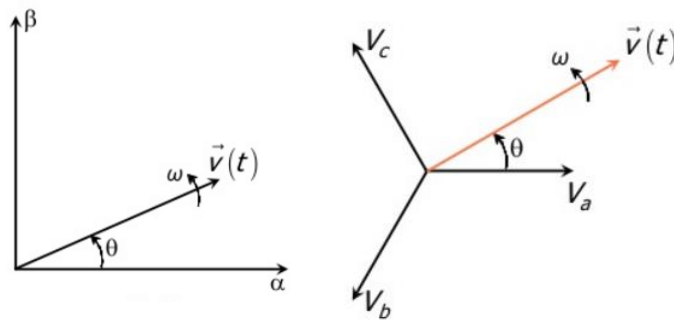


Fig. 2.19. Representación del vector $\vec{V}(t)$ con velocidad de giro ω respecto a los ejes $\alpha\beta$

De esta manera, se representa un sistema trifásico balanceado, sin componente homopolar como un vector $\vec{v}(t)$ en un marco de referencia de ejes $\alpha\beta$ donde girará a una velocidad ω constante en este plano.

La segunda transformación se realiza al referenciar este vector de coordenadas $\alpha\beta$ en un marco de ejes dq que giran a una velocidad $\omega' = \omega$, es decir, los ejes giran solidarios, transformando el vector $\vec{v}(t)$ giratorio en un vector de carácter estacionario.

Se tendrá que la matriz de transformación para pasar del plano $\alpha\beta$ al dq de un sistema bifásico, obtenido de la transformación de Clarke, con velocidad de giro $\omega' = \omega$ será:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Partiendo del sistema trifásico senoidal inicial, y pasando por la previa transformación de Clarke en ejes estáticos, obtendremos las componentes bifásicas continuas en el sistema de referencia giratorio de ejes dq aplicando la transformada Park (2.38), pudiendo pasar nuevamente del mismo al sistema inicial trifásico con el uso de la transformada inversa de Park (2.39).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Se obtiene la expresión de las corrientes o tensiones de línea en valor eficaz para un sistema trifásico balanceado, además las componentes d y q son variables independientes entre sí.

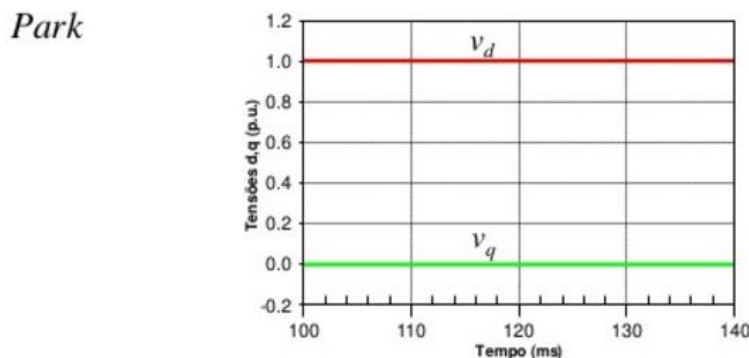
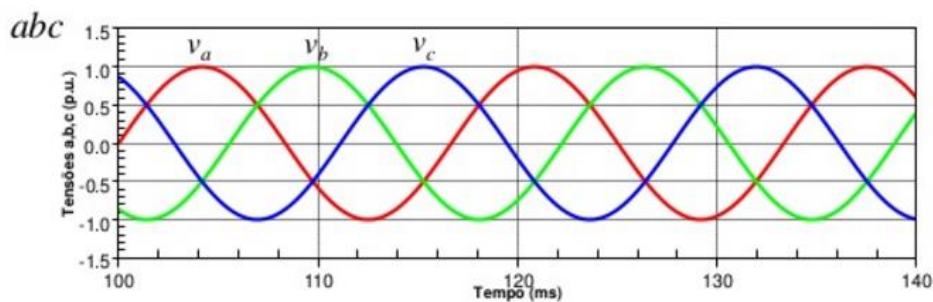


Fig. 2.20. Representación de transformada de Park con salida continua para un sistema trifásico equilibrado.

La ventaja de la transformación en ejes dq radica en la conversión de una señal alterna trifásica senoidal a una señal bifásica continua lo que facilita el filtrado y el control así como la utilización de reguladores PI gracias a que se trabaja con señales continuas.

Además, permite un control independiente de la potencia activa y reactiva mediante sus componentes en d y q .

Ferrero y Superti-Furga [23] aplican la transformación de Park en cuanto a tensión y corriente para obtener la potencia instantánea en contraposición a Akagi [25] que utilizó un plano real $\alpha\beta$ con un eje ortogonal imaginario q , ellos usan un plano con un eje directo y un eje de cuadratura, dq .

Así, se define la potencia como producto de tensiones y corrientes en ejes dq , tal que:

$$p(t) = \begin{bmatrix} v_d & v_q & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_p(t) \\ q_p(t) \\ p_o(t) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

La potencia instantánea será la suma de su componente real, $p_p(t)$, imaginaria, $q_p(t)$ y de secuencia 0, $p_0(t)$.

$$p(t) = p_p(t) + q_p(t) + p_0(t) \quad (2.41)$$

Siendo:

$$p_p(t) = \text{Re}[p(t)] = v_d i_d + v_q i_q \quad (2.42)$$

$$q_p(t) = \text{Im}[p(t)] = v_q i_d - v_d i_q \quad (2.43)$$

$$p_0(t) = v_0 i_0 \quad (2.44)$$

Ya que el eje gira solidario y en sincronismo con el fasor de la tensión de red, se deduce que;

$$v_q(t) = 0 \quad (2.45)$$

De este modo, es posible un control desacoplado de las componentes d y q de las corrientes y, por ende, la potencia activa y reactiva puede controlarse independientemente a partir de sus componentes en los ejes dq como se deduce de las expresiones (2.46) y (2.47):

$$p_p(t) = v_d i_d \quad (2.46)$$

$$q_p(t) = -v_d i_q \quad (2.47)$$

2.4. Modelos de control para convertidores trifásicos

En un sistema de generación distribuida, la planta se compone principalmente de la fuente de energía, en este caso, el panel fotovoltaico, una etapa opcional de CC/CC, el inversor CC/CA, el filtro LC, el transformador de aislamiento de obligada instalación y la red eléctrica de distribución, además de las protecciones necesarias para las conexiones y de la opción del empleo de baterías para el almacenamiento de energía usando, para esto último, convertidores CC/CC.

El inversor de potencia es la pieza clave para la regulación del sistema mediante el control de los disparos de sus polos de potencia. Se tratará de un inversor trifásico, CC/CA.

Una parte importante es el proceso de filtrado de los armónicos ya que los más cercanos al fundamental requiere voluminosos condensadores y bobinas, que reducirán el rendimiento del sistema por lo que un objetivo a tener cuenta al diseñar un inversor es obtener señales de salida en las cuales los armónicos hayan sido eliminados o, en su defecto, atenuados a una mínima amplitud y se encuentren lo más lejos posible del fundamental, esto se conseguirá con unos controladores implementados de manera que se consiga la cancelación de los armónicos a partir de diferentes procesos, como se verá posteriormente, y filtrando la señal obtenida a la salida.

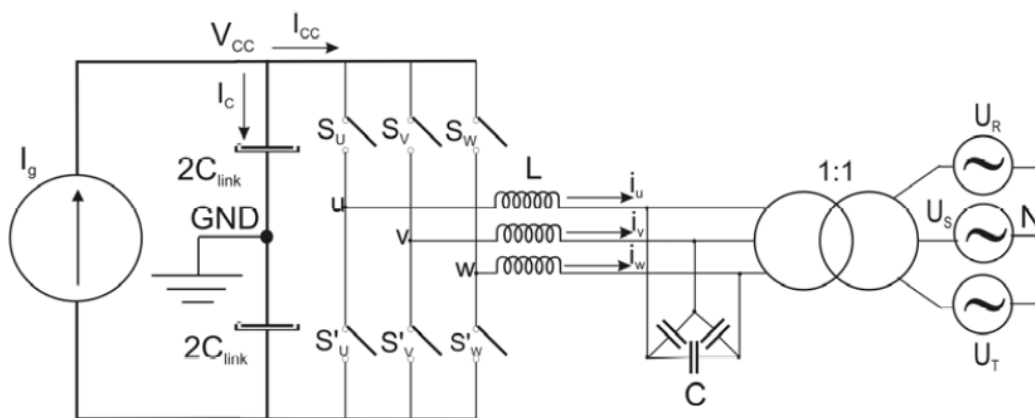


Fig.2.21. Esquema del sistema de potencia con conexión a red.

En el caso del sistema conectado a red, el control del inversor se llevará a cabo sobre las variables de estado que serán las intensidades y/o las potencias además de la tensión del bus de continua. Por su parte, la red eléctrica se modela como una fuente de tensión y frecuencia aproximadamente constantes y que impone la referencia para la sincronización del sistema conectado a ella.

En Europa, se tiene que a baja tensión, el valor para la tensión eficaz de fase es de 230V con una frecuencia de 50 Hz.

La clave para el control en el inversor se basa en la relación entre las variables de la parte de continua (V_{cc}) y la de alterna del lado de red (V_{ca}) es decir, se puede realizar el control en la caída de tensión en el inversor, tal que, de una manera directa o indirecta, se consiga controlar el flujo de energía entre la fuente primaria renovable y la red de suministro eléctrico así como el factor de potencia de la conexión.

La salida de este control se aplicará en las conmutaciones de los IGBTs del inversor. El proceso tiene por finalidad modular la señal de entrada en continua de tal manera que a la salida del inversor se obtenga una señal senoidal optimizada en función de las especificaciones deseadas y sincronizada con la red para poder ser inyectada en ella.

2.4.1. Tipos de controladores

Existen diferentes clasificaciones para los sistemas de control [26] en función de:

- Estructura: sistema de control a lazo abierto y lazo cerrado.
- Análisis: esquemas lineales y no lineales.
- Comportamiento frente al tiempo: sistemas variantes e invariantes con el tiempo.
- En marco temporal: sistemas continuos y discretos.

El control sobre las corrientes del inversor para la posterior implementación de los disparos de polos de potencia como modelo de análisis, se puede llevar a cabo mediante diferentes controladores que pueden ser lineales o no lineales.

▪ **Controlador lineal**

En este caso, el inversor gestionado mediante un controlador lineal utiliza una señal moduladora, proveniente de la salida de un regulador normalmente un proporcional integral, PI, que se va a comparar con una portadora triangular de alta frecuencia.

La principal ventaja de este controlador es el uso de una onda triangular de frecuencia fija ya que esto mantiene la frecuencia de conmutación constante para el inversor además de que esto permite una mayor facilidad en cuanto al filtrado de alta frecuencia.

El control se suele realizar aplicando la transformada dq para la gestión independiente de potencias activa y reactiva en ejes rotativos.

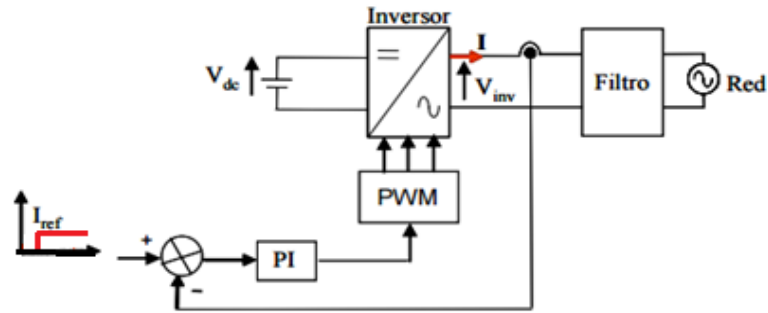


Fig.2.22. Inversor conectado a red con controlador lineal PI con entrada en escalón y modulación PWM

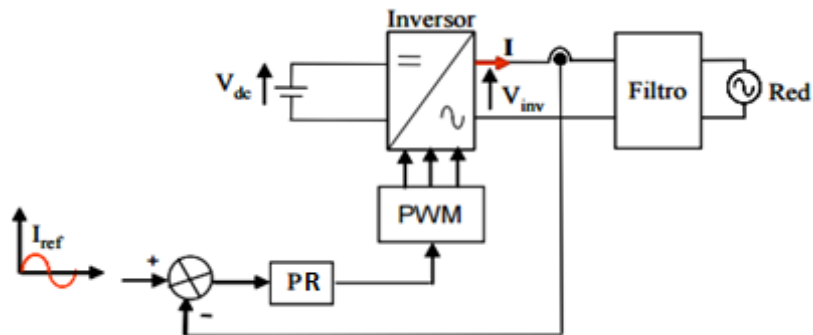


Fig.2.23. Inversor conectado a red con controlador lineal PR con entrada senoidal y modulación PWM

▪ **Controlador no lineal**

La corriente a la salida del inversor se compara con la consigna de manera que la diferencia, es decir, el error, se lleva a un controlador de histéresis que puede ser de banda fija o adaptativa, ésta última implementar como una banda sinusoidal para garantizar una frecuencia de conmutación constante [27].

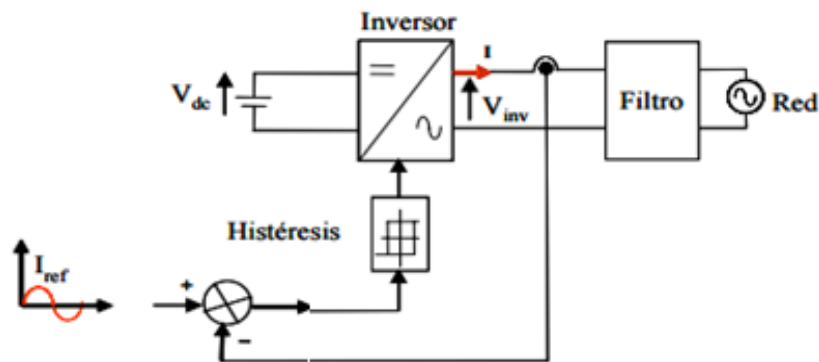


Fig.2.24. Inversor conectado a red con controlador no lineal de modulación por histéresis.

2.4.2. Técnicas de control

Además de los diferentes controladores aplicados en los sistemas de potencia, existen diferentes técnicas de control para la implementación de los inversores en generación distribuida como el PQ control, el Droop control y el V/f control en función del tipo de variables a controlar o la salida que se desea obtener del sistema.

Todas estas técnicas presentan ventajas y desventajas y se aplicarán en función del elemento de prioridad según la necesidad que se establezca en el sistema como puede ser tiempo de respuesta, calidad de señal, armónicos, frecuencia de conmutación, ancho de banda, etc.

2.4.2.1. PQ control

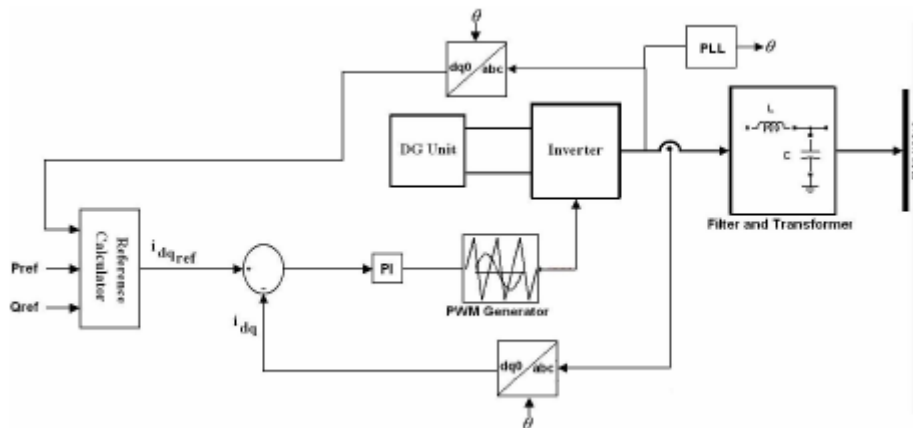


Fig.2.25. Representación de un sistema controlado con PQ control [28].

▪ Control en dq

Consiste en el control de las potencias activa y reactiva de manera independiente teniendo en cuenta la componente q del fasor de tensión de red es nulo.

El control se realiza a partir del uso de la transformada de Park donde la variable d se asocia con la potencia activa, p , y la variable q , con la reactiva, q , de manera que se ejerce un control en ejes desacoplados, como se ha visto a partir de las expresiones (2.46) y (2.47).

Este tipo de control vectorial desacoplado a partir de ejes giratorios ortogonales permite una regulación óptima mediante lazos de control independientes para cada una de las variables transformadas en señales continuas.

Debido a la utilización de señales continuas, el uso del regulador PI para los lazos de control es habitual ya que éste proporciona error nulo ante entradas continuas gracias al polo en el origen, $s=0$, que anula el error en régimen permanente como se observa en su función de transferencia (2.48).

$$G_{PI}(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (2.48)$$

Este control es eficiente y sencillo mientras las variables a controlar sean continuas, para el caso de entradas senoidales en el sistema de regulación, con el regulador PI se tendrá un error no nulo que hará que el sistema no esté correctamente optimizado y provoque una disminución en el factor de potencia.

- **Control en $\alpha\beta$**

En ocasiones en las que las entradas del sistema no son continuas, se hace preferible el uso de un regulador que, al contrario del PI, trabaje teniendo error nulo.

Se trabajará en ejes estacionarios $\alpha\beta$, a partir de la transformación de Clarke, para poder trabajar con señales senoidales. Para el control en ejes estacionarios se hace necesario sustituir el controlador PI por el proporcional resonante, PR.

Como se puede observar en la expresión (2.49), los polos del regulador PR se encuentran en $s=\pm jw_0$ lo que implica que tendrá ganancia infinita para este valor, cuando la entrada sea senoidal con una frecuencia determinada, permitiendo además la regulación tanto de la secuencia positiva como de la negativa de las corrientes trifásicas pertenecientes a la señal senoidal.

$$G_{PR}(s) = Kp + \frac{s}{s^2 + w_0^2} \quad (2.49)$$

2.4.2.2. Droop control

El droop control, o “control de caída” es una técnica de control aplicada usualmente a un red compuesta por varios generadores y cargas para el control de la tensión y la frecuencia. El droop control es usado para crear referencias de tensión y frecuencia que serán comparadas con las consignas reales, en función de la demanda en cuanto a cargas conectadas, para generar la señal de error y poder regular el flujo de energía en el sistema.

Este método de control es muy útil cuando existen distintos generadores conectados en paralelo como fuente de energía en una microrred permitiendo el modo de operación tanto

en conexión a red como aislado de la misma, además de una gestión de los generadores distribuidos ante las perturbaciones que la necesidad de compartir las cargas conectadas a la red (o microrred) genera y consiguiendo equilibrio y seguridad en cuanto a la demanda y la generación.

Las ecuaciones para el droop control son implementadas para el control del inversor de manera que éste se comporte como una fuente de tensión con una impedancia resistiva o resistiva-inductiva (dependiente de si se trata de una línea de baja o alta tensión respectivamente) virtual a la salida.

En muchos casos, el droop control se utiliza para el control exclusivo de la tensión, fijando la frecuencia a un valor que será constante para el controlador.

Con la implementación del droop control mediante el PWM se consigue que la diferencia de amplitud de los vectores de tensión de los generadores controle la potencia reactiva y que el ángulo entre los mismos, dado implícitamente por la frecuencia de trabajo, controle la potencia activa a la salida del inversor de cada uno de los generadores [29].

Para el análisis de un sistema mediante la utilización de la técnica de droop control se considerará el intercambio de potencia compleja en una línea de transmisión entre dos fuentes de generación tal como plantea la figura 2.26.

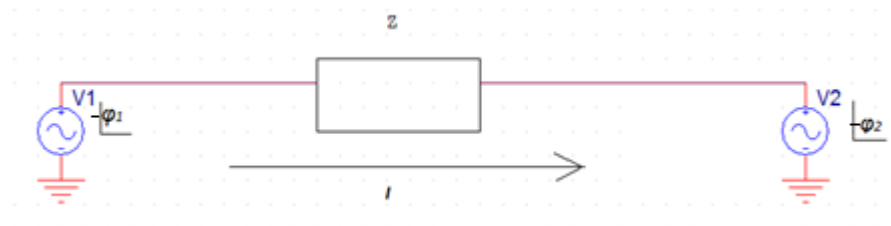


Fig. 2.26. Línea de transmisión de potencia entre dos generadores.

Así, para la transmisión de potencia en un sistema AC, se considerarán dos generadores, V_1 y V_2 , conectados a través de una impedancia de línea, Z , donde se tiene que:

$$V_1 = V_1 e^{-j\varphi_1} \quad (2.50)$$

$$V_2 = V_2 e^{-j\varphi_2} \quad (2.51)$$

$$Z = X_L \quad (2.52)$$

Se considera la impedancia de línea (2.52) puramente inductiva ya que las líneas de transmisión típicas son modeladas con un valor de inductancia mucho mayor que el resistivo, anulando la presencia de éste último para los cálculos convencionales.

Se conoce que la potencia compleja entregada de la fuente 1, V_1 , y absorbida por la fuente 2, V_2 , vendrá definida como el producto de la tensión generada por la fuente 1 y el conjugado de la corriente en forma compleja (2.53).

$$S = V_2 \cdot I^* = V_2 \left(\frac{V_1 - V_2}{Z} \right)^* \quad (2.53)$$

$$S = \frac{V_2 e^{-j\varphi_2} (V_1 e^{j\varphi_1} - V_2 e^{j\varphi_2})}{-jX_L}$$

$$S = j \frac{V_1 V_2}{X_L} e^{-j(\varphi_2 - \varphi_1)} - j \frac{V_2^2}{X_L} \quad (2.54)$$

Haciendo; $\varphi_2 - \varphi_1 = \delta$

$$S = j \frac{V_1 V_2}{X_L} e^{-j\delta} - j \frac{V_2^2}{X_L} \quad (2.55)$$

Aplicando la fórmula de Euler a la expresión (2.55) se descompondrá la potencia total en sus componentes real e imaginaria, es decir, se obtendrán las expresiones para la potencia activa y reactiva dada a la línea, tal que:

$$S = j \frac{V_1 V_2}{X_L} (\cos\delta - j\sin\delta) - j \frac{V_2^2}{X_L} \quad (2.56)$$

$$S = j \frac{V_1 V_2}{X_L} \cos\delta - j^2 \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin\delta - j \frac{V_2^2}{X_L} = j \frac{V_1 V_2}{X_L} \cos\delta + \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin\delta - j \frac{V_2^2}{X_L}$$

$$S = \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin\delta + j \frac{V_2}{X_L} (V_1 \cos\delta - V_2) \quad (2.57)$$

Sabiendo que la relación entre potencias viene dada por expresión (2.58), se deducen las potencias activas y reactivas en las expresiones (2.59) y (2.60).

$$S = P + jQ \quad (2.58)$$

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin\delta \quad (2.59)$$

$$Q = \frac{V_2}{X_L} (V_1 \cos\delta - V_2) \quad (2.60)$$

Si se considera que el ángulo de desfase entre las señales es pequeño, se tiene que $\sin\delta = \delta$ por lo que $\cos\delta = 1$, se obtienen (2.61) y (2.62).

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_L} \delta \quad (2.61)$$

$$Q = \frac{V_2}{X_L} (V_1 - V_2) \quad (2.62)$$

Para el droop control se usarán como variables de control el ángulo de desfase, δ , y la diferencia de tensiones, $(V_1 - V_2)$.

Como se observa en las expresiones (2.63) y (2.64) la potencia activa está directamente relacionada con el ángulo de desfase (frecuencia) y la reactiva con la amplitud de la diferencia de tensiones.

$$\delta = \frac{P X_L}{V_1 V_2} \quad (2.63)$$

$$\Delta V = \frac{Q X_L}{V_2} \quad (2.64)$$

Si V_2 se considera como la red eléctrica de baja tensión a la que está conectado nuestro sistema [30], variando la amplitud de la tensión a la salida del inversor se podrá realizar el control sobre la potencia reactiva generada por el mismo e inyectada a red.

Normalmente, para el control de la potencia activa se toma la frecuencia como variable de control y no el ángulo de desfase entre las fuentes ya que, en el caso de encontrarse la fuente distribuida trabajando en modo isla, la fase inicial respecto de las demás fuentes o el bus de red es desconocida.

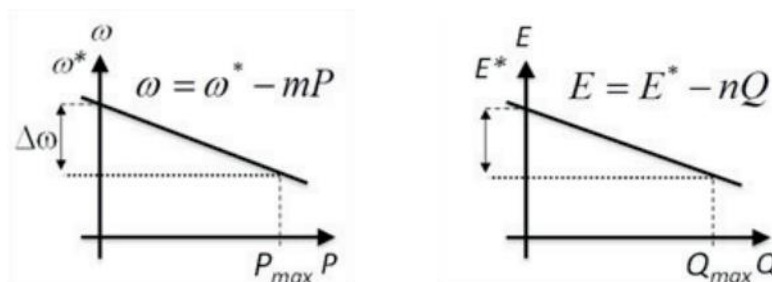


Fig.2.27. Representación del control PQ a partir de frecuencia (izda.) para la potencia activa y tensión (dcha.) para la potencia reactiva.

Así, la “caída” en frecuencia el control de la potencia activa y amplitud de tensión para la potencia reactiva, se expone en la figura 2.27 donde ω^* y E^* representan la

frecuencia y la tensión de la red o, en su defecto, el punto de operación fijado, y ω y E son la frecuencia y tensión de funcionamiento del inversor para el caso de estudio. El esquema para los subsistemas de potencia y control de un inversor trifásico conectado a red y gestionado mediante *droop control* puede observarse en la figura 2.28.

En el bloque de control *droop control* se comparan tanto la potencia activa como la reactiva con las respectivas referencias de red además de las consignas para los puntos de operación en cuanto a tensión y frecuencia, obteniéndose las señales de tensión y frecuencia que regularán al inversor a través de los lazos de control y corriente del subsistema de control del mismo.

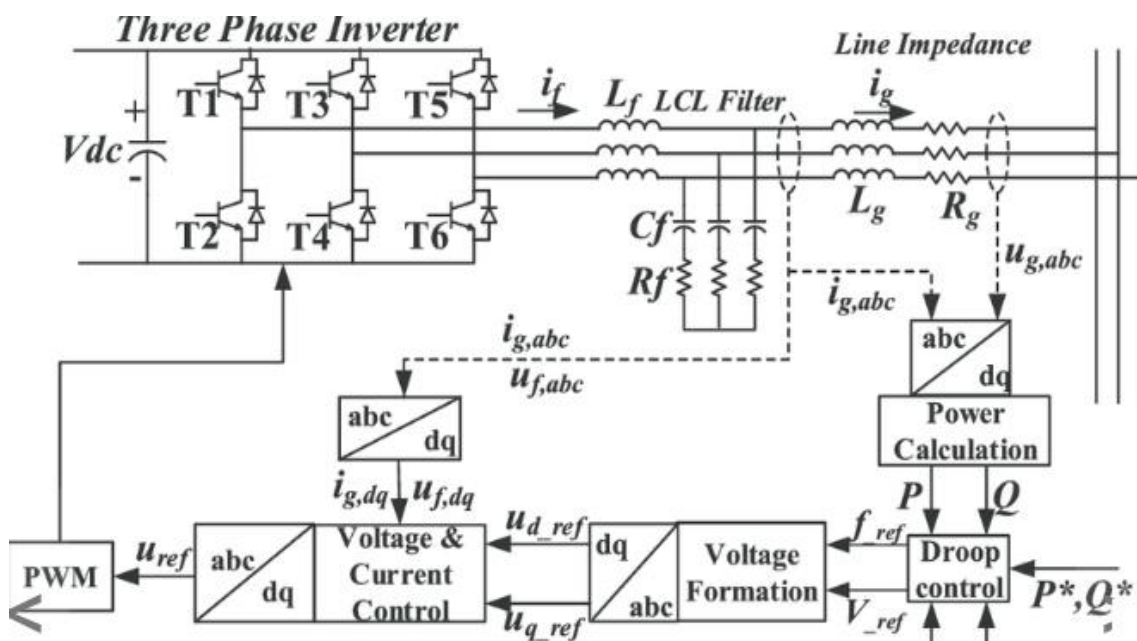


Fig.2.28. Subsistemas de control y potencia en inversor trifásico conectado a red gestionado con *droop control* [31].

3. MODELO DEL SISTEMA

3.1. Teorema del modelo interno para regulación de sistemas de control. Generalidades.

En la mayoría de los sistemas de control electrónico se aplican técnicas para el control basadas en el principio del modelo interno.

La aplicación de este modelo permite la implementación de algoritmos para el seguimiento de consignas y rechazo de perturbaciones periódicas en el control de convertidores estáticos [32].

Los sistemas de control están demandando paulatinamente mayores exigencias en cuanto a sus características de funcionamiento lo que fuerza a una constante mejora de los elementos que conforman el lazo cerrado de control, entre ellos, el algoritmo de control que se implementa digitalmente.

Los esquemas de control están enfocados, mayoritariamente, en el seguimiento de señales de consigna así como en el rechazo de perturbaciones, normalmente representados por señales en escalón, siendo los controladores más utilizados para estos casos el PI y el PID. Sin embargo, si las señales que recibe el controlador no son de tipo escalón, aparecen problemas en cuanto a la obtención de la salida requerida. Esto ocurre, por ejemplo, en el caso de señales periódicas, cosa que ocurre normalmente en entornos industriales [33].

El control repetitivo se ha empleado como solución a este problema utilizándose en un gran número de ámbitos de estudio, desarrollo e investigación.

Para supervisar sistemas que controlan señales alternas se aplicará dicho control repetitivo ya que estas señales son periódicas que operan bajo una frecuencia establecida.

Los sistemas eléctricos, especialmente los que se encuentran conectados a red, necesitan una implementación para la regulación constante de las señales periódicas sensadas para el gobierno de la interfaz entre generador y red, el inversor, el cual, según la demanda en función del tipo de carga conectada a ella o de red a la que el sistema está conectado, se comportará como inversor o rectificador.

Así, el principio del modelo interno aplicado en teoría de control establece que para que, en régimen permanente, el error sea nulo, objetivo del sistema de control, es necesario que la propia señal de referencia, o de perturbación a rechazar, esté incluida en el lazo de control del sistema [34], incorporando un modelo del sistema real al lazo de control, tanto de la consigna a seguir como de las perturbaciones a rechazar.

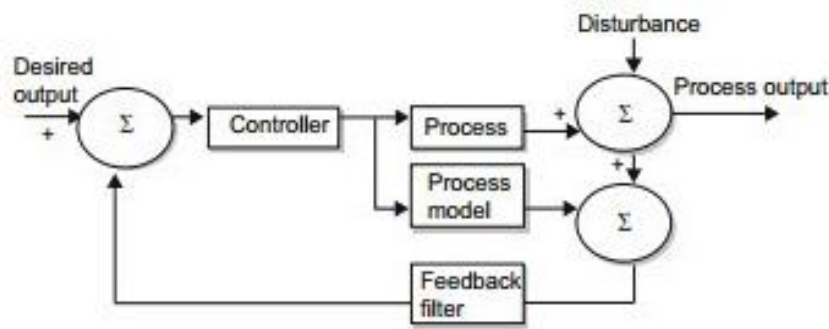


Fig. 3.1. Estrategia de control basado en el principio del modelo interno

Teniendo en cuenta que para que el control sea adecuado el error debe ser nulo, la consigna de entrada y la salida del sistema han de ser iguales; para ello, se analizará teniendo en cuenta que el valor de la función de transferencia en lazo abierto debe ser unitaria como se observa en la expresión 4.2.

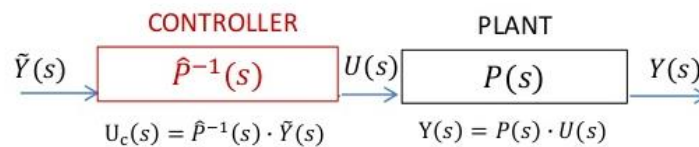


Fig.3.2.. Sistema de control en lazo abierto sin perturbación

$$Y(s) = P(s) \cdot U(s) = P(s) \cdot \hat{P}^{-1}(s) \cdot \tilde{Y}(s) \quad (3.1)$$

$$\frac{Y(s)}{\tilde{Y}(s)} = P(s) \cdot \hat{P}^{-1}(s) \rightarrow \frac{Y(s)}{\tilde{Y}(s)} = 1 \quad (3.2)$$

Pero el sistema anterior se trata de un modelo ideal. En un modelo real siempre existen perturbaciones que se traducen en un comportamiento no deseado dentro del control del proceso. En la figura 4.5 se representan estas perturbaciones como señales incidentes en el sistema $D(s)$.

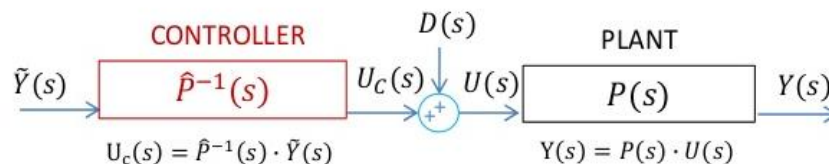


Fig.3.3. Sistema de control en lazo abierto con perturbación

$$Y(s) = P(s).U(s) = P(s)(U_c(s) + D(s)) \quad (3.3)$$

$$Y(s) = P(s) \left(\hat{P}^{-1}(s) \cdot \tilde{Y}(s) + D(s) \right)$$

$$Y(s) \approx \tilde{Y}(s) + P(s).D(s) \quad (3.4)$$

Cuando el sistema es afectado por una perturbación, el modelo del mismo en lazo abierto no posee robustez en cuanto a estabilidad frente a dicha perturbación; la salida se ve directamente afectada por esta segunda entrada no controlada como se denota de la ecuación 3.4.

Para la resolución de este problema de estabilidad se realiza el control del sistema en lazo cerrado de manera que la realimentación equilibre en tiempo real el valor de salida al deseado mediante el error entre el mismo y la entrada de consigna. Se tendrá un sistema *feedback*.

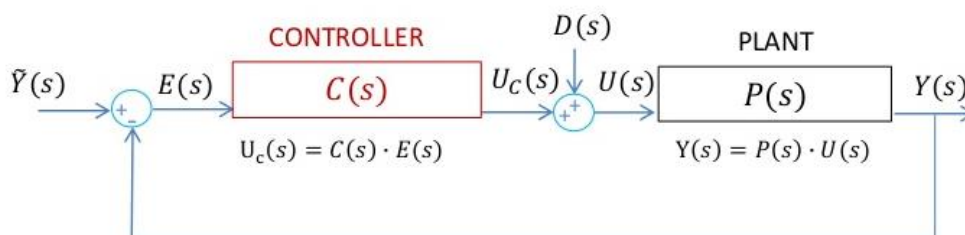


Fig.3.4.. Sistema de control en lazo cerrado con perturbación

La expresión para la señal de error vendrá definida por la expresión (3.5).

$$E(s) = \tilde{Y}(s) - Y(s) \quad (3.5)$$

El valor para la salida se definirá a partir de la expresión (3.6).

$$Y(s) = P(s).U(s) = P(s)(U_c(s) + D(s)) = P(s)(C(s)E(s) + D(s)) \quad (3.6)$$

$$Y(s) = P(s) \left(C(s) \left(\tilde{Y}(s) - Y(s) \right) + D(s) \right) = P(s)C(s)\tilde{Y}(s) - P(s)C(s)Y(s) + P(s)D(s);$$

$$Y(s)(1 + P(s)C(s)) = P(s)C(s)\tilde{Y}(s) + P(s)D(s);$$

$$Y(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} \tilde{Y}(s) + \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} D(s) \quad (3.7)$$

Sustituyendo (3.7) en (3.5) obtenemos el valor del error (3.8) en función de la referencia y la perturbación en un sistema con lazo cerrado de realimentación o *feedback*.

$$E(s) = \tilde{Y}(s) - \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} \tilde{Y}(s) - \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} D(s) \quad (3.8)$$

$$E(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \tilde{Y}(s) - \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} D(s)$$

$$E(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} (\tilde{Y}(s) - P(s)D(s)) \quad (3.9)$$

De la ecuación (3.9) y, a partir del teorema del valor final [35], teniendo en cuenta la entrada y el controlador utilizado, variables susceptibles de ser modificadas, se deduce la capacidad del sistema para obtener un error nulo en régimen permanente (ec. 3.11).

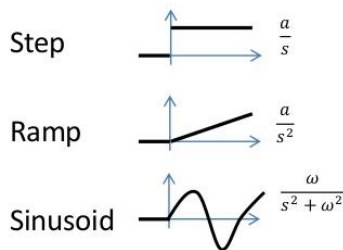
$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) \quad (3.10)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \tilde{Y}(s) \quad (3.11)$$

Mientras que la planta, $P(s)$, se mantiene invariable, el controlador, $C(s)$, puede ser de tipo P, PI, PID, PR o de otro tipo, al igual que sucede con la referencia de entrada, $\tilde{Y}(s)$, que puede variar desde ser un escalón, una rampa o una señal senoidal.

La estabilidad del sistema dependerá de los polos del mismo, esto es, variando el valor de los mismo en función de la entrada. Para asegurar el error nulo, es decir, precisión máxima en el seguimiento de la señal, ésta debe tener tener un modelo de su comportamiento dentro de la señal de error sin modificar el mismo de manera que el controlador estará compuesto por el valor de la señal de entrada así como la inversa del mismo, tal que los polos inestables de la referencia o de la perturbación serán anulados por los ceros del lazo cerrado de control, como puede ser en la figura 3.5.

To perfectly track:



We need:

$$P(s)C(s) = \frac{1}{s} \cdot (P(s)C(s))'$$

$$P(s)C(s) = \frac{1}{s^2} \cdot (P(s)C(s))'$$

$$P(s)C(s) = \frac{1}{s^2 + \omega^2} \cdot (P(s)C(s))'$$

Fig. 3.5. Implementación del sistema para seguimiento de señales tipo escalón, rampa, senoidal, basado en el principio del modelo interno.

En el dominio de la frecuencia, esto implica introducir una ganancia infinita para las frecuencias de las señales de consigna así como las perturbaciones a rechazar.

Para el caso concreto de las señales senoidales, es decir, de comportamiento periódico, interesa introducir en el lazo de control el generador de estas señales, véase, una ganancia infinita en aquellas frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la señal periódica. Los controladores resonantes son los utilizados comúnmente para estas aplicaciones.

3.2. Modelado del sistema grid-connected

3.2.1. Objetivos

El diseño del sistema se realizará teniendo en cuenta los requerimientos para su conexión a la red. Existen dos objetivos principales:

- Optimización para la generación de la máxima potencia del sistema y su inyección a la red eléctrica.
- Control del factor de potencia de la conexión.

Se tendrán dos lazos de control que permitirán la correcta regulación de las variables para el cumplimiento de los objetivos anteriores:

- Un lazo externo de control mantendrá el valor de tensión en el bus de continua al valor de tensión proveniente del bloque del algoritmo del punto de máxima potencia, MPPT.
- Un lazo interno de control se encargará de la regulación del factor de potencia a partir de la aplicación de las transformaciones de Park a las corrientes utilizando reguladores PI.

Las variables del sistema a controlar se deducen a partir del modelo simplificado del sistema conectado a red. Considerando el subsistema de potencia trifásico es un sistema equilibrado y balanceado, se representa su equivalente monofásico con alimentación en medio puente en la figura 3.6.

Para la salida se tiene que la tensión en el inversor será la variable u , la corriente instantánea a la salida del inversor será $i(t)$ y la red eléctrica será modelada como una fuente de tensión senoidal considerada constante, u_{AC} .

Para la entrada se tiene la fuente de corriente controlada por tensión (por la existencia de dos condensadores C_{link} en paralelo a la salida de la fuente), la corriente que deriva a la rama de los condensadores $I_{C_{link}}$, y la tensión y corrientes máximas de entrada al inversor, V_{cc} e I_{cc}

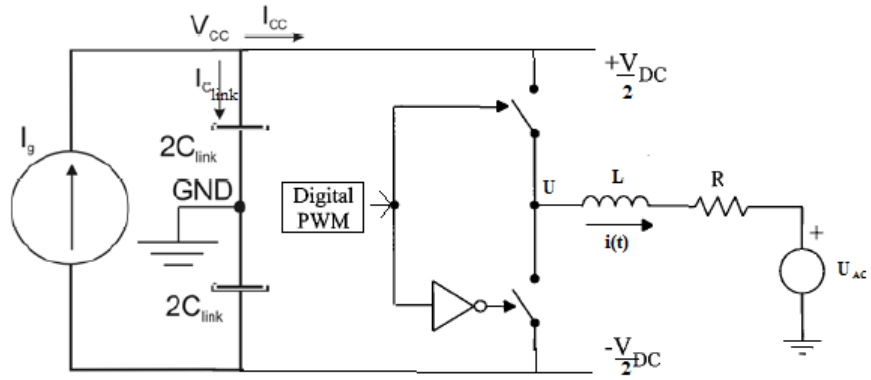


Fig. 3.6. Circuito equivalente monofásico del subsistema de potencia.

3.2.2. Control con reguladores PI

- Lazo interno de corriente

Para modelar el lazo interno de corriente se obtendrán las ecuaciones escalares que relacionan la tensión de red con la corriente instantánea en el inversor para poder controlar el factor de potencia a partir de dicha corriente en los ejes d y q de manera independiente a través de la transformación de Park.

Resolviendo la malla de salida y, a partir de la segunda ley de Kirchoff, se tiene la ecuación de partida (3.13).

$$u - u_R - u_L - u_{AC} = 0 \quad (3.13)$$

$$u = u_R + u_L + u_{AC} = i(t)R + L \frac{di(t)}{dt} + u_{AC}$$

Sustituyendo las tensiones y corrientes por sus valores en los ejes dq , se obtiene:

$$u_d d + u_q q = (i_d d + i_q q)R + L \frac{d[(i_d d + i_q q)t]}{dt} + u_{ACd} d + u_{ACq} q \quad (3.14)$$

la derivada del producto de las dos variables dq que aparece al sustituir la corriente por sus componentes de Park, a la que se le ha llamado x , se tiene que:

$$x = \frac{d[(i_d d + i_q q)t]}{dt} = \frac{di_d(t)}{dt} d + i_d \frac{dd(t)}{dt} + \frac{di_q(t)}{dt} q + i_q \frac{dq(t)}{dt} \quad (3.15)$$

Pasando al dominio de la frecuencia al aplicar la transformada de Laplace a la ecuación anterior para los términos $\frac{dd(t)}{dt}$ y $\frac{dq(t)}{dt}$ y teniendo en cuenta que la variable $s = j\omega$ así como que los ejes d y q son unitarios y ortogonales como se observa en la figura 3.7, nos queda que:

$$\begin{cases} \frac{dd(t)}{dt} = sd = j\omega d = \omega q \\ \frac{dq(t)}{dt} = sq = j\omega q = -\omega d \end{cases}$$

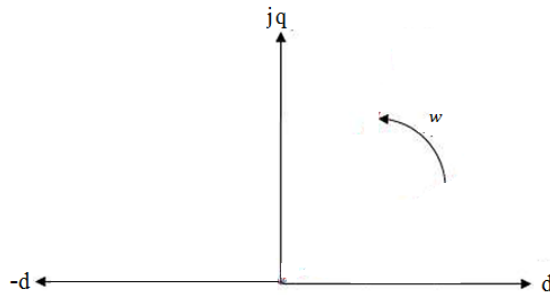


Fig. 3.7. Representación de ejes dq con velocidad de giro w (sentido antihorario)

La ecuación (3.15) queda como:

$$x = \frac{di_d(t)}{dt} d + i_d w q + \frac{di_q(t)}{dt} q - i_q w d \quad (3.16)$$

Aplicando Laplace al resto de la ecuación (3.14) y separando los términos en función de sus coordenadas en los ejes d y q se tiene:

$$U_d(s) = I_d(s)R + LsI_d(s) - LI_q(s)w + U_{ACd}(s) \quad (3.17)$$

$$U_q(s) = I_q(s)R + LsI_q(s) + LI_d(s)w + U_{ACq}(s) \quad (3.18)$$

Sabiendo que el fasor para la tensión de red se encuentra girando a la misma velocidad (frecuencia) que los ejes dq, se tiene que $U_{ACq} = 0$.

$$U_d(s) = I_d(s)R + LsI_d(s) - LI_q(s)w + U_{ACd}(s) \quad (3.19)$$

$$U_q(s) = I_q(s)R + LsI_q(s) + LI_d(s)w \quad (3.20)$$

Así, despejando las expresiones para las corrientes en ejes desacoplados;

$$I_d(s) = \frac{1}{R + sL} (U_d(s) - u_{ACd} + wLI_q(s)) \quad (3.21)$$

$$I_q(s) = \frac{1}{R + sL} (U_q(s) - wLI_d(s)) \quad (3.22)$$

Nótese la influencia de los parámetros de los ejes complementarios en cada una de las corrientes, se trata de términos cruzados que actúan como perturbaciones.

Recordando las expresiones para las potencias instantáneas;

$$p = U_{ACd} \cdot i_d$$

$$q = -U_{ACd} \cdot i_q$$

El modelo de pequeña señal para el lazo interno de corrientes se muestra en la figura 3.8.

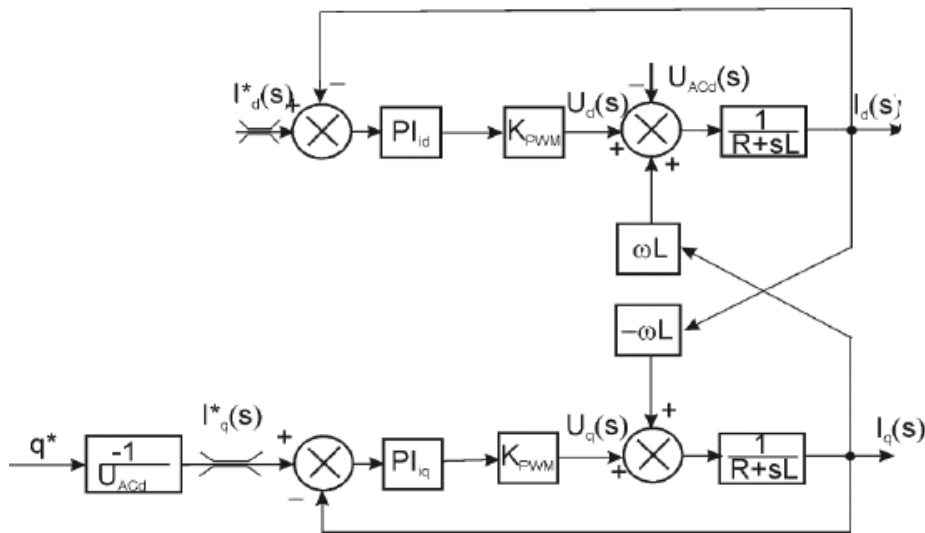


Fig. 3.8. Modelo simplificado de pequeña señal para lazo interno de control

Nótese que, de manera más cercana al comportamiento real, el bloque PWM estará compuesto tanto por la ganancia estática del mismo, K_{PWM} , relacionada con la amplitud de la señal portadora, C_{PK} , como por la demora producida por la misma modulación digital representada mediante la aproximación de Pade, teniendo en cuenta que T_s es el período de modulación y que este retardo es la mitad del mismo (ec. 3.23):

$$PWM(S) = K_{PWM} \cdot delay(s) = \frac{1}{C_{PK}} \left(\frac{1 - \frac{T_s}{4}}{1 + \frac{T_s}{4}} \right) \quad (3.23)$$

En cuanto a las características dinámicas, las constantes de los reguladores, se tendrán en cuenta las técnicas de regulación que aseguran el compromiso entre estabilidad, rapidez y respuesta transitoria en el sistema a partir de los conceptos de margen de fase y margen de ganancia en el mismo.

Para ello, se impone que el ancho de banda del sistema, del lazo interno de corriente en este caso, sea mucho menor que la frecuencia de conmutación del bloque del controlador para evitar un acople que introduzca rizado en el lazo, así, la frecuencia de corte del lazo se impone, como mínimo, una década por debajo de la frecuencia del controlador.

Se tendrá en cuenta que, a medida que la frecuencia disminuye, se consigue asegurar la estabilidad en el lazo pero esto provoca que la respuesta del mismo sea lenta. Por el contrario, si se aumenta demasiado y se acerca a la frecuencia de conmutación del controlador, el sistema será rápido pero, por lo comentado anteriormente, el rizado se introduce en el lazo y puede volverse inestable.

Se tiene pues que, la frecuencia de corte del lazo interno de control será $\omega_{cl} = 0.1\omega_s$ y el margen de fase, PM (*Phase Margin*), de 63.5° aplicado en la función de transferencia en lazo abierto en magnitud unitaria y argumento $-180+PM$ [36].

- Lazo externo de tensión

Para el lazo externo de tensión se realizará el balance de potencias (despreciando las pérdidas en el inversor) de todo el sistema para asegurar la entrega de la máxima potencia máxima a la red, tal que;

$$P_{in} \simeq P_{out} \quad (3.24)$$

$$I_{cc} \cdot V_{cc} = U_{ACd} \cdot i_d \rightarrow I_{cc} = \frac{U_{ACd}}{V_{cc}} \cdot i_d \quad (3.25)$$

$$I_{cc}(s) = \frac{U_{ACd}}{V_{cc}} \cdot I_d(s) \quad (3.26)$$

La salida del lazo de control será la tensión V_{cc} que se tiene en el condensador C_{clink} la cual será comparada con la tensión V_{cc} de referencia.

$$I_{clink}(t) = C_{clink} \cdot \frac{dV_{cc}(t)}{dt} \quad (3.27)$$

$$I_{clink}(s) = sC_{clink} \cdot V_{cc}(s) \rightarrow V_{cc}(s) = \frac{1}{sC_{clink}} I_{clink}(s)$$

A su vez, la corriente en el condensador se relaciona con la corriente generada por el panel y con la entregada al inversor como se deduce de la expresión (3.28).

$$I_g = I_{Clink} + I_{CC} \quad (3.28)$$

$$I_g(s) = I_{Clink}(s) + I_{CC}(s) \rightarrow I_{Clink}(s) = I_g(s) - I_{CC}(s)$$

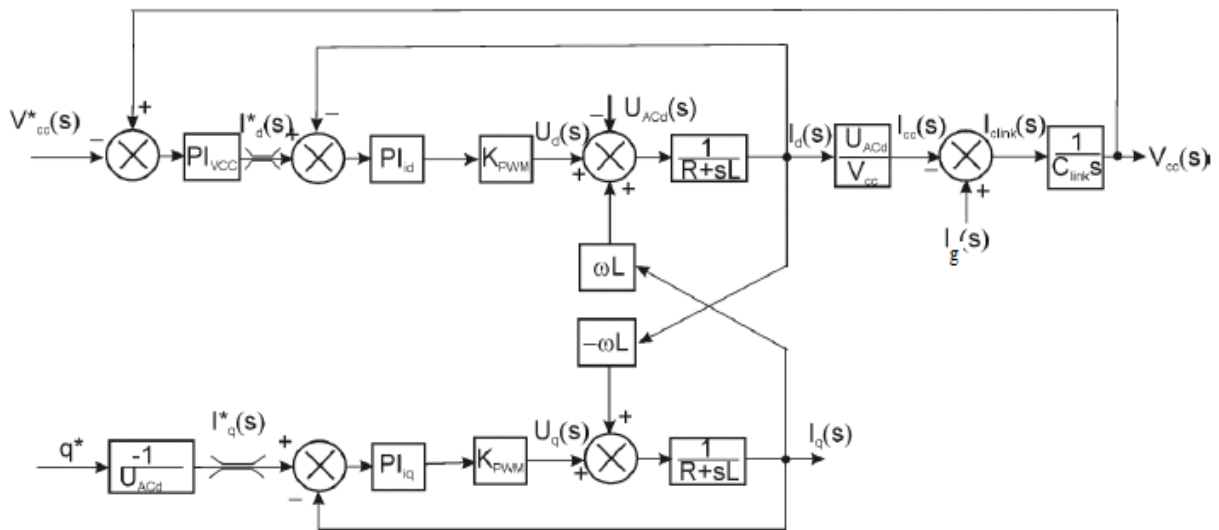


Fig. 3.9. Modelo simplificado de pequeña señal para el subsistema de control completo; lazo interno de corriente y externo de tensión.

En cuanto a las características dinámicas del lazo externo de tensión, se tiene que los requisitos de estabilidad son los mismos que los empleados para el lazo interno de corriente en cuanto al empleo de las premisas de margen de fase y margen de ganancia.

En relación a la frecuencia de corte del lazo, al estar en cascada respecto al de corriente, se debe tener una frecuencia de corte que evite que los lazos se acoplen.

Se hace que el ancho de banda del lazo de tensión sea mucho más pequeño que el de corriente o, lo que es lo mismo, el lazo interno de corriente tendrá una respuesta dinámica mucho más rápida de manera que su función de transferencia se pueda considerar unitaria respecto al lazo de tensión.

Así, $w_{cV} = 0.1w_{cI} = 0.01w_s$ aunque realmente la frecuencia de corte para el lazo de tensión debe ser menor que 50 Hz para atenuar la frecuencia de la red que se introduce como perturbación en el lazo.

3.2.3. Control con reguladores PR

- Lazo interno de corriente

Para modelar el lazo interno de corriente con reguladores PR, se obtendrán las ecuaciones escalares que relacionan la tensión de red con la corriente instantánea en el inversor para poder controlar el factor de potencia a partir de dicha corriente en los ejes $\alpha\beta$ a través de la transformación de Clarke.

Se tendrá la misma malla que para el caso con PI, obteniéndose la expresión de partida (3.29).

$$u - u_R - u_L - u_{AC} = 0 \quad (3.29)$$

$$u = u_R + u_L + u_{AC} = i(t)R + L \frac{di(t)}{dt} + u_{AC} \quad (3.30)$$

Sustituyendo las tensiones y corrientes por sus valores en los ejes $\alpha\beta$ del marco de referencia estacionario (Clarke), se obtiene la expresión (3.31).

$$u_\alpha \alpha + u_\beta \beta = (i_\alpha \alpha + i_\beta \beta)R + L \frac{d[(i_\alpha \alpha + i_\beta \beta)t]}{dt} + u_{AC\alpha} \alpha + u_{AC\beta} \beta \quad (3.31)$$

Desarrollando la derivada del producto de las dos variables $\alpha\beta$ que aparece al sustituir la corriente por sus componentes de Clarke, a la que se le ha llamado y , se tiene (3.32).

$$y = \frac{d[(i_\alpha \alpha + i_\beta \beta)t]}{dt} = \frac{di_\alpha(t)}{dt} \alpha + i_\alpha \frac{d\alpha(t)}{dt} + \frac{di_\beta(t)}{dt} \beta + i_\beta \frac{d\beta(t)}{dt} \quad (3.32)$$

Pasando al dominio de la frecuencia aplicando la transformada de Laplace en la ecuación anterior para los términos y y teniendo en cuenta que la variable $s = j\omega$ así como que los ejes $\alpha\beta$ son unitarios y ortogonales como se observa en la figura 3.10, queda que:

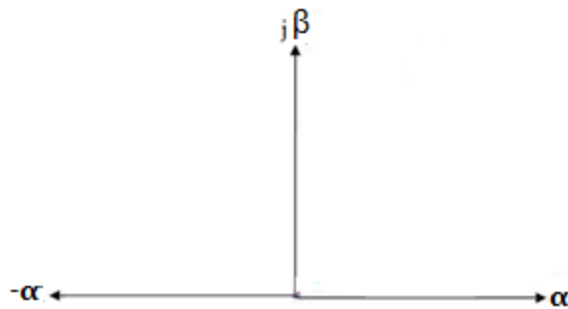


Fig. 3.10. Representación de ejes $\alpha\beta$

$$\begin{cases} \frac{d\alpha(t)}{dt} = s\alpha = j\omega\alpha = 0 \\ \frac{d\beta(t)}{dt} = s\beta = j\omega\beta = 0 \end{cases}$$

La diferencia principal con el desarrollo para el controlador PI radica en que en el PR se utiliza la transformación de Clarke en ejes estacionarios, es decir, no existe movimiento y por tanto el parámetro de velocidad angular es nulo, por lo que la derivada de las componentes de los ejes en el dominio de la frecuencia es nula.

Sustituyendo en (3.31):

$$y = \frac{di_{\alpha}(t)}{dt}\alpha + \frac{di_{\beta}(t)}{dt}\beta \quad (3.33)$$

Aplicando Laplace al resto de la ecuación y separando los términos en función de sus coordenadas en los ejes $\alpha\beta$ se tiene:

$$U_{\alpha}(s) = I_{\alpha}(s)R + LsI_{\alpha}(s) + U_{AC\alpha}(s) \quad (3.34)$$

$$U_{\beta}(s) = I_{\beta}(s)R + LsI_{\beta}(s) + U_{AC\beta}(s) \quad (3.35)$$

Así, despejando las expresiones para las corrientes en ejes $\alpha\beta$,

$$I_{\alpha}(s) = \frac{1}{R + sL} [U_{\alpha}(s) - u_{AC\alpha}(s)] \quad (3.36)$$

$$I_{\beta}(s) = \frac{1}{R + sL} [U_{\beta}(s) - u_{AC\beta}(s)] \quad (3.37)$$

Se puede ver en las expresiones (3.36) y (3.37) que con la transformación de Clark ya no existen términos cruzados de ejes complementarios. Ahora, las potencias instantáneas vendrán dadas por las expresiones (3.38) y (3.39).

$$p = u_{AC\alpha} \cdot i_{\alpha} + u_{AC\beta} \cdot i_{\beta} \quad (3.38)$$

$$q = u_{AC\beta} \cdot i_{\alpha} + u_{AC\alpha} \cdot i_{\beta} \quad (3.39)$$

El modelo de pequeña señal para el lazo interno de corrientes se muestra en la figura 3.11.

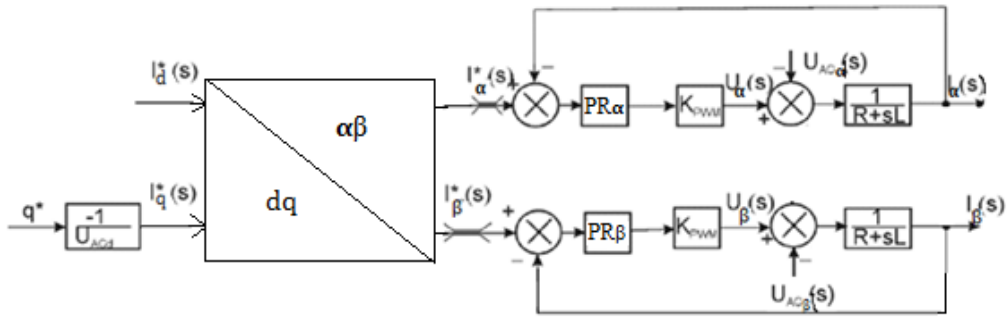


Fig. 3.11. Modelo simplificado de pequeña señal para lazo interno de control

Además de la eliminación de los términos cruzados respecto del lazo interno de corriente implementado con PI, se tiene que las corrientes de las componentes $\alpha\beta$ se obtienen del bloque Simulink de la transformada inversa de Clarke que generará las componentes $\alpha\beta$ a partir de las componentes dq referencia a la salida del lazo externo de tensión.

Al igual que ocurre para el caso anterior, para un control más preciso y fiel a la realidad, el bloque PWM se compondrá tanto por la ganancia estática del mismo, K_{PWM} , relacionada con la amplitud de la señal portadora, C_{PK} , como por la demora producida por la misma modulación digital representada mediante la aproximación de Pade, teniendo en cuenta que T_s es el período de modulación y que este retardo es la mitad del mismo

Además, las constantes se calcularán bajo los mismos criterios dinámicos de diseño que para el caso de utilización de PI.

- Lazo externo de tensión

Para el lazo externo de tensión se realizará el balance de potencias, despreciando las pérdidas en el inversor, de todo el sistema para asegurar la entrega de la potencia máxima a la red (para el caso grid-connected).

Las ecuaciones no varían respecto al lazo de control externo de tensión visto anteriormente de control con PI. Además, las características dinámicas para el lazo son las mismas que las definidas para el caso anterior.

El modelo simplificado de pequeña señal para el sistema completo con ambos lazos de regulación con PR se muestra en la figura 3.12.

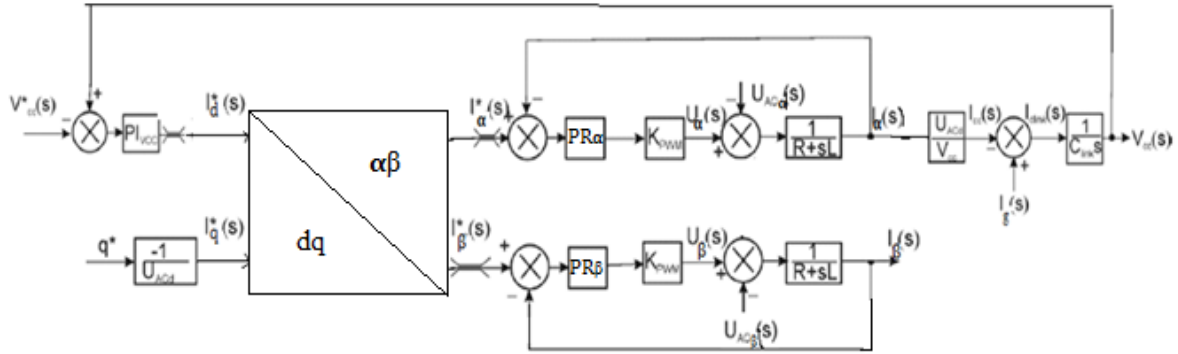


Fig. 3.12. Modelo simplificado de pequeña señal para el subsistema de control completo; lazo interno de corriente y externo de tensión.

3.3. Modelo Simulink para el sistema VSC grid-connected controlado en fuente de corriente con controlador lineal PI (dq Synchronous reference frame)

3.3.1. Bloques del sistema

3.3.1.1. Generador/Carga

En este trabajo se tendrá un generador fotovoltaico como fuente de energía continua al sistema (para este caso, el convertidor trabajará como inversor), pudiendo actuar como carga en caso de que se absorba energía de la red (aquí el convertidor actuará como rectificador).

El panel, o array de paneles se modelará como una fuente de corriente controlada por tensión a partir de dos condensadores C_{link} que dará la tensión V_{CC} para la realimentación del bus de control externo de tensión de continua, que irá como entrada al bloque del controlador, obteniendo así un aprovechamiento máximo del sistema vertiendo el máximo de la energía producida por el generador a la red.

Es muy usual disponer de un bloque para la obtención del punto de máxima potencia, MPPT (Maximum Power Point Tracker) que seguirá mediante un algoritmo en tiempo real los valores de I_P y V_P que hacen que el generador entregue la potencia máxima al sistema, este valor será V_{CCRef} . Este valor obtenido a partir del MPPT será comparado con la tensión de continua V_{CC} permitiendo el reajuste del lazo externo de continua del sistema y permitiendo, como se ha comentado en el párrafo anterior, una eficiencia óptima.

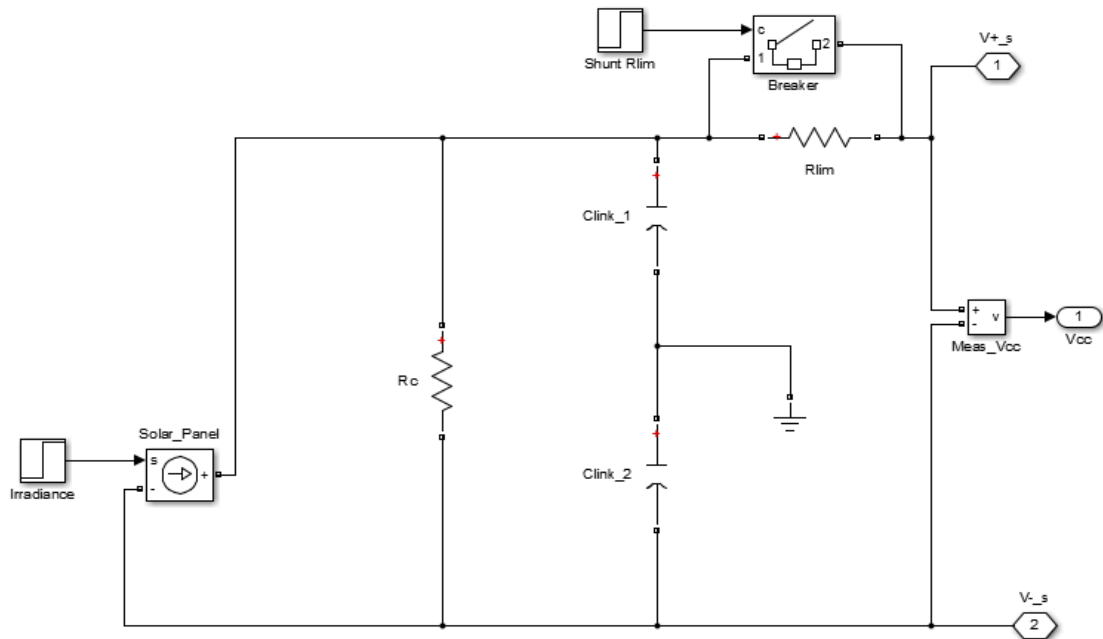


Fig.3.13. Sistema del bloque generador/carga en Simulink

En algunos casos, se dispone de un convertidor elevador, *boost*, a la salida de los paneles que permite el alcance de una tensión deseada más alta que la que pueda proporcionar el generador. Para este caso, el MPPT dará la corriente que definirá el valor del ciclo de trabajo, *duty cycle*, del *boost*, para que se obtenga a su salida la tensión optimizada a la generación máxima de energía.

Las tensiones de salida V_{S+} y V_{S-} serán la alimentación del inversor trifásico. Además, se dispondrá de un sistema de protección contra sobrecargas o cortocircuitos gracias al *breaker*, que actúa como un *switch*, incluido en el bloque, es decir, se tiene una red *snubber* que proporciona una trayectoria de corriente alternativa cuando se produce un cambio en la dirección de la corriente, como puede suceder en este caso.

3.3.1.2. Convertidor+Planta

En este bloque se representa el subsistema de potencia que corresponde a la parte del inversor, el filtro LC que limitarán el rizado en tensión y corriente a la salida del mismo y el bloque PWM que proporcionarán los disparos de los polos de potencia para el gobierno de las conmutaciones del inversor a partir de las señales V_{u_p} , V_{v_p} y V_{w_p} provenientes del bloque del controlador por lo que se encontrarán correctamente reguladas gracias a los lazos correctamente implementados de tensión y corrientes como se mostrará posteriormente.

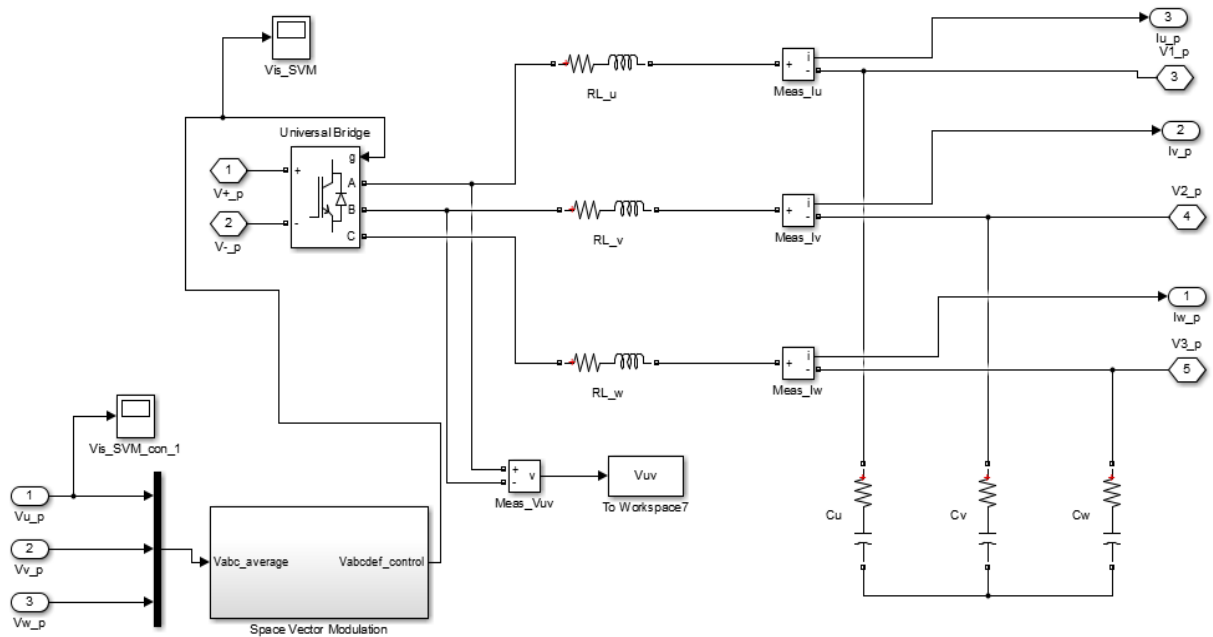


Fig. 3.14. Sistema del bloque convertidor+planta en Simulink

Además, se tendrá el filtro LC a la salida del inversor de manera que se filtrarán el rizado de las señales que van a ser inyectadas en red. Las tensiones a la salida del inversor, Iu_p , Iv_p e Iw_p serán las corrientes trifásicas a controlar e irán al bloque del controlador para tal fin. Las señales $V1_p$, $V2_p$ y $V3_p$ serán las tensiones trifásicas del inversor filtradas que se conectan a red.

- Bloque PWM

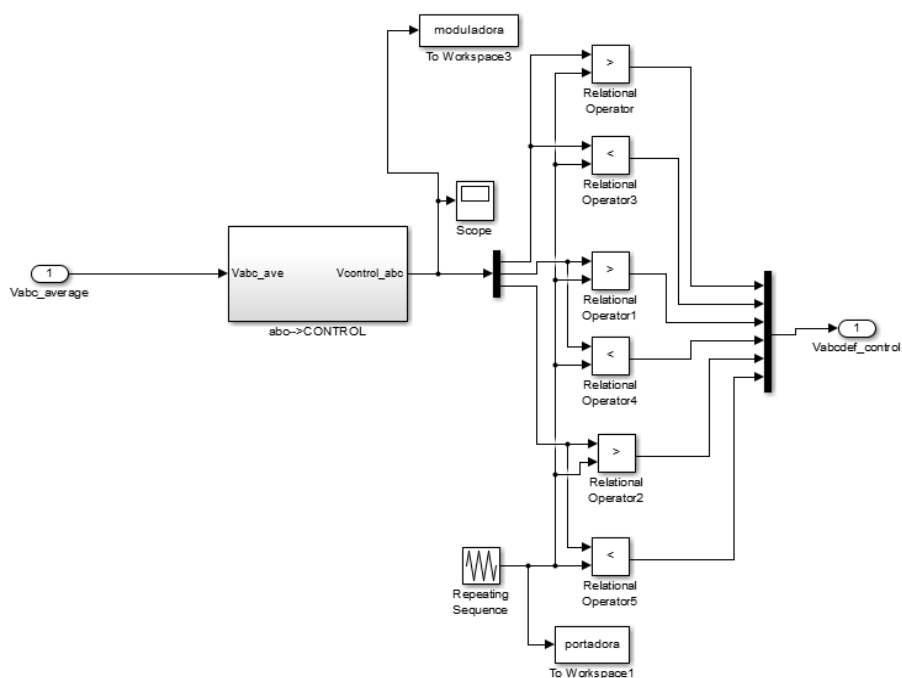


Fig. 3.15. Bloque PWM dentro del bloque convertidor+planta en Simulink

Las tensiones obtenidas del bloque del controlador, serán las señales moduladoras que van a ser comparadas con una señal portadora triangular de alta frecuencia para componer las salidas del PWM para sus correspondientes señales de disparo de los polos de potencia

3.3.1.3. Red eléctrica de baja tensión

El sistema estará en condiciones conectarse a la red eléctrica cuando en la operación de sincronización las diferencias entre las magnitudes eléctricas del generador y la red no sean superiores a las siguientes [37]:

- THD (Total Harmonic Distortion) < 5%
- Diferencia de tensiones $\pm 8\%$
- Diferencia de frecuencia $\pm 0,1\text{Hz}$
- Diferencia de fase $\pm 10^\circ$

Las señales de consigna para la sincronización del sistema se extraerán de este bloque a partir de las tensiones de fase de la red eléctrica de distribución; V_{rn} , V_{sn} , V_{tn} , sabiendo que las tensiones eficaces de línea para la red eléctrica de baja tensión es de $230V_{rms}$.

Se dispone además de un transformador de aislamiento en el punto de conexión del sistema con la red eléctrica que hará de elemento de seguridad ante fallas eléctricas además de aislar el sistema de la red eléctrica evitando pérdidas de potencia en el caso de fallo de aislamiento.

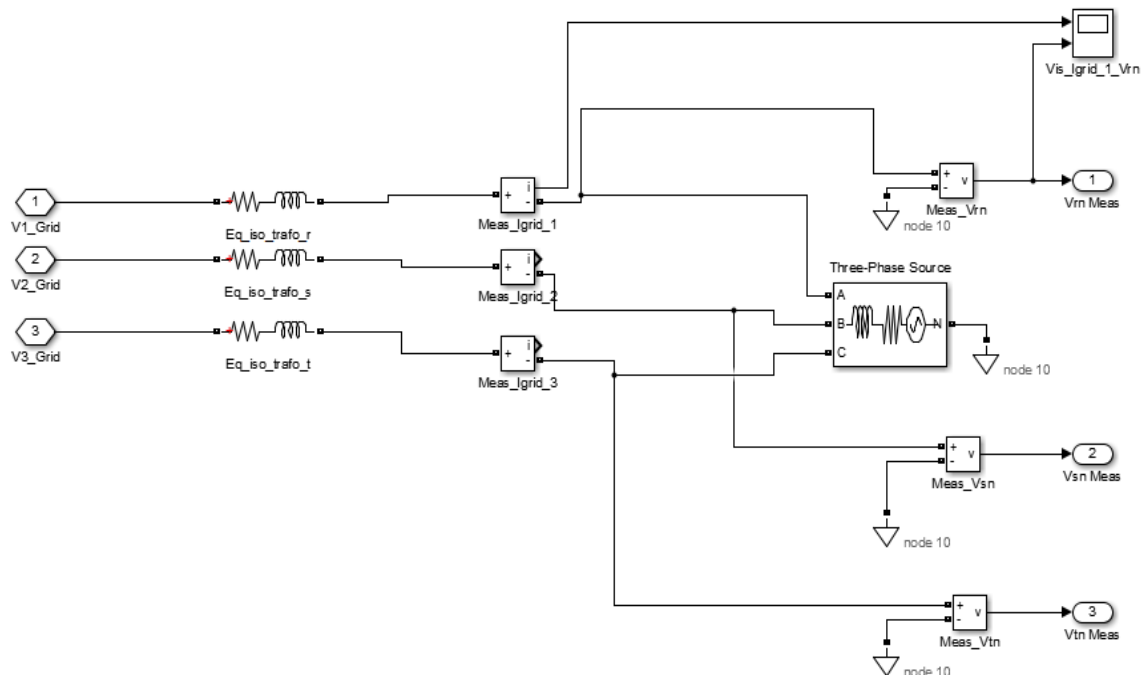


Fig. 3.16. Bloque red eléctrica de baja tensión en Simulink

3.3.1.4. Controlador

Se trata del subsistema de control completo ya que está compuesto del lazo de control externo de tensión que hará que el sistema entregue a la red la potencia máxima para una irradiancia y temperatura determinadas, y el lazo interno de control de corriente para controlar el factor de potencia y obtener una baja distorsión armónica de las corrientes. El lazo externo de tensión compara la tensión en el condensador C_{link} con la consigna de referencia proveniente del bloque del algoritmo del búsqueda de máxima potencia.

El lazo interno de corriente tendrá dos componentes reguladas con control dq vectorial e independiente (como se ha visto anteriormente con el desarrollo de la transformación de Park) por lo que existirán dos reguladores PI (en este caso) así, la componente d de referencia a la salida del PI del bus de continua se comparará con la componente d de las corrientes de línea reales, siendo esta diferencia (el error) la que se llevará al controlador PI de la corriente d .

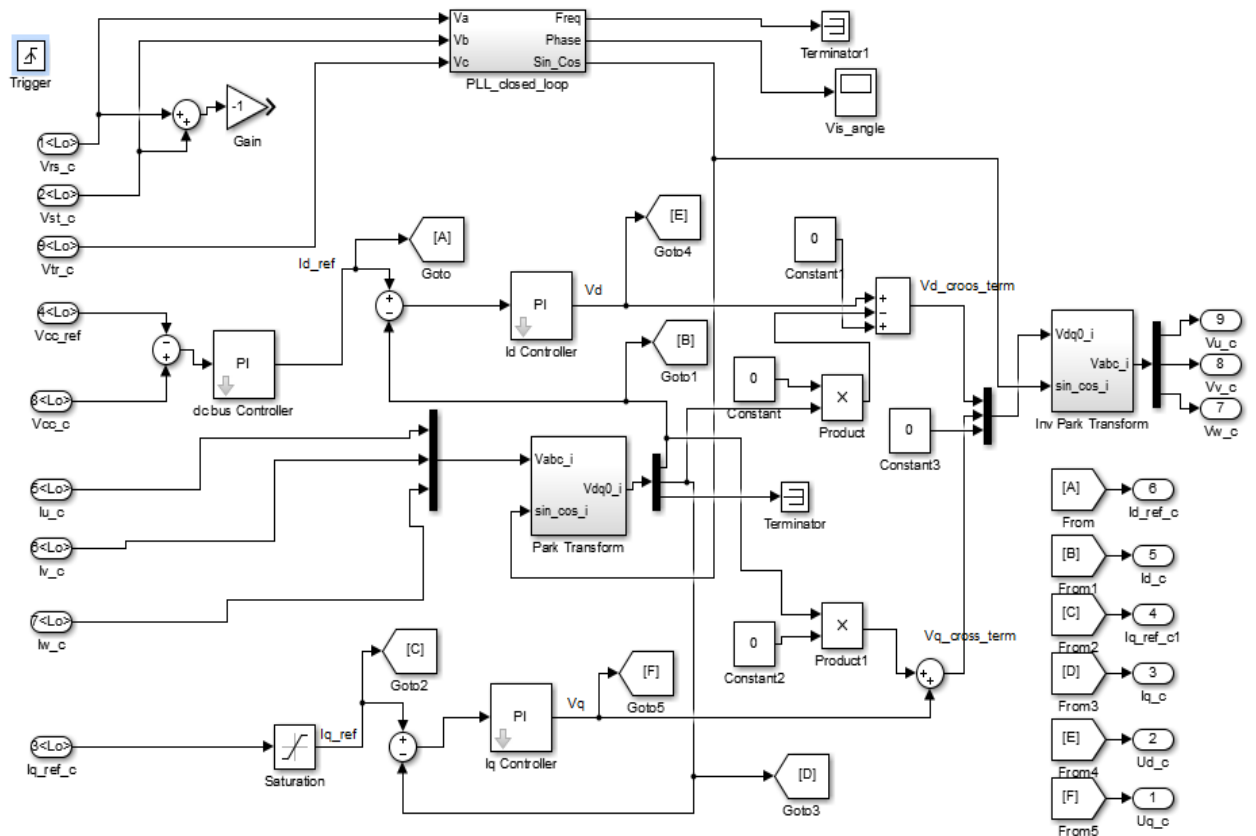


Fig. 3.17. Bloque del controlador lineal con PI en Simulink

La componente q de referencia, proporcional al factor de potencia, se compara con la corriente q de las corriente de línea reales, esta salida será regulada por un tercer PI para las corrientes en q .

Además del subsistema para el algoritmo de sincronización a partir de las mediciones de las tensiones de la red.

Todo el controlador estará implementado dentro de un bloque *triggered subsystem* que será gobernado por el bloque *signal generator* el cual hará que el controlador trabaje a una frecuencia de muestreo impuesta por las interrupciones.

El bloque del controlador es la parte del sistema que va a variar en función del tipo de implementación a la que esté sujeta.

En este apartado se alude a un control lineal con controladores PI bajo la transformación de Park; el control de las potencias activa y reactiva se realiza en los ejes desacoplados *dq* del marco de referencia giratorio.

- Bloque PLL

Dentro del bloque del controlador se encuentra el subbloque correspondiente al algoritmo de sincronización, en este caso, un PLL (Phase-Locked Loop) el cual obtendrá la fase y frecuencia de la red para su utilización como consigna en la regulación.

Para el caso de la utilización de controladores PI, se regularán las corrientes en el inversor de manera que el vector de la tensión de red se encuentre siempre alineado con la componente *d* y girando siempre a la misma velocidad de sincronismo.

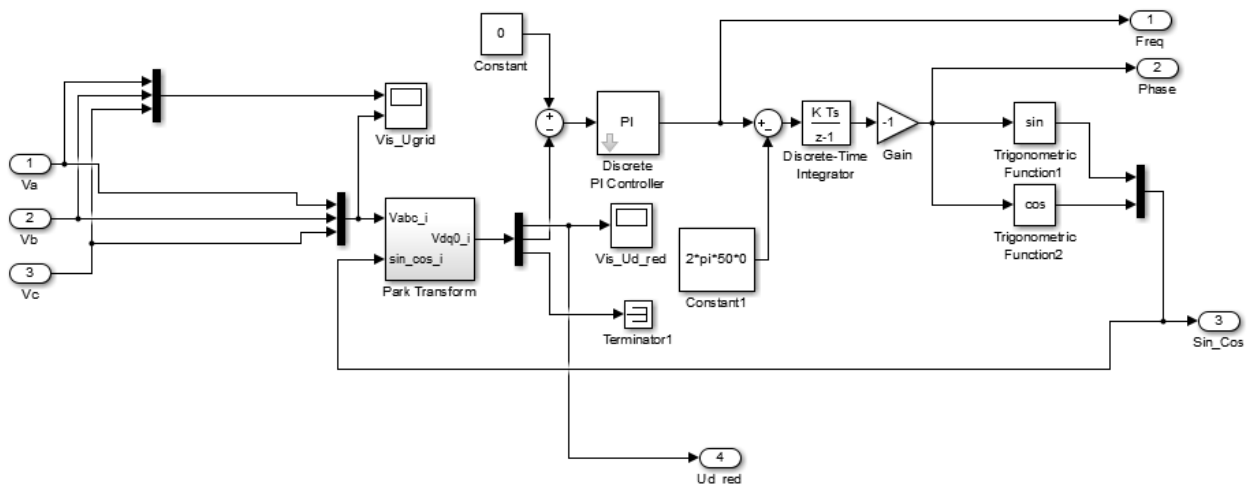


Fig. 3.18. Bloque PLL de sincronización en Simulink

Para la obtención de las señales para las potencias activa y reactiva instantáneas se hace necesario el valor de la componente *d* de la tensión de red, no siendo así con la componente *q* que, como ya se ha visto, debido al solapamiento de la componente *d* con el propio vector de red gracias a la igualdad en la velocidad de sincronismo de ambos vectores, no existe componente *q* para el mismo.

La componente d se obtendrá directamente del bloque de transformación de Park que es aplicado a las tensiones de red.

La tensión u_d se llevará hacia el nivel jerárquico superior de Simulink ya que es obtenida del interior del bloque *triggered subsystem* que, como se ha expuesto anteriormente, trabaja a la frecuencia de muestreo del controlador, distinta a la de la planta.

De esta forma, se obtendrán los valores instantáneos para las potencias activa y reactiva entregadas a la red por parte del sistema sin que exista conflicto entre las frecuencia de muestreo del controlador y la frecuencia de trabajo de la planta.

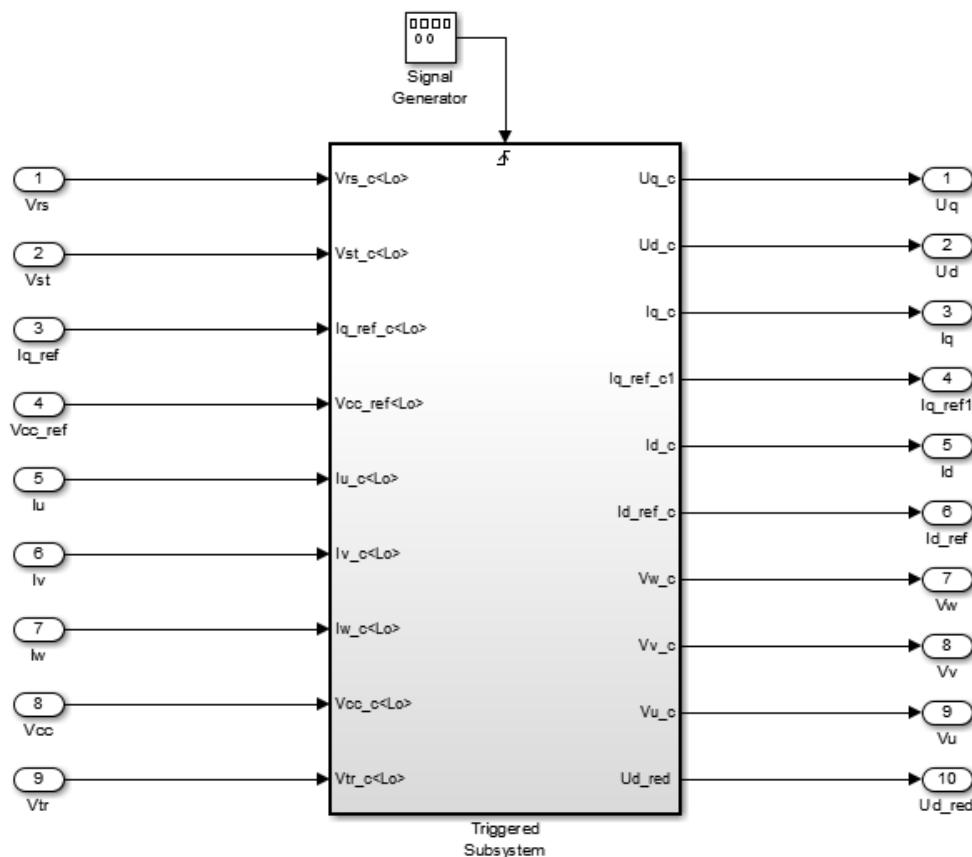


Fig. 3.19. Bloque del subsistema de control bajo frecuencia impuesta por el señal de interrupciones de muestreo.

3.3.2. Parámetros

Para las simulaciones del sistema, se establecerán los valores de las variables del mismo tales como las inductancias y resistencias de línea, capacitancias, tensión y frecuencia de red, irradiancia incidente, tensión en el bus de continua o valor de la componente q de corriente inyectada en el sistema.

Además, se implementarán los controladores PI de los lazos de regulación mediante el cálculo de sus constantes bajo los criterios de margen de fase y margen de ganancia que hacen que el sistema mantenga el compromiso de rapidez-estabilidad.

Por otro lado, los tiempos de muestreo para la planta y el controlador o, lo que es lo mismo, las frecuencias, vendrán dadas por las características de las plataformas utilizadas.

La frecuencia del controlador se establece a partir del cumplimiento del criterio de Nyquist, que establece que el periodo de muestreo debe ser menor que el periodo de la planta en una relación expuesta en (3.40):

$$T_s < 2T \quad (3.40)$$

O, lo que es lo mismo, la frecuencia *S&H* (*sample and hold*) para la cuantificación discreta de las señales debe ser mayor del doble de la frecuencia de la planta, (3.41) para que no exista pérdida de información al discretizar la señal continua en muestras ni al reconstruir la señal continua real a partir de las mismas con el peligro de producirse un efecto *aliasing*.

$$f_s > 2f \quad (3.41)$$

$$f_s \geq 4f \quad (3.42)$$

Para asegurar el mantenimiento de toda la información real continua contenida en muestras discretas se impone una frecuencia de muestreo mayor o igual a cuatro veces la frecuencia de la planta (3.42).

Por otra parte, y a partir de estudios realizados por Simone Buso y Paolo Mattavelli [38], cuando se sincroniza la frecuencia de muestreo con la propia frecuencia de conmutación no es necesario cumplir con el teorema de Nyquist ya que no existiría pérdida de información y además se consigue un significativo ahorro de memoria.

Una vez definida la frecuencia del bloque PWM, 12208 Hz en este caso teniendo en cuenta múltiplos de la frecuencia de reloj que posee la tarjeta electrónica, se concreta la del bloque controlador que tendrá un periodo de muestreo de 20.478 μ s, es decir, una frecuencia de muestreo de 48832Hz; $f_{s_controller} = 4 * f_{PWM}$.

Se definirá también una variable para la irradiancia incidente en el sistema, I_g , como señal escalón de entrada referente a la fuente de corriente controlada. La tensión de red se referirá a la tensión eficaz de línea de la misma, 230 V_{rms} con frecuencia de 50Hz.

También se tendrán en cuenta los valores de los condensadores de desacoplo. Para el análisis experimental se implementará la fuente de tensión con dos condensadores C_{link} con una toma media.

Los valores de las variables utilizadas en las simulaciones se presentan a continuación:

```
Fpwm=12208;  
Ts_Plant=1/(Fpwm*32);  
Ig=17;  
Clink_1=4600e-6;  
Clink_2=4600e-6;  
RClink=4.5e4;  
RC=1e-3;  
R=0.0465;  
L=1.1e-3;  
C=4e-6;  
Rt=0.247;  
Lt=0.00064;  
Vrms=230;  
Ph=0;  
Freq=50;  
Rs=0.000047;  
Ls=0.000000456;  
Fs_Controller=Fpwm*4;  
Vcc_ref=600;  
Iq_ref=0;  
Kiid= 0.8911;  
Kiiq=Kiid;  
Kpid=0.0211;  
Kpiq=Kpid;  
Kivcc=17.6601;  
Kpvcc=0.4621;
```

3.4. Modelo Simulink del sistema VSC grid-connected controlado en fuente de corriente con controlador lineal PR (*$\alpha\beta$ stationary reference frame*)

3.4.1. Bloques del sistema

Los bloques del sistema para el control en ejes de referencia estacionarios serán los mismos que para el control en ejes de referencia giratorios a excepción del bloque del controlador y de la red eléctrica de baja tensión, que son los que se exponen a continuación.

3.4.1.1. Red eléctrica de baja tensión

Para este caso, se tiene una fuente trifásica distorsionada con armónicos de bajo orden representados por fuentes senoidales de tensión.

Se tendrá una fuente senoidal de $230V_{rms}$ referente al armónico fundamental, otra para el quinto y otra para el séptimo armónico en cada una de las líneas trifásica, rst.

Introduciendo armónicos senoidales en el sistema se comprobará la robustez del mismo en cuanto a la gestión de las perturbaciones.

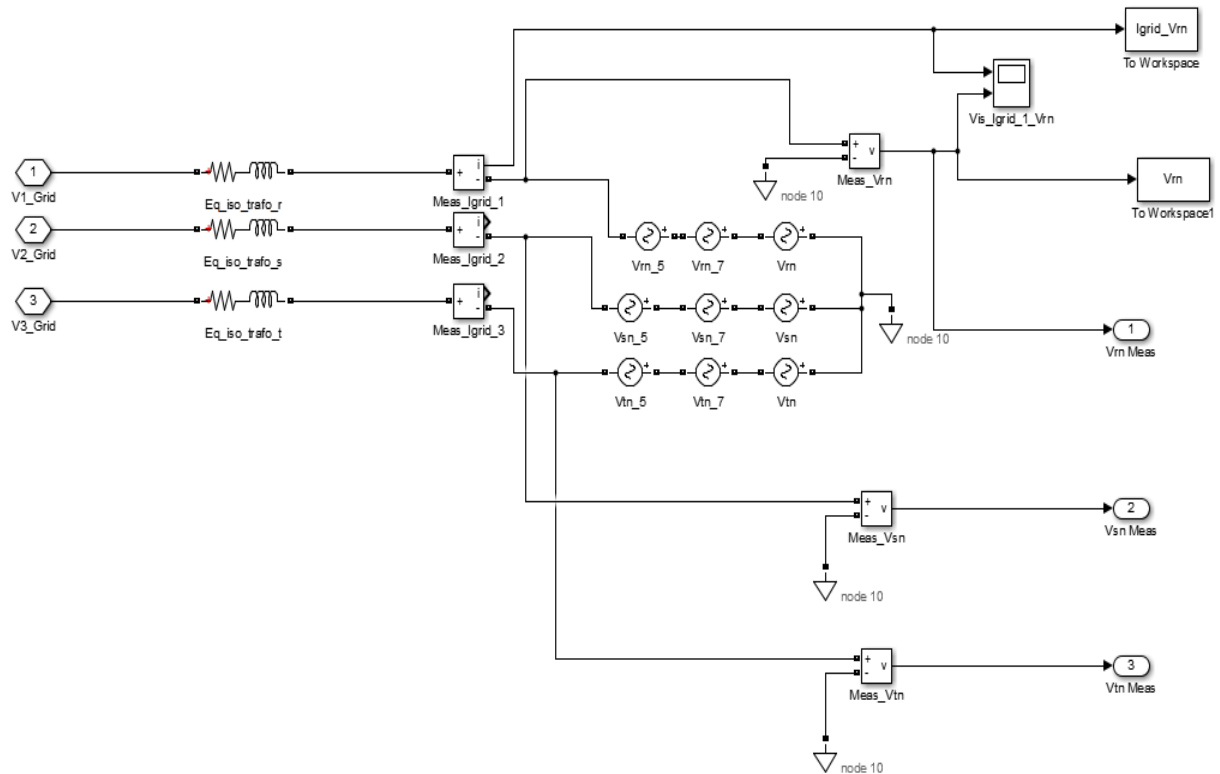


Fig.3.20. Diagrama de bloques para la red eléctrica de baja tensión en Simulink

3.4.1.2. Controlador

Teniendo un nuevo marco de referencia para la resolución de la regulación del sistema, cabe esperar que el controlador implementado con PR sea distinto al controlador con PI.

Se observa un bloque controlador más sencillo y directo en el que a las corriente de salida del inversor se les aplica la transformada de Clarke obteniendo las componentes α y β de las mismas que serán comparadas con las respectivas de referencia del bus de continua obteniéndose así el error en los ejes $\alpha\beta$ yendo cada una de ellas a un regulador PR. Nótese que la regulación del lazo externo de tensión se realiza de la misma manera que para el caso anterior, se utilizará un regulador PI ya que se trata de señales continuas.

Se obtendrán las tensiones reguladas a la salida del controlador a las que se les aplicará la antitransformada de Clarke para ir posteriormente al bloque inversor, siendo aplicadas al bloque PWM del mismo para conseguir los disparos de los polos de potencia que harán

que el inversor genere las señales de corriente correctamente compensadas para poder ser inyectadas en la red eléctrica.

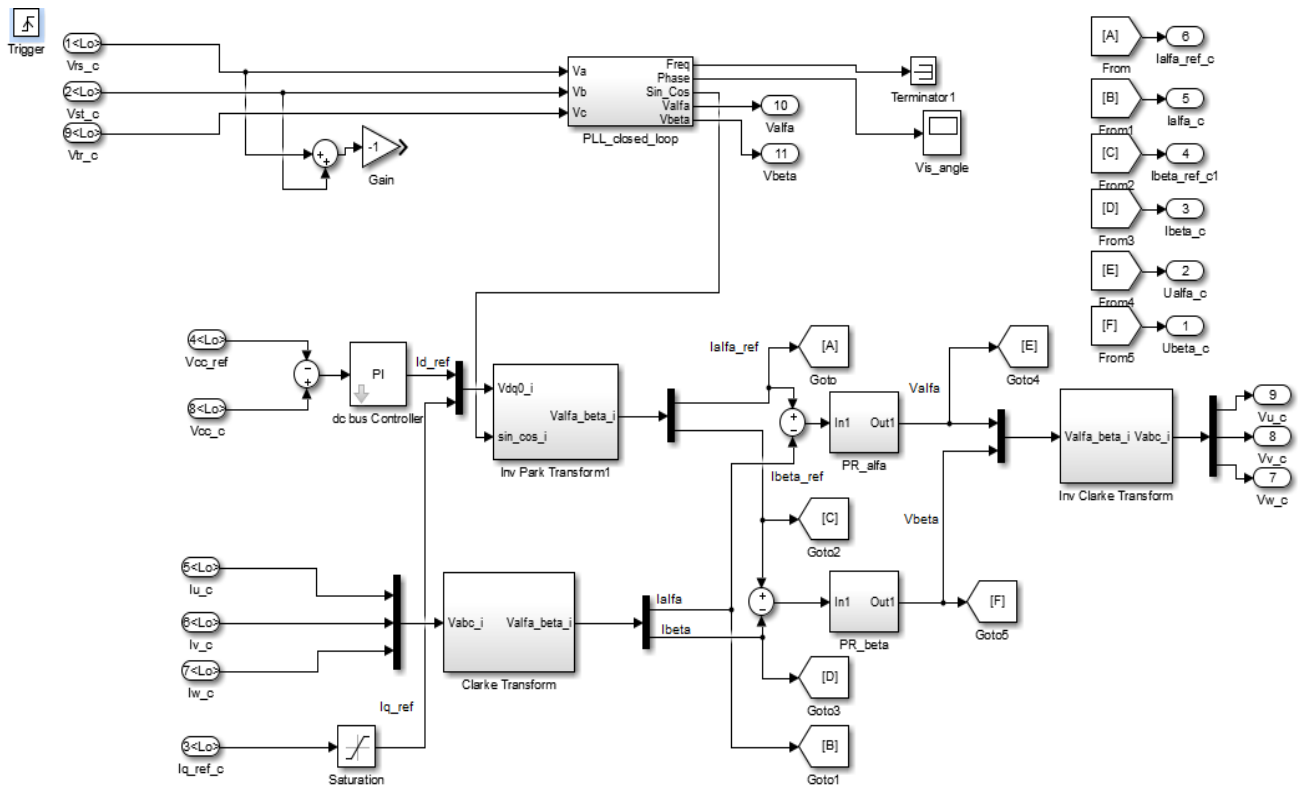


Fig.3.21. Bloque del controlador lineal con PR en Simulink

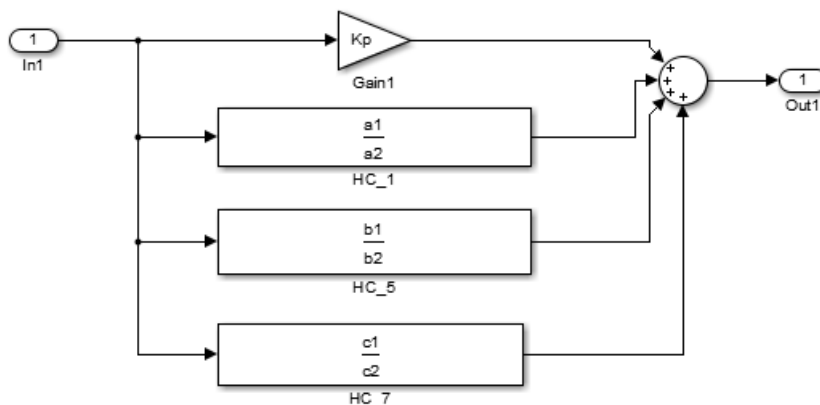


Fig.3.22. Bloque del controlador PR en Simulink

En la figura 3.22 se observa cómo el controlador está formado por una ganancia resonante pura junto con compensadores para cada uno de los armónicos (en este caso se realiza la compensación de los armónicos fundamental, quinto y séptimo) dispuestos en cascada de manera que éstos están sintonizados a la frecuencia de resonancia de cada uno de ellos.

El número de compensadores que es posible implementar está directamente relacionado con la memoria disponible del microcontrolador a utilizar, es decir, cuanto mayor recurso de memoria disponible mayor es el número de armónicos que el sistema podría ser capaz de compensar.

El cociente que representa cada uno de los controladores resonantes es expresado *por* $a1$, $a2$, $b1$, $b2$ y $c1$, $c2$ para el armónico fundamental, el quinto y el séptimo respectivamente.

Se trata de una simplificación de la función de transferencia discretizada mediante el método de Tustin a partir de la expresión en tiempo continuo para el controlador resonante previa programación en el script:

```
num=[2*Ki*wc 0];  
den=[1 2*wc w_1^2]
```

- Bloque PLL

El bloque de sincronización en el caso del uso de PR para la regulación de corrientes será igual que el utilizado para los controladores PI, ya que la parte de la obtención del ángulo de fase y frecuencia de la red es la misma, es decir, se realiza la transformación de Park en las tensiones de red.

Ya que nos encontramos en un marco de referencia estacionario, no existirá desacople de potencias instantáneas reactiva y activa, sino que cada una de ellas dependerá de las componentes $\alpha\beta$ de las tensiones de red así como de las corrientes de salida del inversor, como se demuestra en las expresiones expuestas anteriormente para el desarrollo del modelo PR en pequeña señal (3.38) y (3.39).

Por ello, para el cálculo de las potencias se hace necesaria la obtención de las componentes $\alpha\beta$ de las tensiones de red aplicando la transformación de Clarke a las mismas. Para este caso, se tiene la misma situación que para el caso anterior con la utilización de controladores PI.

Las componentes $\alpha\beta$ de las tensiones de red se llevarán al nivel jerárquico superior donde se trabaja a la frecuencia de la planta y no bajo la frecuencia de muestreo o interrupción del bloque *Triggered subsystem* del controlador.

Las potencias activa y reactiva instantáneas se obtendrán bajo la frecuencia de trabajo de la planta del sistema.

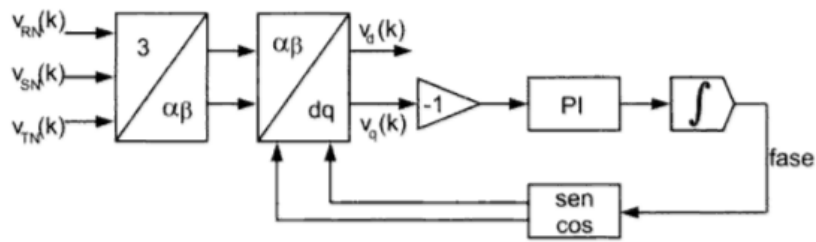


Fig.3.23. Modelo simplificado del bloque PLL

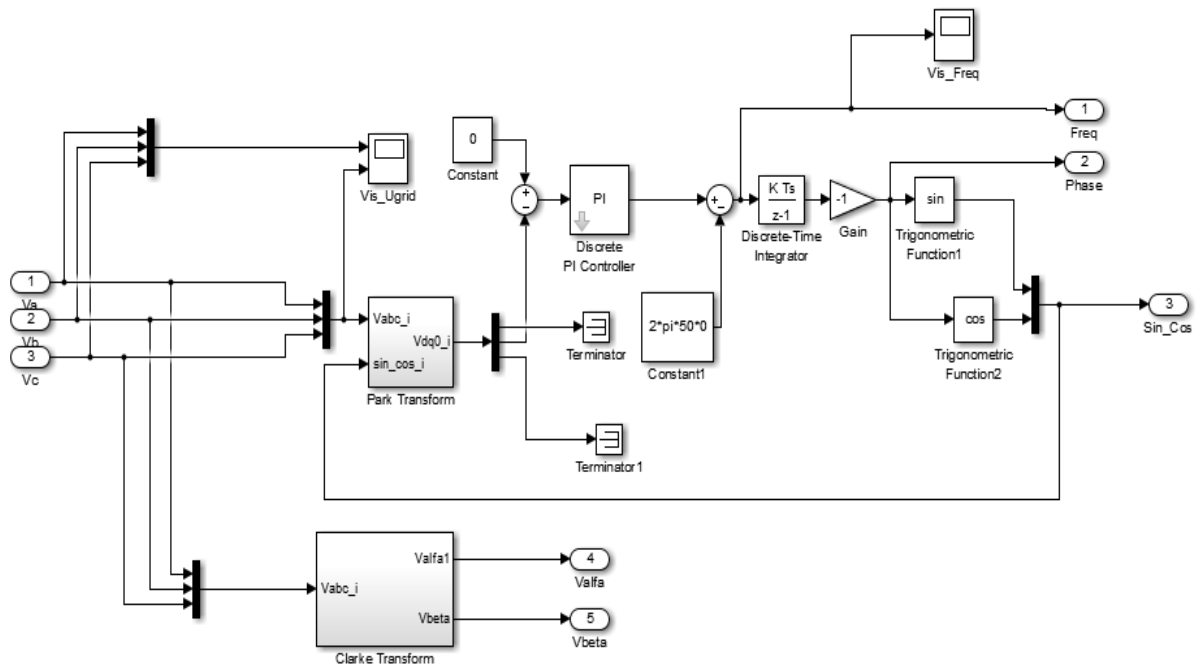


Fig.3.24. Bloque del PLL en Simulink

3.4.2. Parámetros

Los parámetros de tiempo de muestreo del controlador así como la frecuencia para el PWM serán los mismos que para el caso anterior.

Para este caso, se tendrá una red eléctrica con armónicos como perturbaciones; se tendrán los armónicos 5° y 7° con una amplitud del 30 y del 12% respectivamente. Se introducirán los valores pico de tensión para cada uno, incluyendo el fundamental, además de la secuencia de sus fases en función del número del armónico.

Además, se tendrán los valores para las resistencias e inductancias de línea a la salida del inversor así como para el transformador de aislamiento y los condensadores de desacoplo.

Se obtendrán las constantes para los lazos de regulación de tensión con PI, K_{pvcc} y K_{ivcc} , y corrientes con PR, k_i y k_p , a partir de las consignas de margen de fase y margen de ganancia que hacen que el sistema cumpla el compromiso entre estabilidad y rapidez.

Los valores para las variables utilizadas en las simulaciones se muestran a continuación:

```
Fpwm=12208;
Ts_Plant=1/(Fpwm*32);
Ig=17;
Step_time_Ig=0.2;
Ig_ini=0;
RClink=4.5e4;
Clink_1=4600e-6;
Clink_2=4600e-6;
Vcc_1_ini=93.9;
Vcc_2_ini=93.9;

R=0.0465;
Ru=R;
Rv=R;
Rw=R;
L=1.1e-3;
Lu=L;
Lv=L;
Lw=L;

Tau=L/R;

RC=1e-3;
RCu=RC;
RCv=RC;
RCw=RC;
C=4e-6;
Cu=C;
Cv=C;
Cw=C;

Rt=0.247;
Rtr=Rt;
Rts=Rt;
Rtt=Rt;
Lt=0.00064;
Ltr=Lt;
Lts=Lt;
Ltt=Lt;

Vrms=230;
Vrms_r=230;
Vrms_s=230;
Vrms_t=230;
Ph_r=0;
Ph_s=240;
Ph_t=120;
Freq=50;
Rs=0.000047;
Ls=0.000000456;
```

```
Karm_5=0.3;
Karm_7=0.12;
Freq_5=Freq*5;
Freq_7=Freq*7;

Ph_r_5=0;
Ph_r_7=0;
Ph_s_5=120;
Ph_s_7=240;
Ph_t_5=240;
Ph_t_7=120;

Fs_Controller=Fpwm*4;
Ts=1/Fs_Controller;

Kp=0.0211;

Ki=10;
Ki_1=Ki;
Ki_5=Ki;
Ki_7=Ki;

w=2*pi*Freq;
w_1=w;
w_5=5*w;
w_7=7*w;

wc=1;
wc_1=wc;
wc_5=wc;
wc_7=wc;

Ts_PR=1/Fs_Controller;

Vcc_ref=600;
Iq_ref=0;

Kivcc=17.66;
Kpvcc=0.4621;
```

4. SIMULACIONES

Se realizarán distintas simulaciones para mostrar el comportamiento de las variables del sistema en función de la variación de diferentes parámetros de entrada que representarán situaciones reales de manera que se variarán ciertos valores en las simulaciones para determinar el comportamiento del sistema frente a estas distintas condiciones.

A continuación se presenta una tabla con los valores de los elementos que se mantienen constantes en las simulaciones con controladores PI y PR.

RClink	4.5e4	Ω
Clink_1	4600e-6	F
Clink_2	4600e-6	F
R	0.0465	Ω
L	1.1e-3	H
RC	1e-3	Ω
C	4e-6	F
Rt	0.247	Ω
Lt	0.00064	H
V_rms	230	V_{rms}
Rs	0.000047	Ω
Ls	0.000000456	H
Fpwm	12200	Hz
Fs_Controller	Fpwm*4	Hz
Ts	1/Fs_Controller	s
Ts_Plant	1/(Fpwm*32)	s

Tabla 4.1. Valores constantes para las simulaciones

- RClink se refiere a la resistencia del condensador *link*.
- Clink_1 y Clink_2 son los valores para los dos condensadores *link*.
- R y L representan la resistencia de línea y el valor de la inductancia la salida del inversor respectivamente.
- RC y C hacen referencia a la resistencia y al valor del condensador respectivamente, colocado en triángulo en cada línea para el filtro pasabajo LCL(junto con la inductancia del trafo) a la salida del inversor.
- V_rms representa el valor eficaz para las corrientes fase-fase de la red.
- Rt y Lt hacen referencia a la resistencia e inductancias del trafo.
- Rs y Ls hacen referencia a la resistencia e inductancia de la red.
- Fpwm es la frecuencia para la conmutación de los polos de potencia del convertidor trifásico.
- Fs_controller es la frecuencia de muestreo del controlador en la simulación.
- Ts es el periodo de muestreo del controlador.
- Ts_Plant es el periodo de muestreo necesario para modelar la planta conmutando a Fpwm.

Las condiciones iniciales para los demás parámetros de simulación se muestran en la tabla 4.2.

I _g	17	A
Freq	50	Hz
V _{clink}	600	V
I _{q_ref}	0	A

Tabla 4.2. Valores de las condiciones iniciales para las simulaciones.

4.1. VSC grid-connected controlado en fuente de corriente mediante controladores PI

➤ *Acondicionamiento previo para las simulaciones*

Para comenzar con las simulaciones se tendrán en cuenta las diferencias que existen entre las corrientes de salida del inversor y las corrientes que son inyectadas en red.

Las corrientes inyectadas en red han sido filtradas a la salida del inversor gracias al filtro LCL. El condensador a la salida del inversor filtrará el rizado de alta frecuencia provocado por las conmutaciones de los polos de potencia dejando a las corrientes con una mejor calidad de señal para ser inyectadas en la red eléctrica.

Este condensador para el filtro paso-bajo tendrá bajo valor de capacitancia para evitar la variación del factor de potencia del sistema debido al consumo de reactiva por el mismo [39], pero lo suficientemente alto como para evitar que el rizado de salida de la señal tras su filtrado sea bajo, haciendo que las pérdidas de potencia por el mismo sean bajas.

Además, la frecuencia de resonancia del filtro paso-bajo debe estar lo suficientemente alejada tanto de la frecuencia fundamental como de la frecuencia de conmutación (50Hz y 12.2 kHz respectivamente, en este caso) para evitar la influencia negativa del efecto de resonancia respecto a la estabilidad del sistema y la calidad de las señales.

Por ello, se escogerán las componentes dq de las corrientes inyectadas en red, y no las de salida inmediata del inversor, para el cálculo de las potencias instantáneas de salida del sistema. Se extraerán las componentes dq a partir del bloque de transformación de Park para las corrientes inyectadas en red, como se observa en la figura 4.1.

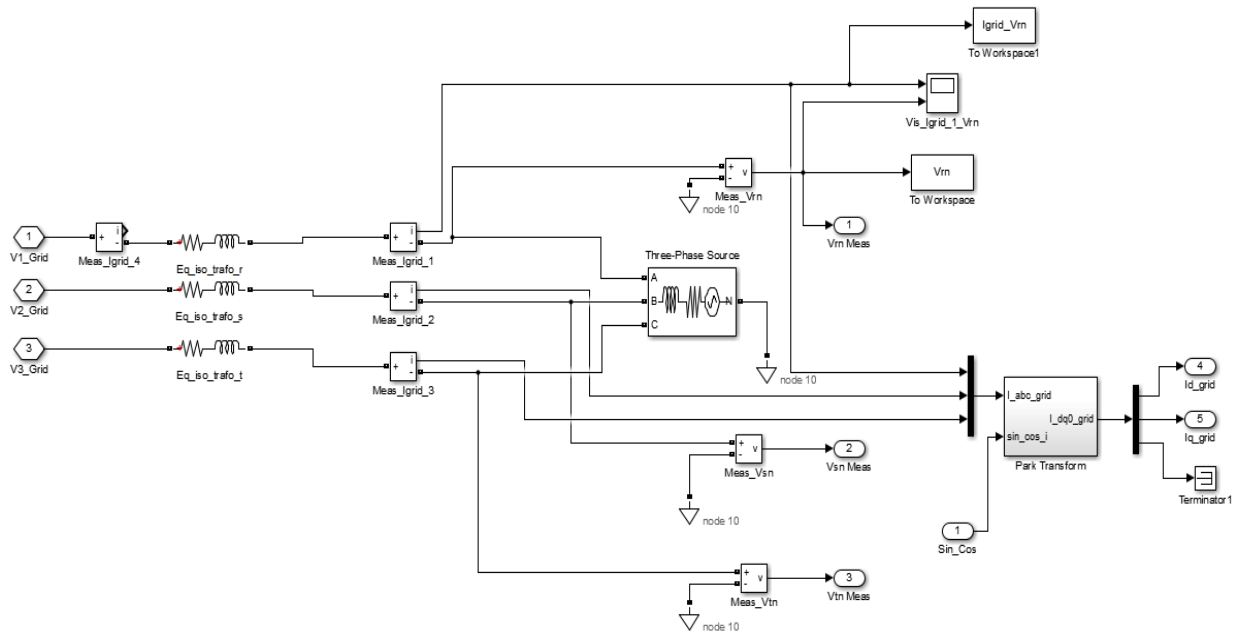


Fig. 4.1. Bloque de red eléctrica en Simulink con salida de componentes dq de la corriente inyectada.

La frecuencia angular necesaria para el sistema de referencia giratorio, la velocidad del vector de red, se extraerá del bloque PLL de sincronización, bloque que se encuentra dentro del controlador (se extraerá del mismo para no tener problemas debido a los diferentes tiempos de muestreo de los distintos bloques).

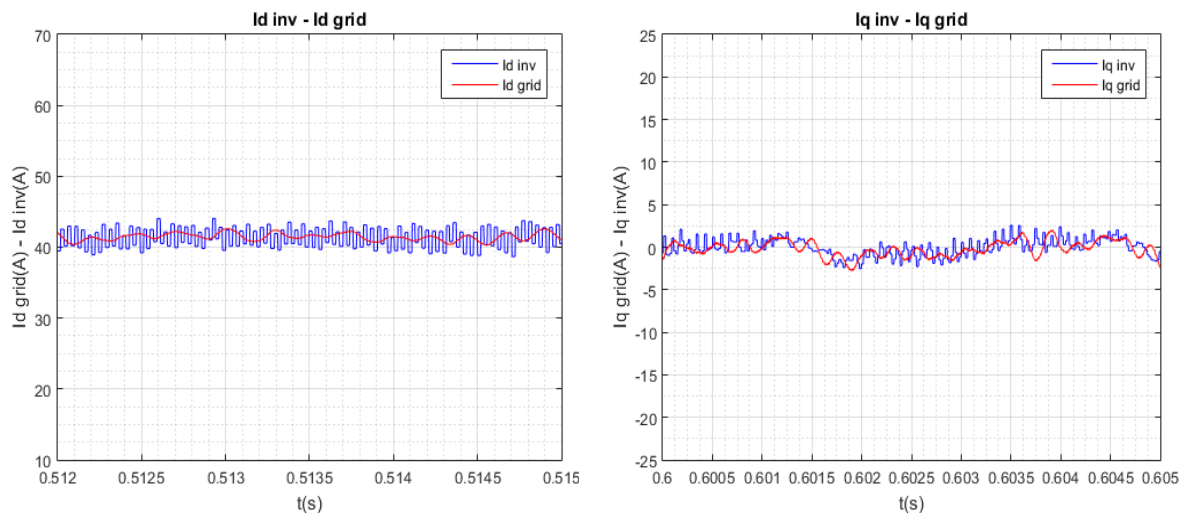


Fig. 4.2. Señales de las componentes d (izda.) y q (dcha.) de la corriente a la salida del inversor (azul) y a la entrada a red (rojo).

Las gráficas anteriores hacen referencia a las componentes d (izda.) y q (dcha.) de la corriente del inversor (azul) y de la red (rojo).

Nótese el filtrado de las componentes de alta frecuencia provocadas por las conmutaciones de los polos de potencia del inversor.

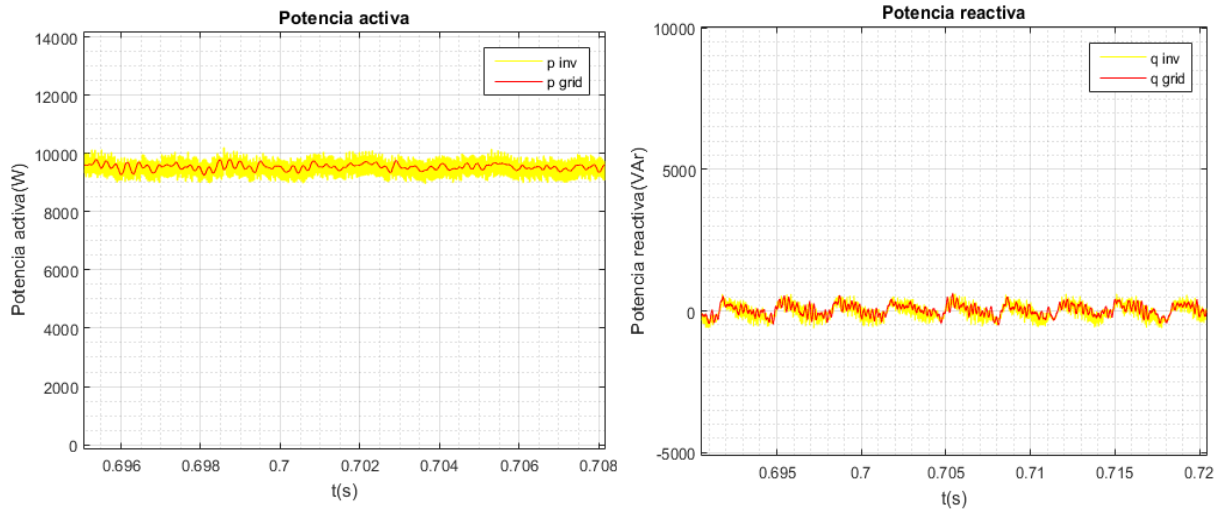


Fig. 4.3 Señales de las potencias instantáneas activa y reactiva a la salida del inversor (amarillo) y de la red (rojo).

Las figura 4.3 muestra las gráficas referentes a las potencias instantáneas activa (izda.) y reactiva (dcha.) a la salida del inversor (amarillo) y la real inyectada a red (rojo).

Igual que en caso anterior, nótese el filtrado de las componentes de alta frecuencia provocadas por las conmutaciones de los polos de potencia del inversor tras pasar por el filtro.

4.1.1. Variación de las condiciones de irradiancia (I_g)

Manteniendo el resto de valores constantes, el valor de la irradiancia variará entre 12, 17 y 23A emulando distintas condiciones en cuanto a la incidencia de luz solar sobre los paneles fotovoltaicos.

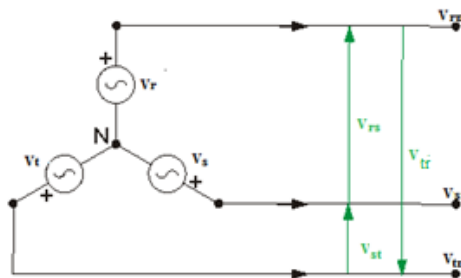


Fig.4.4. Conexión en estrella del sistema trifásico.

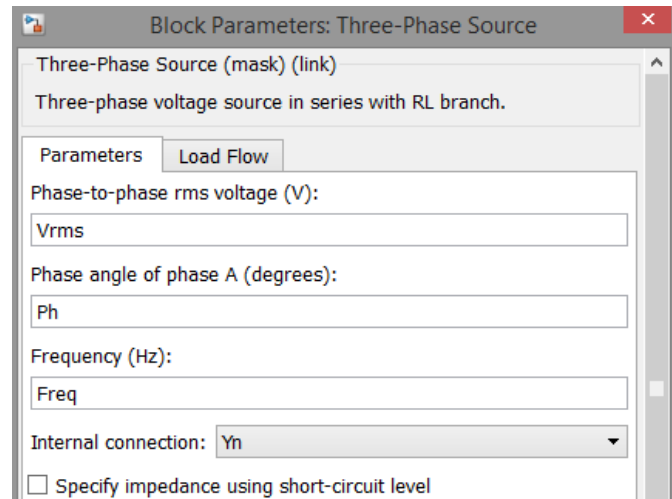
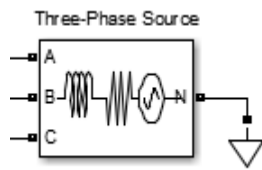


Fig.4.5. Parámetros para el bloque de red eléctrica en Simulink

La tensión a medir será la tensión fase-neutro o fase del sistema trifásico. Al ser un sistema trifásico balanceado, se conoce la relación entre la tensión de fase y la de línea como se expresa en (4.1).

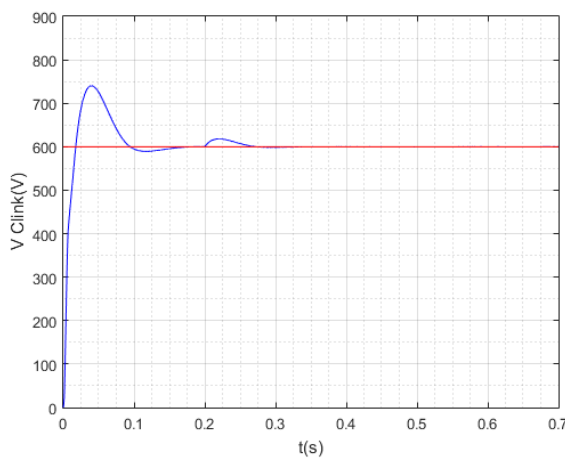
$$V_f = \frac{V_l}{\sqrt{3}} \quad (4.1)$$

$$V_{rn} = \frac{230}{\sqrt{3}} \sqrt{2} = 187.79 V_p$$

Para el factor de potencia se compararán las señales de corriente inyectada a red con la tensión de cada una de las fases para observar el desfase entre las mismas, el valor de esta tensión será un valor pico o máximo de la tensión de fase;

- Tensión en el bus de continua (V_{clink})

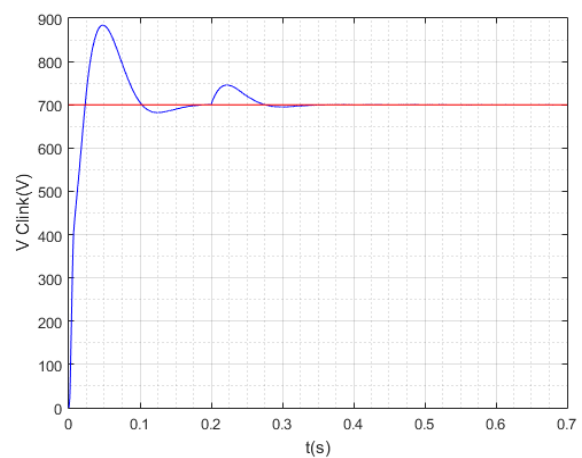
$$I_g = 17 A$$



$$V_{clink} = 600V$$

$$t_s(V_{clink}) = 0.132 s$$

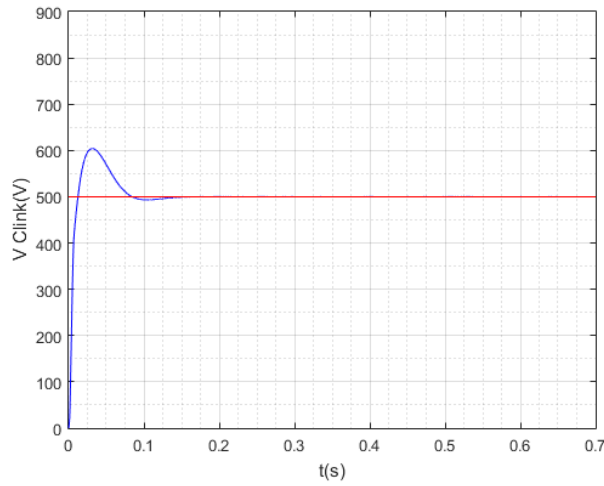
$$I_g = 23 A$$



$$V_{clink} = 700V$$

$$t_s(V_{clink}) = 0.148 s$$

$$I_g = 12 A$$



$$V_{clink} = 500V$$

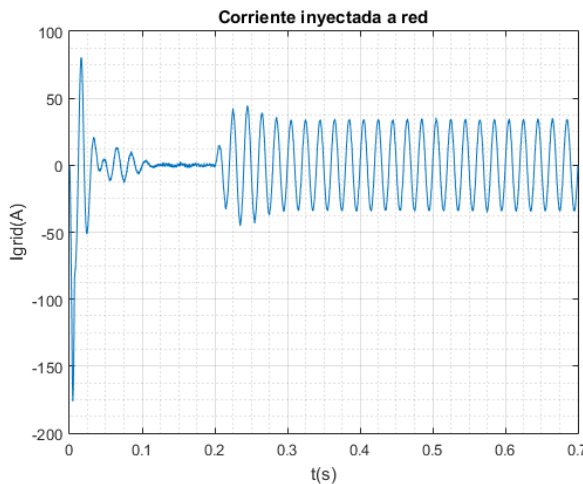
$$t_s(V_{clink}) = 0.11 s$$

Fig. 4.6.. Señales de tensión en el bus de continua para distintos niveles de irradiancia.

Se observa que la tensión en el bus de continua consigue estabilizarse en independencia del valor de la irradiancia incidente en los paneles. Se puede ver que, a pesar de los picos de tensión debidos, el primero al arranque del sistema antes del escalón de irradiancia en $t=0.2s$, y el segundo al propio escalón de entrada, la tensión en el bus queda regulada aproximadamente tras 0.1s de la entrada del escalón. Además, a mayor irradiancia, mayor tiempo de establecimiento.

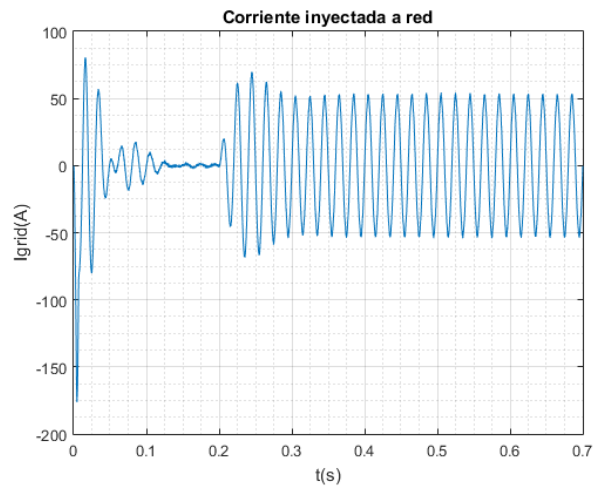
- Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$)

$$I_g = 17 A$$



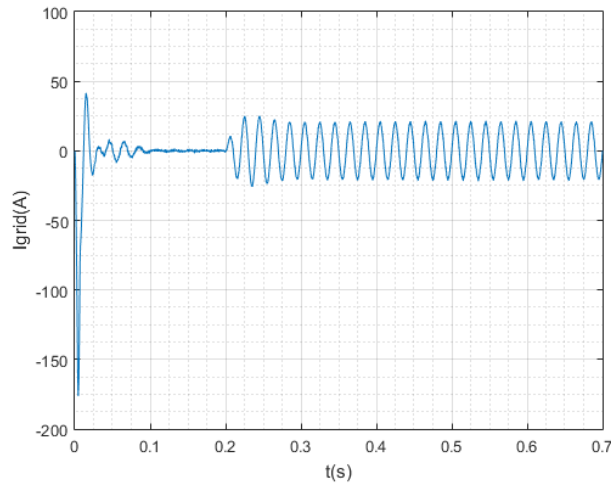
$$I_{grid\ max} \approx 34.59 A$$

$$I_g = 23 A$$



$$I_{grid\ max} \approx 52.34 A$$

$$I_g = 12 A$$



$$I_{grid\ max} \approx 20.81A$$

Fig. 4.7. Señales de corriente inyectada en red para distintos niveles de irradiancia.

Existe un transitorio de corriente en el arranque del sistema tras el cual el valor de la misma se hace prácticamente nulo antes de la entrada del escalón de irradiancia en $t=0.2s$. La corriente se regula y estabiliza en régimen permanente $0.1s$ después del escalón. Véase cómo el valor de la corriente es directamente proporcional a la irradiancia incidente en el sistema.

- Factor de potencia (PF)

Para la obtención del factor de potencia del sistema se determinará el desfase existente entre la tensión de red y la corriente inyectada a la misma teniendo en cuenta la figura 4.8 y las expresiones (4.2) y (4.3).

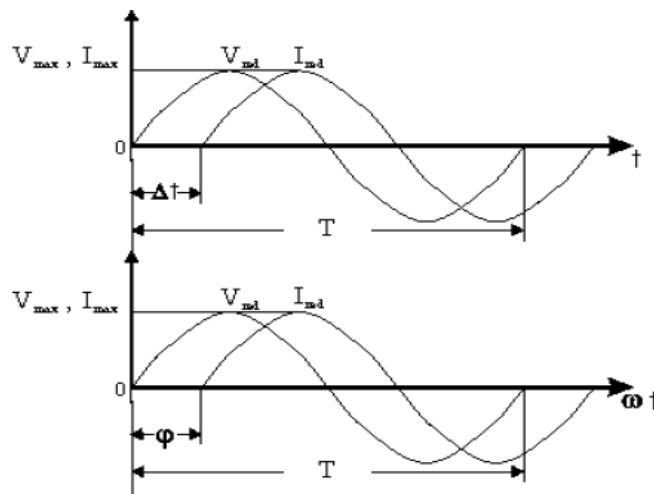


Fig. 4.8. Ángulo de desfase entre tensión y corriente.

$$PF = \cos\varphi \quad (4.2)$$

$$\varphi = \Delta t \cdot \omega = \Delta t \frac{2\pi}{T} \quad (4.3)$$

Partiendo de los valores iniciales de simulación y a pesar de que el valor de las corrientes varía en función de la irradiancia, como se ha determinado en el apartado anterior, se obtiene la misma salida en régimen permanente para cada uno de los tres casos en cuanto a desfase se refiere.

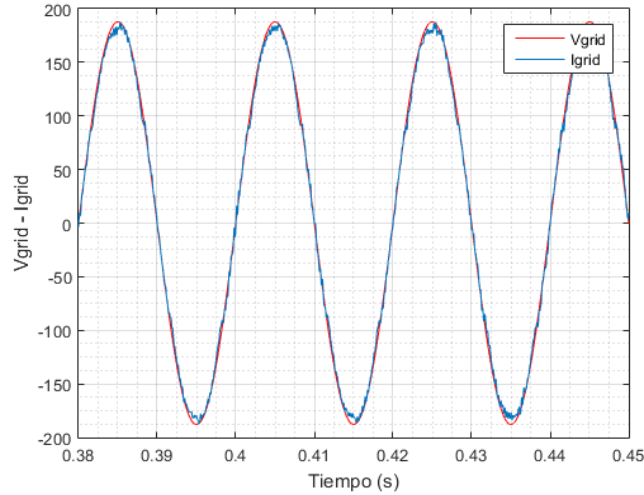


Fig.4.9. Señal de pico de tensión de red y señal de pico normalizada de corriente inyectada a red durante periodo en régimen permanente de 0.070s

Se tiene que para los distintos niveles de irradiancia no se corresponde ninguna variación del factor de potencia de la conexión bajo el resto de condiciones dadas; no existe desfase entre la corriente inyectada a la red y la tensión de la misma:

$$PF = \cos\varphi = \cos \Delta t \cdot \omega = \cos 0$$

$$PF = 1$$

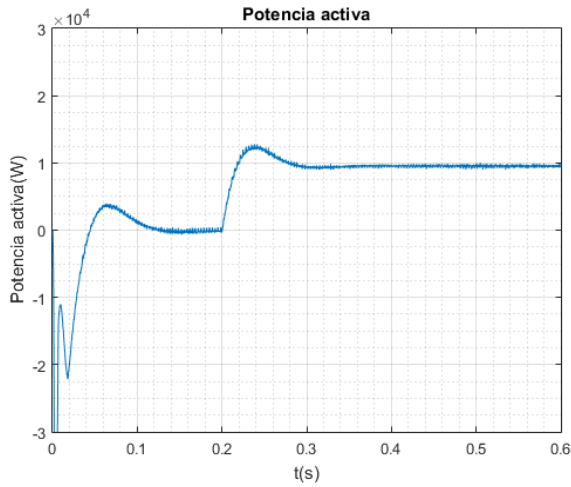
- Potencia activa instantánea (p)

Recordando el desarrollo de Park y la teoría de la potencia instantánea [25], se conoce que se tendrá el control de las potencias activa y reactiva de manera desacoplada, esto es, independientemente.

Así, partiendo de la expresión (4.4) se obtienen las señales para las potencias instantáneas en función de los tres valores de irradiancia con los que se está trabajando.

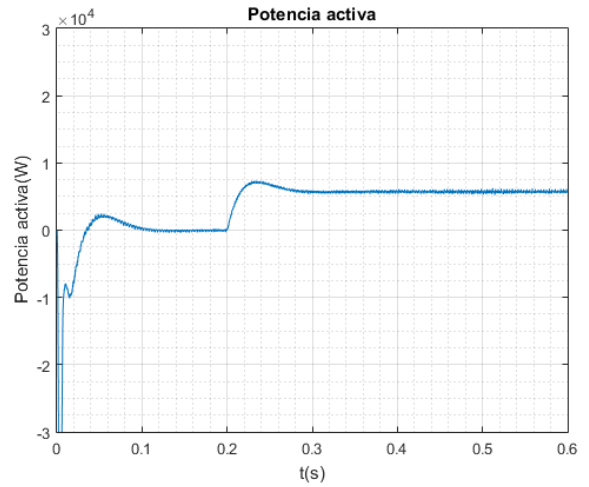
$$p = u_{Ac d} \cdot i_d \quad (4.4)$$

$$I_g = 17 A$$



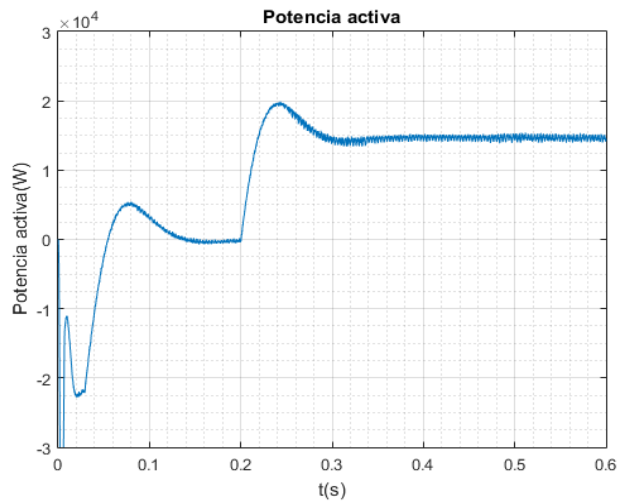
$$p \approx 9.74 kW$$

$$I_g = 12 A$$



$$p \approx 5.65 kW$$

$$I_g = 23 A$$



$$p \approx 14.55 kW$$

Fig.4.10. Señales para las potencias activas instantáneas inyectadas en red.

Un aumento de irradiancia implica un aumento en la potencia activa instantánea del sistema.

Se observa el pico de transitorio provocado por el arranque del sistema antes del escalón de irradiancia así como el correspondiente a la entrada del mismo en $t=0.2$ s, estabilizándose la señal en régimen permanente tras unos 0.12s.

- Potencia reactiva instantánea (q)

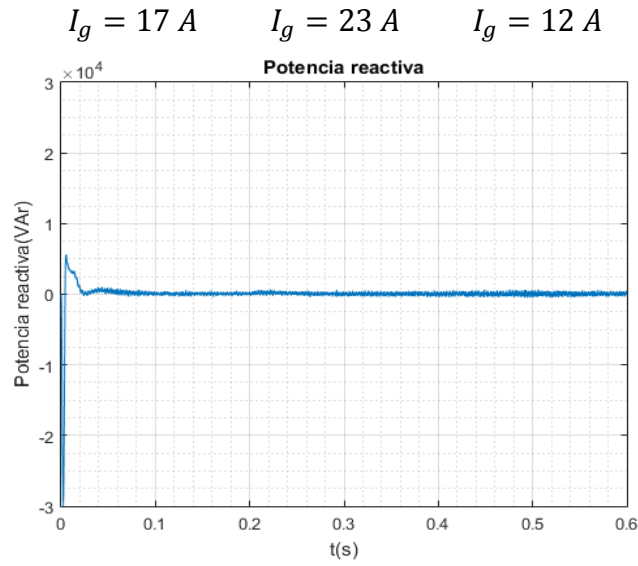


Fig.4.11 . Señal para la potencias reactiva instantánea inyectada en red.

La variación de la irradiancia en el sistema no afecta a la potencia reactiva instantánea manteniéndose nula bajo las condiciones iniciales. Para cada una de las distintas irradiancia, la potencia reactiva instantánea se mantiene invariable a 0, ya que, al tener $I_{qref} = 0 A$, no existe reactiva, partiendo de la expresión (4.5) análoga a (4.4).

$$q = -u_{ACd} \cdot i_q \quad (4.5)$$

4.1.2. Variación de frecuencia

Se variará la frecuencia de red de 50 a 60Hz manteniendo el resto de condiciones iniciales.

- Tensión en el bus de continua

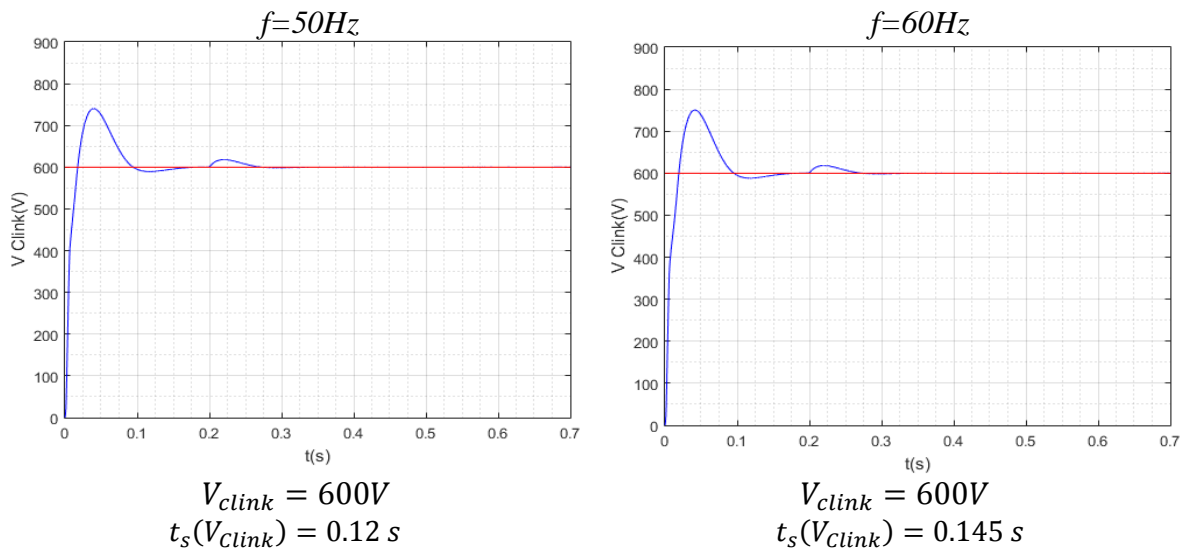
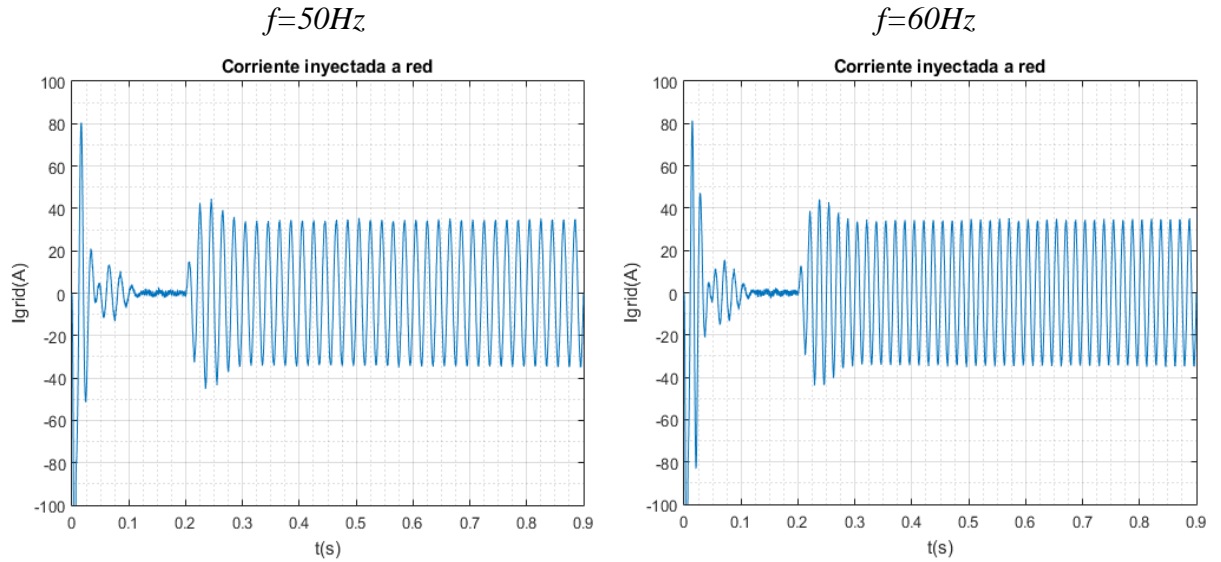


Fig.4.12 . Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de $I_q ref$

Para una misma tensión en el bus de continua se tiene que, a mayor frecuencia, mayor es el tiempo de establecimiento de la señal así como sucede un leve aumento en el sobrepico del transitorio.

- Corriente inyectada a red (I_{grid})



$$I_{grid\ max} \approx 34.59\ A$$

$$I_{grid\ max} \approx 34.42\ A$$

Fig.4.13. Señales de corriente inyectada a red para distintos valores de I_{qref}

- Factor de potencia (PF)

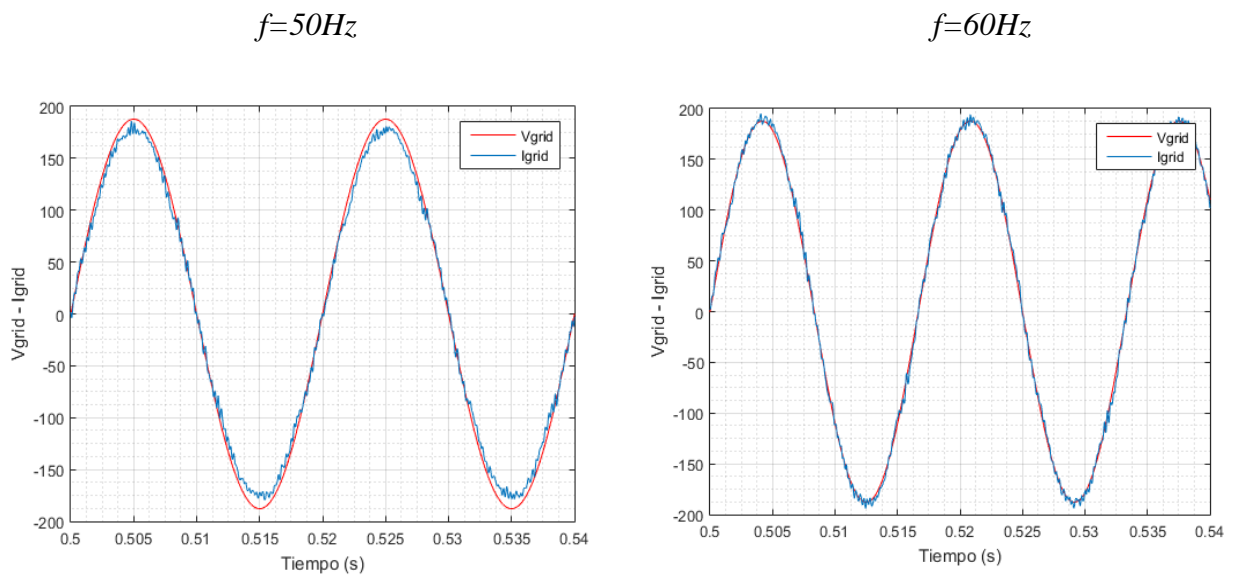


Fig.4.14. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de frecuencia

Para los distintos valores de frecuencia no se corresponde ninguna variación del factor de potencia de la conexión bajo las condiciones dadas. El desfase entre las señales es 0.

$$PF = \cos\varphi = \cos \Delta t . w = \cos 0$$

$$PF = 1$$

- Potencia activa instantánea (p)

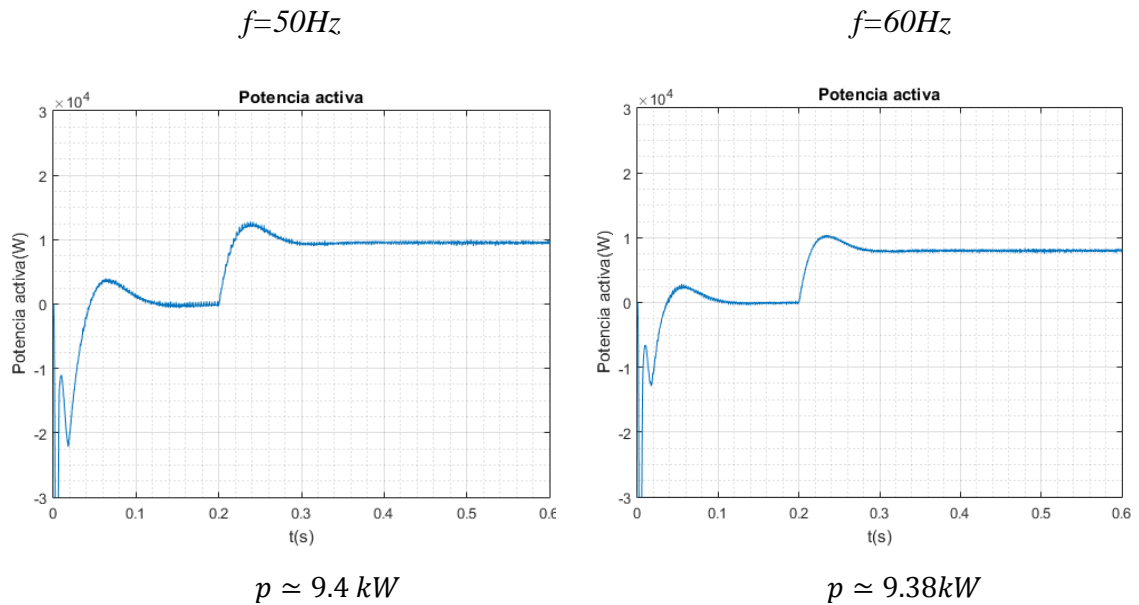


Fig.4.15. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores frecuencia

Se observa una leve disminución de la potencia y un pequeño aumento en el sobrepico para la simulación a 60Hz respecto de la de 50Hz.

- Potencia reactiva instantánea (q)

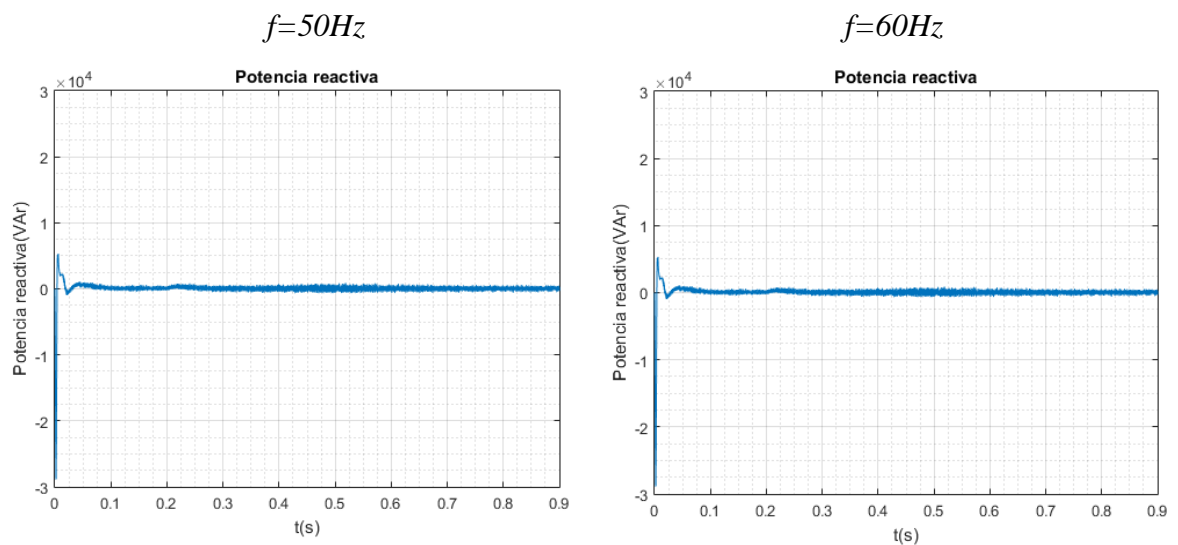


Fig. 4.16. Potencia reactiva para distintos valores de frecuencia

Los valores de la potencia reactiva instantánea para frecuencia de 50 y 60 Hz son nulos, no existe presencia de reactiva en el sistema.

4.1.3. Variación de la componente q de referencia de la corriente del inversor (I_{qref})

Se proveerá al sistema de un escalón de valor I_{qref} en $t=0.2s$.

- Tensión en el bus de continua

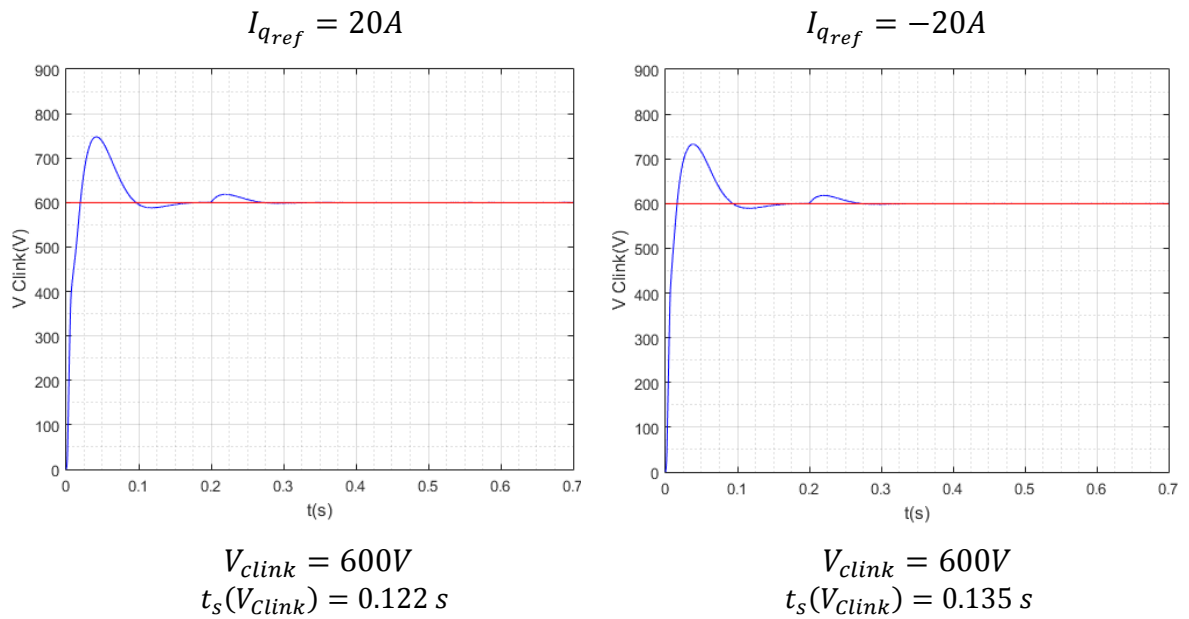
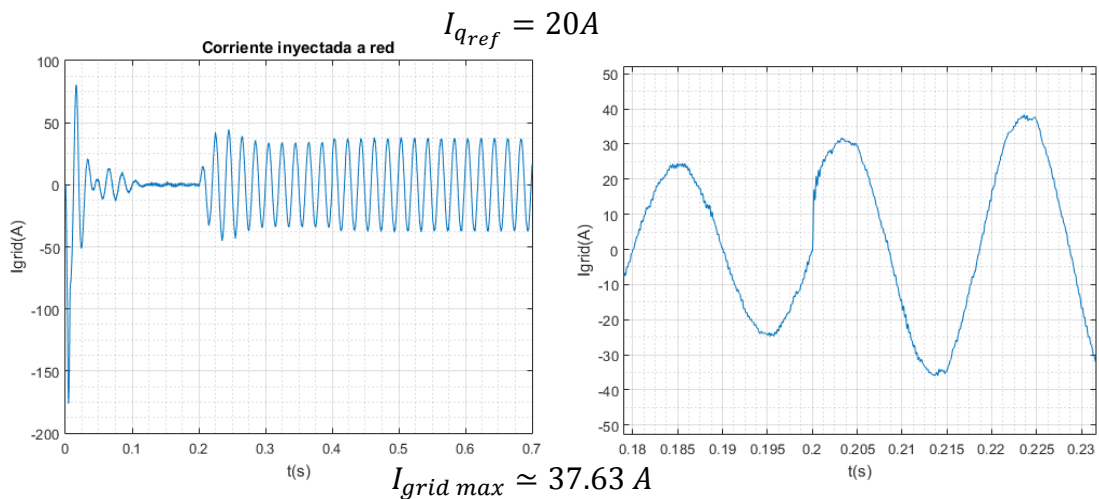


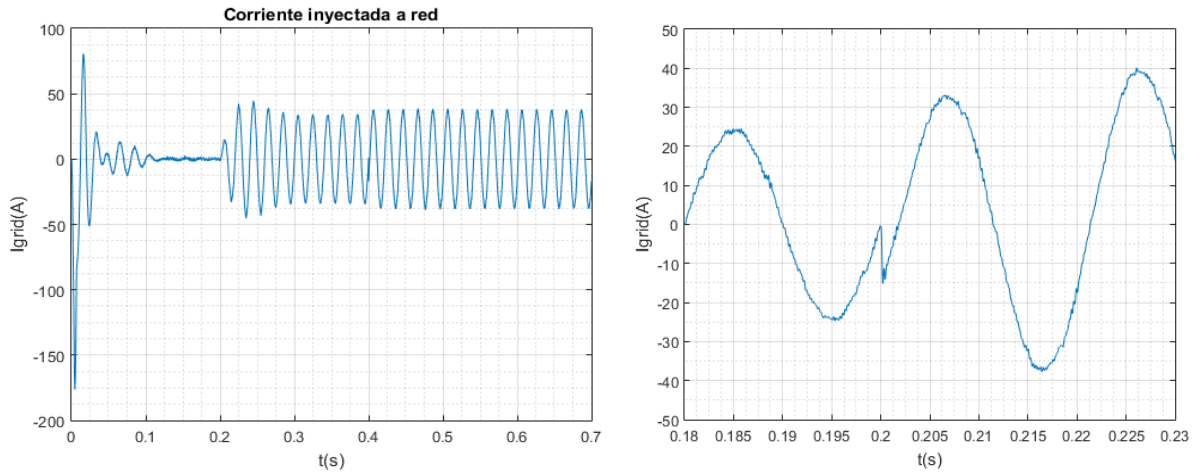
Fig.4.17. Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_{qref}

Con la inyección de I_{qref} de valores opuestos, no existe diferencia relevante en el bus de continua para ambos casos. Un leve retardo en la estabilización para $-20A$ respecto a $20A$.

- Corriente inyectada a red ($I_{grid max}$)



$$I_{qref} = -20A$$



$$I_{grid\ max} \approx 38.3\ A$$

Fig.4.18. Señales de corriente inyectada a red (izda.) y zoom para el escalón de entrada de I_{qref} en $t=0.2s$ (dcha.) para cada uno de los casos.

Se observa que con la inyección de I_{qref} existe un leve aumento en el valor de la amplitud de la corriente ya que se suma la i_q en cuadratura con la i_d obteniéndose un vector de mayor amplitud como se deduce observando la ecuación (4.6) y la figura 4.19.

Además, se produce la inyección de reactiva instantánea positiva a red como deduce de la expresión (4.5) vista anteriormente.

$$\vec{i} = i_d \cdot d + i_q \cdot q \tag{4.6}$$

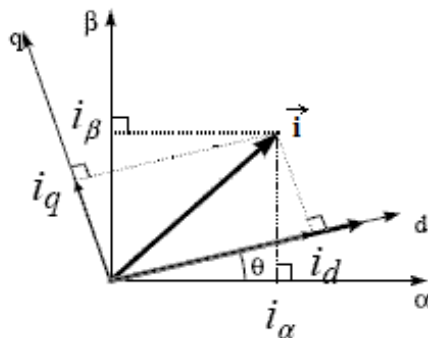


Fig.4.19. Composición vectorial de corriente con sus componentes dq en el marco de referencia giratorio en representación de la expresión (5.6).

- Factor de potencia (PF)

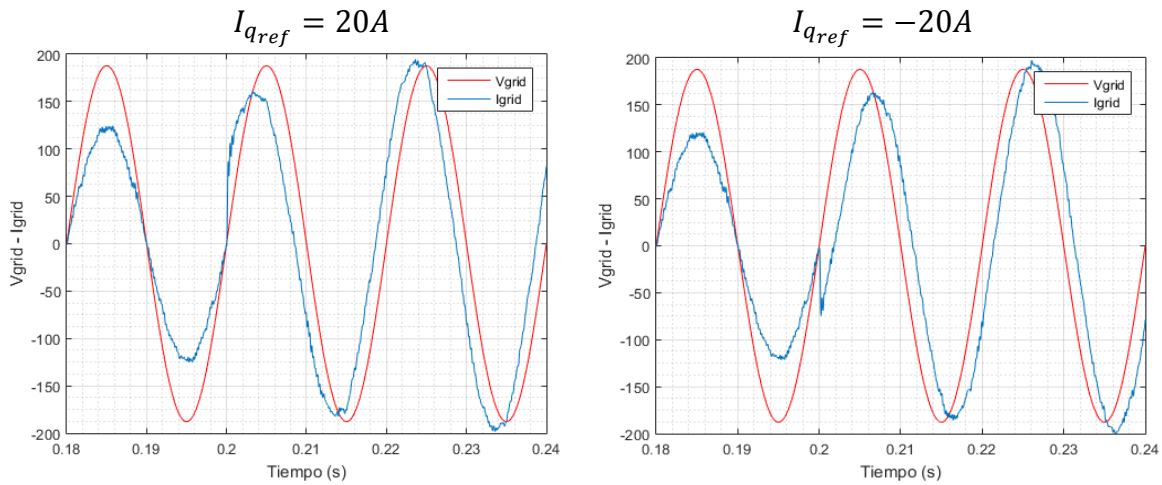


Fig.4.20. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de I_{qref} antes y después del escalón de reactiva en $t=0.2s$.

Al haber presencia de reactiva en el sistema, se produce un desfase en régimen permanente entre las señales de la tensión de red y la corriente que se inyecta a la misma. El factor de potencia de la conexión deja de ser unitario.

El desfase es igual para ambos casos ya que el valor absoluto de la I_{qref} que se inyecta es el mismo, la diferencia es el signo del ángulo de desfase.

Para cuando se introduce en el sistema una consigna de $I_{qref} = 20A$ se observa que la corriente se adelanta respecto la tensión, esto es, se inyecta reactiva capacitiva a la red.

Cuando $I_{qref} = -20A$ se observa que la corriente se atrasa respecto la tensión, esto es, se inyecta reactiva inductiva a la red.

Para calcular el factor de potencia se tiene que el valor del desfase entre las señales es de:

$$\Delta t \approx 0.00138s$$

$$\varphi = \Delta t \cdot \omega = \Delta t \frac{2\pi}{T} = 0.0014 \cdot \frac{2\pi}{0.02} \rightarrow \varphi = 0.4335 \text{ rad}$$

$$PF = \cos\varphi \rightarrow PF = 0.9075$$

- Potencia activa instantánea (p)

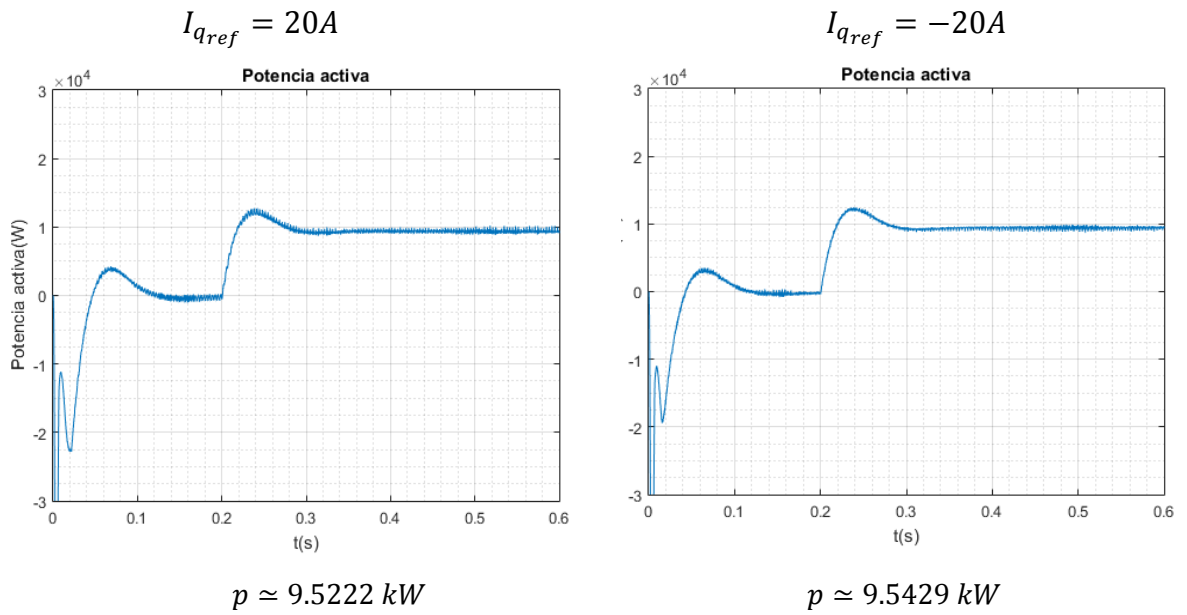


Fig.4.21. Potencia activa instantánea entregada a red para distintos valores de I_{qref} .

Con la presencia de reactiva en el sistema, la potencia activa instantánea disminuye en 80W respecto a la ausencia de la misma (caso anterior) y bajo las mismas condiciones de irradiancia y tensión continua de referencia.

- Potencia reactiva instantánea (q)

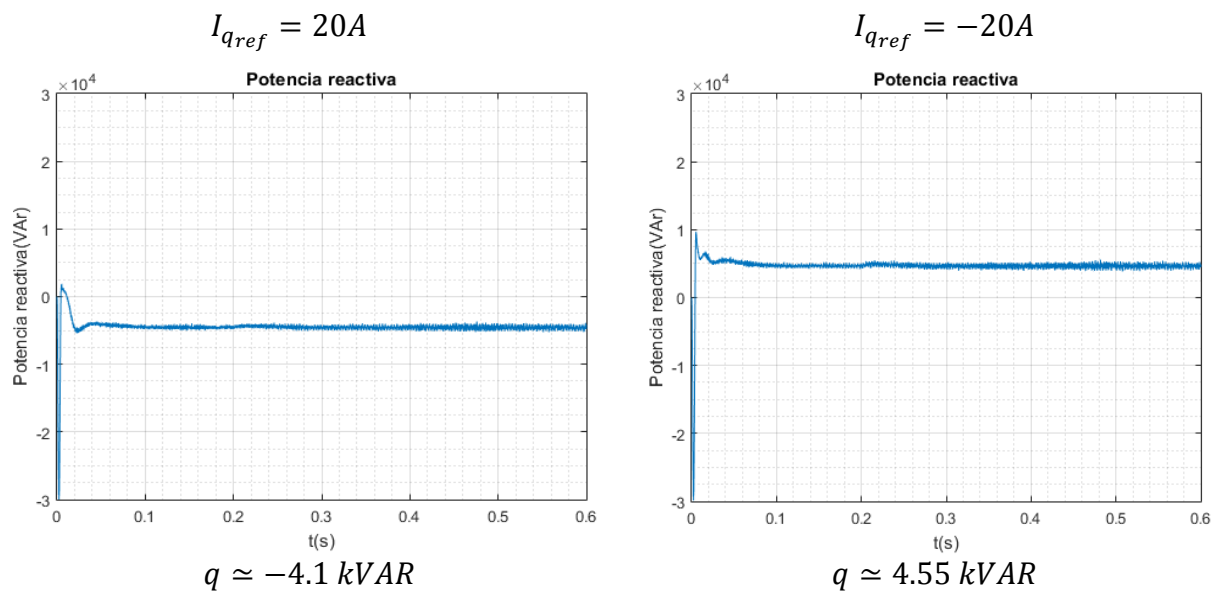


Fig.4.22. Potencia reactiva instantánea entregada a red para distintos valores de I_{qref}

Teniendo en cuenta la expresión (4.5) y la inyección de una consigna para la componente q de la corriente al sistema, se tiene que cuando esta corriente es positiva, se generará una potencia reactiva instantánea negativa así como un adelanto de la corriente inyectada a la red respecto a la tensión de ésta, es decir, el ángulo de desfase será positivo de manera que a la red se inyecta reactiva capacitiva.

Cuando la componente q de corriente es negativa, se generará una potencia reactiva instantánea positiva así como un atraso de la corriente inyectada a la red respecto a la tensión de ésta, es decir, el ángulo de desfase será negativo de manera que a la red se inyecta reactiva inductiva.

De este modo, controlando tanto el valor como el signo de la consigna para la componente q de la corriente introducida al sistema se podrá controlar tanto la cantidad como la naturaleza, capacitiva o inductiva, de la reactiva inducida a red, siendo el sistema capaz de equilibrar posibles desbalances de reactivas existentes en la conexión.

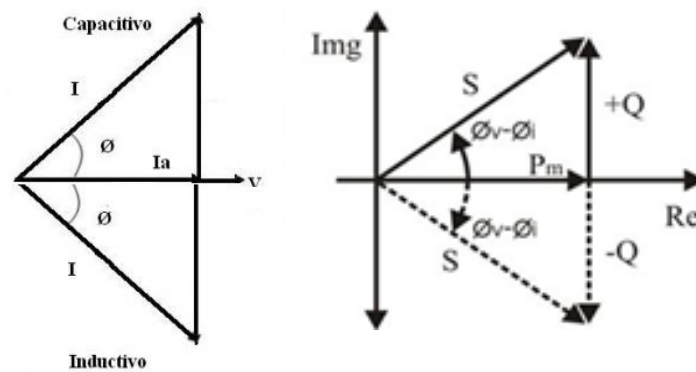


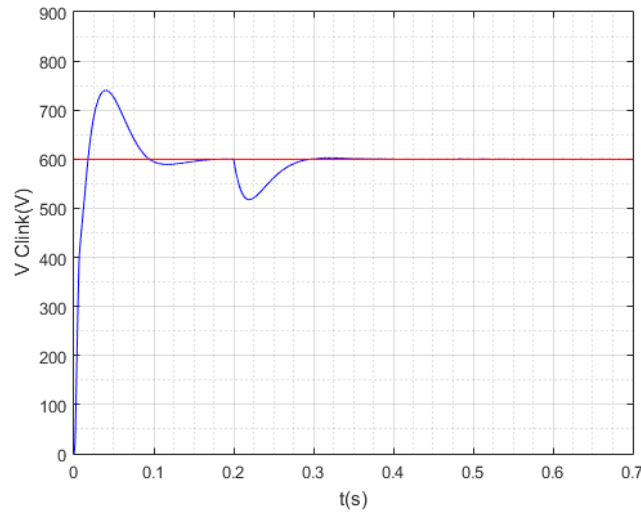
Fig.4.23. Relación entre potencia reactiva y ángulo de desfase.

4.1.4. Variación del modo de operación

Se simulará el comportamiento del sistema bajo un cambio de irradiancia que vendrá dado por una entrada en escalón de 12A a -12A en $t=0.2s$.

Se simula un escenario en el que deja de existir incidencia de irradiancia en los paneles fotovoltaicos.

- Tensión en el bus de continua (V_{clink})



$$V_{Clink} = 600V$$

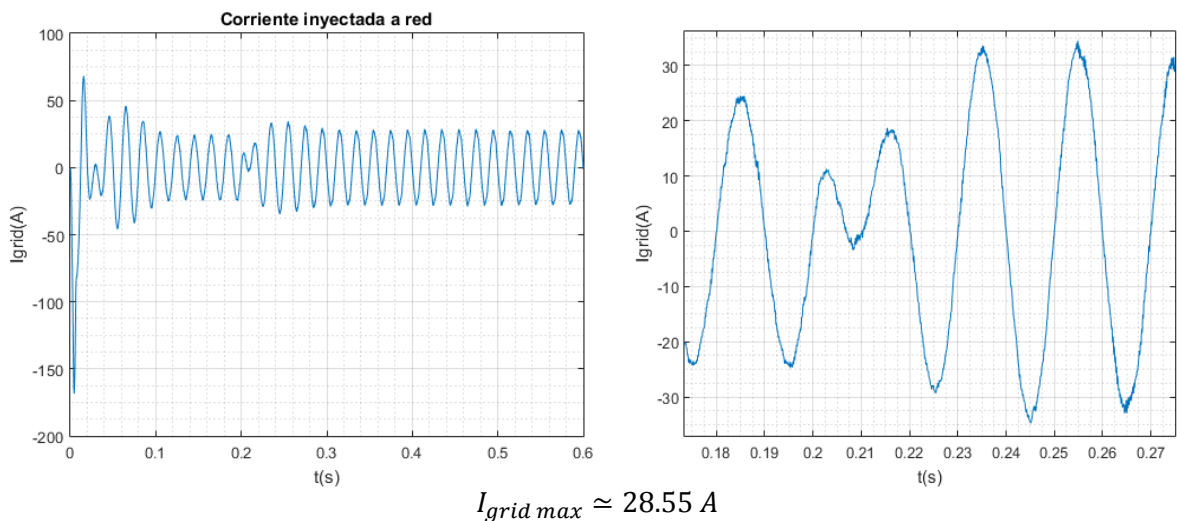
$$t_s(V_{Clink}) = 0.13 s$$

Fig.4.24. Señal de tensión en el bus de continua

La tensión en el condensador *link* se estabiliza a 600V en régimen permanente tras sufrir una caída de tensión de unos 80V en $t=0.2s$ cuando se tiene un valor de $I_g = -12V$.

El signo negativo de la irradiancia hace referencia a que el sistema no es alimentado por la fuente solar vertiendo energía a la red sino que, en este caso, es la red la que provee al sistema, comportándose éste como una carga, es decir, se refiere a la dirección del flujo de energía, opuesta en este caso de estudio.

- Corriente inyectada/absorbida de la red ($I_{grid\ max}$)



$$I_{grid\ max} \approx 28.55 A$$

Fig.4.25. Señal para la corriente inyectada/absorbida de la red y zoom en la entrada en escalón en $t=0.2s$

El sistema, como carga, demandará energía de la red para el mantenimiento de la tensión en el bus de continua así como de la carga de los condensadores *link*. La corriente que provee la red tendrá un valor opuesto al sentido de las corrientes anteriores. Se observa un cambio en la fase de la corriente tras es el escalón de $t=0.2s$ en el zoom de la figura 4.25.

- Factor de potencia (PF)

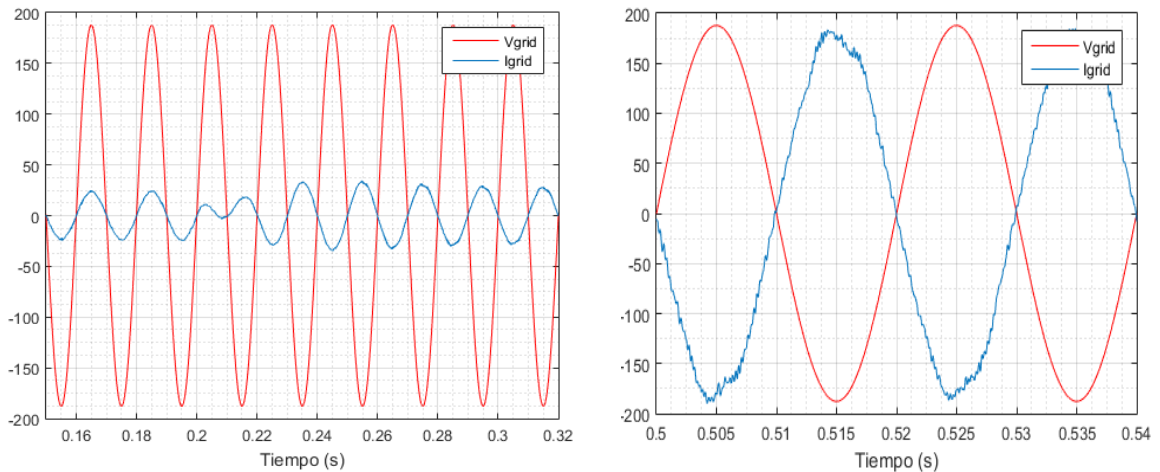


Fig.4.26. Tensión de red y corriente demandada (izda.) y corriente normalizada (dcha.) en un periodo de régimen estacionario.

Según la gráfica izquierda de la figura 4.26, no existe desfase entre las señales de la tensión de red y la corriente que se inyecta a la misma antes de $t=0.2s$.

En este momento la fuente pasa de 12A a -12A y la corriente sufre un desfase de 180° respecto la tensión, es decir, las señales son opuestas como puede verse en la figura de la derecha.

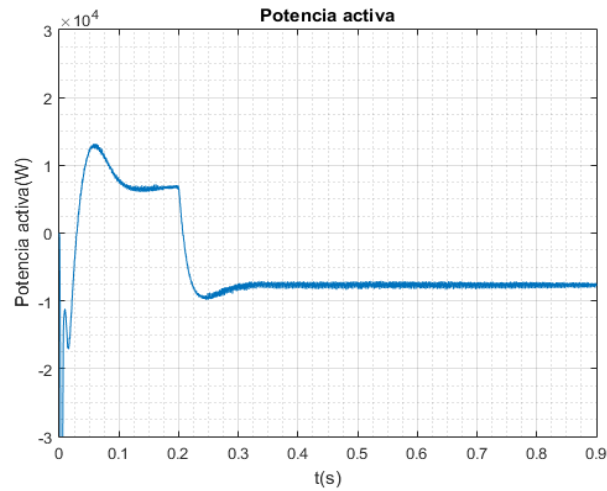
$$\Delta t \approx 0.01s$$

$$\varphi = \Delta t \cdot \omega = \Delta t \frac{2\pi}{T} = 0.01 \frac{2\pi}{0.02} \rightarrow \varphi = \pi$$

$$PF = \cos\varphi \rightarrow PF = -1$$

Ya que no existe presencia de reactiva en este caso, el factor de potencia de la instalación será unitario. El signo negativo hace referencia al comportamiento de carga del sistema, al sentido de la corriente.

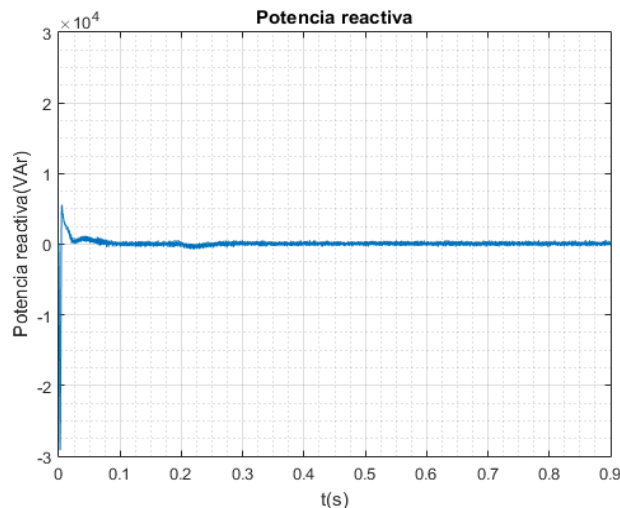
- Potencia activa (p)



La potencia activa entregada a red tiene un valor positivo de unos 7.3 kW en el tramo de régimen permanente entre $t=0.1s$ y $t=0.2s$. D

Después de $t=0.2s$, la irradiancia pasa a tener valor negativo lo que provoca que la potencia entregada sea de valor negativo, unos -7.7 kW en régimen permanente. El valor negativo de la potencia hace referencia a la potencia que se absorbe de la red por el sistema actuando como carga.

- Potencia reactiva (q)



No existe presencia de reactiva en el sistema, su valor en régimen permanente será nulo.

4.2. Conclusiones para el sistema con controladores PI para control de corriente

Con las simulaciones anteriores bajo distintas condiciones de funcionamiento, se observa que la respuesta del sistema de control implementado con reguladores PI (dq Synchronous reference frame) es óptima.

La potencia entregada a la red es la máxima generada (incluyendo las pérdidas) cumpliendo el primer objetivo.

El factor de potencia es regulado a partir de la componente q de las corrientes trifásicas mediante las transformaciones de Park, por lo que se consigue un control de potencia activa y reactiva en ejes desacoplados, pudiéndose observar que las variaciones de reactiva no distorsionan el valor de la potencia activa gracias a este tipo de control en el que el vector d , en este caso, es alineado con el vector de red bajo la misma velocidad de sincronismo.

El sistema de referencia síncrono con componentes en dq permite el uso de PI's como controladores de potencia y corriente ya que trabajan con variables continuas y por lo tanto generan error nulo en estado estacionario debido a la ganancia infinita ante señales continuas (escalón) del mismo regulador PI.

Además, sólo serán necesarios dos reguladores, uno para cada una de las componentes de la corriente, teniendo en cuenta que la conexión en neutro flotante de la red eléctrica significa que la suma de las corriente trifásicas de la misma debe de ser nula no existiendo corriente de secuencia cero u homopolar en el sistema.

En el caso de un sistema desequilibrado, se tendrá un algoritmo de sincronización adecuado para la detección de la secuencia positiva y negativa de las señales de referencia. Estas secuencias deberán entonces ser reguladas individualmente por lo que se tendría un total de cuatro reguladores PI, uno por cada secuencia y por cada componente en los ejes d y q . Esto dificulta la regulación ya que aumenta la dificultad de cálculo y, por ende, la carga computacional del sistema necesitando una mejor implementación física con tarjetas electrónicas de más capacidad.

El control del factor de potencia está directamente relacionado con la inyección de la componente q de la corriente de manera que se puede obtener un ángulo de desfase concreto en función del valor de dicha corriente con el objetivo de conseguir una compensación teniendo en cuenta el factor de potencia de la red, es decir, se puede compensar un factor de potencia inductivo en la red, caso habitual debido a la existencia de cargas industriales, mediante la inyección al sistema de factor de potencia capacitivo y viceversa.

La comparativa para las diferentes entradas de consigna y las respuestas de las distintas variables del sistema se observa en la tabla 4.3.

	$I_g (A)$			$f(Hz)$ $I_g=17$		$I_{q\ ref}(A)$ $I_g=17$		$Modo\ op.$ $I_g=-12$	
	12	17	23	50	60	20	-20	RECTIF.	
V_{Clink}	500	600	700	600	600	600	600	600	V
$t_s(V_{Clink})$	111	132	149	132	138	122	135	130	ms
$I_{grid\ max}$	20.81	34.59	52.34	34.59	34.42	37.63	38.3	28.55	A
ϕ	0	0	0	0	0	0.4335	0.4335	π	rad
PF	1	1	1	1	1	0.9075	0.9075	-1	-
I_d	25	41.8	64.3	41.8	41.5	41.2	41.17	-32.3	A
I_q	0	0	0	0	0	20	-20	0	A
p	5.65	9.48	14.5	9.48	9.38	9.522	9.543	-7.7	kW
q	0	0	0	0	0	-4.1	4.55	0	kVAR
P_{in}	6	10.2	16.1	10.2	10.2	10.2	10.2	-8.042*	kW
$P_{3\phi}$	5.862	9.74	14.743	9.74	9.692	9.619	9.79	-7.2*	kW
η	97.7	95.55	91.574	95.55	95.02	94.307	95.9	89.529	%

Tabla 4.3. Tabla comparativa entradas-salidas del sistema implementado con PI

La potencia entregada a red, la potencia trifásica, $P_{3\phi}$, se calculará a partir de la ecuación (4.7), teniendo en cuenta que se trabaja con un sistema trifásico equilibrado.

$$Pred = 3.V_{ef}.I_{ef}.FP \quad (4.7)$$

Para un cambio en la irradiancia incidente se tiene que el sistema responde con un aumento proporcional de corriente (la tensión de red es constante) que incremente la potencia inyectada a red.

Para un comportamiento real en la célula solar se tendrá en cuenta la potencia generada dependerá del sobrecalentamiento, al que es expuesto la misma, y a las pérdidas que esto genera. A pesar de que la corriente de cortocircuito, I_{sc} , aumenta mínimamente con el aumento de la temperatura, la tensión de circuito abierto, V_{oc} , disminuye considerablemente provocando, por ende, una disminución en la potencia entregada.

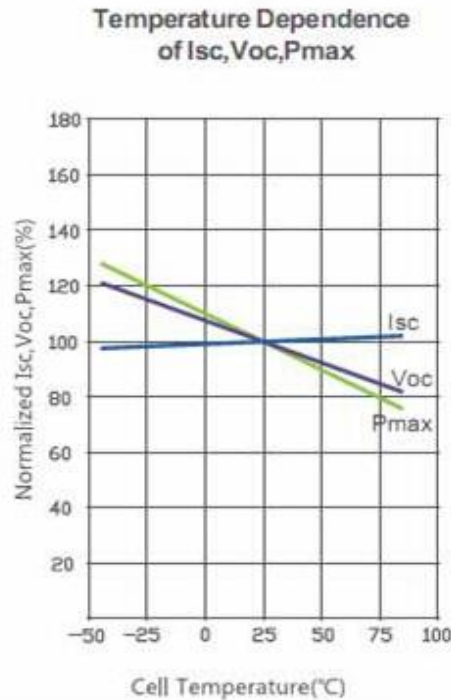


Fig.4.29. Dependencia de Voc e Isc en función de la temperatura de operación de la célula solar

En cuanto a la variación de la frecuencia de red, el tiempo de establecimiento del sistema a 60Hz aumenta en referencia al modo de operación con la frecuencia de 50Hz usada la red eléctrica de Europa, además, el sobrepico para el transitorio a 60Hz aumenta respecto a 50Hz.

Para una variación del factor de potencia con magnitudes iguales de signo opuesto, aunque el desfase entre las señales es el mismo con la diferencia del signo respecto al adelanto o atraso de la corriente en referencia a la tensión, la potencia activa se mantiene prácticamente constante gracias al control en ejes desacoplados que se realiza mediante los ejes dq . Existe una leve disminución para la componente d generada por las pérdidas en el sistema.

Por último, cambiando el modo de operación del convertidor de inversor a rectificador trifásico, se tiene que el sentido de la corriente y, por tanto, de las potencias, se invierten. Ahora el generador, los paneles fotovoltaicos, pasan a ser carga, consumiendo potencia de la red, la salida pasa a ser la entrada y viceversa.

4.2.1. Limitaciones

El sistema ha sido diseñado teniendo en cuenta que la fuente a la que está conectada el mismo es una red trifásica equilibrada y balanceada de manera que la componente homopolar es nula y la aplicación de las transformaciones de Park al sistema es sencilla, logrando descomponer las señales senoidales de red en señales continuas al sistema y

consiguiendo, mediante los controladores PI, una regulación perfecta gracias al error nulo en régimen permanente de los mismos frente a señales continuas.

El uso de controladores PI y la aplicación de la transformación de Park a los mismos para un control de potencias desacoplado está limitada para sistemas monofásicos.

A pesar de ser un sistema robusto en una red equilibrada, la realidad es que la misma puede ser susceptible de contener perturbaciones tales como desequilibrios entre las fases, armónicos o variaciones de frecuencia y/o fase o incluso estas variaciones pueden ser introducidas al sistema de control a través de la propia instrumentación para el sentido de las señales.

Para el caso concreto de la presencia de armónicos, el controlador PI deberá tener en cuenta cada una de las componentes simétricas de los mismos, esto implica un cambio de fase para el control de cada uno de ellos con su PI correspondiente. Para este caso, la aplicación de las transformaciones de Park teniendo en cuenta estas perturbaciones es compleja.

Por ello, si se mantienen los reguladores PI sin modificación ante señales que ya no son equilibradas, existirá error en régimen permanente.

Como se ha visto anteriormente y, según el teorema del modelo interno para el control de sistemas, para conseguir un sistema robusto la perturbación debe ir incluida en el controlador para su cancelación y, por ende, para la obtención de la salida deseada.

Así, para el caso real de perturbaciones en la red se aplicará un controlador que permita mantener la estabilidad del sistema de manera que, dependiendo de los polos del mismo, y teniendo en cuenta las funciones del resto del sistema, se consiga que los polos inestables de la referencia y/o de la perturbación sean anulados por los ceros del lazo cerrado de control consiguiendo así un error nulo en régimen permanente o, lo que es lo mismo, precisión máxima en el seguimiento de la señal.

Esto se realizará con la aplicación de reguladores Proporcional Resonantes (PR) teniendo en cuenta el carácter senoidal de las perturbaciones.

A diferencia de la problemática en cuanto al cambio de fase derivada de la aplicación de controladores PI para el control de armónicos, la parte resonante de los controladores PR ($H(s)$) disponen, como se expondrá posteriormente, de un denominador compuesto de polos complejos conjugados cuya expresión viene dada por (4.8) donde se observa que el signo suple la necesidad de cambiar de fase en cada armónico ya que ya lleva implícita tanto la secuencia positiva como la negativa (4.9).

$$H(s) = \frac{k_r s}{s^2 + w_0^2} \quad (4.8)$$

$$s = \pm jw_0 \quad (4.9)$$

De este modo, la naturaleza senoidal del regulador PR conseguirá compensar o eliminar los armónicos de la red aplicando un filtro individual a cada uno de ellos y sintonizando el mismo a la frecuencia del armónico (w_{0i}).

Se consigue eliminar la perturbación en el sistema consiguiendo que la salida siga la referencia en todo momento como se observa en la figura 4.30 donde el error se estabiliza a 0 usando el controlador PR mientras que no sucede así con el PI.

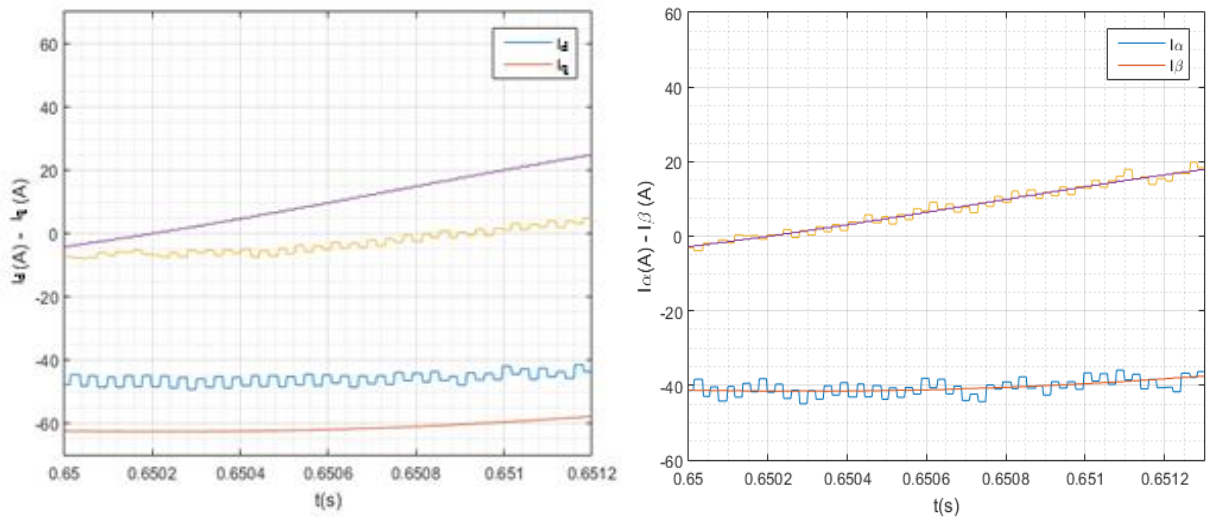


Fig. 4.30. Error en régimen estacionario de la corriente con regulador PI en ejes dq (izda.) y PR (dcha.) ante señales senoidales trabajando en ejes $\alpha\beta$.

4.3. VSC grid-connected controlado en fuente de corriente mediante controladores PR.

Se realizarán simulaciones para mostrar el comportamiento de las distintas variables del sistema en función de las diferentes entradas que representarán situaciones reales.

- Acondicionamiento previo para las simulaciones

Para comenzar con las simulaciones se tendrán en cuenta las diferencias que existen entre las corrientes de salida del inversor y las corrientes que son inyectadas en red.

Las corrientes inyectadas en red han sido filtradas a la salida del inversor por la existencia del filtro LC; el condensador a la salida del inversor filtrará el rizado de alta frecuencia

provocado por las conmutaciones de los polos de potencia dejando en las corrientes que serán inyectadas en la red eléctrica. Esto ya se ha realizado para la simulación con el controlador PI.

Para el caso del uso del controlador PR, se escogerán las componentes $\alpha\beta$ de las corrientes inyectadas en red, y no las de salida inmediata del inversor, para el cálculo de las potencias instantáneas de salida del sistema, mediante la aplicación del bloque de transformación de Clarke, como se puede observar en la figura inmediatamente inferior.

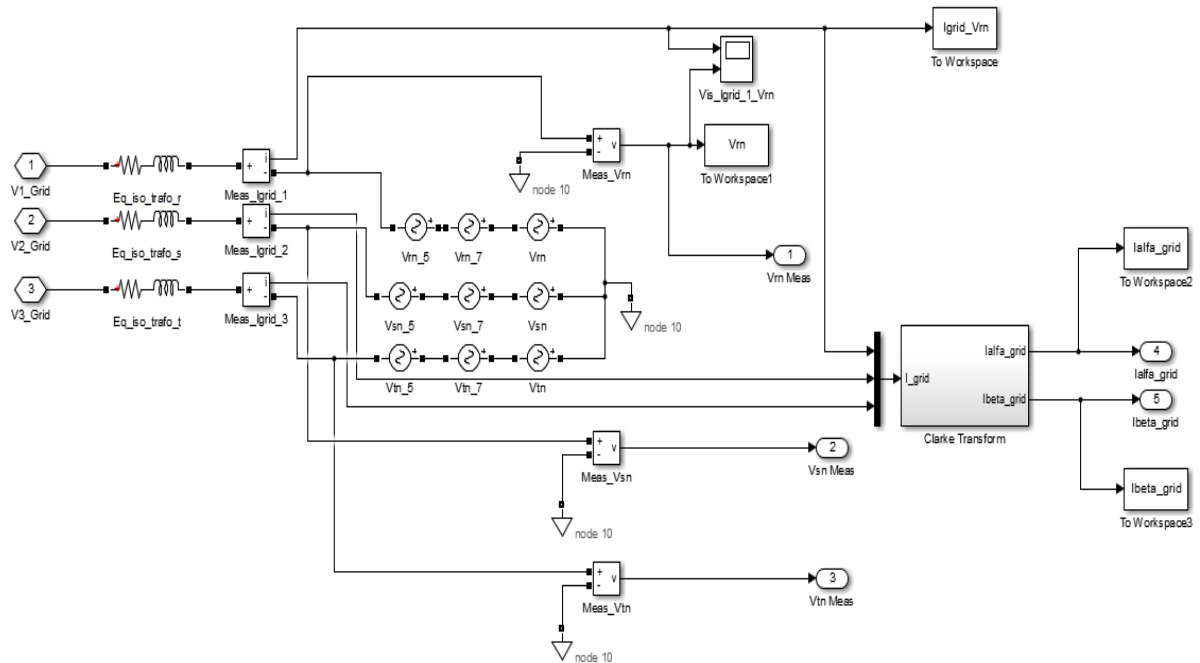


Fig.4.31. Bloque de red eléctrica con armónicos en Simulink

Las componentes $\alpha\beta$ de la corriente inyectada a red, tras pasar por el filtrado para las conmutaciones de alta frecuencia con las que salen las corrientes de línea a la salida del inversor, tienen una señal más limpia que las obtenidas directamente a la salida del mismo como puede observarse en la figura 4.32.

Las imágenes de la figura 4.32 son una comparativa entre la salida del inversor (azul) y la entrada a la red (rojo) de las componentes α (izda.) y β (dcha.).

La imagen 4.33 compara la corriente real filtrada e inyectada a red (azul) con la obtenida a la salida del inversor (amarillo).

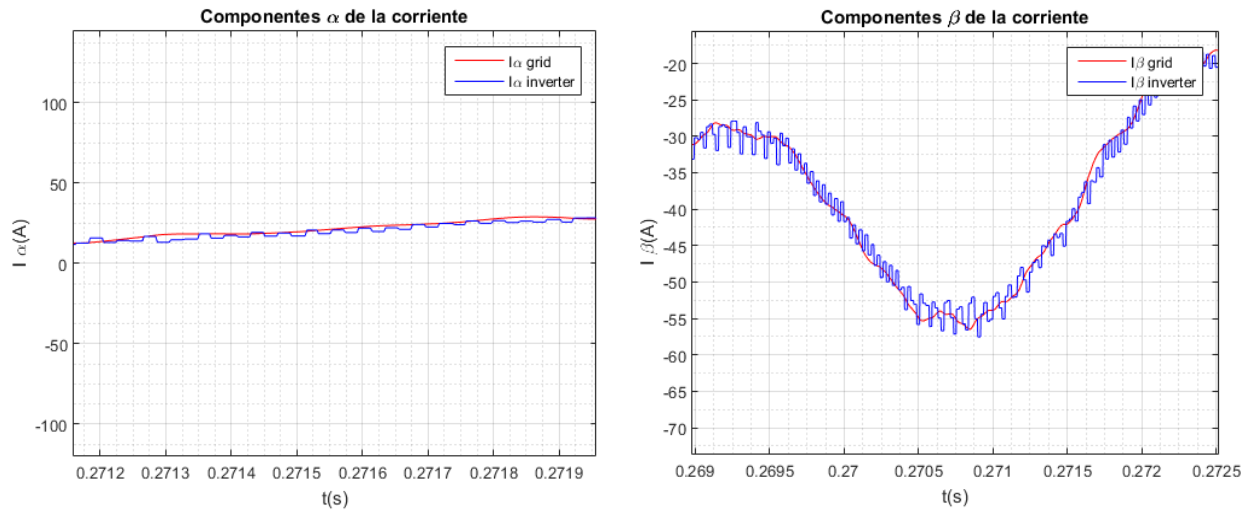


Fig.4.32. Componentes $\alpha\beta$ de las corrientes del inverter y de la red

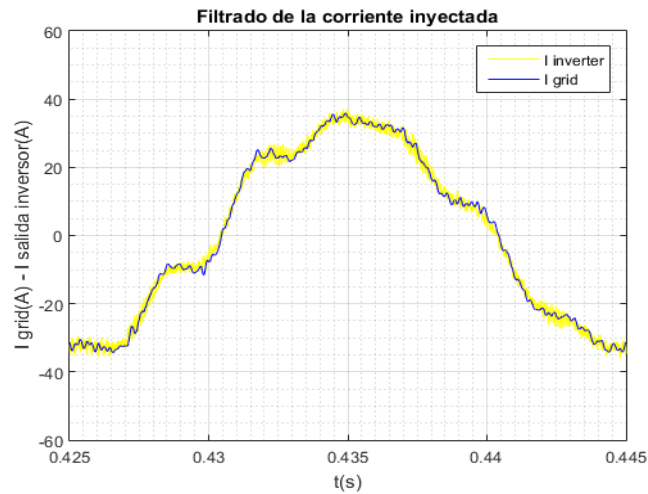


Fig.4.33. Corriente a la salida del inverter e inyectada en red

El controlador PR consta de una ganancia proporcional, K_p , y un filtro resonante puro colocados juntos en cascada (fig. 4.24) de manera que se compensan las componentes senoidales de los armónicos de red individualmente.

Debido a la discretización del controlador, éste se comporta como un filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) recursivo, es decir, la salida del mismo depende de los estados anteriores.

La disposición en cascada, y no en serie, de la parte resonante de cada PR evitará errores de precisión, además, se implementará con coeficientes de muchos dígitos ya que los filtros IIR son muy sensibles a los mismos, pudiendo provocar poca precisión o incluso errores por no tener coeficientes suficientemente largos.

La discretización del controlador PR se llevará a cabo utilizando el método de Tustin o bilineal.

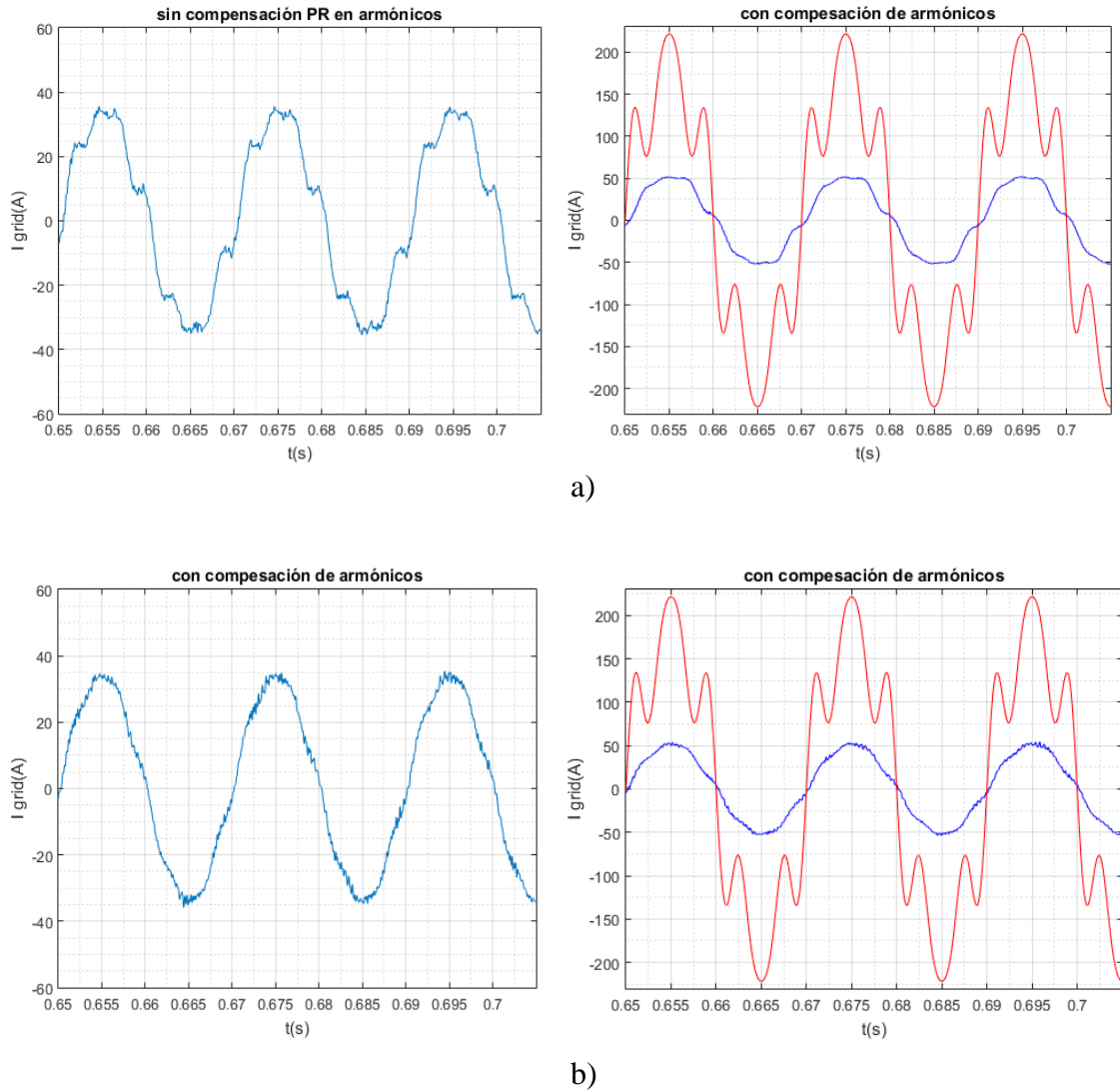


Fig.4.34. Corriente inyectada en red (izda.) compensada y su comparativa con la tensión de red distorsionada (dcha.). En a) se observa la corriente sin compensar los armónicos, en b) compensados.

En las figuras 4.34.a se observa la señal de corriente inyectada a red sin filtrado (izda.) y su comparativa con la tensión de red distorsionada con los armónicos (dcha.). En 4.34.b la misma corriente filtrada mediante el uso del compensador resonante.

4.3.1. Variación de las condiciones de irradiancia (I_g)

Se tomarán tres valores distintos de irradiancia de 12, 17 y 23A manteniendo el resto de las condiciones iniciales expuestas en las tablas 4.1 y 4.2.

- Tensión en el bus de continua (V_{link})

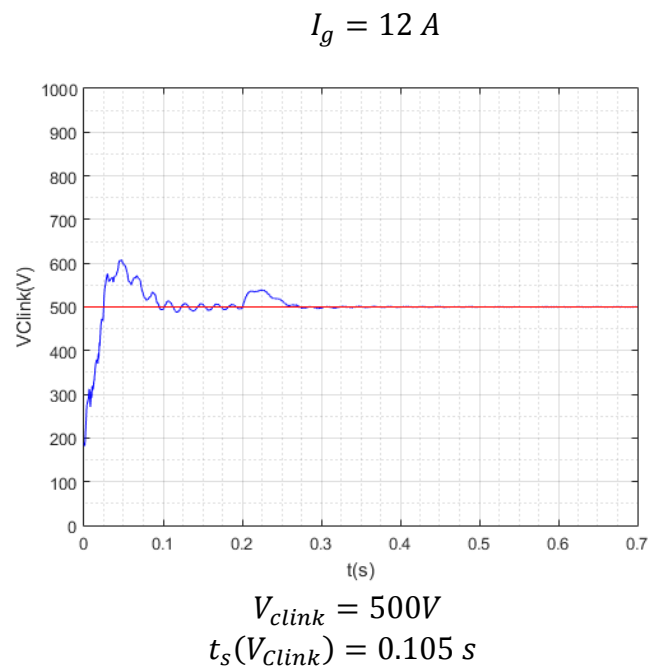
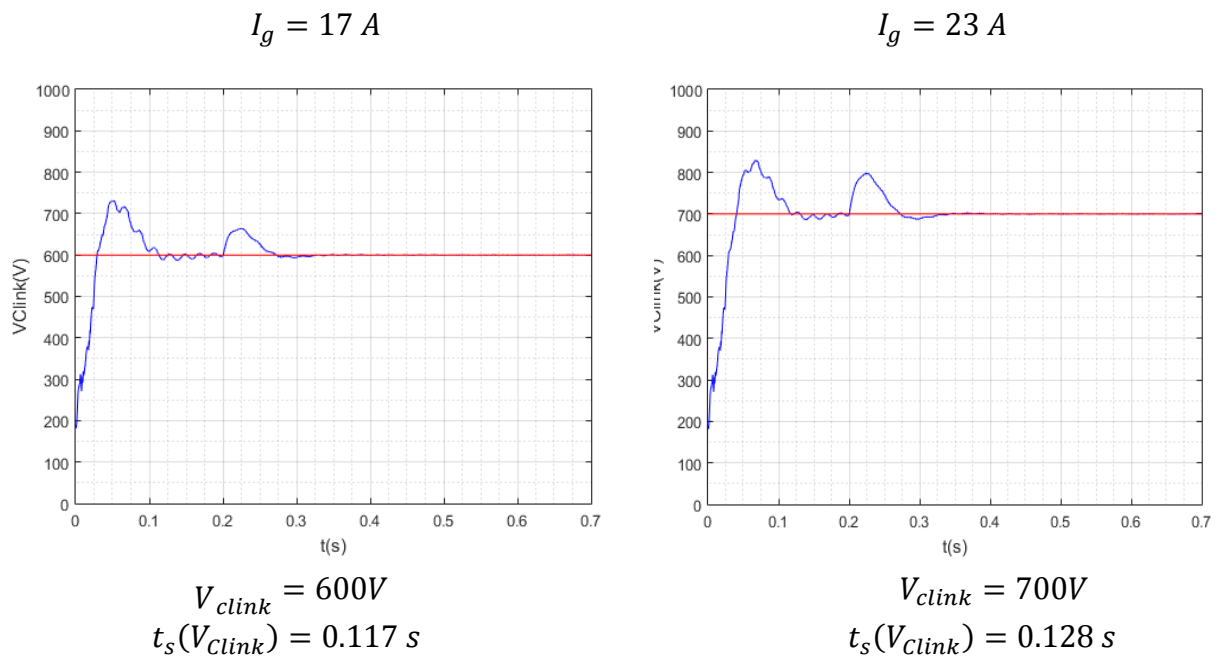


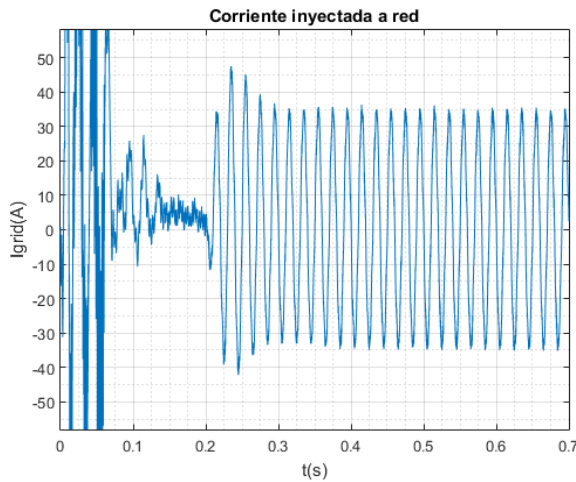
Fig. 4.35.. Señales de tensión en el bus de continua para distintos niveles de irradiancia.

Se puede ver que, a pesar de los picos de tensión debidos, el primero al arranque del sistema antes del escalón de irradiancia en $t=0.2s$, y el segundo al propio escalón de entrada, la tensión en el bus queda regulada en una media de 0.11s tras la entrada del escalón.

Nótese que a mayor irradiancia mayor tiempo de estabilización y mayor valor de sobrepico debe soportar el sistema en el bus de continua.

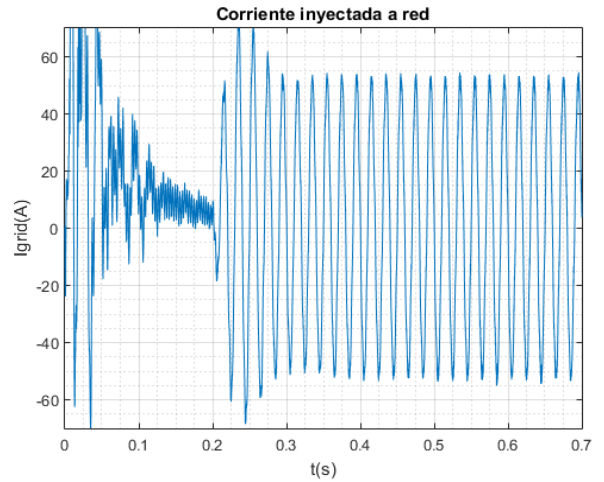
- Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$)

$$I_g = 17\ A$$



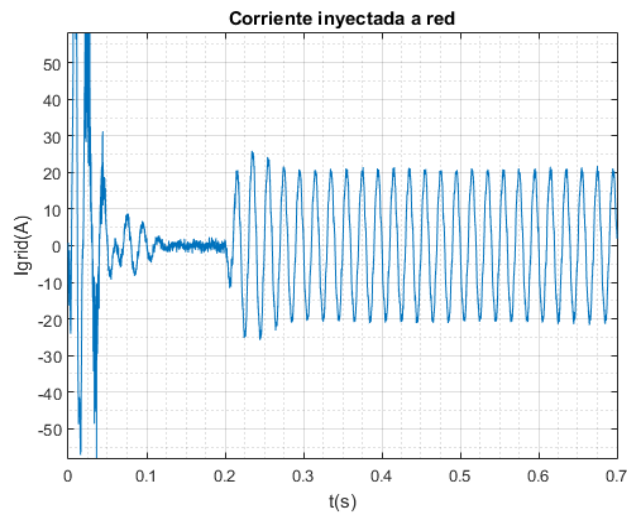
$$I_{grid\ max} \approx 34.58\ A$$

$$I_g = 23\ A$$



$$I_{grid\ max} \approx 52.43\ A$$

$$I_g = 12\ A$$



$$I_{grid\ max} \approx 20.4\ A$$

Fig.4.36. Señales de corriente inyectada en red para distintos niveles de irradiancia.

Tras el transitorio de corriente en el arranque del sistema el valor de la corriente se hace prácticamente nulo antes de la entrada del escalón de irradiancia en $t=0.2s$.

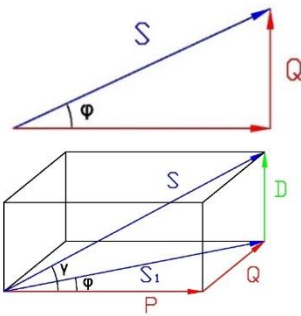
La corriente se regula y estabiliza en régimen permanente aproximadamente $0.1s$ después del escalón. Véase cómo el valor de la corriente es directamente proporcional a la irradiancia incidente en el sistema.

- Factor de potencia (PF)

Para la obtención del factor de potencia del sistema se determinará el desfase existente entre la tensión de red y la corriente inyectada a la misma teniendo en cuenta las expresiones (5.2) y (5.3) ya utilizadas en por el PI.

Se considera a las corrientes inyectadas y a las tensiones de red como valores lineales de manera que la ecuaciones se pueden mantener bajo este criterio y aplicar la expresión (4.10) para el cálculo del factor de potencia.

En el caso de tener en cuenta la influencia de un alto THD (*Total Harmonic Distortion*) sin filtrar en las señales, el factor de potencia ya no se corresponde con $\cos\phi$ anteriormente aplicado para sistemas equilibrados o regulados, así, los armónicos de corrientes armónicas junto con la tensión resultan en una potencia cuyo valor se correspondería con el total de las distorsiones; D. Se utiliza en este caso la expresión (4.11).



$$PF = \cos\phi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (4.10)$$

$$PF = \cos Y = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (4.11)$$

Partiendo de los valores iniciales de simulación y a pesar de que el valor de las corrientes varía en función de la irradiancia, como se ha determinado en el apartado anterior, se obtiene la misma salida en régimen permanente para cada uno de los tres casos en cuanto a desfase se refiere.

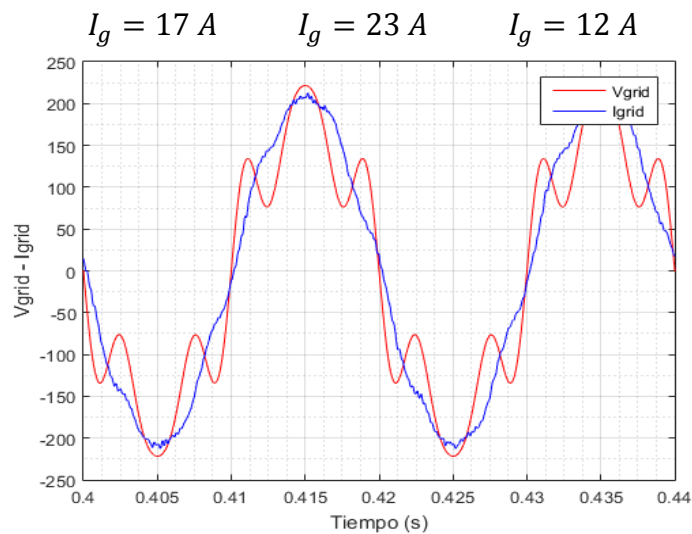


Fig.4.37. Señal de pico de tensión de red y señal de pico normalizada de corriente inyectada a red durante periodo en régimen permanente de 0.04s

Se tiene que para los distintos niveles de irradiancia no se corresponde ninguna variación del factor de potencia de la conexión bajo el resto de condiciones dadas; no existe desfase entre la corriente inyectada a la red y la tensión de la misma:

$$PF = \cos\varphi = \cos \Delta t . w = \cos 0$$

$$PF = 1$$

- Potencia activa instantánea (p)

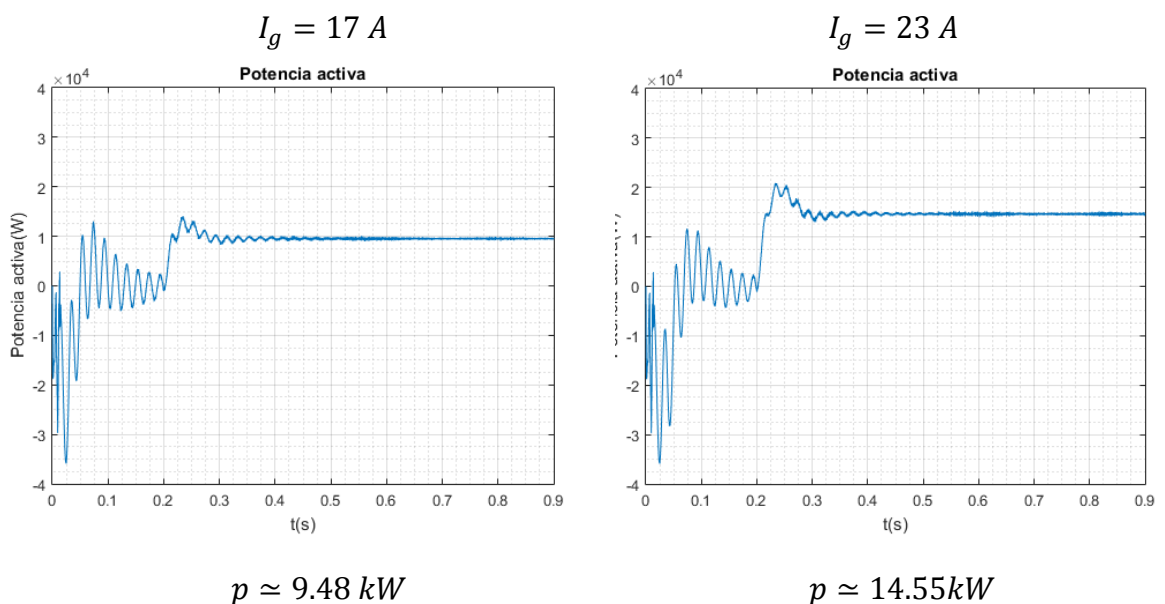
Recordando el desarrollo de Clarke y la teoría de la potencia reactiva instantánea [25], se conoce que se tendrá el control de las potencias activa y reactiva a partir de las componentes $\alpha\beta$ de las corrientes.

Así, como ya se ha visto anteriormente, y partiendo de la expresión (4.12), se obtienen las señales para la potencia activa instantánea en función de los tres valores de irradiancia con los que se está trabajando.

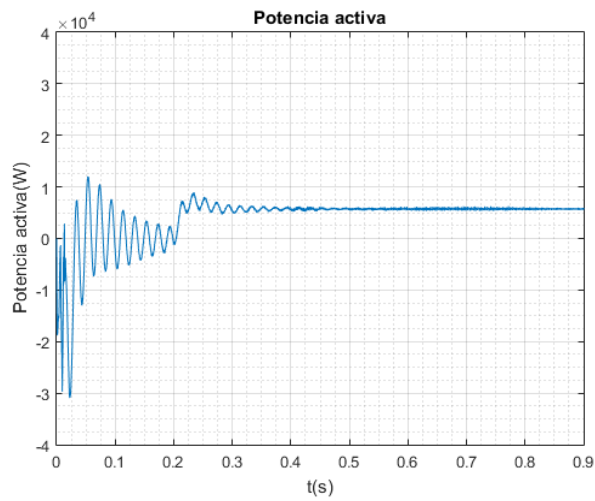
$$p = u_{AC\alpha} \cdot i_{\alpha} + u_{AC\beta} \cdot i_{\beta} \quad (4.12)$$

La presencia de armónicos en el sistema provocará una distorsión o rizado que se plasmará en las dificultando la observación del valor medio de la misma.

Así, para el caso de las potencia activa y reactiva instantáneas de todos los apartados que siguen, se optará por la representación de las mismas en función de la respuesta del sistema ante la variable que se está modificando y en ausencia de armónicos para que así la disminución del rizado permita una fácil determinación del valor medio de la potencia reactiva instantánea.



$$I_g = 12 A$$



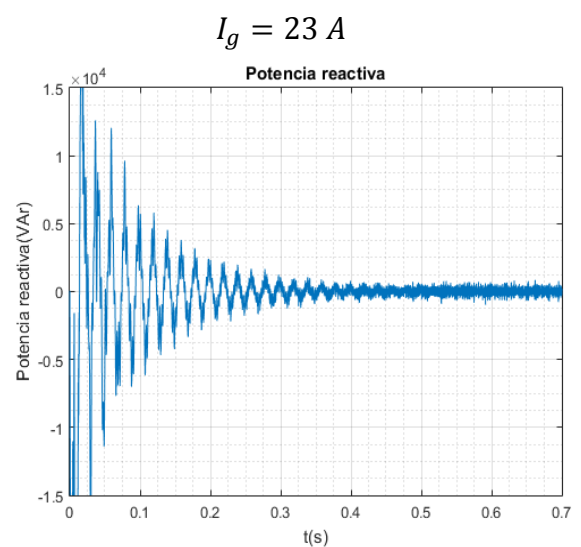
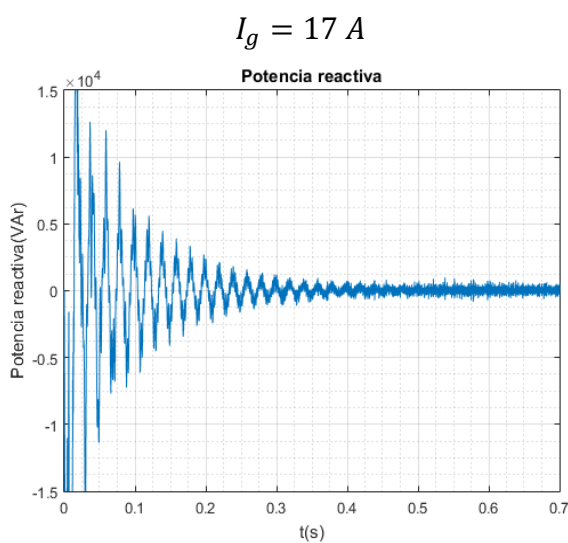
$$p \approx 5.775 kW$$

Fig.4.38. Señales para las potencias activas instantáneas inyectadas en red.

El aumento de irradiancia conlleva consigo un aumento de la potencia activa generada por el sistema. Se observa el transitorio del arranque del sistema con un pico de unos 6.8 kW antes del escalón de irradiancia además del pico correspondiente a la entrada del mismo en $t=0.2s$, estabilizándose la señal en régimen permanente tras unos 0.125s.

- Potencia reactiva instantánea (q)

Los valores medios de la potencia reactiva instantánea se muestran a continuación.



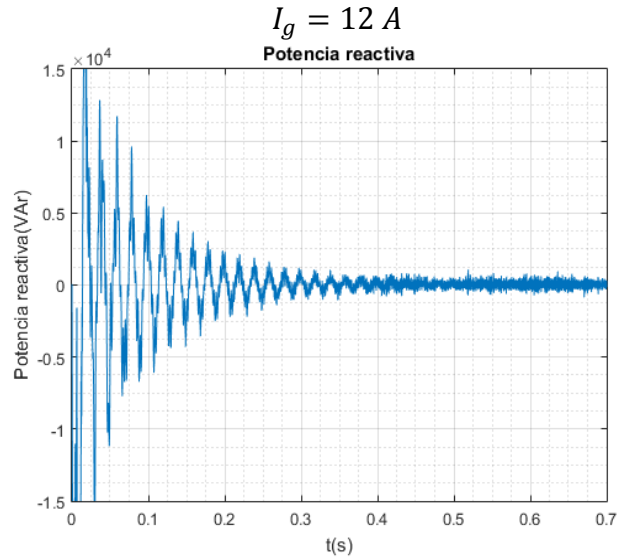


Fig.4.39 . Potencias reactivas instantáneas, en función de la irradiancia, inyectadas en red.

La variación de la irradiancia en el sistema no afecta a la potencia reactiva instantánea media, manteniéndose nula bajo las condiciones iniciales. En este caso, al tener $I_{qref} = 0 A$, no existe reactiva, partiendo de la expresión (4.14) análoga a (4.12).

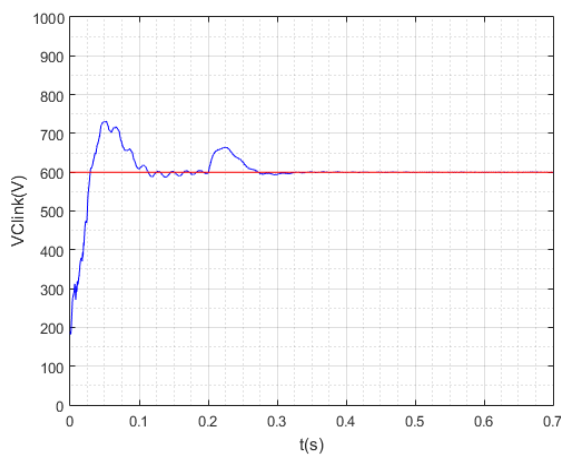
$$q = u_{AC\beta} \cdot i_{\alpha} + u_{AC\alpha} \cdot i_{\beta} \quad (4.14)$$

4.3.2. Variación de frecuencia

Se variará la frecuencia de red de 50 a 60Hz.

- Tensión en el bus de continua

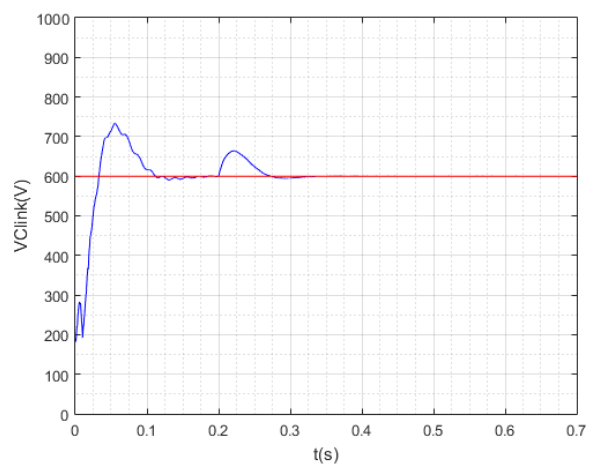
$f=50Hz$



$$V_{clink} = 600V$$

$$t_s(V_{clink}) = 0.117 s$$

$f=60Hz$



$$V_{clink} = 600V$$

$$t_s(V_{clink}) = 0.135 s$$

Fig.4.40 . Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_{qref}

Para una misma tensión en el bus de continua se tiene que, a mayor frecuencia, mayor es el tiempo de establecimiento de la señal.

- Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$)

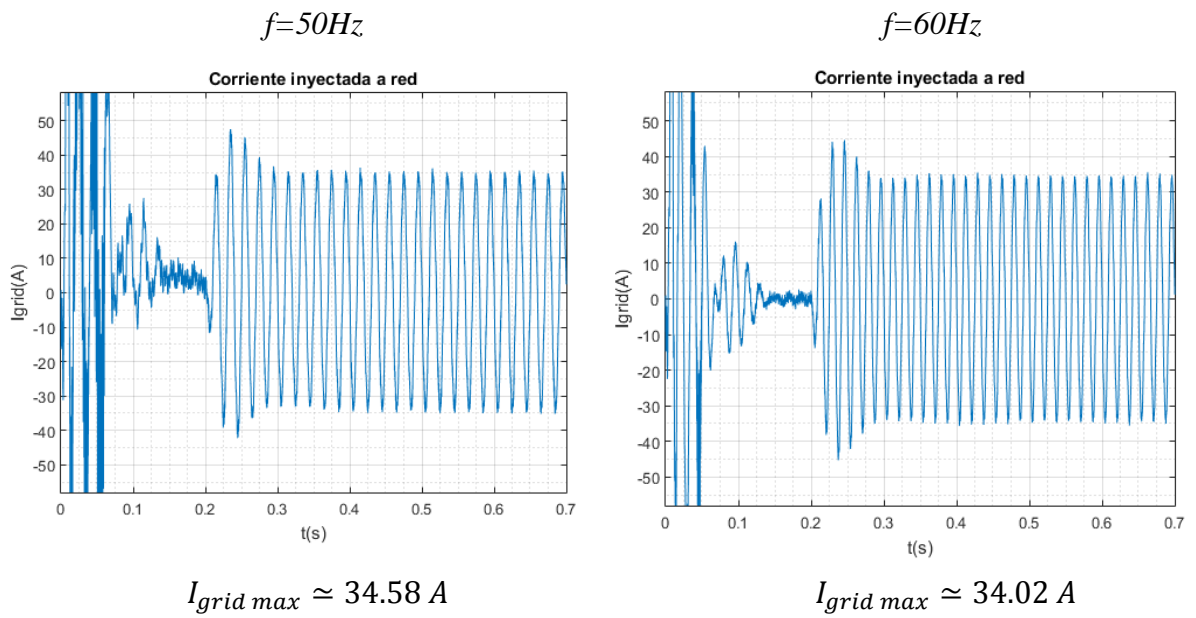


Fig. 4.41. Señales de corriente inyectada en red para distintas frecuencias

Tras el escalón de irradiancia en $t=0.2s$ se observa que para 60Hz se tiene un valor para la amplitud de la corriente levemente menor para frecuencias más altas.

- Factor de potencia (PF)

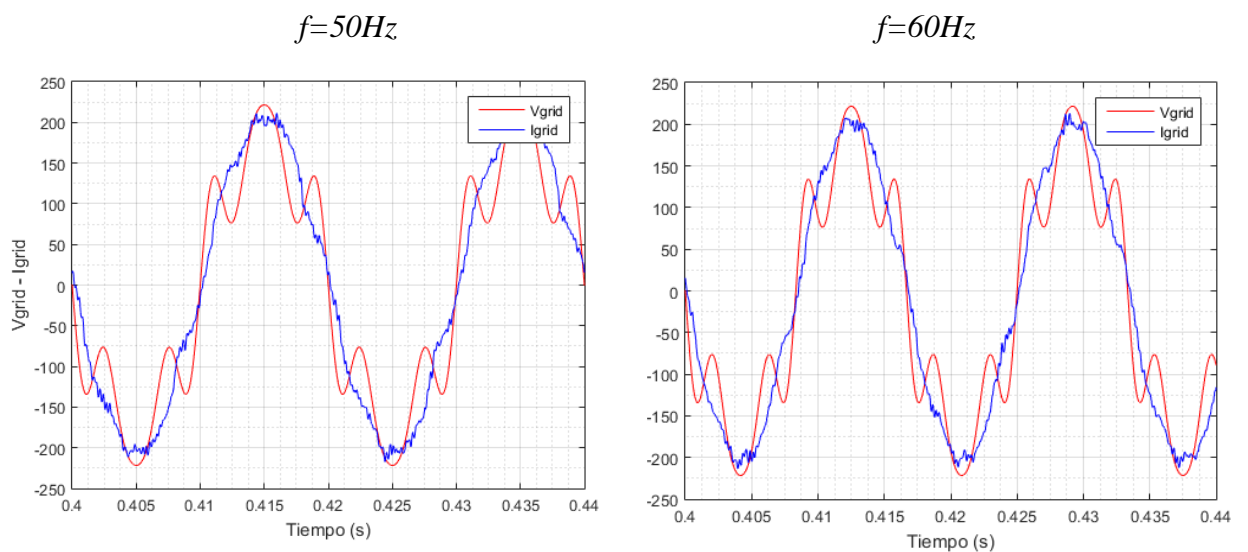


Fig.4.42. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de frecuencia.

Con la variación de la frecuencia el factor de potencia de la conexión se mantiene inalterable bajo el resto de condiciones dadas; no existe desfase entre la corriente inyectada a la red y la tensión de la misma:

$$PF = \cos\varphi = \cos \Delta t . w = \cos 0$$

$$PF = 1$$

- Potencia activa instantánea (p)

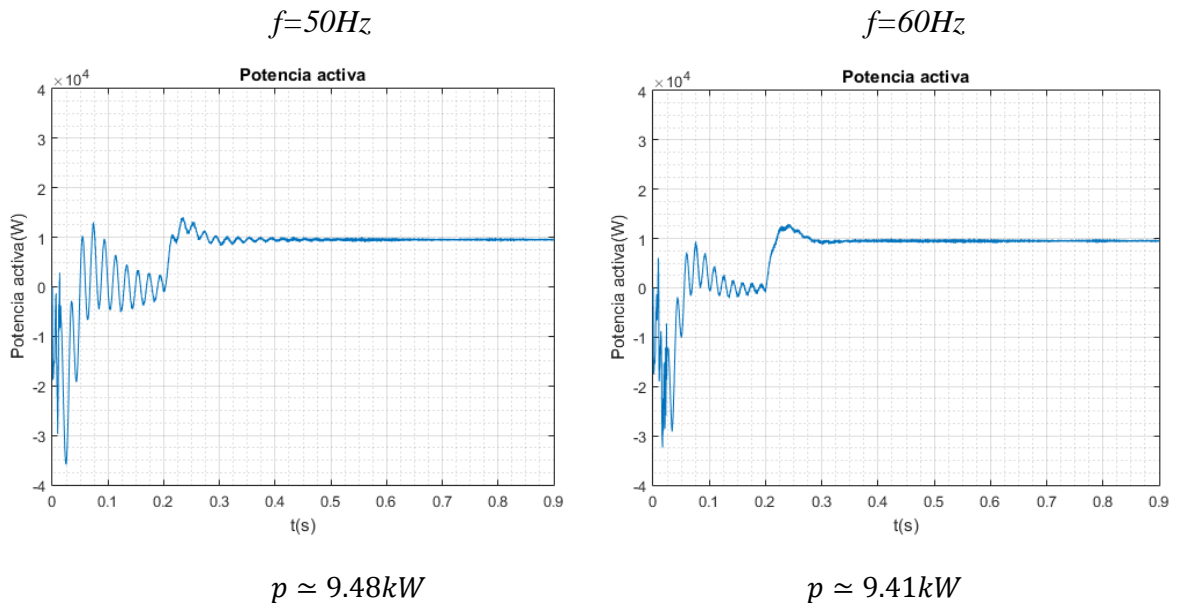


Fig.4.43. Potencia instantánea activa bajo distintos valores frecuencia

- Potencia reactiva instantánea (q)

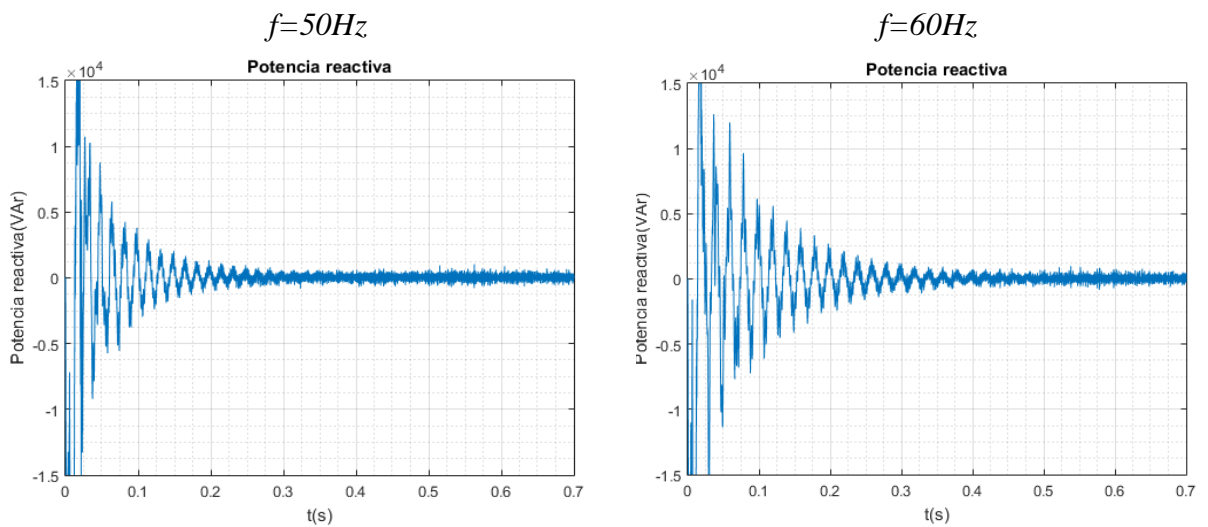


Fig.4.44. Potencia instantánea reactiva bajo distintos valores de frecuencia

Los valores de la potencia reactiva instantánea para frecuencia de 50 y 60 Hz son nulos, no existe presencia de reactiva en el sistema. Para una frecuencia mayor, tanto el tiempo de establecimiento como el valor del transitorio aumentan levemente.

4.3.3. Variación de la componente q de referencia de la corriente del inversor (I_{qref})

Se proveerá al sistema de un escalón de valor I_{qref} en $t=0.2s$.

- Tensión en el bus de continua (V_{clink})

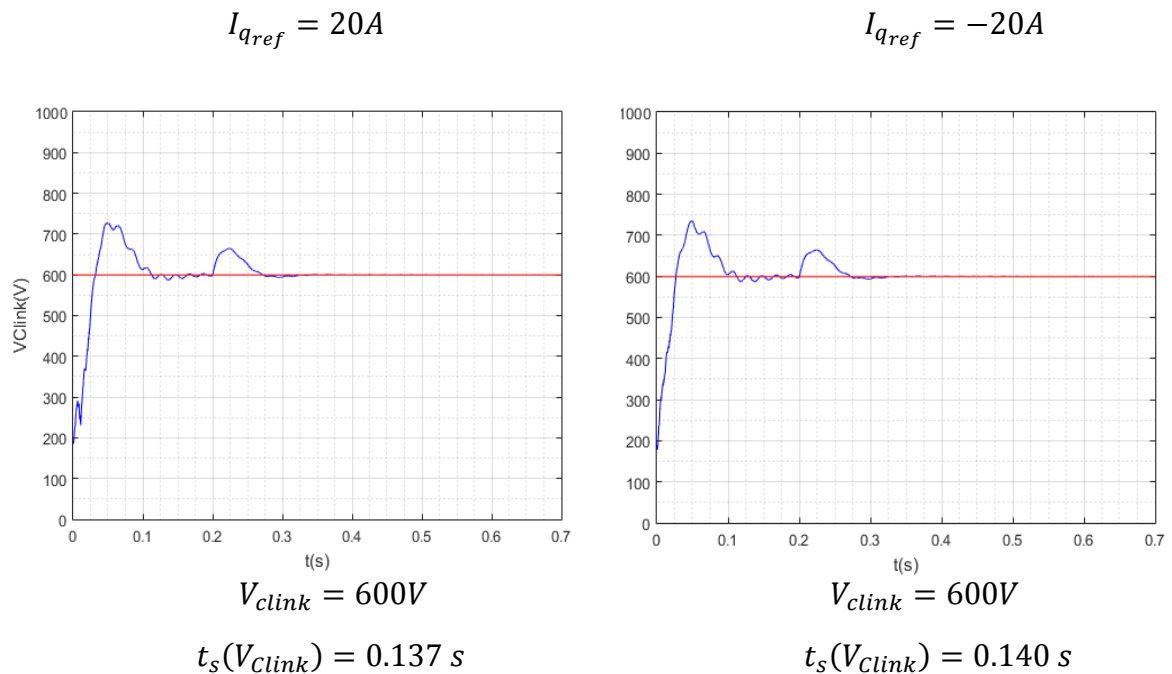


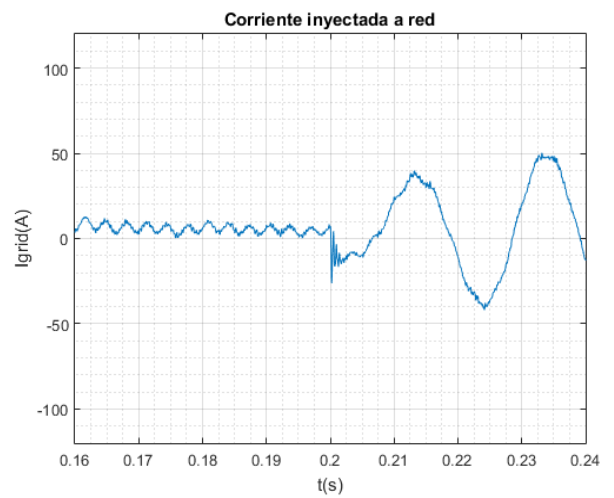
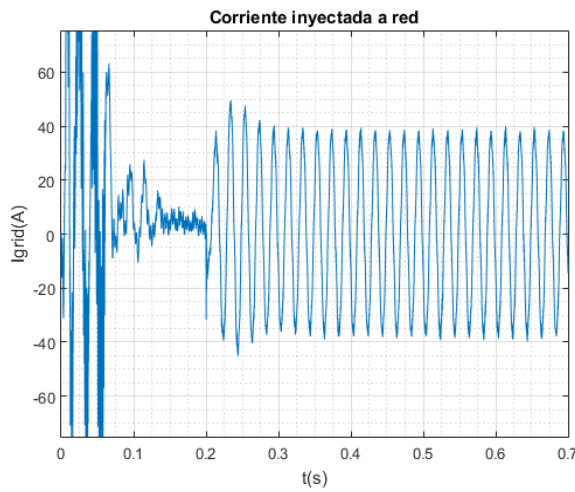
Fig.4.45. Señales para la tensión del bus de continua para dos casos de I_{qref}

Se observa que con la inyección de I_{qref} de valores opuesto, no existe diferencia relevante en el bus de continua para ambos casos.

A diferencia de la respuesta del bus de continua para el sistema en ausencia de reactiva, se distingue que en presencia de la misma existe un pequeño aumento en el tiempo de establecimiento.

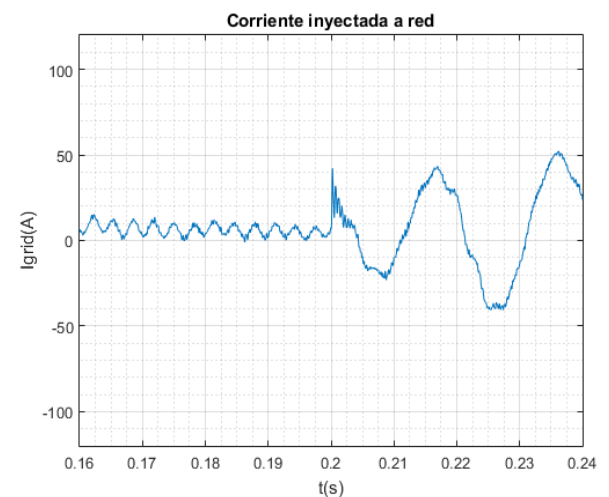
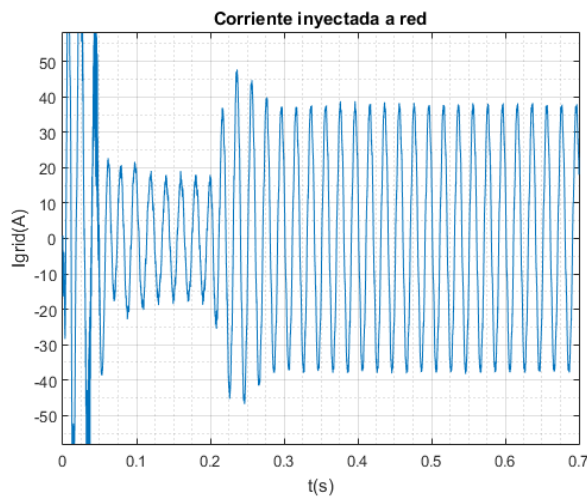
- Corriente inyectada a red ($I_{grid\ max}$)

$$I_{q\ ref} = 20A$$



$$I_{grid\ max} \approx 37.33\ A$$

$$I_{q\ ref} = -20A$$



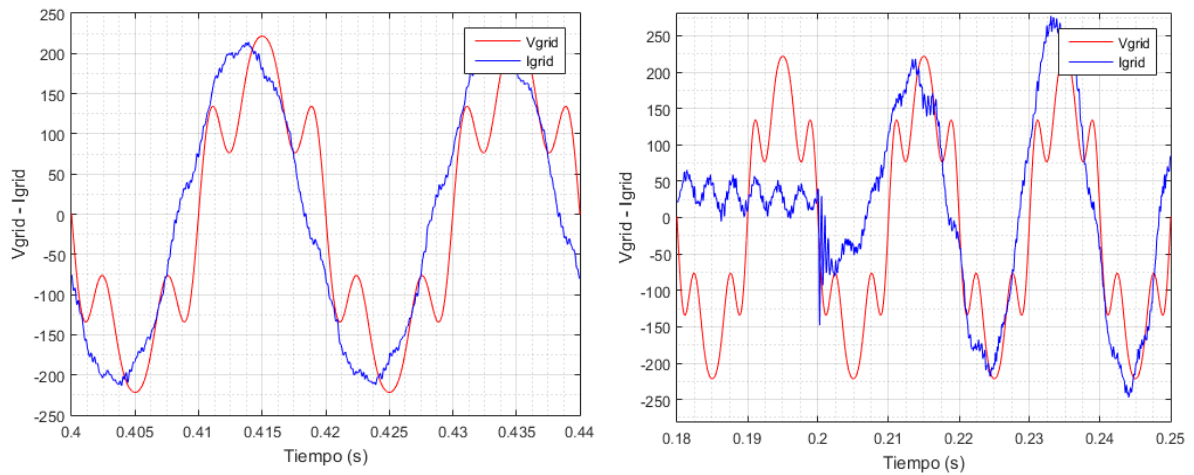
$$I_{grid\ max} = 37.49\ A$$

Fig. 4.46. Señales de corriente inyectada en red y zoom en $t=0.2s$ para la entrada en escalón para dos casos de $I_{q\ ref}$.

Se observa que con la inyección de $I_{q\ ref}$ existe un leve aumento en el valor de la corriente; se inyecta reactiva instantánea positiva a red.

- Factor de potencia (PF)

$$I_{qref} = 20A$$



$$I_{qref} = -20A$$

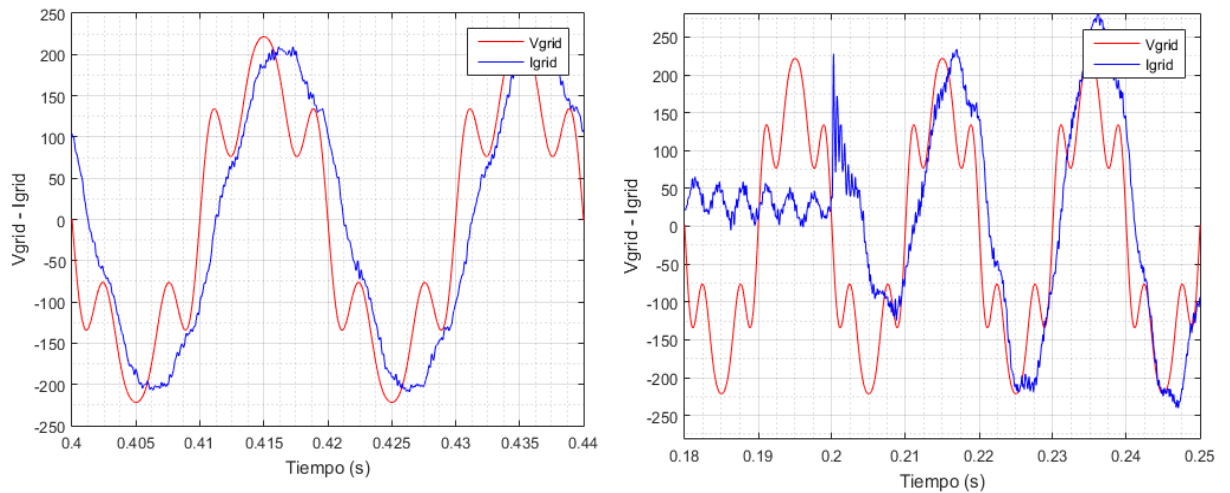


Fig.4.47. Señales de tensión y corriente (normalizada) para distintos valores de I_{qref} y zoom en el escalón de reactiva en $t=0.2s$

Al haber presencia de reactiva en el sistema, sucede lo mismo que se tenía para el caso anterior de regulación con PI; se produce un desfase entre las señales de la tensión de red y la corriente que se inyecta a la misma disminuyendo el factor de potencia de la conexión.

El desfase es prácticamente idéntico para ambos casos ya que el valor absoluto de la I_{qref} que se inyecta es el mismo, la diferencia es el signo del ángulo de desfase.

Para cuando se introduce en el sistema una consigna de $I_{qref} = 20A$ se observa que la corriente se adelanta respecto la tensión, esto es, se inyecta reactiva capacitiva a la red.

Si la componente q de la corriente es de la misma magnitud pero de sentido opuesto, se observa que la corriente se atrasa respecto la tensión, esto es, se inyecta reactiva inductiva a la red.

Para calcular el factor de potencia se tiene que el valor del desfase entre las señales es de:

$$\Delta t \approx 1.414 \text{ ms}$$

$$\varphi = \Delta t \cdot \omega = \Delta t \frac{2\pi}{T} = 0.001414 \cdot \frac{2\pi}{0.02} \rightarrow \varphi = 0.44296 \text{ rad}$$

$$PF = \cos\varphi \rightarrow PF = 0.9034$$

El factor de potencia para ambos casos es el mismo, la diferencia es el adelanto o el atraso de la corriente respecto de la tensión en función del valor de la componente q de referencia.

- Potencia activa instantánea (p)

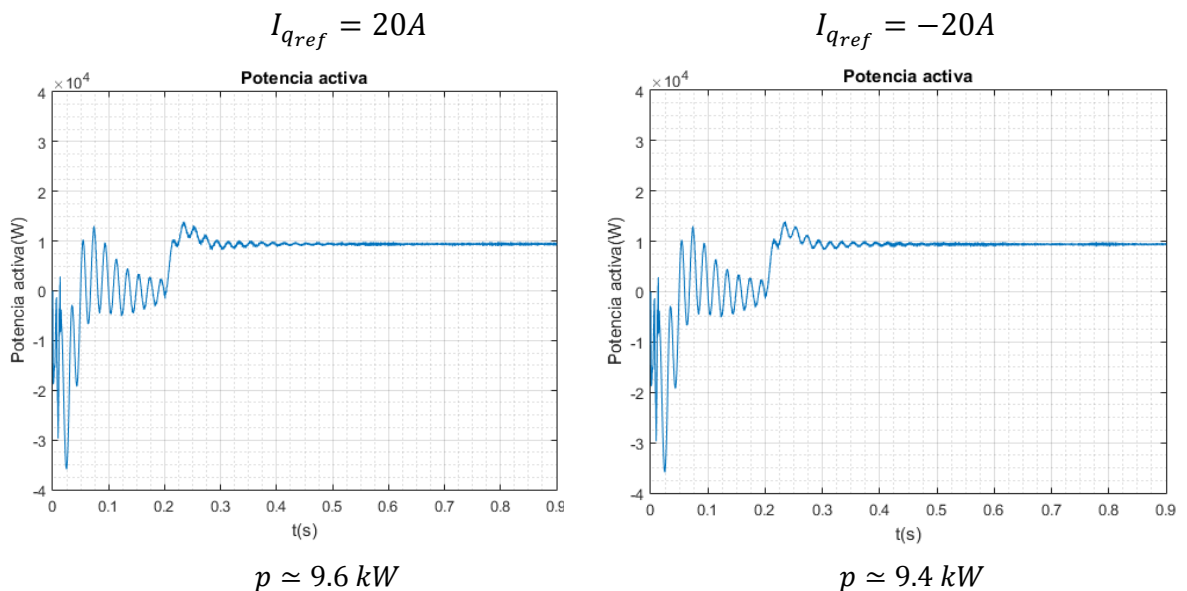


Fig.4.48. Potencia instantánea activa para dos casos de I_{qref}

- Potencia reactiva instantánea (q)

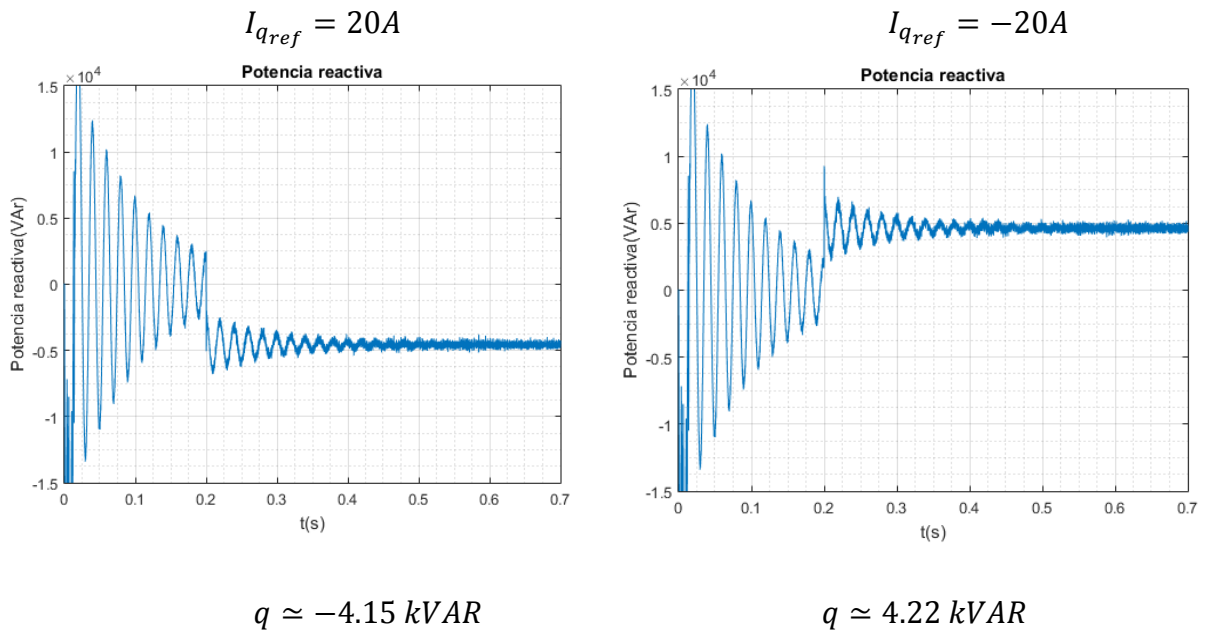


Fig.4.49. Potencia instantánea reactiva para dos casos de I_{qref}

Manteniéndose constantes en las simulaciones tanto el valor de tensión en el bus de continua como el valor de la irradiancia así como la tensión y la frecuencia de la tensión en la red, 230Vrms y 50 Hz respectivamente, se introduce una consigna para la componente q de la corriente al sistema.

Cuando esta referencia es positiva, se generará una potencia reactiva instantánea negativa así como un adelanto de la corriente inyectada a la red respecto a la tensión de ésta, es decir, el ángulo de desfase será positivo de manera que a la red se inyecta reactiva capacitiva.

Cuando la componente q de corriente es negativa, se generará una potencia reactiva instantánea positiva así como un atraso de la corriente inyectada a la red respecto a la tensión de ésta, es decir, el ángulo de desfase será negativo de manera que a la red se inyecta reactiva inductiva.

De este modo, controlando tanto el valor como el signo de la corriente q de consigna introducida al sistema se podrá controlar tanto la cantidad como la naturaleza, capacitiva o inductiva, de la reactiva inducida a red. Lo mismo se obtenía para el caso anterior con controladores PI.

4.3.4. Variación del modo de operación

Se simulará el comportamiento del sistema bajo un cambio de irradiancia que vendrá definido por una entrada en escalón de 12A a -12A en $t=0.2s$.

- Tensión en el bus de continua (V_{clink})

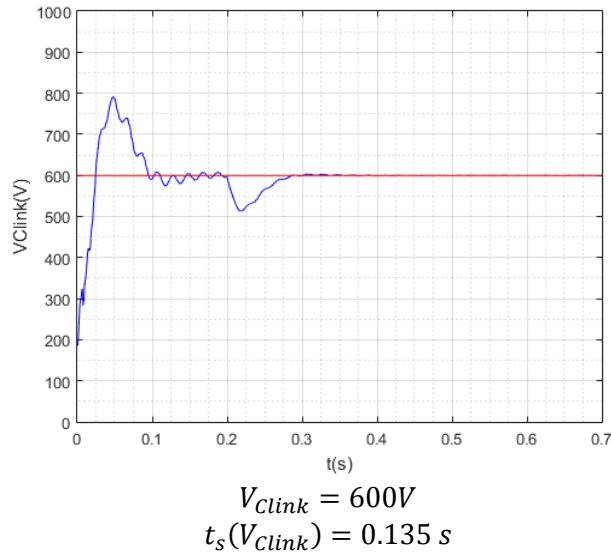
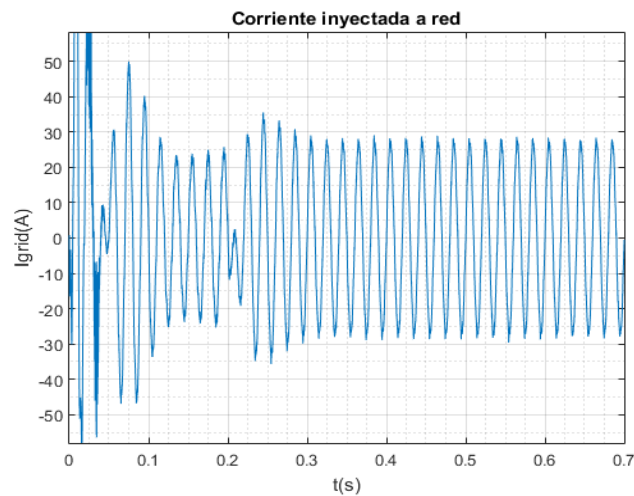


Fig.4.50. Señal de tensión en el bus de continua

La tensión en el condensador de desacoplo se estabiliza a 600V en régimen permanente tras sufrir una caída de tensión de unos 80V en $t=0.2s$ cuando se tiene un valor de $I_g = -12V$. El bus de continua tarda en estabilizarse 135 ms.

- Corriente inyectada/absorbida de la red ($I_{grid\ max}$)



$$I_{grid\ max} \approx 27.93 A$$

Fig.4.51. Señal para la corriente inyectada/absorbida de la red

El sistema pasa de ser generador a carga por lo que consumirá energía de la red para el mantenimiento de la tensión en el bus de continua y en los condensadores de desacoplo por lo que la corriente será igual pero de sentido opuesto puesto que es la red quien provee de energía al sistema y ya que la irradiancia no cambia en magnitud sino en signo. Tras el escalón de $t=0.2s$ la corriente sufre un cambio de fase.

- Factor de potencia (PF)

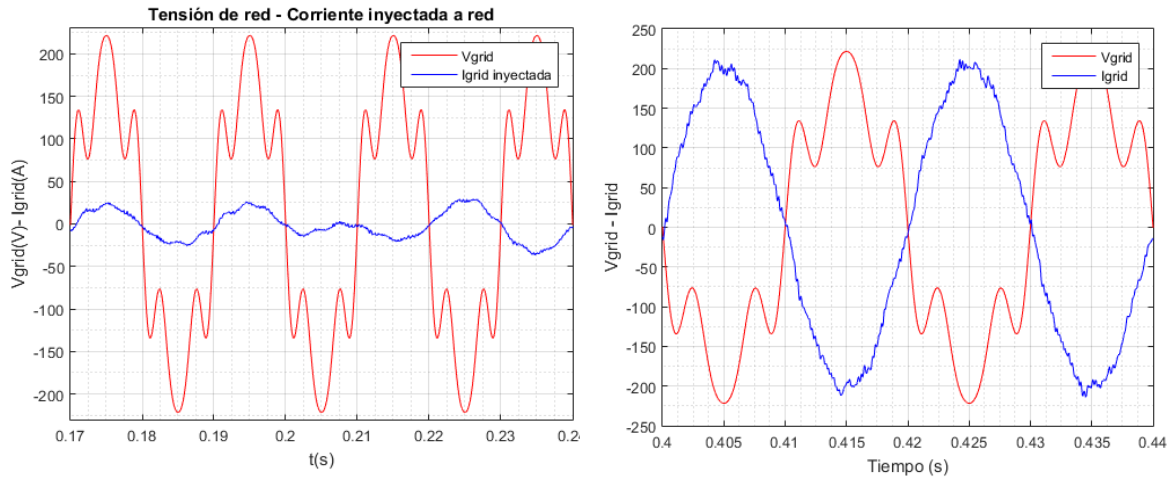


Fig.4.52. Tensión de red y corriente demandada (izda) y señales normalizadas (dcha.) estacionarias.

Según la imagen izquierda de la figura 4.52, se deduce que no existe desfase entre las señales de la tensión de red y la corriente que se inyecta a la misma antes de $t=0.2s$ y, que no existe presencia de reactiva, el factor de potencia de la conexión es unitario.

En $t=0.2s$ la fuente pasa de 12A a -12A de corriente incidente, es decir, pasa de generar a demandar energía y la corriente inyectada sufre un desfase de 180° respecto la tensión, es decir, ya no es inyectada sino absorbida de la red.

$$\Delta t \approx 0.01s$$

$$\varphi = \Delta t \cdot \omega = \Delta t \frac{2\pi}{T} = 0.01 \frac{2\pi}{0.02} \rightarrow \varphi = \pi$$

$$PF = \cos\varphi \rightarrow PF = -1$$

El signo negativo del factor de potencia hace referencia al comportamiento de carga del sistema, al sentido de la corriente.

- Potencia activa (p)

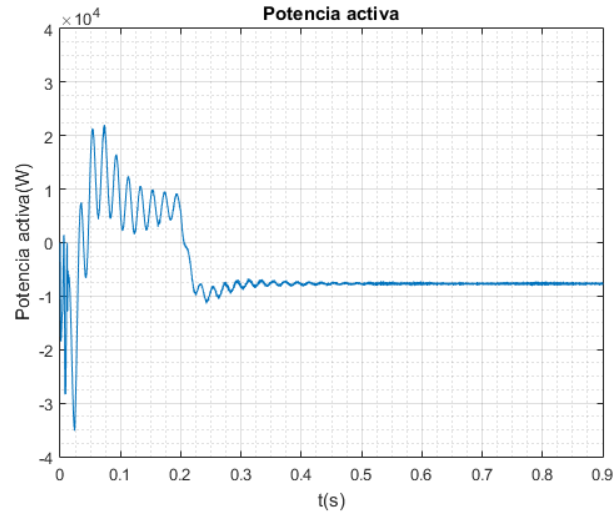


Fig.4.53. Señal para la potencia activa instantánea del sistema

La potencia activa entregada a red tiene un valor positivo de unos 6.8 kW en el tramo de régimen permanente entre $t=0.1s$ y $t=0.2s$.

Después de $t=0.2s$, la irradiancia pasa a tener valor negativo lo que provoca que la potencia entregada sea de valor negativo, es decir, se trata de potencia absorbida, de unos -7.75 kW en régimen permanente.

- Potencia reactiva (q)

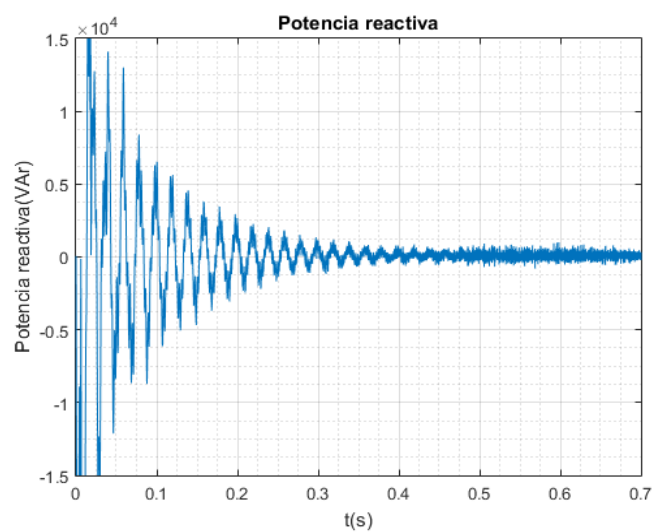


Fig.4.54. Señal para la potencia reactiva instantánea del sistema

No existe presencia de reactiva en el sistema, su valor en régimen permanente será nulo.

4.4. Conclusiones para el sistema con controladores PR para control de corriente

El uso de controladores resonantes en el sistema proporciona un rechazo de perturbaciones [40] de manera que la señal de perturbación, los armónicos 5° y 7° de red en este caso, es detectada por el algoritmo de sincronización para ser luego compensada o cancelada aplicando la ley del modelo interno en el diseño del controlador.

El controlador PR es capaz de seguir a la consigna de entrada con perturbaciones, de carácter senoidal, en todo momento ya que mantiene un error nulo en régimen permanente frente a las mismas, en contraposición con el controlador PI, que sólo consigue un error nulo con señales continuas (fig.4.55).

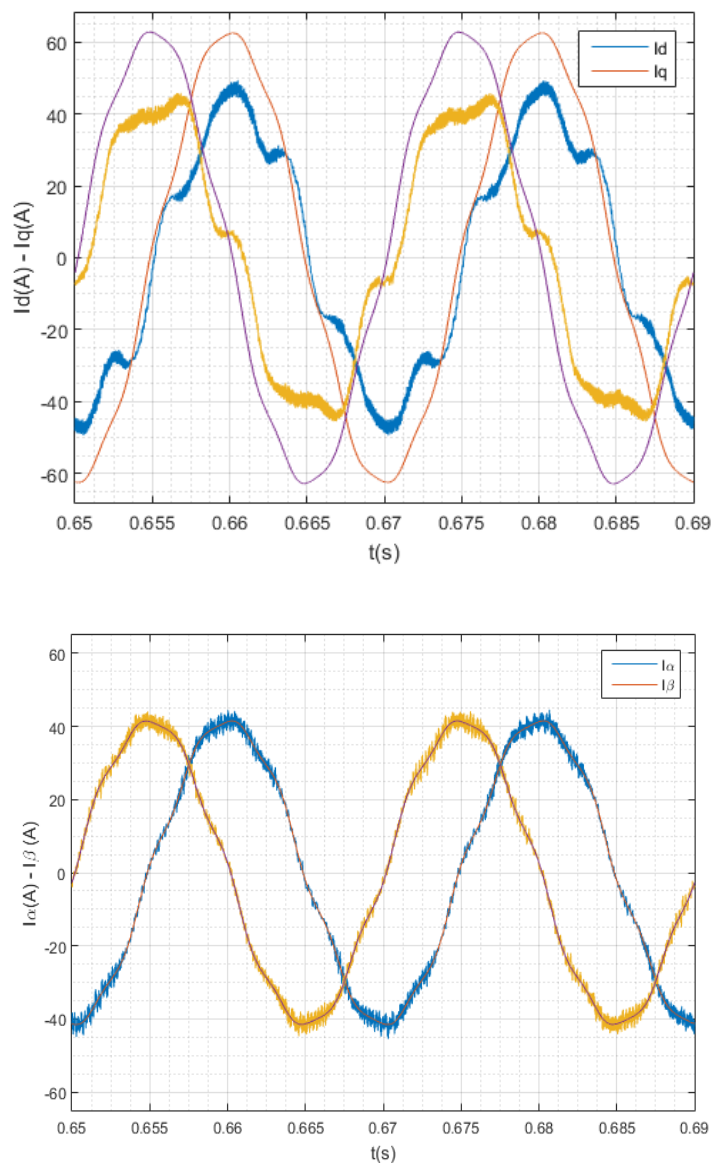


Fig. 4.55. Comparativa del error en régimen permanente con señales senoidales utilizando un controlador PI (arriba) y PR (abajo).

La información del ángulo de fase de la tensión de red no es necesaria ya que se trabaja con componentes en un sistema de referencia estático.

En cuanto a la implementación, con el regulador PR se eliminan los términos cruzados que se tenían para la regulación con PI haciendo un sistema más sencillo y estable.

Los polos complejos conjugados que componen el denominador de la función de transferencia del PR eliminan la necesidad de tener un controlador por cada secuencia, positiva y negativa detectada, de cada armónico ya que las lleva implícita así, son necesarios únicamente dos controladores, uno por cada una de las componente $\alpha\beta$.

El controlador resonante, al tratarse de un filtro IIR, es susceptible de ser mejorado permitiendo un aumento de precisión en el filtrado de las señales.

Los valores para las variables de salida en cada caso de estudio en función de la entrada quedan expuestos en la tabla 5.4.

	I_g (A)			f (Hz)		$I_{q\text{ref}}$ (A)		Modo op.	
	12	17	23	$I_g=17$	60	$I_g=17$	$I_g=-12$	$I_g=-12$	
V_{Clink}	500	600	700	600	600	600	600	RECTIF.	V
$t_s(V_{Clink})$	105	117	128	117	135	137	140		ms
I_{grid}	20.4	34.58	52.43	34.58	34.02	37.33	37.49		A
$\Phi(\simeq)$	0	0	0	0	0	0.4429	0.4429	π	rad
PF	1	1	1	1	1	0.9034	0.9034	-1	-
I_α	26.21	42.88	63.86	42.88	42.16	45.58	46.17	34.62	A
I_β	25.62	41.99	63.89	41.99	42.88	45.75	46.27	34.1	A
p	5.775	9.48	14.55	9.48	9.41	9.6	9.4	-7.75	kW
q	0	0	0	0	0	-4.15	4.22	0	kVAR
P_{in}	6	10.2	16.1	10.2	10.2	10.2	10.2	-7.867*	kW
$P_{3\phi}$	5.746	9.74	14.769	9.74	9.58	9.5	9.611	-7.2*	kW
η	95.767	95.4916	91.17	95.4916	93.95	93.13	93.58	95.335	%

Tabla 4.4. Tabla comparativa entradas-salidas del sistema implementado con PR

Respecto a la respuesta del sistema ante cambios en las entradas en función de irradiancia, frecuencia, inyección de reactiva y cambio en modo de operación del convertidor, se tiene

que el comportamiento con controladores PR muy similar al caso anterior con controladores PI.

Como se ha visto, para este caso se han introducido en la red los armónicos 5° y 7° con amplitudes del 30% y del 12% respectivamente.

Se concluye que el sistema implementado con controladores PR, además de tener un diseño más sencillo y estable gracias a la eliminación de términos cruzados, consigue una adaptación en variación de frecuencia y armónicos provenientes de la entrada debido a la naturaleza senoidal del controlador además de su flexibilidad en cuanto a la sintonización con las frecuencias de las señales a filtrar o eliminar.

Los controladores PR pueden ser utilizados en sistemas monofásicos no siendo así con los controladores PI.

4.4.1. Limitaciones

El controlador PR (4.16) está formado por una ganancia proporcional y una estructura resonante pura. La parte resonante pura se considera una modificación del controlador PI (4.15) que opera con un desplazamiento en frecuencia haciendo que el sistema, ante una entrada en escalón, tenga una salida oscilatoria debido a la presencia de polos complejos conjugados.

$$G_{PI}(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (4.15)$$

$$G_{PR}(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + w_0^2} \quad (4.16)$$

La limitación para con el PR viene derivada del compromiso de estabilidad del sistema. Como puede deducirse de (4.16), la ganancia del PR a frecuencia de resonancia es infinita, hecho que se traduce en una eliminación del armónico a esa frecuencia pero que compromete el nivel de estabilidad del sistema, por ello debe limitarse la ganancia en la frecuencia de resonancia a un valor finito muy alto (fig.4.55) modificando la expresión (4.16) en (4.17) al introducir un término que incluye la frecuencia natural del sistema [41].

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_i w_c s}{s^2 + 2w_c s + w_0^2} \quad (4.17)$$

Si bien, con esta modificación se pierde calidad de filtrado, se gana en estabilidad.

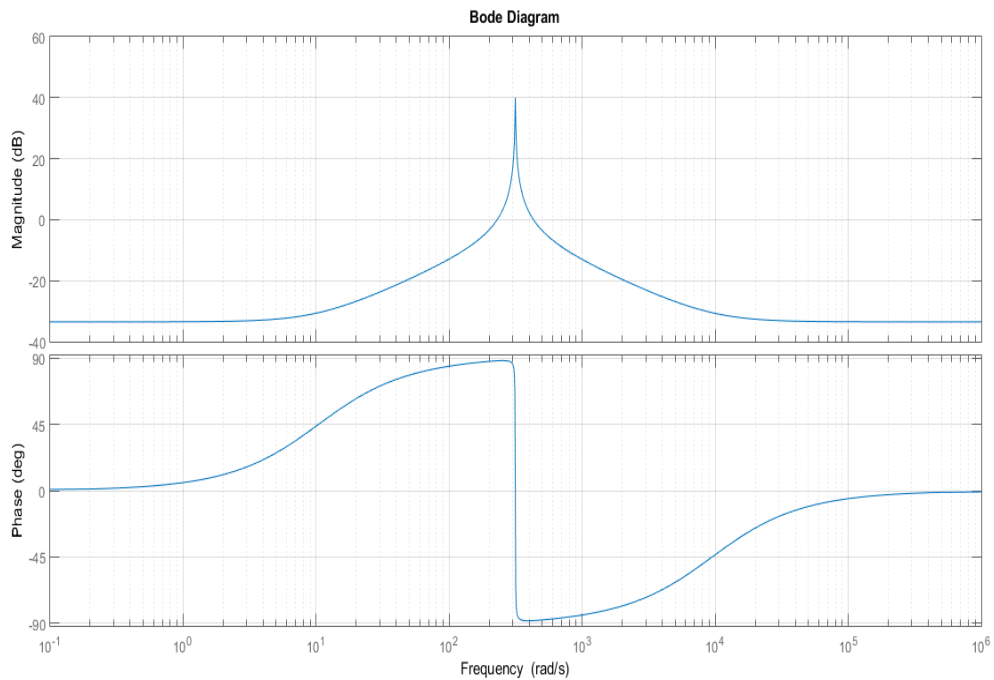


Fig. 4.56. Diagrama de Bode para función de transferencia modificada de PR

Por otro lado, y teniendo en cuenta que los controladores PR actúan como filtros digitales IIR al discretizar, por lo que la inexactitud o redondeo de los coeficientes del mismo provoca un filtrado ineficiente.

A la hora de implementar este tipo de filtros digitales será una condición necesaria tener una cantidad considerable de dígitos, esto generará un aumento de la carga computacional y del tiempo de respuesta además de necesidad de mayor recurso de memoria a utilizar en el microcontrolador seleccionado pudiendo aumentar el coste en sistemas que requieran de gran soporte.

5. PLATAFORMA DE TESTADO EN TIEMPO REAL

5.1. Metodología

5.1.1. Plataforma RTDS (Real-Time Digital Simulation)

Para la implementación física de las simulaciones, se recreará el perfil del sistema de la planta a partir de una plataforma de simulación digital en tiempo real o RTDS (Real-Time Digital Simulation). Con la utilización de los RTDS se abaratan costes y se reducen los riesgos en cuanto a la realización de pruebas ya que la probabilidad de que los componentes puedan ser dañados es menor al tratarse sólo de la aplicación de los algoritmos de las simulaciones a una placa de comportamiento flexible y programable.

Se utilizará la plataforma dSPACE [42] que representará el comportamiento del sistema compuesta por el subsistema de control y el subsistema de potencia.

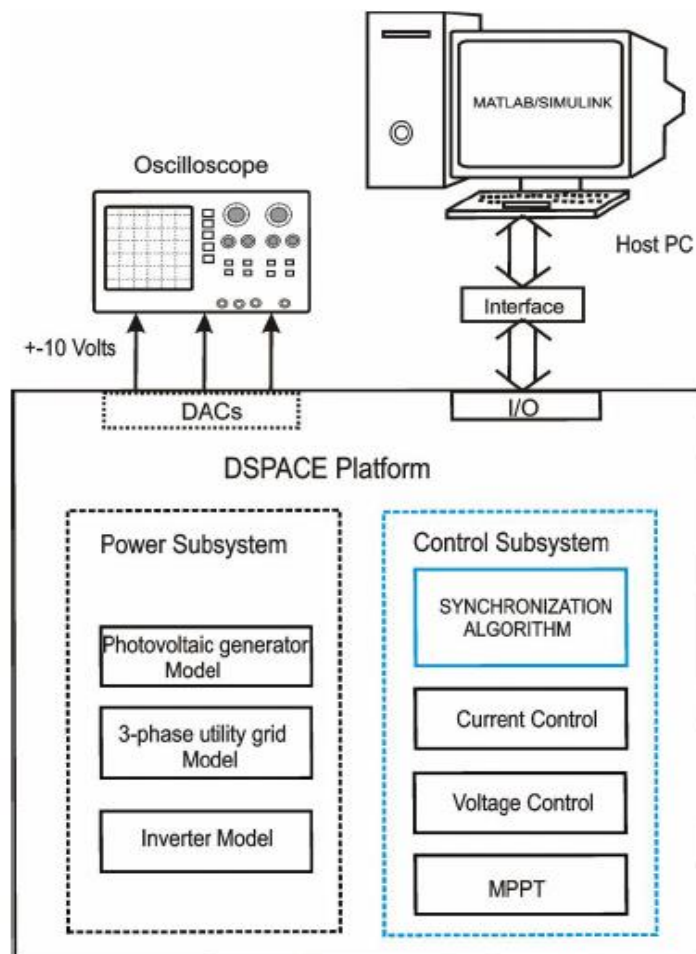


Fig. 5.1. Generalización para una plataforma RTDS (en este caso general, el controlador y la planta se encuentran en la misma plataforma de simulación).

5.1.2. Plataforma HIL (Hardware In the Loop)

La simulación HIL se hace completamente necesaria cuando en la red existe una alta integración de generadores distribuidos, de esta manera las plataformas de procesamiento en tiempo real de generación actual tienen la capacidad de modelar y testar sistemas de energía a gran escala en tiempo real [43].

Así, las simulaciones HIL se emplean en la investigación de sistemas de generación con recursos renovables, con la posibilidad de incluir sistemas SCADA, distintos tipos de cargas y unidades de almacenamiento de energía en el propio sistema.

En una implementación HIL se simulará el comportamiento de la planta real, el subsistema de potencia, mediante el empleo de una RTDS, como la plataforma dSPACE.

El controlador se tratará de un controlador real, empleado tanto en las simulaciones como en la misma planta real. Así, mediante una tarjeta electrónica que proporcionará la conversión A/D o D/A se realizará el acondicionamiento de las entradas y salidas para la comunicación entre ambas plataformas ya que la planta del sistema está constituida por componentes analógicos y gobernada por señales continuas, y el sistema *host*, el PC en este caso, está formado por elementos digitales que procesan señales discretas.

Además, para la monitorización de las señales en el osciloscopio también es necesaria esa conversión.



Fig. 5.2. Plataforma de trabajo HIL con controlador real y sistema de la planta simulado en dSPACE.

En este Proyecto se utilizará la tarjeta controladora DS1104 de dSPACE [39] que posee todos los recursos hardware necesarios como convertidores ADC (Analog to Digital Converter) y DAC (Digital to Analog Converter), expansión I/O, buses de comunicación o PWM, para el entorno industrial aplicado a las Energías Renovables, y es muy utilizado por grupos de investigación afines.

Este controlador tiene asociado, además, diversos bloques de MATLAB/SIMULINK que permiten generar el código C de los algoritmos de control y monitorización de forma automática a partir de modelos desarrollados en SIMULINK (*Model-based Design*). Este enfoque soluciona óptimamente los requerimientos de software al facilitar la labor de diseño y depuración de los algoritmos de control desde una perspectiva de muy alto nivel, reduciendo a su vez los tiempos de desarrollo.

La planta se simulará en tiempo real utilizando un modelo promediado del inversor trifásico. El modelo promediado resulta más simple que el conmutado ya que se promedia el funcionamiento de la alta frecuencia (por las conmutaciones) variable en el tiempo a señales a baja frecuencia, acelerándose la simulación y ocupando menos recurso. De esta manera se sustituyen los IGBT's por fuentes de tensión dependientes con el valor promedio de cada una de las señales calculadas para un ciclo de conmutación.

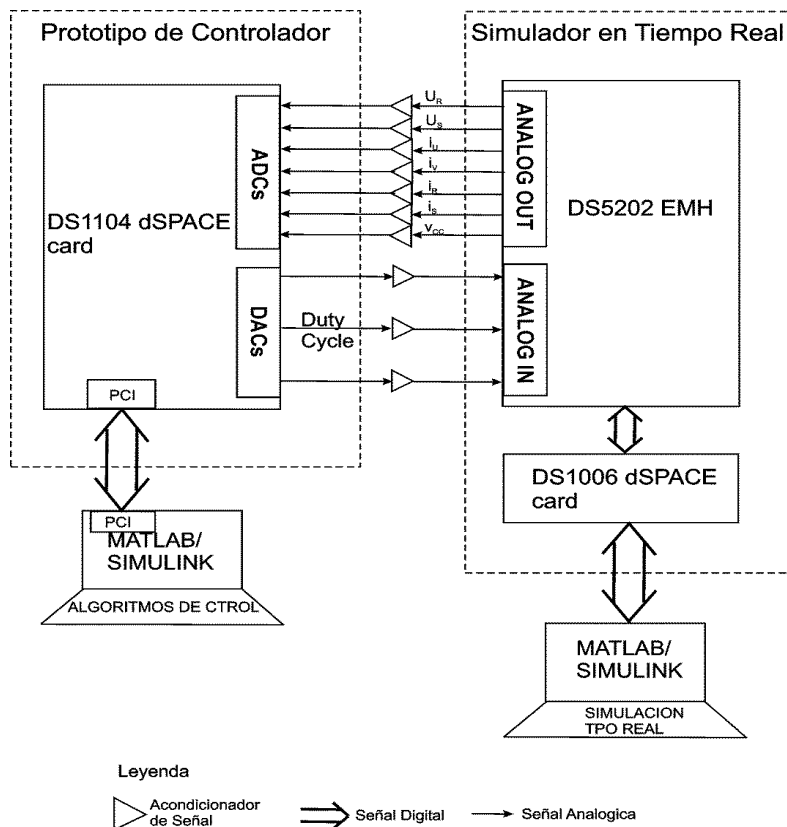


Fig.5.3. Plataforma para la implementación HIL formada por el simulador en tiempo real de la planta, DS1006+DS5202 EMH, y el controlador DS1104.

La planta será simulada programando sus modelos a partir de bloques de SIMULINK y generando código C automáticamente que se descargará a la tarjeta DS1006+DS5202 EMH (*Electric Motor HIL*) de dSPACE, utilizada como Simulador Digital de la planta en tiempo real (RTDS), y sus salidas analógicas alimentarán al controlador DS1104.

Los requerimientos de la Unidad de Control (UC) utilizando el controlador DS1104 de dSPACE para implementar y testar los algoritmos de control en un entorno de generación distribuida se explican por medio del diagrama de bloques que se muestra en la figura 5.3.

La plataforma dSPACE DS1006 y el DS5202 EMH ofrecen la posibilidad de simular en tiempo real la planta incluyendo al inversor, y ofrece por su bloque ANALOG OUT, previo ajuste de la ganancia de los DACs de salida, las tensiones y corrientes trifásicas.

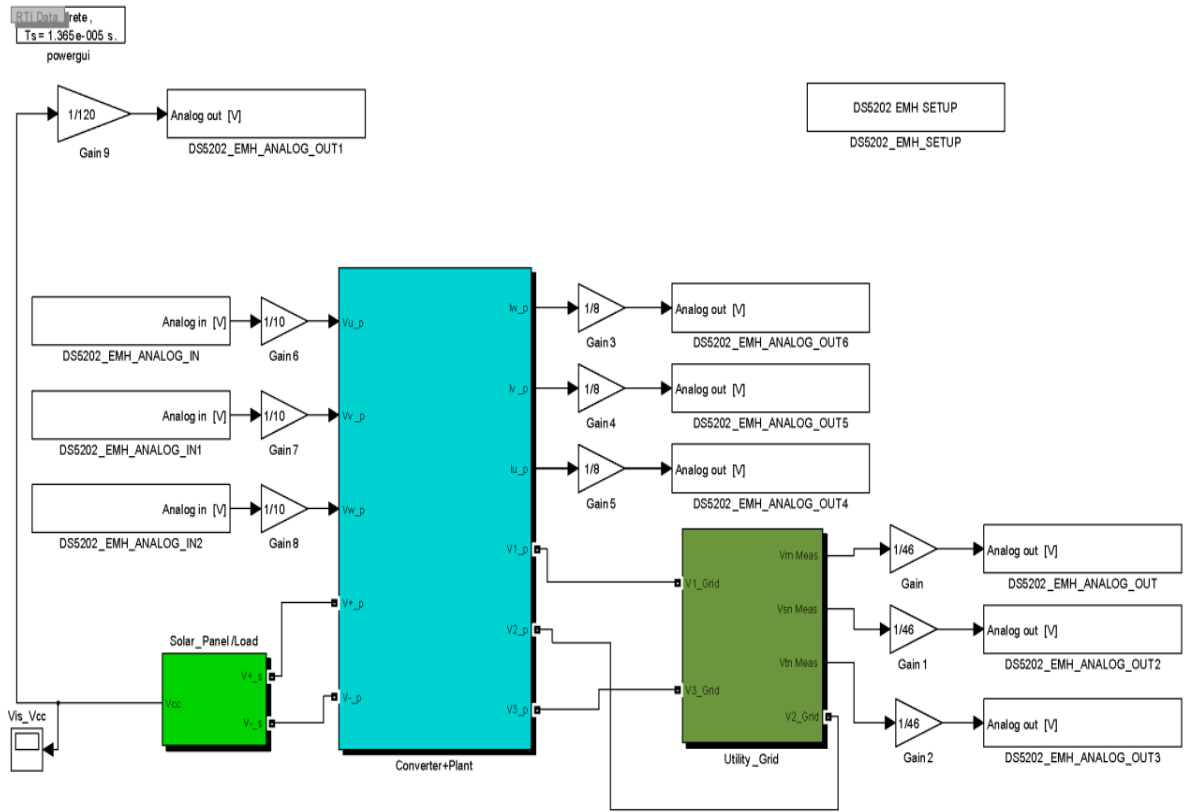
La Unidad de Control (DS1104) medirá el funcionamiento de la planta a través de sus ADCs internos y ejecutará los algoritmos de control en tiempo real, mientras que sus bloques DACs ofrecerán las señales trifásicas del *duty cycle* correspondientes. Finalmente, el bloque ANALOG IN del RTDS permitirá medir las señales del *duty cycle* trifásico que ofrece la UC, cerrando así el lazo de control.

A continuación se muestran los modelos SIMULINK de la planta y de los algoritmos de control, que se descargarán al Simulador Digital en Tiempo Real (RTDS) y al controlador en la plataforma dSPACE, respectivamente.

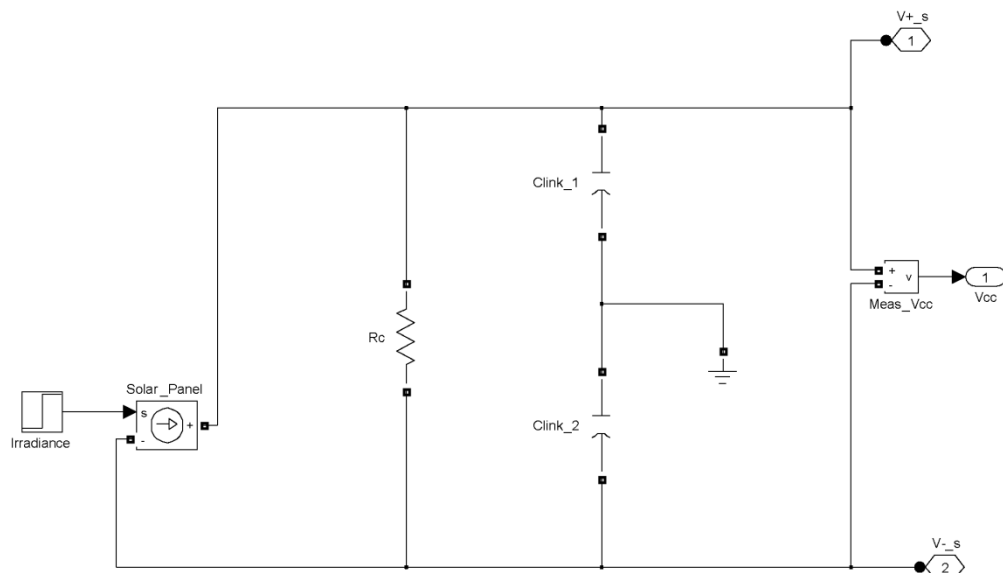
5.2. DS1006+DS5202 EMH (RTDS de dSPACE)

Se modelará la planta del sistema en la plataforma de simulación en tiempo real formada por la tarjeta DS1006+DS5202 EMH.

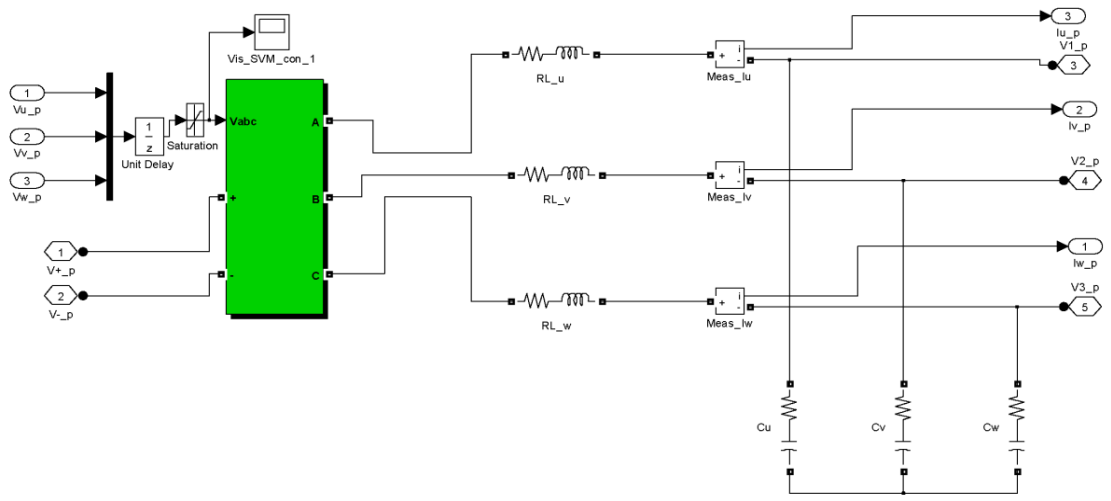
Se aplicará el software de implementación, la interfaz en tiempo real, RTI (*Real Time Interface*), para ejecutar los modelos en las tarjetas hardware dSPACE permitiendo la descarga del código C en tiempo real.



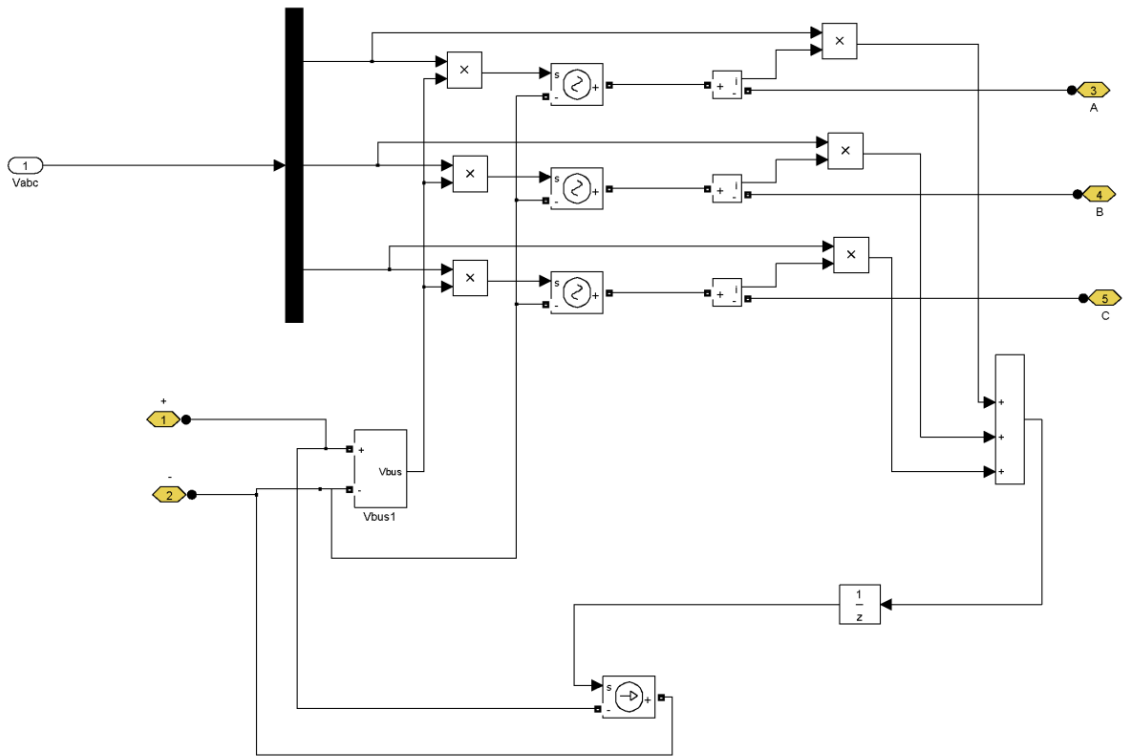
a)



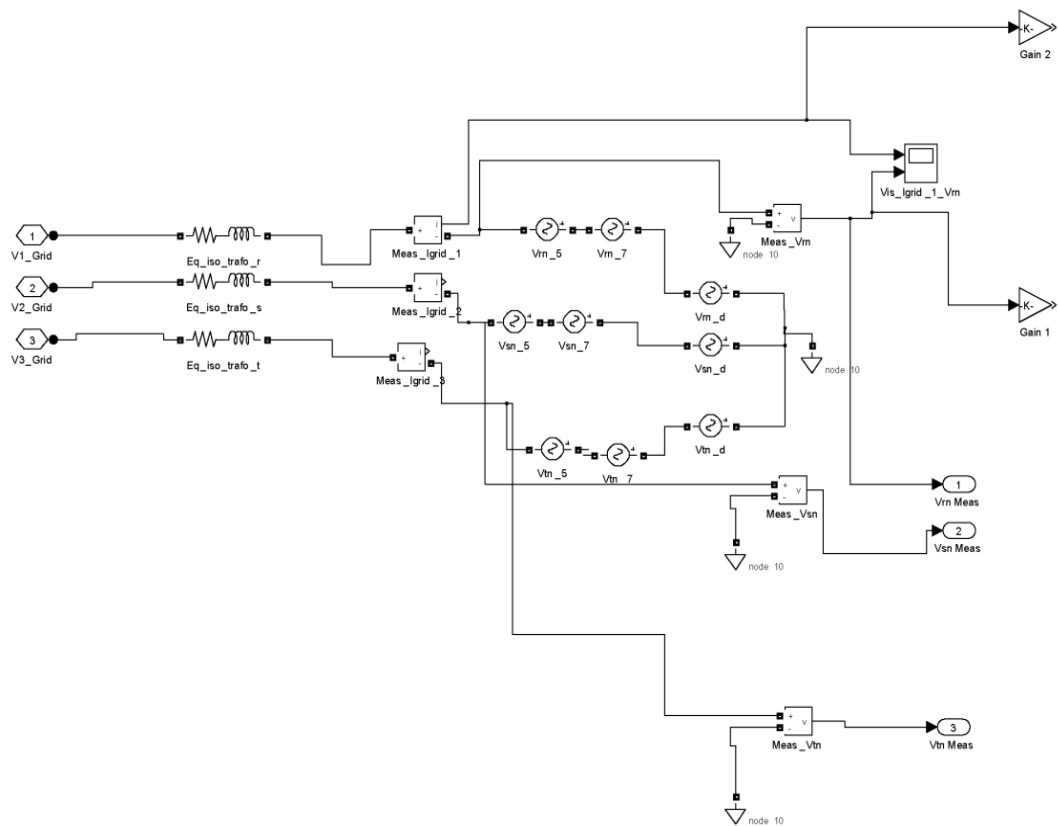
b)



c)



d)



e)

Fig.5.4. Bloques SIMULINK para el modelado de la planta en el DS1006+DS5202 EMH.

Como se observa en la figura anterior 5.4, para el modelado del sistema (a) en el simulador en tiempo real DS1006+DS5202 EMH se tendrán los modelos de la planta, formada por el panel solar (b), el modelo promediado del inversor trifásico (d), el filtro LC (c) a la salida del mismo y la red eléctrica trifásica de baja tensión (e) a la que se encuentra conectado.

Se desea que el modelado de la planta del sistema sea lo más afín al comportamiento de una planta real de manera que el tiempo de muestreo debe ser mínimo para representar fielmente dicho comportamiento pero esto está limitado por los recursos de la tarjeta electrónica como memoria, ciclos de reloj, etc. Así, se buscará el compromiso entre el frecuencia mínima que permite la tarjeta y la frecuencia necesaria para que el muestreo se acerque lo más posible al comportamiento analógico de una planta real.

La temporización de la programación del Simulador Digital en Tiempo Real se ha realizado utilizando la interrupción del temporizador A de la tarjeta DS1006 (*Timer Task 1*) [44] y se ha programado para un tiempo de muestreo $T_s=13.65\mu s$, tal y como se aprecia en la Fig.5.3.

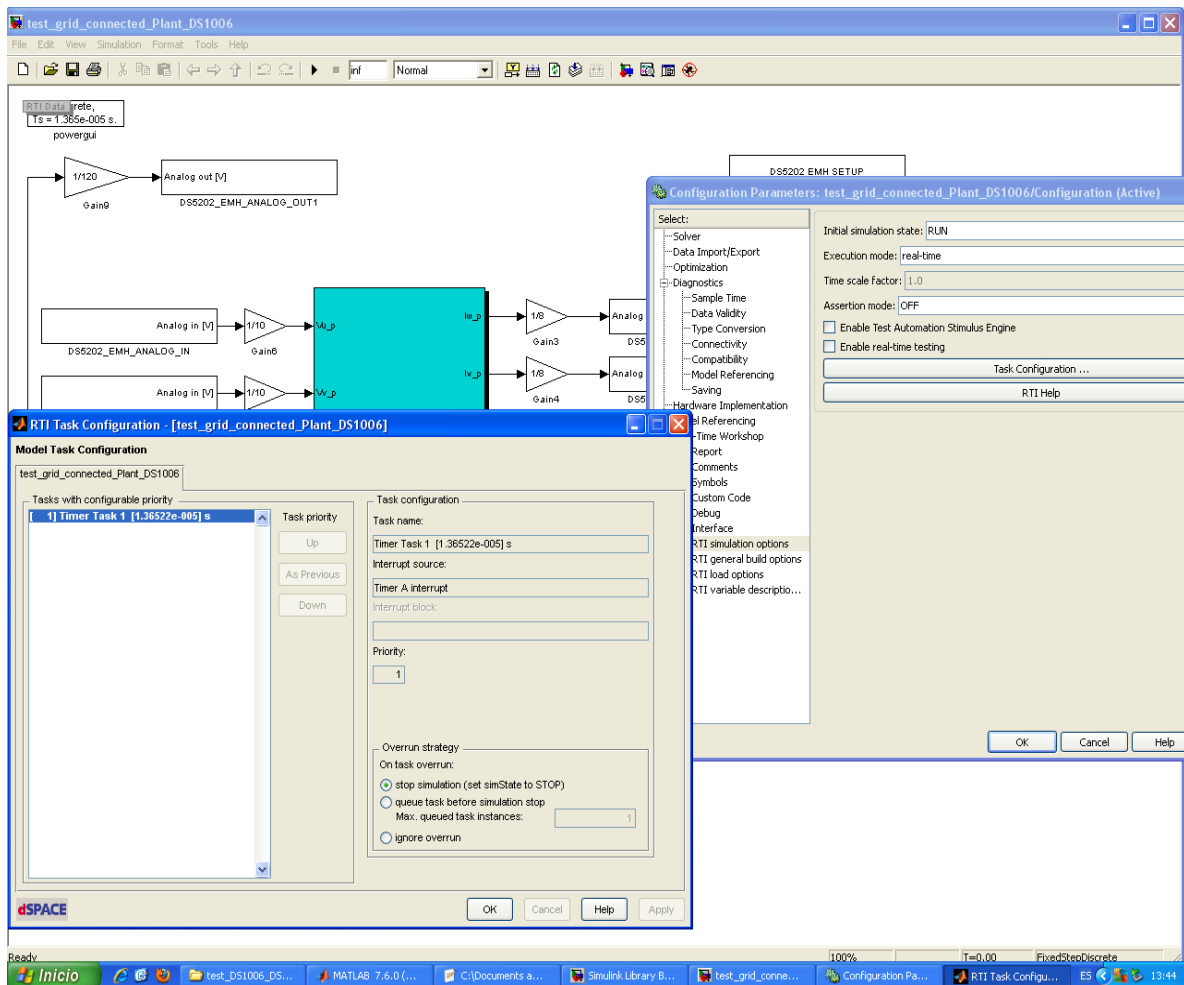


Fig. 5.5. Implementación de la interfaz RTI para la temporización del simulador DS1006+DS5202 EMH.

5.3. DS1104 (controlador de dSPACE)

El controlador DS1104 posee interfaces de E/S y un procesador en tiempo real en la misma placa la cual se encuentra conectada al PC (*host*).

Igualmente, gracias a la interfaz RTI se proporcionarán los bloques Simulink cuyos modelos serán ejecutados por el controlador a través del código C generado en tiempo real que se compila, se descarga y se inicia automáticamente haciendo que el tiempo de operación sea mínimo.

Una vez modelada la planta anteriormente en la tarjeta DS1006+DS5202 EMH, el controlador DS1104 realizará el muestreo de la misma.

Para la frecuencia de las muestras del modelo del inversor promediado se tendrá en cuenta que $f_s \geq 2f_{max}$, según el teorema del muestreo, siendo f_s la frecuencia de muestreo de la planta y f_{max} la del controlador, así como la capacidad de soporte de la propia tarjeta en cuanto a frecuencia de operación.

Se intentará muestrear siempre con el período mínimo permitido por la tarjeta controladora.

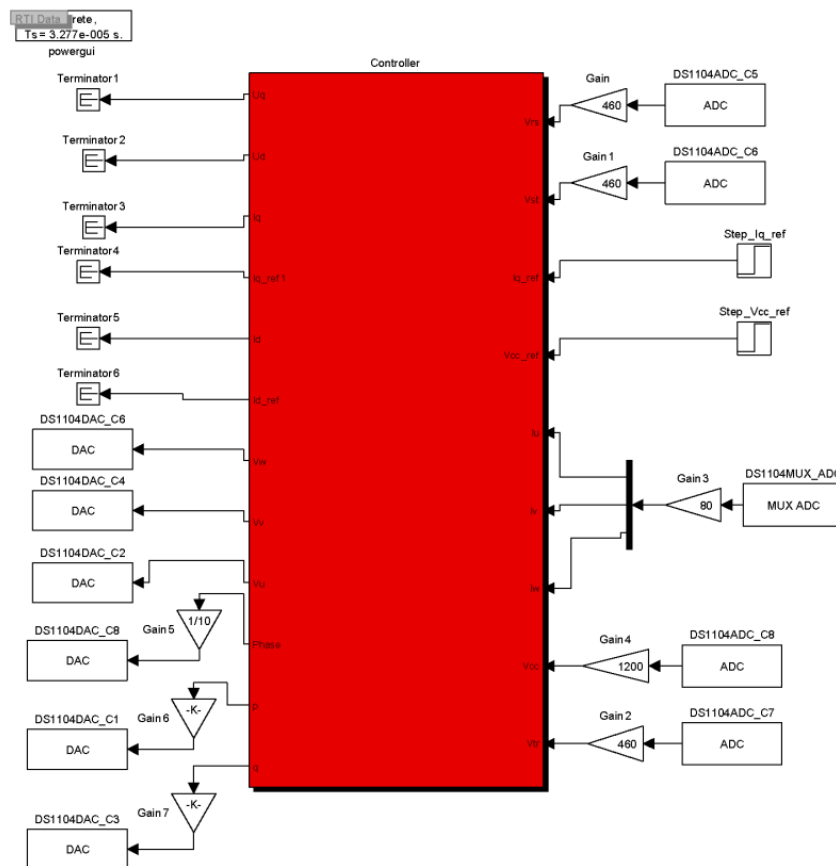


Fig. 5.6. Bloque SIMULINK para el controlador del sistema.

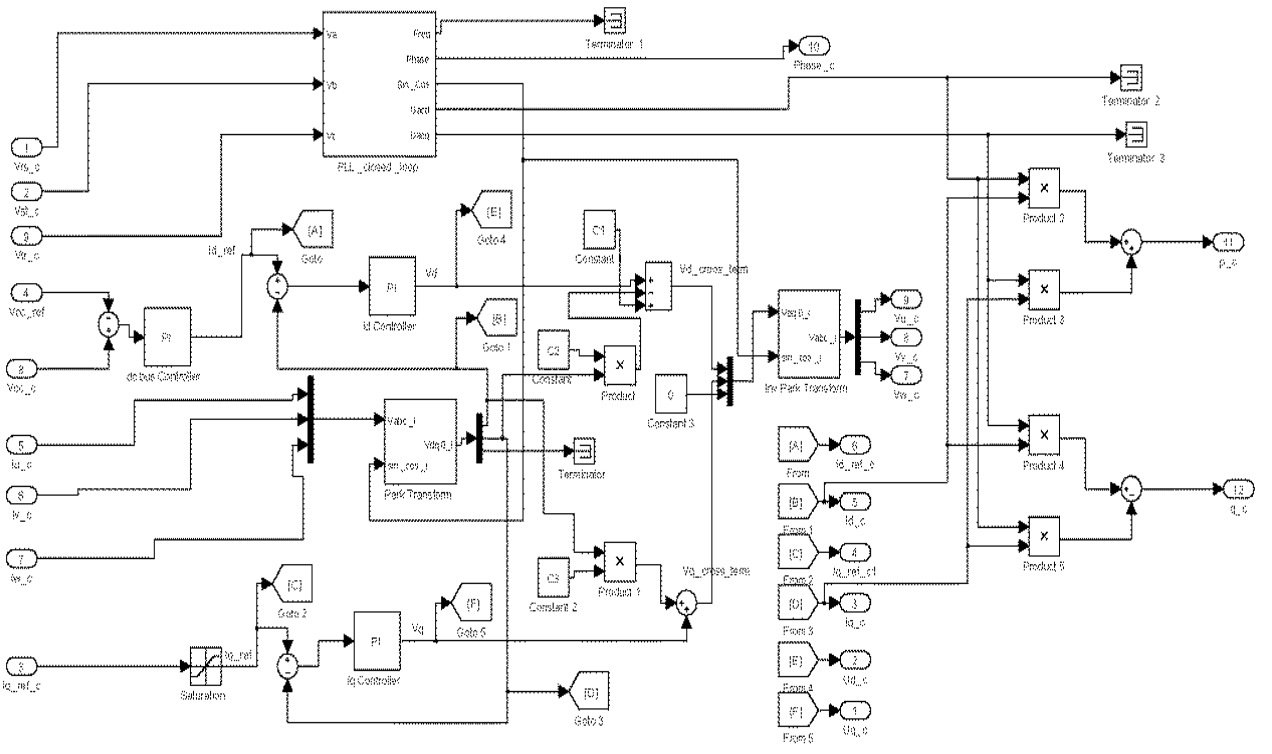
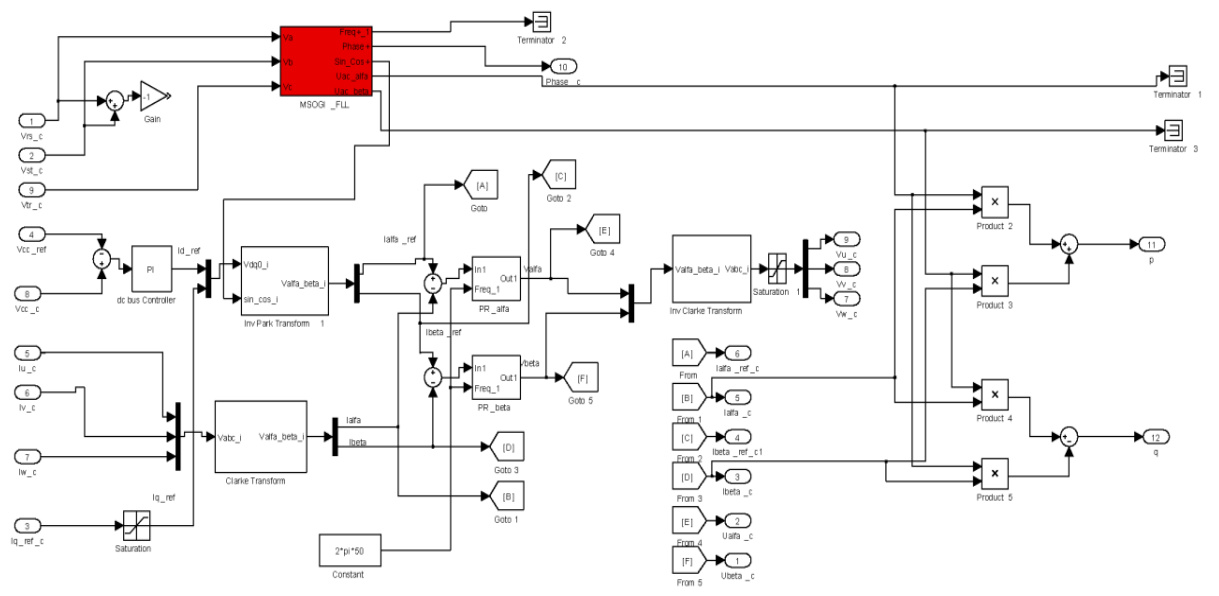


Fig. 5.7. Modelo SIMULINK del controlador implementado con reguladores PI.



a)

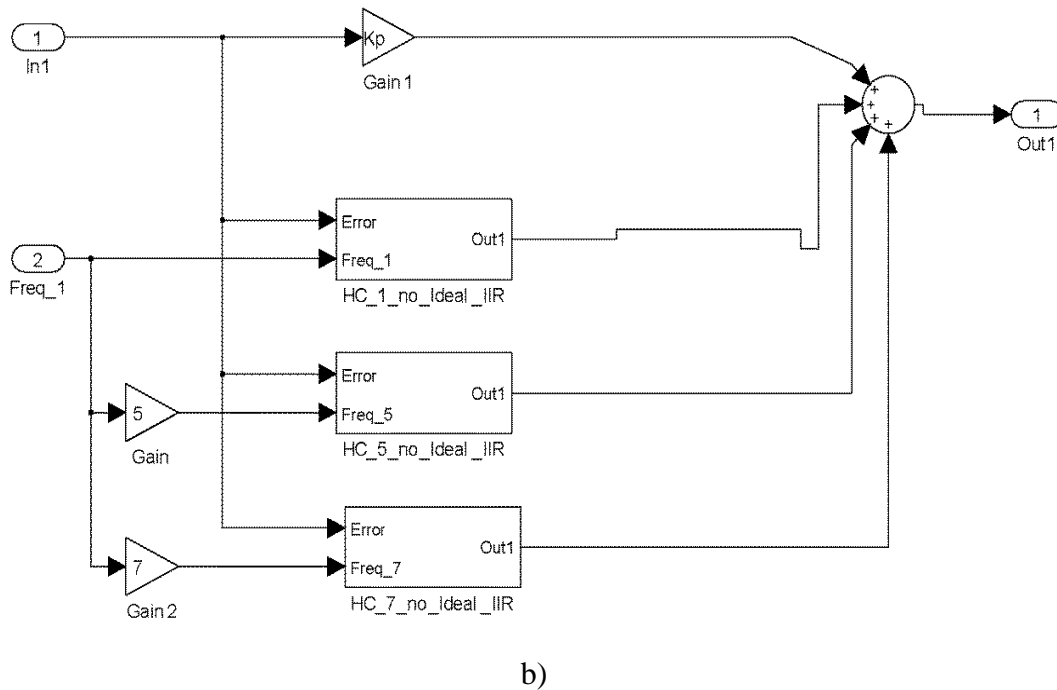


Fig.5.8. Modelo SIMULINK del controlador implementado con reguladores PR.

Al igual que el modelo de la planta para su modelado y simulación en tiempo real se descargaba en la tarjeta DS1006+DS5202 EMH, el modelo SIMULINK del controlador se descarga en DS1104.

En la figura 5.8 (a) se observa el diagrama de bloques para el controlador implementado con reguladores PR, así como el bloque en detalle (b) para dicho regulador, donde se observa la ganancia proporcional y los compensadores para los armónicos quinto y séptimo en el eje α en este caso.

Los algoritmos de control se han temporizado utilizando la interrupción del temporizador A de la tarjeta controladora DS1104 (*Timer Task 1*) [44] y se ha programado para un tiempo de muestreo $T_s=32.77\mu s$, como se puede observar en figura 5.7.

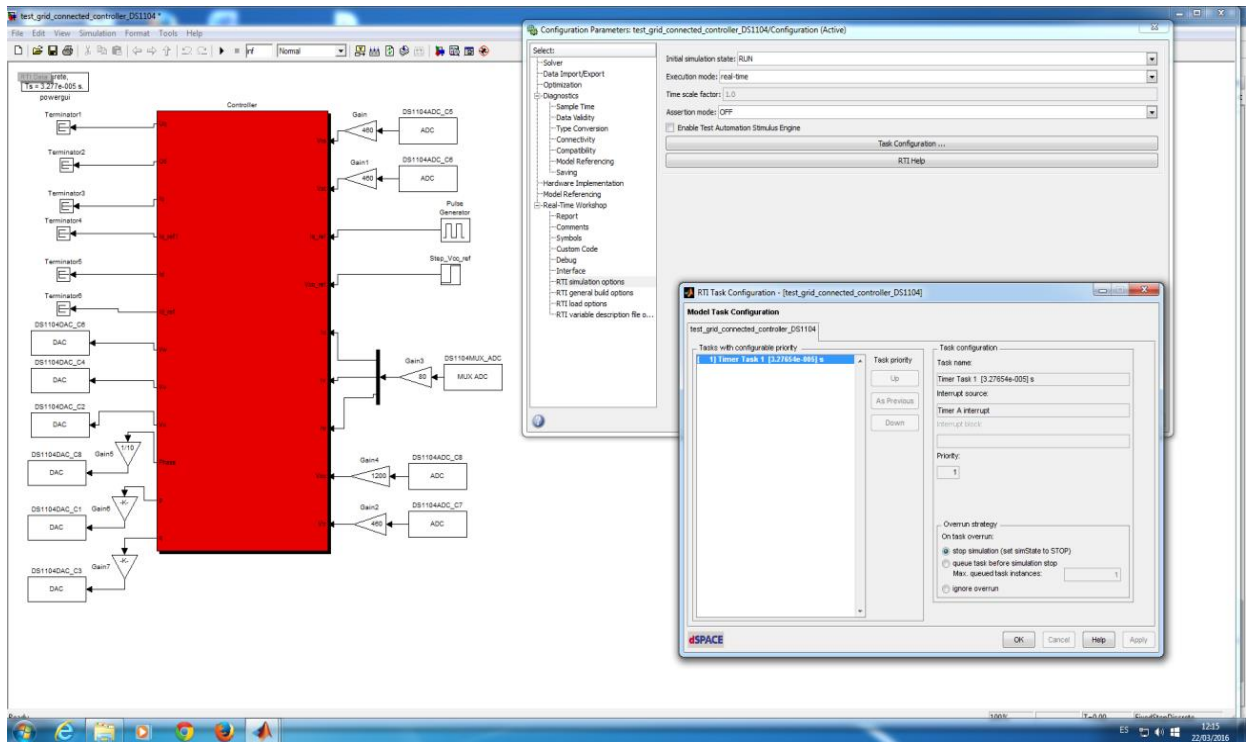


Fig. 5.9. Implementación de la interfaz RTI para la temporización del controlador DS1104.

5.4. Resultados obtenidos en la simulación HIL

En la figura inferior, Fig. 5.10, se exponen las gráficas obtenidas en el osciloscopio para dos simulaciones realizadas mediante *Hardware-in-the-Loop Simulation* que muestran el correcto funcionamiento de los algoritmos de control.

Las señales superiores en la gráfica hacen referencia a la tensión fase del sistema mientras que las inferiores se refieren a la corriente de fase inyectada. Se observa que la onda de tensión está distorsionada por armónicos de baja frecuencia.

Se tiene una distorsión armónica en tensión del 30% para el quinto armónico y del 12% para el séptimo.

Para el caso a) se tiene un control con reguladores PI, es decir, en el sistema de referencia giratorio de ejes dq y en el b) con reguladores PR, en el sistema de referencia estacionario de ejes $\alpha\beta$. Se observa cómo los armónicos de la corriente son compensados en un sistema implementado con reguladores PR (dcha.) mientras que no ocurre lo mismo con la implementación mediante PI (izda.).

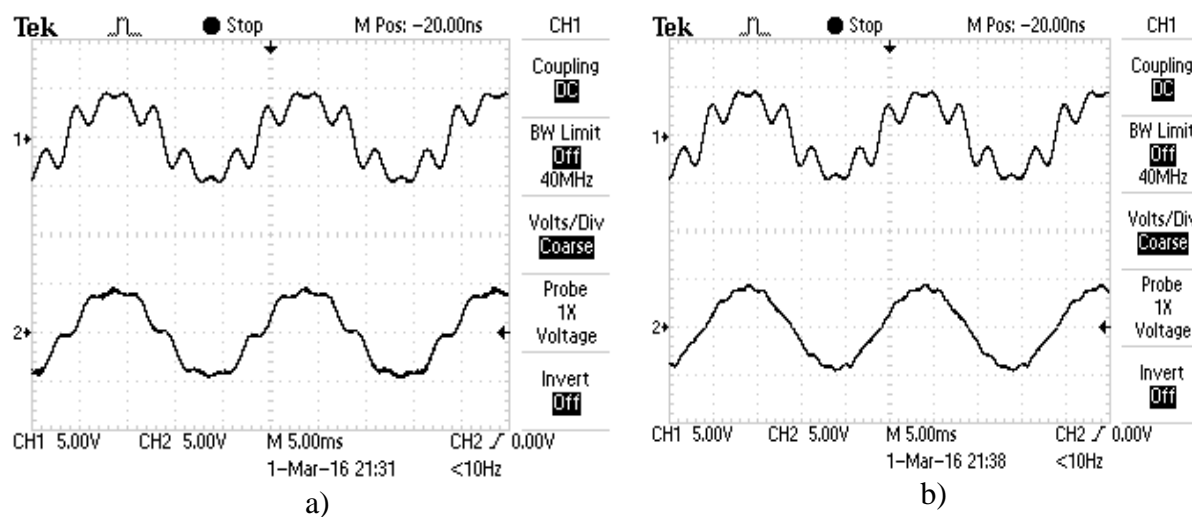


Fig.5.10. Señales para la tensión y corriente obtenidas a la salida con el osciloscopio a partir de la simulación *HIL*.

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se han desarrollado e implementado dos modelos de control a partir de reguladores proporcional-integral, PI, y proporcional-resonante, PR, respectivamente, siendo testados posteriormente en la plataforma dSPACE de simulación en tiempo real aplicando la técnica HIL (*Hardware-in-the Loop*).

Ambos modelos han sido utilizados para el mismo sistema de generación solar fotovoltaico conectado a red, siendo comparados posteriormente una vez obtenida su respuesta frente a variables como irradiancia o presencia de reactiva, así como posibles variaciones de frecuencia y armónicos de bajo orden que pueden afectar a la red. A partir de los resultados obtenidos se han podido llegar a varias conclusiones.

En una red trifásica equilibrada, la respuesta del sistema *grid-connected* implementado con reguladores PI es óptima, ya que las señales utilizadas para el control son continuas por lo que el error en régimen permanente es nulo. Las potencias activa y reactiva instantáneas serán independientes gracias al control en ejes desacoplados al aplicar la transformación de Park (*dq Synchronous reference frame*) lo que hace que la posible presencia de reactiva en el sistema no influya en el valor de la potencia activa. La potencia activa entregada a la red es la máxima generada, incluyendo las pérdidas, además, el factor de potencia puede ser regulado a partir de la componente q de las corrientes trifásicas del inversor.

Una red eléctrica real de baja tensión en un entorno industrial es susceptible de ser afectada por distorsiones. Se ha simulado la presencia de armónicos de baja frecuencia en la red; el quinto y el séptimo armónico con una distorsión del 30% y el 12% respectivamente. Se deduce, de la figura 4.55, que el sistema bajo estas condiciones no es capaz de seguir a la referencia si éste se encuentra implementado con reguladores PI. Esto sucede debido a que ahora las señales son de naturaleza senoidal ya que están afectadas por dichas perturbaciones, armónicos en este caso, siendo el error en régimen permanente no nulo con este tipo de controladores.

Así, se hace necesario en el sistema el uso de controladores PR que proporcionen un rechazo de los armónicos de bajo orden gracias a la forma de su propia función de transferencia. El controlador PR permite la compensación de los distintos armónicos al implementar dicho controlador en cascada y sintonizar la parte resonante del mismo a la frecuencia de cada uno de los armónicos a compensar.

El controlador PR es capaz de seguir a la consigna de entrada con perturbaciones, de carácter senoidal, en todo momento ya que mantiene un error nulo en régimen permanente. Con el regulador PR se han eliminado los términos cruzados que se tenían para la regulación con PI haciendo un sistema más sencillo y estable ya que se estaría evitando que las componentes $\alpha\beta$ de la corriente regulada no se vean afectadas por ninguna perturbación.

Por otra parte, sabiendo que la propia tensión de red se introduce en el sistema como perturbación, con la utilización de controladores PI deberá aplicarse una realimentación *feedforward* al modelo del sistema lo que implica que la f_{PWM} debe ser muy elevada para que la frecuencia de corte del PI sea también grande y no demore mucho la respuesta por la propia naturaleza del filtro, hecho que se traduce en un aumento de las pérdidas y la necesidad de mayor recurso electrónico que puede venir dado por una FPGA. Para esta situación, en el caso de controladores PR se hace innecesario el uso de la realimentación *feedforward* para la perturbación u_{AC} con lo que se evita tener que elevar demasiado la f_{PWM} evitando también las pérdidas que esto implicaría.

Otra ventaja del uso de controladores PR es que, gracias al denominador con polos complejos conjugados, se elimina la necesidad de tener un controlador por cada secuencia, positiva y negativa detectada, de cada armónico ya que las lleva implícita, así que sólo son necesarios únicamente dos controladores, uno por cada una de las componentes $\alpha\beta$.

El objetivo principal de este estudio se basa en determinar qué tipo de respuesta del sistema frente a distintos escenarios, en dependencia de la red eléctrica, es la más adecuada para permitirle formar parte de una microrred definida ésta como entidad controlada formada por un conjunto de cargas y generadores distribuidos.

Se desea que el sistema sea capaz de operar como fuente de corriente respecto de la red, ya que ésta provee las referencias de tensión y frecuencia, y que pueda mantener una estabilidad y una calidad aceptables para la señal de corriente que va a inyectar a la misma en independencia de las perturbaciones que pueda tener la propia red eléctrica.

Se deduce que un sistema implementado con controladores PR, así como con un algoritmo de sincronización de respuesta rápida, es la mejor opción en cuanto a control para el modo *grid-connected* ya que permite al sistema responder de manera óptima frente a una red tanto equilibrada como desequilibrada con armónicos de tensión de bajo orden.

7. TRABAJOS FUTUROS

La implementación con reguladores PR puede ser aplicada a sistemas de generación distribuida operando en modo autónomo (*stand-alone*) de manera que provea de soporte y suministro a la microrred en caso de falla de la red eléctrica ante el resto de los agentes de la microrred (consumidores o almacenamiento). En este caso, el convertidor en fuente de tensión, VSC, será controlado ahora en fuente de tensión, y no de corriente como el para el caso *grid-connected*, para que pueda generar las referencias de tensión y frecuencia necesarias para el control PQ del sistema en caso de que la red no esté disponible, pudiendo así mantener activa la operación de todo el sistema sin necesidad de la desconexión de ninguna de las partes.

Los controladores bajo estudio han sido controladores lineales. El sistema puede modelarse a partir de un comportamiento no lineal que puede ser implementado con un controlador por histéresis de banda adaptativa (la banda fija no sería válida para el control de la corriente del inversor ya que la frecuencia de conmutación sería variable e impediría filtrar adecuadamente dicha corriente). El controlador por histéresis de banda adaptativa generará directamente los disparos de polos de potencia en función de la situación del vector obtenido de la comparación de las corrientes a la salida del inversor con sus referencias reales y la disposición del mismo dentro de la banda de histéresis establecida.

Un modelado no lineal del sistema implementado con este tipo de controladores requiere de una electrónica más potente; se usarán entonces microcontroladores con mucho más recurso electrónico como las FPGA's (*Field Programmable Gate Array*) ya que hay que se hace necesario un muestreo a frecuencia mucho mayor que en el caso del control lineal.

Además es indispensable el estudio y desarrollo de algoritmos de sincronización acordes a las especificaciones del sistema para asegurar una generación de señal con las mismas características que la existente en la red en cuanto a calidad y generación de la onda así como la detección de los parámetros necesarios para la operación del mismo.

BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

- [1] Convención marco de las naciones unidas sobre el cambio climático, 1992. FCCC/INFORMAL/84* GE.05-62301 (S) 220705 220705 [Online] Disponible en <http://unfccc.int/resource/docs/convkp/convsp.pdf>
- [2] A. Acosta (25 de Septiembre de 2014). El compromiso para luchar contra el cambio climático debe sellarse en París en 2015. ABC. Recuperado de: <http://www.abc.es>
- [3] J. Rogelj et al. «Paris Agreement climate proposals need a boost to keep warming well below 2 °C». *Nature* vol. 534, pp. 631–639, jun. 2016.
- [4] *Energías renovables 2016 reporte de la situación mundial*. REN21, the Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, 2016, ISBN 978-3-9815934-7-1.
- [5] Plan de acción nacional de energías renovables de España (PANER) 2011 – 2020. Plan de Energías Renovables (PER). Madrid. 2011. Ministerio de Industria, Energía y Turismo.
- [6] REE (2016, 26 Diciembre). El sistema eléctrico español, avance 2015 [Online]. Disponible en <http://www.ree.es/es/estadisticas-del-sistema-electrico-espanol/informe-anual/avance-del-informe-del-sistema-electrico-espanol-2015>
- [7] Panelles, M. (2015, Junio 16). Bruselas advierte de que España no cumplirá con el objetivo de renovables. El País. Recuperado de: <http://www.elpais.com>
- [8] J. Cárabe, (2015, Marzo). La energía solar fotovoltaica en España: presente y futuro. Vértice CIEMAT (23), p.27.
- [9] EC Technology Roadmap (SEC (2009) 1295, 7 October 2009).
- [10] Krebs et. al., «Freely available OPV—The fast way to progress», *Energy Technology*, vol.1, 7, pp. 378-381, jul.2013.
- [11] H. W. Brandhorst, Jr., “A laser power beaming architecture for supplying power to the lunar surface” en *Moon, prospective energy and material resources*, Ed. Springer: V. Badescu, Bucarest, 2012, pp. 599-631.
- [12] fundación telefónica. *Smart Cities: un primer paso hacia el internet de las cosas*. Vol. 16 (Nov. 2011). Madrid. Editorial Ariel. M. 41.099-2011.
- [13] G. Zhabelova, V. Vyatkin, «Multiagent smart grid automation architecture based on IEC 61850/61499 intelligent logical nodes», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 5, pp. 2351 – 2362, May 2012.
- [14] P. Fuangfoo, W. Lee, M. Kuo, «Impact study on intentional islanding of distributed generation connected to a radial subtransmission system in Thailand’s electric power system», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, No. 6, pp. 1491–1498.

- [15] H. H. Zeineldin, E. F. El-Saadany, M. M. A. Salama, «Impact of DG interface control on islanding detection and nondetection zones», *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.21, 3, pp. 1515 – 1523, jul. 2006.
- [16] M. H. Syed, G. M. Burt, J. K. Kok, R. D'Hulst, «Demand side participation for frequency containment in the web of cells architecture», *Smart Electric Distribution*, 2015 International Symposium on systems and Technologies (EDST), 8-11 Sept. 2015.
- [17] J. Kennedy, P. Ciufu y A. P. Agalgaonkar, «Intelligent Load Management in Microgrids», *IEEE Power and Energy*, Society General Meeting, 2012, 2.
- [18] "Home page - FP7 - Research - Europa", Ec.europa.eu, 2017. [Online]. Disponible en https://ec.europa.eu/research/fp7/index_en.cfm. [Accesado: 5 - April- 2017].
- [19] M. Climent, "El cliente-productor de luz de Siemens", ELMUNDO, 2017. [Online]. Disponible en <http://www.elmundo.es/economia/2015/11/04/5639d8e422601da7658b4645.html>. [Accesado: 5- April - 2017].
- [20] "Horizon 2020 - European Commission", Horizon 2020, 2017. [Online]. Available: <http://ec.europa.eu/programmes/horizon2020/h2020-sections>. [Accesado: 5- April - 2017].
- [21] Dr. Saly George. Pulse Width Modulation Techniques. AP, EED, N.I.T Calicut.
- [22] H. Van der Broeck, H. Skudelny, and G. Stanke, «Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltaje space vectors» in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf.*, 1986, pp. 244- 251.
- [23] A. Ferrero, G. Superti-Furga, “A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions”, *IEEE Trans*, 1991, Vol. 40, 3, pp. 568-577.
- [24] P. K. Kovacs, *Transient Phenomena in Electrical Machines*, ISBN 0-444-99663-X, Elsevier Science Publishers B.V., Amsterdam, 1984.
- [25] H. Akagi. “The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames”, in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999*, July 1999.
- [26] H. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall, 2002.
- [27] F. R. Jiménez, “Implementación de una Técnica de Control No Lineal en un DSP para un Compensador Activo Monofásico en Derivación”, tesis doctoral, Univ. Nacional de Colombia, 2011.
- [28] A. A. Ghadimi, F. Razavi, F. Razavi, R. Ghaffarpour, R. Ghaffarpour, “Control of islanded inverter interfaced Distributed Generation units for power quality improvement”, *IEEE Xplore, 14th International Conf: Harmonics and Quality of Power (ICHQP) 2010, October 2010*.

- [29] M. Chandorkar, D. Divan and R. Adapa, «Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 136-143, January/February 1993.
- [30] J. M. Guerrero, L. García, J. Matas, M. Castilla and J. Miret, «A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems», *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, 5, pp. 1205-1213.
- [31] W. Bain, M. R. Abedi, K. Y. Lee, “Distributed generation system control strategies with PV and fuel cell in microgrid operation”, *Elsevier, Control Engineering Practice*, Vol. 53, pp. 184-193.
- [32] B. A. Francis, W.M. Wonham, “The internal model principle of control theory”, *Elsevier*, Vol. 12, 5, pp. 457-465.
- [33] P. Wieland, R. Sepulchre, F. Allgöwer. “An internal model principle is necessary and sufficient for linear output synchronization”, *Elsevier*, Vol. 47, 5, pp. 1068-1074.
- [34] R. Costa-Castello, J.Nebot, R.Grino. “Demonstration of the internal model principle by digital repetitive control of an educational laboratory plant”, *IEEE Transactions on Education*, Vol. 48, 1, pp.73-80.
- [35] M. Spiegel, “The Laplace transform”, en *Schaum's outline of theory and problems of Laplace transforms*, ed. McGraw-Hill, New-York, pp.21-22.
- [36] M. Laughton and D.Warne, “Control systems”, en *Electrical engineer's reference book*, Ed. Newnes, London, 2003, pp. 51-63.
- [37] *Instalaciones generadoras de baja tensión*. REBT. Norma ITC-BT-40.
- [38] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital control in power electronics*. J. Hudgins, Ed. Morgan & Claypool Publishers: Nebraska, 2015.
- [39] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier”, *IEEE Trans Ind Appl* 2005, Vol.41, 3, pp. 1281–1291.
- [40] N. F. Guerrero-Rodríguez, A. B. Rey-Boué, “Adaptive-frequency Resonant Harmonic-Compensator structure for a 3-phase grid-connected photovoltaic system”, *Elsevier, Energy Conversion and Management*, Vol. 87, pp. 328–333.
- [41] A. B. Rey, R. García, F. Ruz, J.M. Torreló, “An integrative approach to the design methodology for 3-phase power conditioners in Photovoltaic Grid-Connected systems”, *Elsevier, Energy Conversion and Management*, Vol. 56, pp. 80–95.
- [42] dSPACE. <http://www.dspace.com/en/ltd/home.cfm>.
- [43] “EPHASORSim Simulador de Estabilidad Transitoria en Tiempo Real" (PDF). Accedido el 23 de Junio de 2017.

[44] dSPACE, “Working with RTI and RTI-MP” en *Real-Time Interface (RTI and RTI-MP) Implementation Guide*, Paderborn, 2010, pp. 23-38.