

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones



Trabajo Fin de Grado

Diseño y Simulación de un Inversor para Energía Solar
Fotovoltaica Adaptativo con Vertido Cero a Red

ESCUELA POLITECNICA

Autor: Otto Fernando Intriago Mera

Tutor/es: Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez

2019

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA DE
COMUNICACIONES**

Trabajo Fin de Grado

Diseño y Simulación de un Inversor para Energía Solar
Fotovoltaica Adaptativo con Vertido Cero a Red.

Autor: Otto Fernando Intriago Mera

Tutor/es: Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez

TRIBUNAL:

Presidente: Pedro Martín Sánchez

Vocal 1º: Ignacio Fernández Lorenzo

Vocal 2º: Francisco Javier Rodríguez Sánchez

FECHA: 22/10/19

Agradecer a todas las personas que me han enseñado y enseñarán a ser lo que quiero ser.

ÍNDICE GENERAL

1	Resumen	1
2	Abstract	2
3	Resumen Extendido.....	3
4	Motivación y Objetivos del Trabajo	5
5	Generación Fotovoltaica	6
5.1	Efecto Fotovoltaico.....	6
5.2	Componentes de una Instalación Fotovoltaica	9
5.2.1	Panel Fotovoltaico.....	10
5.2.2	Inversor.....	12
5.3	Energía Solar Fotovoltaica en el Mundo	13
6	Comportamiento Dinámico del Sistema.....	16
6.1	Representación Vectorial de Variables Trifásicas: Transformada de Clarke ..	16
6.2	Modulación de Convertidores VSI	17
6.2.1	Convertidor VSI Monofásico	17
6.2.2	Convertidor VSI Trifásico.....	19
6.3	Algoritmos de Seguimiento de Potencia.....	21
6.3.1	Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT)	21
6.3.2	Seguimiento de Punto de Potencia Específica (SPPT).....	24
6.4	Control de Convertidores VSI	25
6.4.1	Control de Tensión DC	26
6.4.2	Control de Corriente.....	27
7	Diseño del Sistema: Caso Monofásico	29
7.1	Diseño de Bus de Continua.....	29
7.2	Diseño Filtro LCL.....	29
7.2.1	Valor de Capacidad del Filtro	30
7.2.2	Valor de Inductancias de Salida	31
7.2.3	Resistencia de <i>Damping</i>	33
7.2.4	Consideraciones de Diseño	34
7.2.5	Obtención de los Valores del Filtro.....	34
7.3	Diseño Algoritmo de Control	36
7.3.1	Lazo de Corriente	37
7.3.2	Lazo de Tensión	41
8	Diseño del Sistema: Caso Trifásico	45
8.1	Diseño de Bus de Continua.....	45
8.2	Diseño Filtro LCL.....	45
8.2.1	Componentes del Filtro	46
8.2.2	Obtención de los valores del Filtro	46
8.3	Diseño Algoritmo de Control	47
8.3.1	Lazo de Corriente	48
8.3.2	Lazo de Tensión	50
9	Diseño del Algoritmo de Seguimiento de Potencia Adaptativo	51
9.1	Introducción y Base de Estudio	51
9.2	Problemática de Seguimiento	52
9.3	Control Adaptativo Propuesto	53
9.3.1	SPPT en Zona Exponencial.....	54
9.3.2	Step de Voltaje Adaptativo	55

10	Simulaciones.....	58
10.1	Perfiles de Irradiancia.....	58
10.2	Simulación: Caso Monofásico	60
10.2.1	MPPT.....	60
10.2.2	SPPT.....	63
10.3	Simulación: Caso Trifásico	66
10.3.1	MPPT.....	67
10.3.2	SPPT.....	69
10.3.3	Transición.....	71
11	Simulación de Caso Práctico	73
11.1	Perfil de Irradiancia.....	73
11.2	Dimensionamiento de Inversor	75
11.3	Simulación.....	75
11.3.1	Lado DC	76
11.3.2	Lado AC	77
12	Conclusiones.....	79
13	Futuros Trabajos.....	80
14	Anexos.....	81
14.1	Anexo A: Algoritmo MPTT.....	81
14.2	Anexo B: Algoritmo SPPT.....	83
15	Presupuesto	86
16	Bibliografía.....	89

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 5.1: Efecto Fotovoltaico (Fuente: Solar Post)	7
Figura 5.2: Modelo eléctrico de célula solar a) completo b) simplificado (Fuente: [6])..	7
Figura 5.3: Curva V-I de una célula solar (Fuente: EMSD).....	8
Figura 5.4: Modularidad fotovoltaica (Fuente: [6]).....	9
Figura 5.5: Instalación fotovoltaica aislada (Fuente: [6]).....	10
Figura 5.6: Instalación fotovoltaica conectada a red (Fuente: [6]).....	10
Figura 5.7: Panel fotovoltaico policristalino (derecha) y monocristalino (izquierda). (Fuente: tecnoslab)	11
Figura 5.8: Panel fotovoltaico de lámina delgada (silicio amorfo). (Fuente: tritec- intervento).....	11
Figura 5.9: Eficiencia de paneles fotovoltaicos. (Fuente: explainthatstuff)	12
Figura 5.10: Inversor fotovoltaico. (Fuente: SMA).....	13
Figura 5.11: Producción de energía renovable en función del global. (Fuente: IRENA)	14
Figura 5.12: Coste de generación solar en comparación con otras fuentes. (Fuente: Lazard).....	14
Figura 5.13: Evolución de la capacidad solar anual instalada (Fuente: SolarPower Europe)	15
Figura 6.1: Inversor monofásico de puente completo. (Fuente: Universidad de Alcalá)	17
Figura 6.2: Formas de onda de modulación unipolar. (Fuente: [9]).....	18
Figura 6.3: Zonas de modulación de amplitud. (Fuente: Universidad de Alcalá).....	19
Figura 6.4: Inversor trifásico de tres ramas. (Fuente: Universidad de Alcalá).....	19
Figura 6.5: Modulación PWM en sistema trifásico. Fuente: Universidad de Alcalá	20
Figura 6.6: Conexión trifásica en estrella (izquierda) y triángulo (derecha). Fuente: [10]	20
Figura 6.7: Curvas de funcionamiento I-V y P-V. (Fuente: [11])	22
Figura 6.8: Diagrama de estados algoritmo MPPT P&O. (Fuente: [11]).....	22
Figura 6.9: Recta de conductancia en curva I-V	23
Figura 6.10: Diagrama de estados Incremento de Inductancia.....	23
Figura 6.11: Curva P-V con Potencia de Referencia.....	24
Figura 6.12: Inversor trifásico conectado a red a través de filtro LCL. (Fuente: [12]) ..	25
Figura 6.13: Diagrama de control. (Fuente: [13])	26
Figura 6.14: Inversor frontera entre lado DC y AC. (Fuente: [12])	26
Figura 6.15: Potencia constante puede aproximarse como una resistencia negativa. (Fuente: [12]).....	27
Figura 6.16: Filtro LCL. (Fuente: [12]).....	28
Figura 7.1: Diagrama de bloques sistema monofásico. (Fuente: Modificación de [6]) .	29
Figura 7.2: Filtro LCL	30
Figura 7.3: Circuito LCL simplificado	31
Figura 7.4: Rizado en corriente de salida. (Fuente: Universidad de Alcalá).....	32
Figura 7.5: Respuesta filtro LCL sin resistencia de antidamping.....	33
Figura 7.6: Respuesta filtro LCL con resistencia antidamping	34
Figura 7.7: Respuesta frecuencial filtro LCL	36
Figura 7.8: Lazos de control	37
Figura 7.9: Lazo de corriente.....	37
Figura 7.10: Diagrama de Bode de lazo cerrado de corriente sin compensar	39
Figura 7.11: Respuesta frecuencial de lazo cerrado compensado	40

Figura 7.12: Respuesta temporal de control de corriente	41
Figura 7.13: Lazo de tensión	41
Figura 7.14: Respuesta temporal lazo de tensión sin compensar	42
Figura 7.15: Respuesta lazo cerrado de tensión compensado	43
Figura 7.16: Respuesta lazo cerrado de tensión compensado con atenuación de sobreimpulso.....	43
Figura 7.17: Respuesta temporal control de corriente.....	44
Figura 8.1: Esquema sistema con filtro LCL trifásico. Fuente: [20].....	45
Figura 8.2: Sistema trifásico simplificado a una fase. Fuente: [20]	46
Figura 8.3: Esquema de control trifásico. Fuente: Modificación de [12].....	48
Figura 8.4: Problema de armónicos a la salida.....	49
Figura 8.5: Compensación armónica en lazo de corriente.....	49
Figura 8.6: Respuesta lazo de corriente.....	50
Figura 8.7: Control PI de voltaje DC.....	51
Figura 8.8: Respuesta control de tensión.....	51
Figura 9.1: Técnica Perturbe&Observe	52
Figura 9.2: Curva PV panel fotovoltaico.....	53
Figura 9.3: Algoritmo SPPT.....	55
Figura 9.4: Código de step adaptativo de voltaje	57
Figura 10.1: Perfil MPPT	58
Figura 10.2: Perfil SPPT.....	59
Figura 10.3: Perfil de irradiancia en transición	59
Figura 10.4: Perfil MPPT/SPPT	60
Figura 10.5: Diagrama de conexión monofásico.....	60
Figura 10.6: Simulación MPPT monofásica tensión DC	61
Figura 10.7: Simulación MPPT monofásica potencia generada.....	61
Figura 10.8: Simulación MPPT monofásica corriente inyectada a PCC.....	62
Figura 10.9: Simulación MPPT monofásica potencia en PCC.....	62
Figura 10.10: Simulación SPPT monofásica voltaje DC	63
Figura 10.11: Simulación SPPT monofásico potencia DC.....	64
Figura 10.12: Simulación SPPT monofásico con corriente inyectada a PCC(azul), demanda por la carga (verde) e inyectada a red (morado)	64
Figura 10.13: Simulación SPPT monofásica potencia PCC.....	65
Figura 10.14: Potencia AC zona lineal.....	65
Figura 10.15: Lado DC zona lineal	66
Figura 10.16: Diagrama de conexión trifásico	67
Figura 10.17: Simulación MPPT trifásica tensión DC.....	67
Figura 10.18: Simulación MPPT trifásica potencia DC.....	68
Figura 10.19: Simulación MPPT trifásico corriente PCC	68
Figura 10.20: Simulación MPPT trifásico potencia PCC.....	69
Figura 10.21: Simulación SPPT trifásico voltaje DC.....	69
Figura 10.22: Simulación SPPT trifásico potencia DC	70
Figura 10.23: Simulación SPPT trifásico corriente PCC	70
Figura 10.24: Simulación SPPT trifásico potencia PCC	71
Figura 10.25: Simulación transición MPPT/SPPT y SPPT/MPPT en sistema trifásico. Arriba: Potencia en PCC. Abajo: Perfil de Irradiancia.....	72
Figura 10.26: Variaciones de voltaje DC debido a transición MPPT-SPPT (y viceversa)	72
Figura 11.1: Configuración de perfil de irradiancia.	73
Figura 11.2: Perfil de irradiancia.....	74

Figura 11.3: Perfil irradiancia (arriba) y de temperaturas (abajo).....	76
Figura 11.4: Simulación práctica voltaje DC	76
Figura 11.5: Simulación práctica potencia DC.....	77
Figura 11.6: Simulación práctica corriente de red.....	77
Figura 11.7: Simulación práctica potencia PCC.....	78
Figura 11.8: Funcionamiento SPPT en zona lineal	78

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 7.1: Valores nominales del filtro	34
Tabla 7.2: Valores de componentes filtro LCL	37
Tabla 7.3: Valores de compensador de corriente	39
Tabla 8.1: Valores nominales del filtro	46
Tabla 8.2: Valores de Filtro Resonante con compensador de armónicos.....	49
Tabla 11.1. Datos de Irradiancia.....	75
Tabla 14.1: Coste Hardware	86
Tabla 14.2: Coste de Personal	86
Tabla 14.3: Coste de ejecución material.....	87
Tabla 14.4: Coste de ejecución por contrata	87
Tabla 14.5: Importe total	88

1 Resumen

El documento presentado trata el diseño de un inversor para un sistema de generación de energía solar, con el objetivo de ajustar la energía generada por el panel fotovoltaico en función de la demanda de las cargas conectadas a dicho sistema.

La simulación del comportamiento del inversor se realizará a través de la herramienta de Matlab *Simulink*, estudiando la respuesta tanto en instalaciones monofásicas como en trifásicas bajo distintos niveles de irradiancia solar y temperatura.

Palabras clave: Fotovoltaica, inversor, adaptativo, eficiencia.

2 Abstract

The current document presents a solar photovoltaic system design, which aims to regulate the power generated by the solar cells according to the power consumption by the loads.

The inverter behavior is simulated via Matlab's tool *Simulink*, exploring both single phase and three-phase system's response under different irradiance and temperature conditions.

Key words: Photovoltaic, inverter, adaptative, efficiency.

3 Resumen Extendido

Debido a su creciente inclusión dentro del mercado, la gestión de redes basadas en fuentes de energía renovable ha adquirido cada vez más importancia. Estas fuentes se caracterizan por presentar alta variabilidad estacional, por lo que se han explorado diferentes ecosistemas que compensen estos defectos y ayuden a la integración de estas instalaciones dentro del mercado de consumo. Sin embargo, a mayor compensación de estas desventajas, mayor es el volumen económico y computacional necesario para afrontar una instalación de este tipo.

Este documento presenta el diseño de un inversor adaptativo, el cual es capaz de ajustar la generación de energía según las necesidades de las cargas conectadas. En caso de no poder abastecer al sistema, se tomará energía de la red. El objetivo es evitar la inyección de energía en la red, y tomarla cuando sea necesario. De este modo, desde el punto de vista exterior la instalación se comporta como una carga tradicional más.

Se ha realizado la caracterización de dos escenarios, uno de un convertidor DC/AC monofásico y otro trifásico. En ambos casos el panel solar encargado de la generación de energía fotovoltaica ha sido el *Trina Solar TSM-250PA05.08*, un módulo que ofrece 250W de potencia y cuyo agrupamiento dependerá de las necesidades de la instalación. En el caso monofásico, con una potencia de 3500 W, se ha realizado una conexión en serie de 14 módulos. En el caso trifásico el dimensionado es el mismo, teniendo en cuenta un posterior enfoque modular dados los mayores rangos de potencias que pueden alcanzar este tipo de instalaciones.

Una vez establecidas las condiciones energéticas, se ha dado paso al diseño del inversor encargado de gestionar la generación del panel, tanto para monofásico como trifásico. El inversor debe ser capaz de soportar la potencia del sistema, además de alimentar a las cargas con la menor distorsión posible. El diseño se ha centrado en estos dos puntos, tanto mediante el dimensionado del lado DC como mediante el diseño del filtro de salida del lado AC.

Con el dimensionado realizado, se ha elaborado la estrategia de control que garantice una rápida y segura respuesta del sistema según las consignas de generación establecidas, las cuales varían según el nivel de irradiancia y temperatura. El sistema debe cumplir con los estándares de conexionado a red existentes.

La base del sistema es el algoritmo de generación, el cual se ha optimizado con el fin de conseguir la máxima armonía entre el inversor, el panel fotovoltaico y la red, tanto en términos de seguridad como de respuesta. Este punto es de vital importancia ya que un modo de operación incorrecto puede suponer un aumento del deterioro de las distintos componentes de la instalación, llegando incluso a su destrucción.

Con el sistema completado, se ha observado el comportamiento de este ante distintos perfiles de irradiancia y temperatura, centrándose en cómo responde el sistema ante estas variaciones. Para la simulación se ha hecho uso de la herramienta de Matlab *Simulink*, la cual posee las librerías necesarias para la adecuada representación de la instalación.

Para finalizar, se han extraído unas conclusiones sobre lo observado en las simulaciones y se ha realizado un presupuesto sobre el coste de la instalación y la viabilidad de esta durante el tiempo de vida del sistema.

4 Motivación y Objetivos del Trabajo

Como dijera una vez Henry Ford, “*el verdadero progreso es el que pone la tecnología al alcance de todos*”. Sin embargo, la ya mencionada creciente popularidad de las instalaciones fotovoltaicas ha sido fruto más bien de una declaración de intenciones a medio plazo del sector energético que de una implantación real en el día a día de la sociedad.

La falta de inercia que caracteriza a las fuentes de energía renovables, el contexto ambiental y geográfico asociado a cada sistema de generación y el coste que conlleva adaptar estos sistemas a un marco estructural y legislativo determinado, han sido grandes limitantes en la inclusión de la energía solar fotovoltaica en el mercado.

Pese a estas limitaciones, tanto la tecnología como las leyes han ido progresando favorablemente, manifestándose en la caída del precio de generación fotovoltaica en los últimos años [1], haciendo posible su integración incluso en la pequeña escala, como pudieran ser instalaciones domésticas.

Para poder sacar provecho de la generación fotovoltaica, muchas veces es necesario ser capaz (como usuario) de poseer un alto margen de flexibilidad tanto en producción como consumo, con el fin de poder negociar estrategias de intercambio energético con el operador de la red de distribución. Dotar de esta flexibilidad a una instalación fotovoltaica requiere un alto coste inicial, en gran medida por la necesidad del elemento principal que otorga esta característica a la instalación, las baterías.

Varias alternativas se han propuesto para reducir el coste de un sistema de almacenamiento: reuso de baterías provenientes del sector del automóvil [2], algoritmos de optimización de ubicación y dimensionado [3], o varias fuentes renovables (RES) con almacenamiento común [4].

Este documento presenta como alternativa un sistema mixto de generación fotovoltaica y consumo tradicional, en el cual la demanda de las cargas conectadas a la instalación será abastecida por el sistema de generación solar siempre y cuando las condiciones lo permitan (temperatura e irradiancia solar). En caso de no ser posible, la energía será recogida de la red. Es necesario un correcto dimensionado de la capacidad de la instalación para poder trabajar sin inyectar a la red el máximo tiempo posible. Este método convertirá a la instalación, desde el punto de vista de la red, en una carga tradicional de bajo consumo.

5 Generación Fotovoltaica

La transición del modelo energético tradicional basado en fuentes fósiles no renovables a un modelo que garantice una mayor sostenibilidad a largo plazo ha sido uno de los focos de atención del desarrollo tecnológico a lo largo de la última década. Además, las limitaciones no nacen únicamente de la producción. En una sociedad en constante evolución, con una dependencia energética cada vez mayor; y en especial el surgimiento de nuevas potencias en este mercado como lo son China y la India, hacen que las predicciones auguren un aumento de la demanda mundial del 30% en los próximos 20 años [1]. A estos precedentes se le añade el objetivo de reducción del impacto medioambiental del sistema energético, principalmente dirigido al sector de la industria, que no hace más que evidenciar la necesidad de nuevas estrategias que ayuden a la sostenibilidad y dimensionalidad del mercado.

Como resultado de este contexto, se han investigado nuevas alternativas energéticas que flexibilicen el marco de operación de los agentes del mercado, con expectativas de acabar sustituyendo a las fuentes tradicionales, o bien ocupar una gran cuota de la producción que alivie las predicciones actuales. Dentro de esta solución entran las energías renovables, como la energía solar fotovoltaica, que poco a poco se han ido haciendo un hueco dentro del sistema de producción energético, hasta el punto de alcanzar una cuota relevante dentro del mix de generación europeo [5].

Este apartado se centra en el funcionamiento del efecto fotovoltaico, así como la estructura, componentes y rendimiento de una instalación estándar de esta categoría. Por último, se realiza un repaso a la situación actual y previsiones de los próximos años de este sector, resaltando así la importancia de la investigación dentro de este ámbito.

5.1 Efecto Fotovoltaico

El efecto fotovoltaico fue descubierto por el físico francés Alexandre-Edmond Becquerel en 1839. Consiste en la transformación de energía solar en energía eléctrica por medio de células fotovoltaicas. Estas células están constituidas por un material semiconductor como el silicio, junto a adiciones de impurezas dopantes de ciertos elementos químicos (P, As, Sb...), obteniéndose de esta manera dos regiones: una con exceso de electrones y otra carente de ellos (unión p-n), además de una capa encargada de realizar la fotodetección.

En primer lugar, la célula se polariza para obtener un campo eléctrico en el interior. Si un fotón incide en la capa de detección con la energía suficiente, conseguirá generar un par electrón-hueco en la unión p-n, y debido al campo eléctrico existente, el electrón comenzará a circular por el material dando paso al origen de corriente eléctrica, tal y como muestra la Figura 5.1. Cabe mencionar que no toda la energía es aprovechada en este proceso, ya que una parte importante de luz es reflejada o atraviesa el material, llevando a la célula a unos niveles de eficiencia por debajo del 20%.

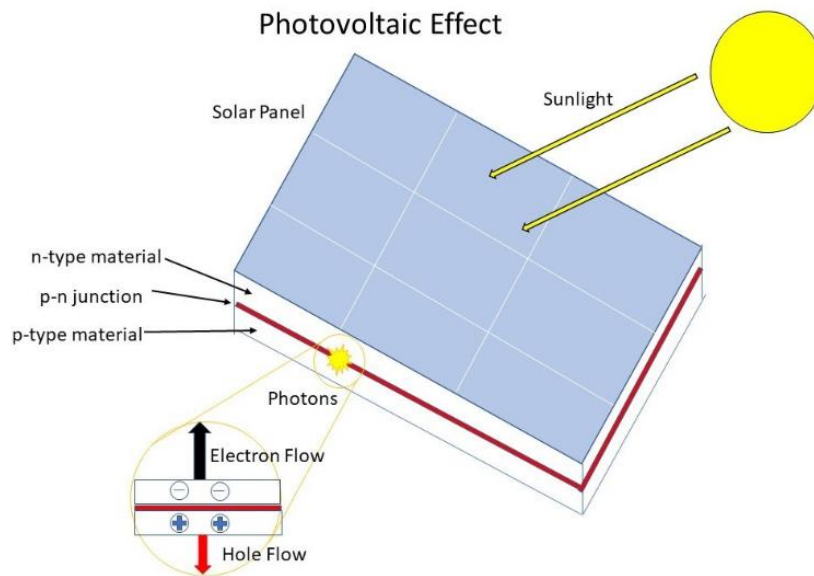


Figura 5.1: Efecto Fotovoltaico (Fuente: Solar Post)

Existen distintos métodos de fabricación de las células solares, diferenciándose principalmente en el nivel de eficiencia que ofrecen y el precio. Se pueden englobar en los siguientes tipos:

- **Monocristalinas:** La célula es procesada como un único cristal. Como ventaja ofrecen altas eficiencias, pero el coste de fabricación es más alto.
- **Policristalinas:** Sacrificando la eficiencia en beneficio del coste, se realiza una estructura con múltiples cristales o granos de pequeño tamaño, orientados de forma totalmente aleatoria.
- **Lámina delgada:** Este tipo no se fabrica en células sino directamente en paneles. El objetivo es reducir el grosor del panel con el fin de aumentar su adaptabilidad y reducir su peso, todo ello a coste de una menor eficiencia.

El comportamiento de las células solares se modela según los circuitos mostrados en la Figura 5.2, donde se muestran dos modelos, uno con y otro sin pérdidas.

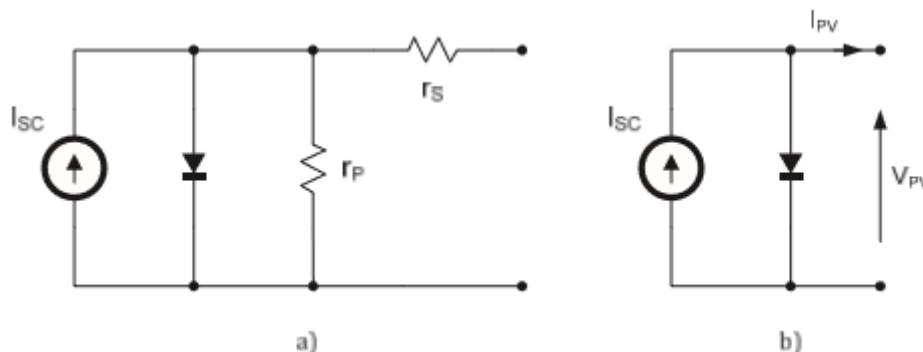


Figura 5.2: Modelo eléctrico de célula solar a) completo b) simplificado (Fuente: [6])

Los elementos más importantes a la hora de caracterizar una célula fotovoltaica son los siguientes:

- **Irradiancia Solar (I_r):** Es una medida de la cantidad de luz solar que incide sobre la superficie del dispositivo. Se mide en W/m^2 .
- **Corriente de cortocircuito (I_{sc}):** Representa la corriente que es capaz de ofrecer la célula cuando la tensión en sus terminales es nula. Depende de la tipología y estructura de la célula además del nivel de luz solar que incida sobre ella.
- **Tensión en circuito abierto (V_{oc}):** Voltaje en bornas de la célula ante la ausencia de carga, es decir, cuando la intensidad de salida es nula (I_0 corriente de saturación). Es una medida de la cantidad máxima de recombinación que se da en el dispositivo. Depende principalmente de I_0 y de la temperatura.
- **Punto de máxima potencia (MPP):** Dada la curva de funcionamiento V-I de la célula, se establece un punto V_{MPP} e I_{MPP} donde la potencia entregada por el dispositivo es máxima. Depende principalmente de parámetros ambientales como la irradiancia y la temperatura, además de parámetros situacionales como el sombreado (debido a la ubicación de la célula).

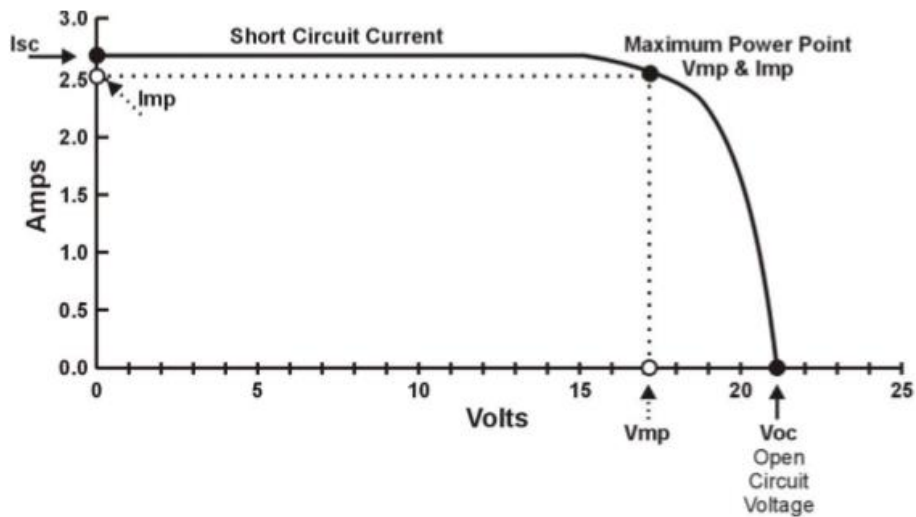


Figura 5.3: Curva V-I de una célula solar (Fuente: EMSD)

Las células se agrupan en módulos solares, con una disposición en serie y/o paralelo según los parámetros de tensión y corriente requeridos. La modularidad es una de las grandes ventajas de esta tecnología, pudiendo escalar la producción desde pequeñas instalaciones domésticas hasta instalaciones de gran consumo.

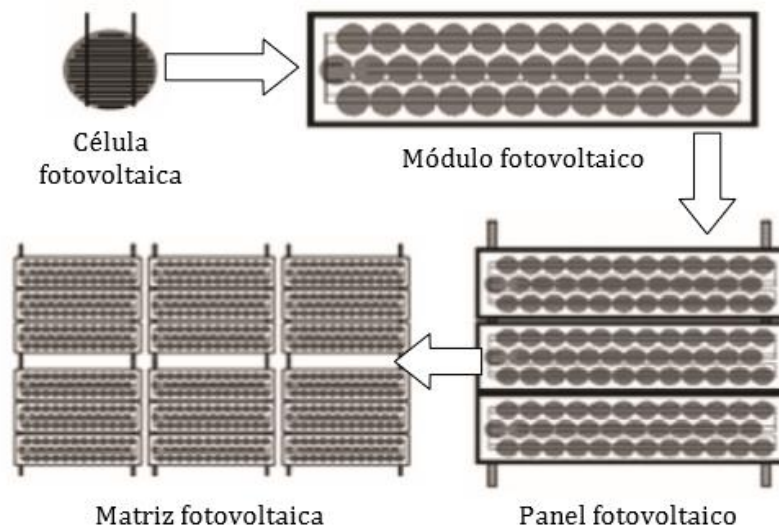


Figura 5.4: Modularidad fotovoltaica (Fuente: [6])

5.2 Componentes de una Instalación Fotovoltaica

Los paneles fotovoltaicos previamente estudiados funcionan en corriente continua, y entregan un nivel de corriente según el nivel de irradiancia y la carga a la que están conectadas. Sin embargo, el objetivo es controlar el funcionamiento de este panel para poder aprovechar su generación dentro de una instalación determinada. Esta instalación, denominada como instalación fotovoltaica, puede presentar diferentes características y se pueden dividir en dos grandes grupos:

- **Instalación aislada:** Aquellas instalaciones que operan al margen de la red. Su utilización es más frecuente en localizaciones en vías de desarrollo, donde el acceso a la red de distribución es complicado. Por lo general hacen uso de baterías para almacenar los excesos de energía, lo que conlleva a su vez un mayor coste. Pueden trabajar tanto con cargas DC como AC, aunque en el segundo caso se precisaría de un inversor que acople estos sistemas. Un diagrama de este tipo de instalación se muestra en la Figura 5.5.

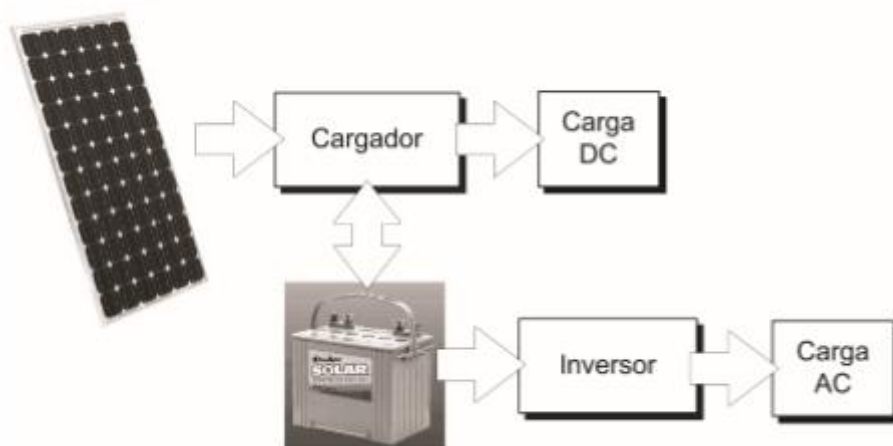


Figura 5.5: Instalación fotovoltaica aislada (Fuente: [6])

- **Instalación conectada a red:** En este caso, la instalación se encuentra conectada a la red eléctrica, haciendo obligatorio el uso de un inversor que haga de interfaz entre los dos escenarios. Además, se deben cumplir los requisitos establecidos por el operador de la red para su correcta conexión. Adicionalmente, también se puede disponer de baterías para almacenar la producción sobrante, aunque no es obligatorio ya que esta energía se puede inyectar a la red. Del mismo modo, en caso de no producir lo suficiente para abastecer la demanda, la energía puede ser tomada de la propia red, o de baterías, en caso de existir. La Figura 5.6 muestra los componentes básicos de este tipo de instalación.

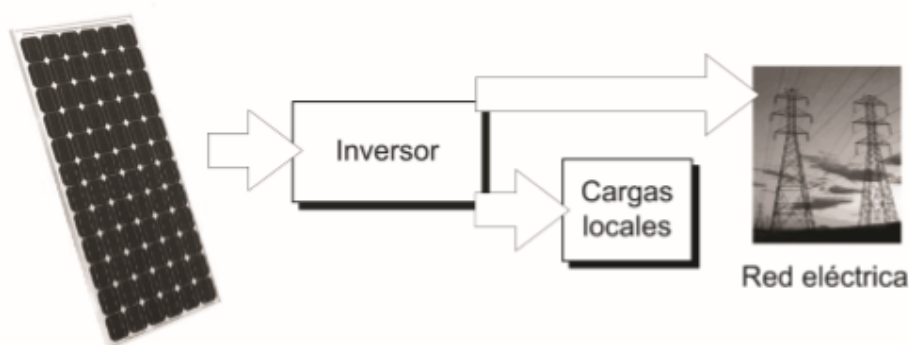


Figura 5.6: Instalación fotovoltaica conectada a red (Fuente: [6])

En este documento se tratan únicamente instalaciones conectadas a la red, con ausencia de baterías para reducir el coste de la instalación, por lo que se obviarán los elementos que se sitúen fuera de este escenario.

5.2.1 Panel Fotovoltaico

Como se ha explicado con anterioridad, las células solares se agrupan según unos requisitos energéticos, generalmente impuestos por el fabricante, para formar placas o paneles fotovoltaicos. El tipo de célula que lo forme determina el comportamiento de las placas fotovoltaicas, siendo la eficiencia, el coste y la durabilidad las de mayor interés.

La clasificación de los paneles atiende entonces a diferentes parámetros, centrándose en este documento en la madurez de la tecnología [7]:

- **Primera Generación:** Pertenecen a este grupo los paneles tradicionales basados en silicio, tanto monocristalinos como policristalinos. Su gran ventaja reside en su madurez y el nivel de eficiencia que son capaces de ofrecer, llegando teóricamente a eficiencias del 22% (monocristalino), aunque en la práctica se sitúan alrededor del 17%. Por otro lado, el constante aumento en la demanda del silicio ha impedido que el precio de estos paneles evolucione favorablemente para el consumidor.



Figura 5.7: Panel fotovoltaico policristalino (derecha) y monocristalino (izquierda). (Fuente: tecnoslab)

- **Segunda Generación:** Buscando principalmente una reducción del coste de la placa fotovoltaica, se exploraron nuevas alternativas al uso del silicio tradicional. Como resultado nacieron los paneles de lámina delgada, formados en su mayoría por silicio amorfo (una variación del silicio que no presenta una estructura cristalina, sino que se distribuye aleatoriamente), y en menor medida por telurio y cadmio (CdTe). Como característica principal presentan una gran delgadez, ampliando el campo de uso de esta tecnología a ubicaciones no tan robustas ni estáticas como la generación anterior. Como contra, cuentan con muy bajas eficiencias, no llegando a superar el 11%, además de no ser una tecnología del todo conocida.



Figura 5.8: Panel fotovoltaico de lámina delgada (silicio amorfo). (Fuente: tritec-intervento)

- **Tercera Generación:** Representan un intento por unir los beneficios de la primera y segunda generación, es decir, conseguir altas eficiencias buscando alternativas al uso tradicional del silicio (silicio amorfo, polímeros orgánicos...) e incluso buscando nuevas estrategias estructurales (capas, diferentes materiales semiconductores...). Sin embargo, aún se encuentran en desarrollo.

A modo de resumen, la siguiente imagen muestra una visión de la eficiencia de los paneles fotovoltaicos según su clasificación. La elección del panel debe atenderse a las características e inversión de la instalación.

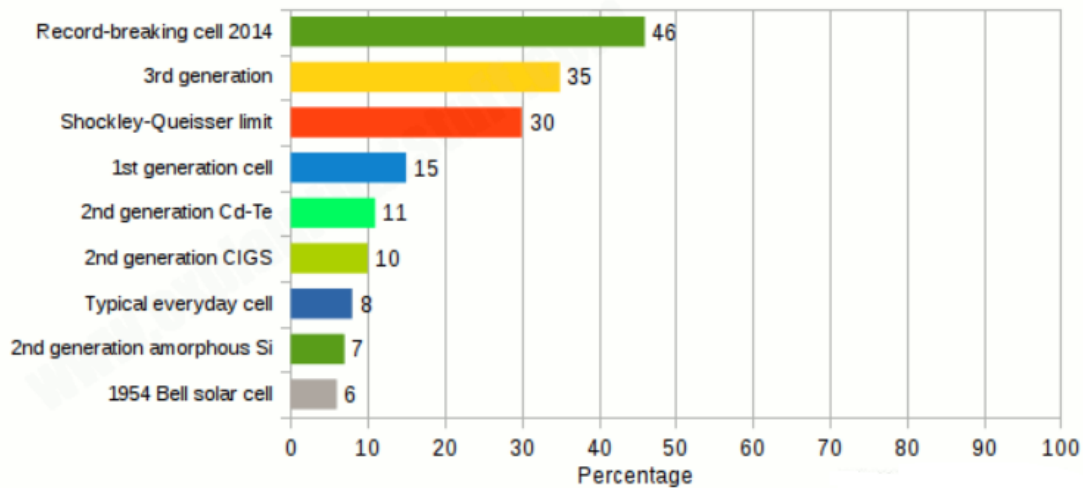


Figura 5.9: Eficiencia de paneles fotovoltaicos. (Fuente: explainthatstuff)

5.2.2 Inversor

El inversor es el elemento interfaz entre el sistema de generación y la red eléctrica. Su función es la de adecuar la inyección de corriente continua del panel a los requisitos de la red a la que se está conectado, siendo ésta de corriente alterna. Esta adecuación del sistema de generación a la red no sólo incluye la transformación de corriente continua a alterna, sino que esta se debe hacer con la máxima eficiencia posible. Por lo general, la red eléctrica impone unos requisitos de nivel de armónicos de corriente que deben ser respetados. Además, el inversor es el punto de la instalación donde mayores pérdidas se pueden presentar, en parte por el filtrado que debe acompañar a la salida y también debido a las pérdidas en las conmutaciones de los dispositivos que lo constituyen.

El dimensionado de este elemento también es un aspecto clave de su elección. Se debe realizar un análisis previo del consumo que se vaya a producir en la instalación, y elegir el inversor en consonancia.

Otro aspecto a destacar es la evolución que ha experimentado la figura del inversor dentro de una instalación fotovoltaica, especialmente en aquellas de bajo consumo como pueden ser las domésticas. La información del estado de la instalación es cada vez más importante, y no sólo eso, sino que la inmediatez con la que esta se recibe y la capacidad y rapidez de respuesta ante el manejo por parte del usuario son características cada vez más presentes en estos dispositivos. Por otro lado, funciones como administración inteligente y conectividad también son muy apreciadas en la actualidad.

La Figura 5.10 presenta un inversor doméstico de autoconsumo que presenta las características explicadas anteriormente. En la actualidad cada vez se demanda más una gestión personalizada e inteligente de la energía, además de una alta conectividad.



Figura 5.10: Inversor fotovoltaico. (Fuente: SMA)

5.3 Energía Solar Fotovoltaica en el Mundo

La energía solar fotovoltaica continúa abriéndose paso dentro del mercado de producción energética [8]. La Figura 5.11 muestra la evolución de la cuota de producción del mercado de las energías renovables respecto al global entre los años 2008-2018. Como se puede observar, la parte proporcional a la energía solar es aún pequeña respecto al global. Sin embargo, existe una continua tendencia al alza, pasando de un 0.1% al 2.2% (20 veces más producción) en los últimos 10 años.

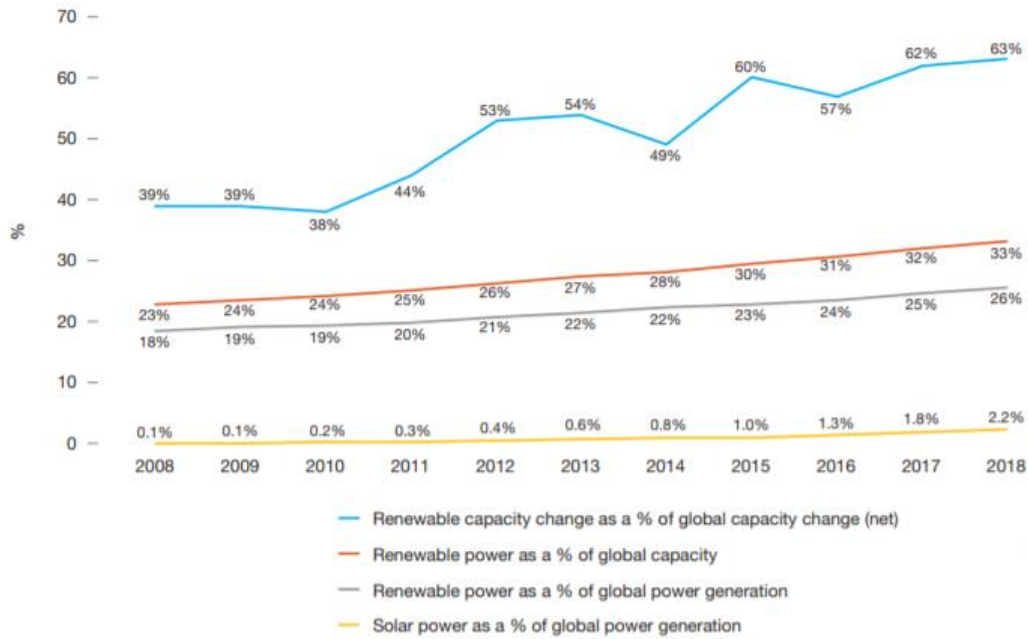


Figura 5.11: Producción de energía renovable en función del global. (Fuente: IRENA)

Las expectativas para los años venideros son aún más optimistas, en parte debido al descenso del coste asociado a la producción de energía solar, el cual se puede apreciar en la Figura 5.12, donde el coste de producción del MWh ha descendido de los 350\$ a los 50\$ en los últimos 10 años. Cabe mencionar también el aumento del precio en el caso de fuentes no renovables como el carbón, lo que es un motivo más para buscar otras alternativas de producción, incluso a gran escala.

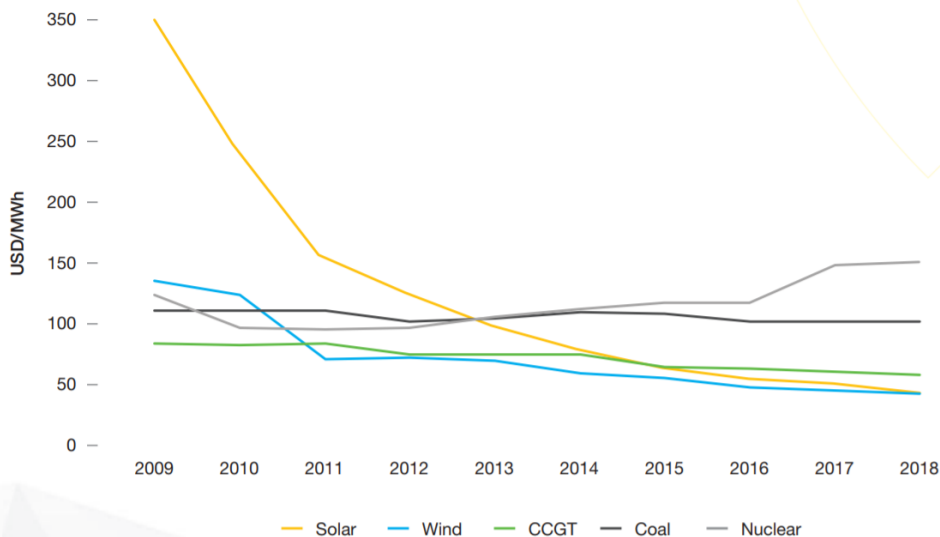


Figura 5.12: Coste de generación solar en comparación con otras fuentes. (Fuente: Lazard)

Se puede observar en la Figura 5.13 la distribución de esta producción en el mundo. China es el país que más ha apostado por este tipo de generación en los últimos años. En Europa ha habido un retroceso debido a regulaciones legislativas, a causa de factores económicos externos, que han mermado el avance de las instalaciones solares. Sin embargo, la tendencia empieza a ser positiva, debido principalmente a nuevos marcos regulatorios dirigidos precisamente a estimular este mercado.

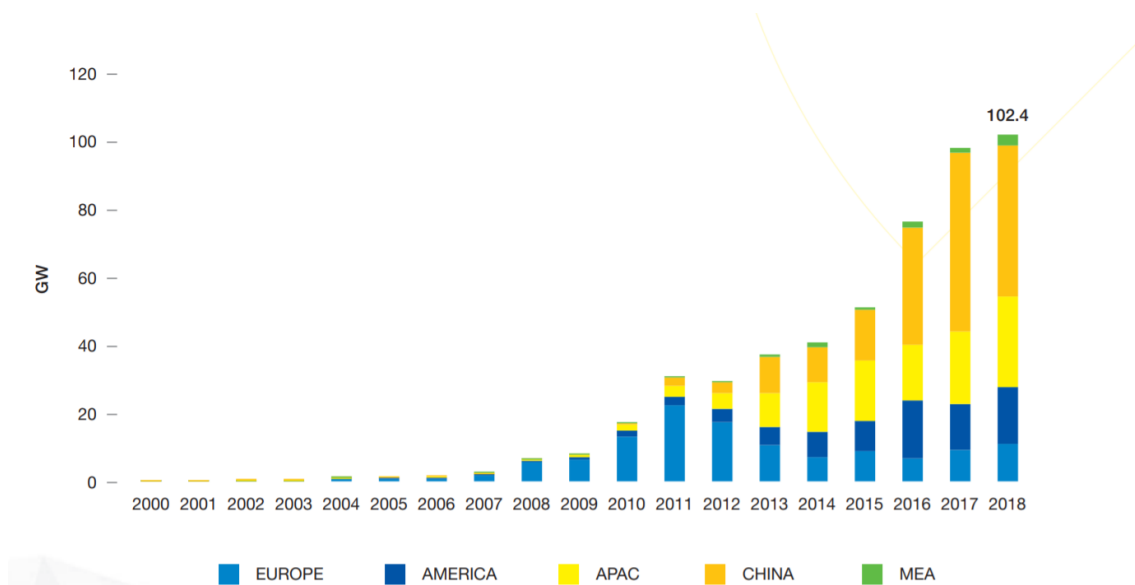


Figura 5.13: Evolución de la capacidad solar anual instalada (Fuente: SolarPower Europe)

En definitiva, el mercado solar continúa expandiéndose, aunque a diferentes niveles según las prioridades de las distintas regiones. Países como China o Australia han invertido fuertemente, mientras que otras zonas como Europa y la India empiezan a relanzar sus políticas hacia este sector. El óptimo aprovechamiento de estos recursos será de vital importancia en los próximos años.

6 Comportamiento Dinámico del Sistema

En este apartado se estudia el comportamiento de los distintos elementos que componen el sistema, tanto a nivel funcional como lógico, con el fin de elaborar una base sobre la que se sustentará el diseño.

6.1 Representación Vectorial de Variables Trifásicas: Transformada de Clarke

El avance en la tecnología computacional ha repercutido directamente en las técnicas de manejo de inversores. Muchas de ellas incluso han requerido una reinterpretación de las bases de los mecanismos tradicionales. Una de ellas es la Transformada de Clarke (Edith Clarke, 1883), la cual realiza una transformación bidimensional sobre las tradicionales señales trifásicas, siendo de especial utilidad para una de las modulaciones que se verán más adelante (SV-SPWM), además de su función de reducción de la complejidad de estos sistemas.

Un sistema trifásico balanceado puede ser representado según (6.1).

$$\vec{s}_{abc}(t) = s_a(t)e^{j0} + s_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (6.1)$$

El objetivo es reducir este sistema a uno bidimensional y ortogonal, conocido como alpha-beta, el cual se muestra a continuación:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(t) = s_\alpha(t) + js_\beta(t) = s_a(t)e^{j0} + s_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (6.2)$$

Esta transformación se realiza en sistemas trifásicos utilizando la transformada de Clarke, la cual ofrece una matriz que permite pasar del espacio tridimensional al bidimensional (siempre y cuando el sistema esté balanceado) y viceversa.

$$\begin{aligned} \vec{s}_{\alpha\beta}(t) = T_{abc \rightarrow \alpha\beta} \cdot \vec{s}_{abc}(t) &= k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \\ \vec{s}_{abc}(t) = T_{\alpha\beta \rightarrow abc} \cdot \vec{s}_{\alpha\beta}(t) &= k \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.3)$$

El valor de k determina el tipo de transformación que se realiza, existiendo dos valores estandarizados:

$$k = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & \text{si transformación invariante en potencia} \\ \frac{2}{3} & \text{si transformación invariante en amplitud} \end{cases} \quad (6.4)$$

6.2 Modulación de Convertidores VSI

El convertidor es el elemento clave a la hora de realizar la gestión de la energía generada. Existen distintas estrategias que priorizan unas u otras características de funcionamiento, como puede ser la eficiencia o el tiempo de respuesta.

El control de estos convertidores se puede reducir a la elección de un determinado punto de funcionamiento de la modulación usada en función de distintos parámetros del sistema. En este documento se estudian dos casos:

- **Inversor monofásico:** Inversor de puente completo con salida monofásica, en el cual se utilizará la modulación por ancho de pulsos sinusoidal (*carrier base sinusoidal pulse width modulation*, CB-SPWM) unipolar.
- **Inversor trifásico:** En este caso el inversor cuenta con tres ramas para ofrecer salida trifásica, la modulación se realiza de igual manera por modulación de ancho de pulsos.

6.2.1 Convertidor VSI Monofásico

La estructura del convertidor de puente completo monofásico se muestra en la Figura 6.1, el cual consta en esencia de 4 interruptores con sus respectivos diodos en antiparalelo.

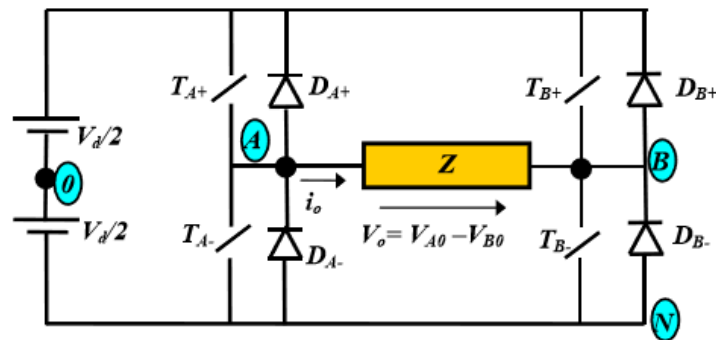


Figura 6.1: Inversor monofásico de puente completo. (Fuente: Universidad de Alcalá)

La estrategia de conmutación de los interruptores determina el aprovechamiento del bus DC que hace el inversor. Como se ha mencionado, en este documento se usará una modulación CB-SPWM unipolar, elegida principalmente por su sencillez en implementación. Esta estrategia envía las consignas de conmutación según la comparación de una señal portadora sinusoidal (V_{control}) con una portadora triangular (V_{tri}). La estrategia de comparación es la siguiente:

$$\begin{cases} V_{control} > V_{tri} & T_A^+ ON & (V_{AN} = V_d) \\ V_{control} < V_{tri} & T_A^- ON & (V_{AN} = 0) \\ (-V_{control}) > V_{tri} & T_B^+ ON & (V_{BN} = V_d) \\ (-V_{control}) < V_{tri} & T_B^- ON & (V_{BN} = 0) \end{cases} \quad (6.5)$$

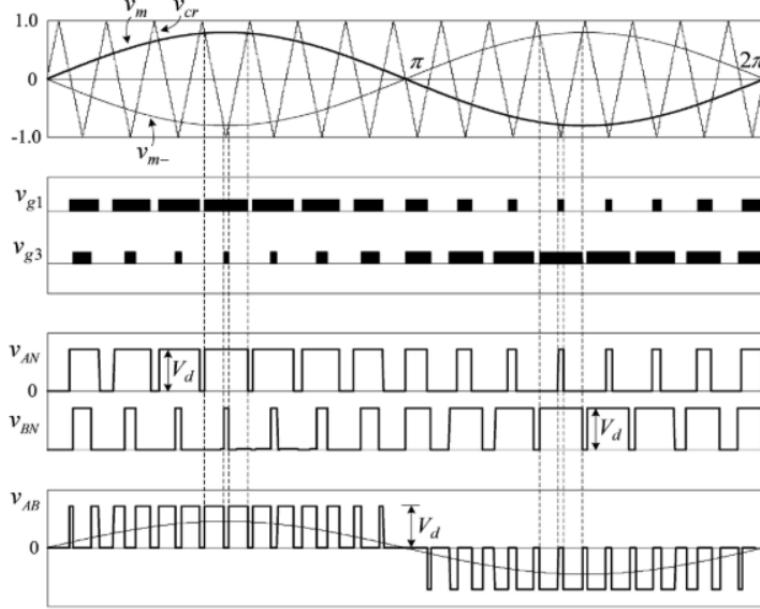


Figura 6.2: Formas de onda de modulación unipolar. (Fuente: [9])

Como se puede observar en la Figura 6.2, el punto de funcionamiento del inversor depende de la selección de $V_{control}$ y V_{tri} , tanto en amplitud como en frecuencia. Con este objetivo se definen las siguientes variables:

- **Índice de modulación en amplitud (m_a):** Relación entre la amplitud de la señal portadora y moduladora. Define el nivel de aprovechamiento que hace el inversor del bus DC hacia la salida (primer armónico de tensión de salida).

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} = \frac{\hat{V}_{O1}}{V_{dc}} \quad (6.6)$$

- **Índice de modulación en frecuencia (m_f):** Relación entre las frecuencias de la señal portadora y moduladora. Define la ubicación de los armónicos de salida respecto al fundamental, el cual viene definido por $V_{control}$.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} = \frac{f_{sw}}{f_{O1}} \quad (6.7)$$

El valor seleccionado para estas dos variables determinará las características de funcionamiento del inversor. A mayor valor de m_f , más alejados se encontrarán los armónicos secundarios del fundamental, facilitando en gran medida el filtrado de la señal de salida, pero al aumentar la frecuencia de conmutación, aumentan también las pérdidas en los interruptores del inversor. El valor de m_f se debe elegir sopesando estos factores, según la dimensión de la instalación.

Se hace mención especial al valor de m_a . En función de su valor se definen 3 zonas de funcionamiento, mostradas en la Figura 6.3. Nótese que el análisis está sujeto a un

valor determinado de m_f . Se observa que para $m_a > 1$ la relación entre el propio valor de m_a y el cociente entre tensión de primer armónico de salida y tensión DC deja de ser lineal, entrando en zona de sobremodulación. A nivel espectral, esto indica un aumento del número de armónicos presentes a la salida, llegando a su máximo cuando se alcanza la zona cuadrada (armónicos en múltiplos impares del fundamental en lugar de múltiplos pares de m_f). Para evitar problemas de filtrado a la salida, es aconsejable trabajar siempre en zona lineal.

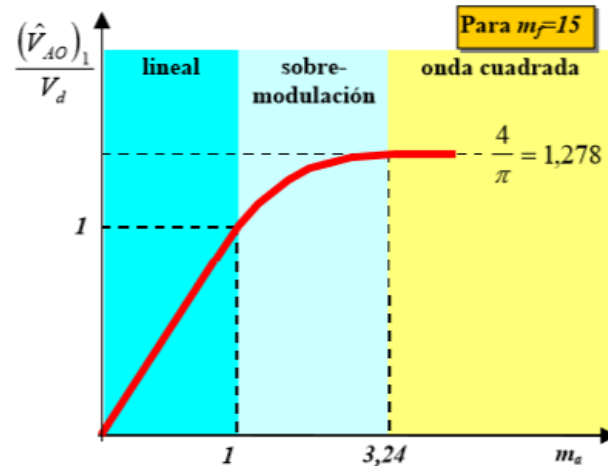


Figura 6.3: Zonas de modulación de amplitud. (Fuente: Universidad de Alcalá)

6.2.2 Convertidor VSI Trifásico

La estructura del inversor trifásico se muestra en la Figura 6.4, el cual cuenta con tres ramas con dos interruptores en cada una, junto a sus diodos en antiparalelo.

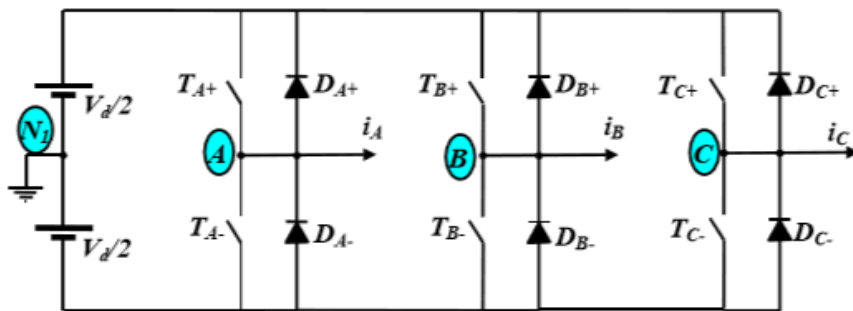


Figura 6.4: Inversor trifásico de tres ramas. (Fuente: Universidad de Alcalá)

El objetivo es el mismo respecto al caso monofásico, el máximo aprovechamiento de bus DC a través de la estrategia de conmutación de los interruptores.

El procedimiento sigue la misma base que en el caso monofásico, pero en lugar de tener dos señales moduladoras (unipolar) se tienen un total de tres, una por cada rama del puente de interruptores. La Figura 6.5 muestra el diagrama de tensiones que aparecen por rama según el estado de comparación entre señales moduladoras.

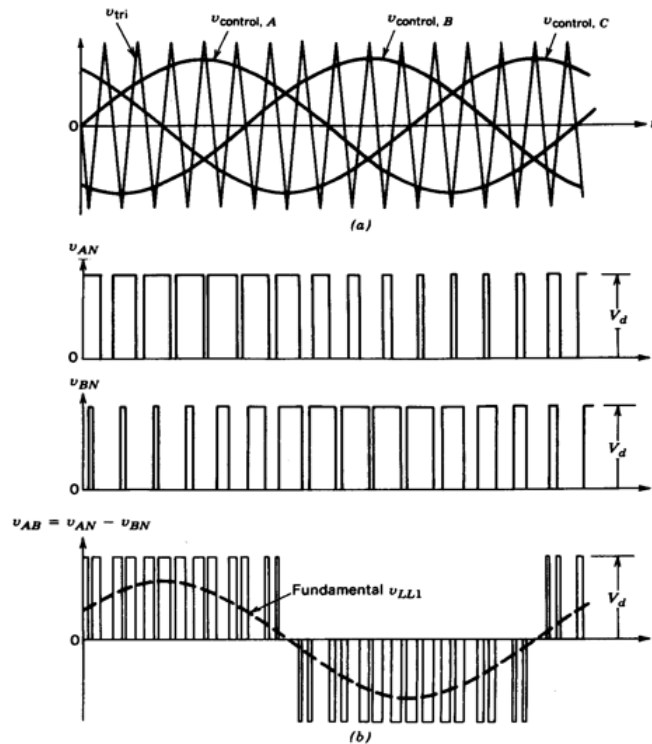


Figura 6.5: Modulación PWM en sistema trifásico. Fuente: Universidad de Alcalá

En las redes trifásicas es de gran importancia entender la nomenclatura y definición de las variables que caracterizan su funcionamiento:

- **Tensión/Corriente de Fase (V_{ph} , V_o , $V_{an}...$):** Tensión/Corriente individual de cada línea, respecto al neutro o tierra.
- **Tensión/Corriente de Línea (V_{LL} , $V_{ab}...$):** Tensión/Corriente entre dos fases del sistema.

La relación que existe entre estas variables viene determinada por la distribución de la red trifásica. En la Figura 6.6 se muestran ambos casos.

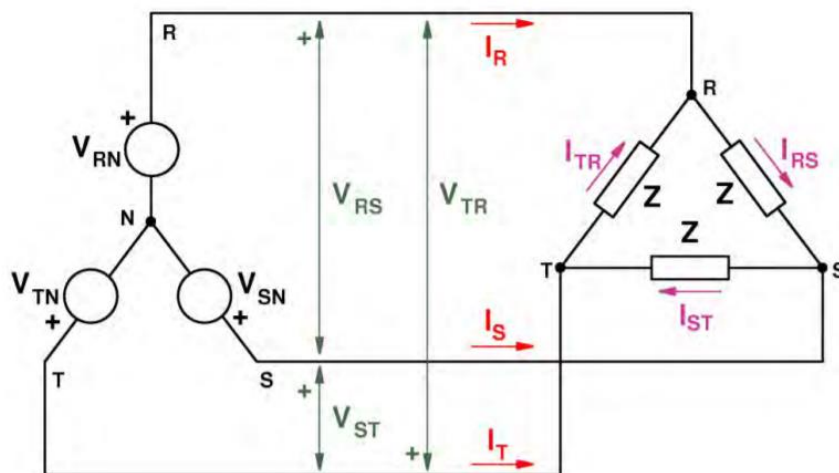


Figura 6.6: Conexión trifásica en estrella (izquierda) y triángulo (derecha). Fuente: [10]

En el caso de una distribución de estrella (neutro común a las tres fases), se define por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} V_{LL} &= \sqrt{3}V_{ph} \\ I_{LL} &= I_{ph} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Teniendo como base estas premisas se analiza el comportamiento de esta modulación, que como se ha mencionado anteriormente, es muy similar al caso monofásico, diferenciándose en la relación entre bus DC y salida. Las ecuaciones que definen su comportamiento son:

$$\hat{V}_{O1} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (6.9)$$

Donde \hat{V}_{O1} representa el valor pico del primer armónico de tensión de fase de salida. Las mismas consideraciones respecto a m_a y m_f contadas en el apartado anterior se aplican a este caso.

6.3 Algoritmos de Seguimiento de Potencia

El sistema tiene como objetivo ajustar la generación de energía del panel fotovoltaico según dos modos de operación: seguimiento de máxima potencia disponible y seguimiento de potencia de referencia (generalmente la consumida por las cargas), ante variaciones de irradiancia solar y temperatura. Tanto la energía sobrante en el primer caso como la que falte (en caso de que la demanda de las cargas supere la capacidad de generación del panel solar) en ambos casos será tomada de la red, como se explicó en apartados anteriores.

Estos algoritmos se basan principalmente en el comportamiento de la curva P-V de la placa solar ante las condiciones ambientales previamente mencionadas. Es decir, en función de la potencia que se desee entregar, se establece un voltaje de referencia en bornas del panel fotovoltaico.

6.3.1 Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT)

Este método se basa en extraer en todo momento la máxima potencia posible del panel fotovoltaico. El algoritmo deberá ir reajustando el voltaje de salida del panel con el fin de aumentar o disminuir la potencia de salida, acercándola a su máximo, según se aprecia en la Figura 6.7.

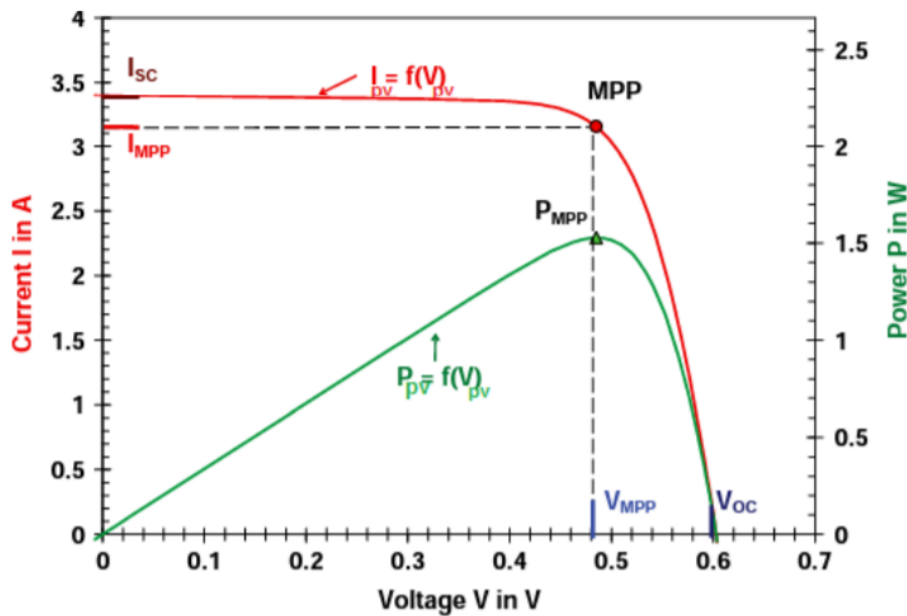


Figura 6.7: Curvas de funcionamiento I-V y P-V. (Fuente: [11])

Uno de los métodos para alcanzar esta potencia máxima es el conocido como Perturbación&Observación, el cual observa variaciones en la potencia de salida ante cambios de voltaje, alcanzando el estado final cuando la variación de potencia es mínima entre dos valores de voltaje (pendiente de curva P-V nula). El diagrama de estados se muestra a continuación.

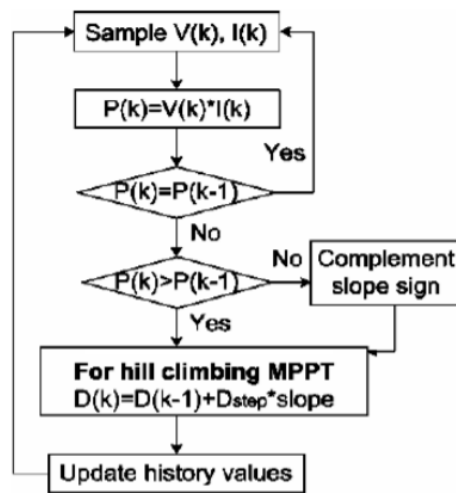


Figura 6.8: Diagrama de estados algoritmo MPPT P&O. (Fuente: [11])

El comportamiento de esta estrategia queda determinado por el valor tomado para D_{step} y la pendiente (*slope*), a elegir según la dinámica deseada del sistema. Un punto en contra de este método es la dificultad de alcanzar el auténtico punto de máxima potencia (D_{step} tendría que ser muy pequeño, perjudicando las dinámicas del sistema), lo que provoca oscilaciones de las consignas de voltaje respecto a punto de trabajo (MPPT).

Un método alternativo es el algoritmo de Conductancia Incremental, el cual se basa en que en el punto de carga óptima (MPPT) de la curva I-V del panel fotovoltaico. La Figura

6.9 muestra la recta de conductancia óptima (inversa de carga óptima) en la curva I-V ($I_{MPPT}-V_{MPPT}$) en función de distintos perfiles de irradiancia.

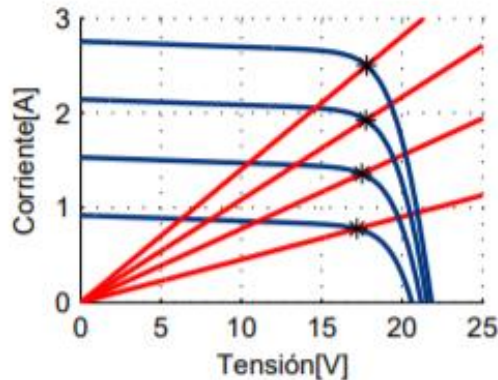


Figura 6.9: Recta de conductancia en curva I-V

El sistema se encontrará en el punto de conductancia óptima (máxima potencia) cuando la pendiente de la curva P-V sea nula, tal y como muestra la (6.10)

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V * I)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (6.10)$$

Por lo tanto, se deduce que el panel se encuentra en el punto de máxima potencia si su conductancia incremental es igual a su conductancia instantánea. El diagrama de bloques que modela el ajuste del algoritmo de Conductancia Incremental se muestra en la Figura 6.10

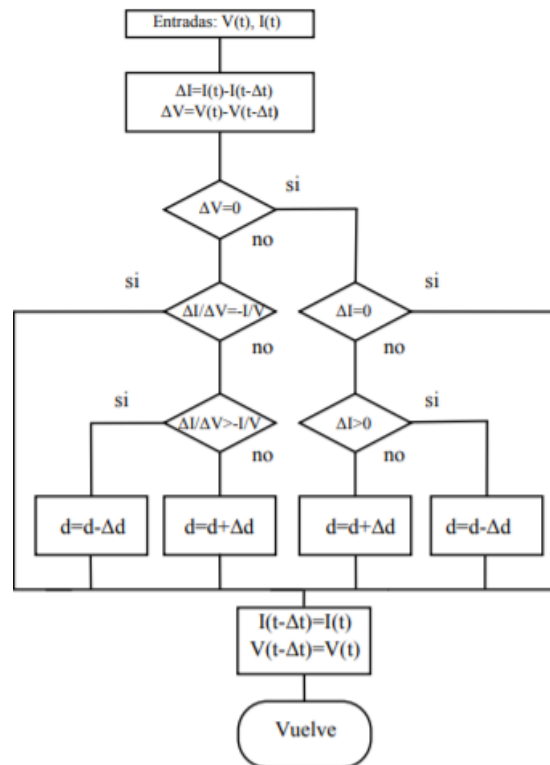


Figura 6.10: Diagrama de estados Incremento de Inductancia

La principal ventaja de este algoritmo reside en la eliminación de las no-linealidades que implica analizar la potencia generada por el panel (multiplicación corriente por tensión) y con ello la reducción de las oscilaciones alrededor del punto de trabajo. Por otro lado, la carga computacional es mayor y se pierde toda flexibilidad en la potencia generada (condición sólo se cumple en MPPT).

6.3.2 Seguimiento de Punto de Potencia Específica (SPPT)

En este caso el objetivo no es extraer la máxima potencia posible del panel fotovoltaico, sino adecuar la generación a la demanda de las cargas conectadas a la instalación. Esto se consigue variando el voltaje en bornas de la placa con el fin de modificar el punto de funcionamiento en la curva P-V.

La respuesta del algoritmo no depende ahora únicamente de la curva P-V, sino que esta se modifica incluyendo la potencia de referencia demanda por las cargas, tal y como muestra en la figura 6.9.

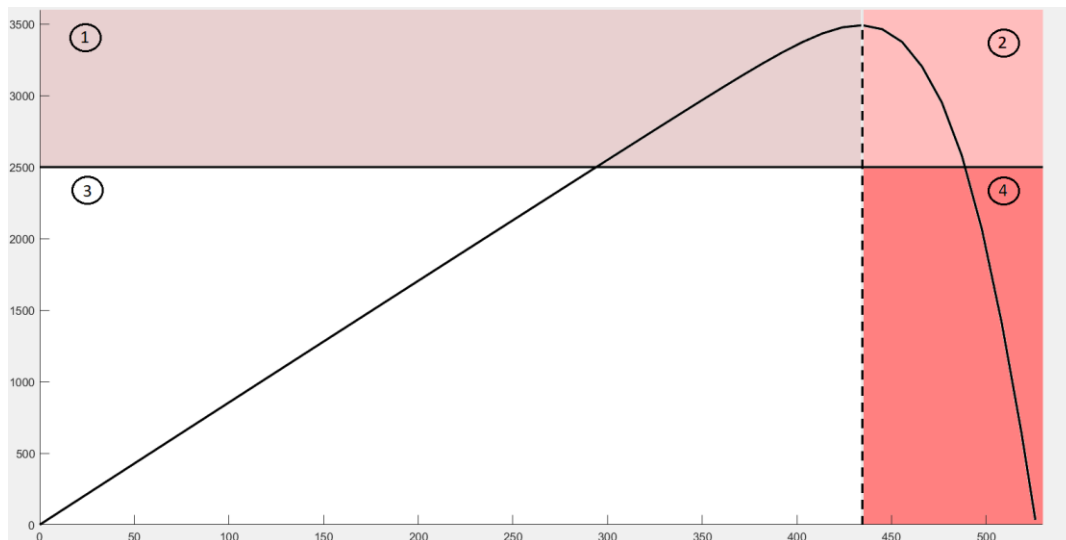


Figura 6.11: Curva P-V con Potencia de Referencia

En la Figura 6.11 se distinguen un total de 4 zonas, según la localización del punto de trabajo (potencia que entrega el panel) respecto a la potencia de referencia de cargas (en la imagen unos 2500W) y el voltaje de máxima potencia (sobre los 440V).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Zona 1: } P_{operación} > P_{ref} \text{ y } V_{operación} < V_{mpp} \\
 \text{Zona 2: } P_{operación} > P_{ref} \text{ y } V_{operación} > V_{mpp} \\
 \text{Zona 3: } P_{operación} < P_{ref} \text{ y } V_{operación} < V_{mpp} \\
 \text{Zona 4: } P_{operación} < P_{ref} \text{ y } V_{operación} > V_{mpp}
 \end{array} \right. \quad (6.11)$$

Las zonas 1 y 3 pertenecen a la denominada zona lineal, donde el comportamiento P-V se puede aproximar al de una recta (excepto en la etapa final, como se puede observar). Con el fin de tener un mayor control y estabilidad, esta será la zona en la que trabajará el algoritmo propuesto en este TFG. Las zonas 2 y 4 pertenecen a la parte de caída exponencial, en ella la caída de potencia respecto a la variación de voltaje es muy elevada, dificultando la precisión del control.

Existe la posibilidad de que por condiciones ambientales el sistema no sea capaz de ofrecer en ningún momento la potencia que demandan las cargas, en ese caso deberá entregar la máxima posible (MPPT).

6.4 Control de Convertidores VSI

Una vez definida la estrategia a usar en la modulación del inversor, el siguiente paso es el de controlar esa misma modulación con el fin de funcionar en un punto de trabajo específico, cumpliendo con las demandas del sistema. Por simplicidad se tratará el caso trifásico al estar ambas estrategias de control (monofásico y trifásico) basadas en los mismos fundamentos.

La estructura de conexión de un inversor conectado a red se muestra en la Figura 6.12. En ella se puede observar el uso de un filtro LCL entre el inversor y la red encargado de filtrar adecuadamente la señal de salida del propio inversor. El generador V_{dc} representa el voltaje en bornas del panel fotovoltaico.

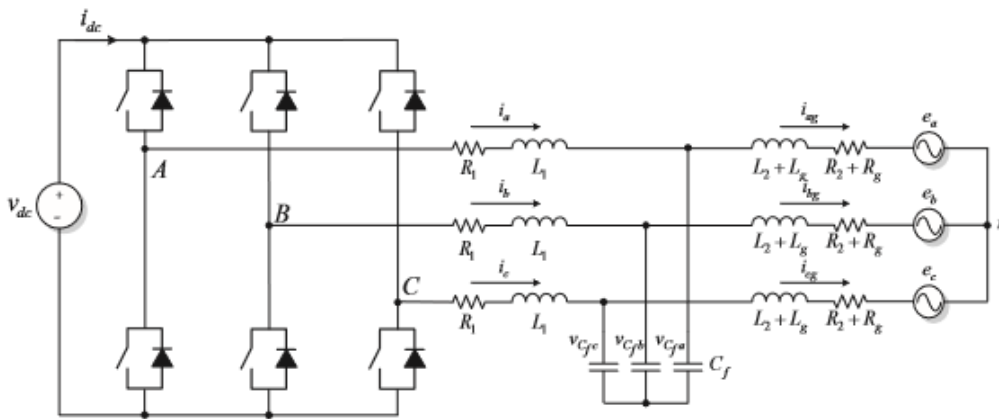


Figura 6.12: Inversor trifásico conectado a red a través de filtro LCL. (Fuente: [12])

El objetivo es entregar la potencia generada a la carga (o red) con la máxima eficiencia posible. El algoritmo de seguimiento de potencia determinará un punto de trabajo en la generación (V_{dc}) y el control debe ajustar el comportamiento del sistema para entregar esa energía, cumpliendo los estándares de conexión a red si procede.

Por lo tanto, los dos puntos del sistema donde debe actuar el control son:

- **Bus DC:** Controlando el nivel de voltaje de salida del panel fotovoltaico.
- **PCC:** Punto de conexión común para la red y cargas. Dado que el sistema se encuentra conectado a red, fijando un nivel de tensión (y frecuencia) en este punto, el control de la potencia entregada se realizará con la corriente de salida del filtro LCL.

La Figura 6.13 muestra el diagrama de conexión completo incluyendo los puntos de sensado previamente explicados. Como se puede observar se emplea un control en cascada con un lazo externo de tensión DC y uno interno encargado del control de la

corriente de salida. Como resultado se obtiene la tensión de salida deseada del inversor que se toma como parámetro de entrada para realizar la modulación deseada.

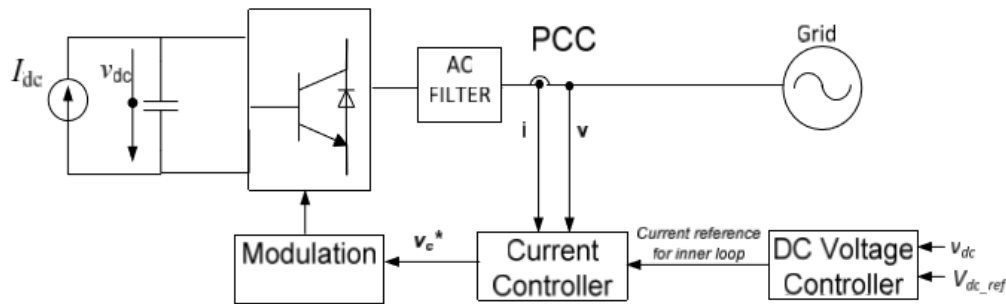


Figura 6.13: Diagrama de control. (Fuente: [13])

6.4.1 Control de Tensión DC

El control del bus DC se realiza de acuerdo con la consigna de voltaje en bornas del panel fotovoltaico indicada por el algoritmo de seguimiento de potencia, ofreciendo como salida la corriente del lado AC de referencia para el bucle interno. Este lazo debe otorgar principalmente estabilidad al sistema, ya que sobrevoltajes en este punto pueden resultar fatales para los paneles e inversor.

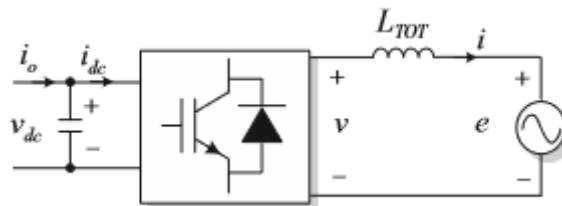


Figura 6.14: Inversor frontera entre lado DC y AC. (Fuente: [12])

La planta a controlar entonces representa la relación entre el voltaje DC y la corriente de salida del inversor. Este cálculo se puede realizar mediante un balance de potencias entre lado DC y AC, ya que en ambos lados debe ser igual (obviando pérdidas de filtro y conmutación).

$$P_{dc} = P_{ac} \rightarrow v_{dc}(i_o - i_{dc}) = 3V_{eff}I_{eff} \quad (6.12)$$

Donde V_{eff} e I_{eff} representan los valores eficaces de tensión y corriente de cada fase del sistema trifásico balanceado.

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (6.13)$$

Suponiendo $V_{dc} = \sqrt{3} * \sqrt{2} * V_{eff}$, el cual es el valor medio del rango habitual de operación en inversores, se llega a la ecuación (6.14).

$$i_o - C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{eff} \quad (6.14)$$

Se define $R_o = V_{dc}/I_o$ como la relación entre la corriente de salida del panel fotovoltaico y la tensión en sus bornas. Con estas consideraciones se obtiene la función de transferencia en el dominio de *Laplace*, mostrada en la ecuación (6.15).

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{inv}(s)} = \frac{\sqrt{3}R_o}{2R_oCs - 1} \quad (6.15)$$

Donde I_{inv} representa la corriente de salida de cada fase del inversor. Se puede observar que (6.15) posee un polo en el semiplano derecho, haciendo el sistema inestable. Sin embargo, dado el algoritmo de control del inversor, que tiende a mantener esta potencia constante, hace aproximar R_o como una impedancia negativa [12], tal y como muestra la Figura 6.15.

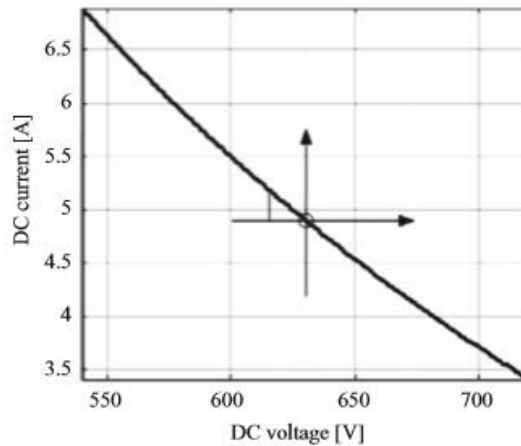


Figura 6.15: Potencia constante puede aproximarse como una resistencia negativa. (Fuente: [12])

De esta manera, la ecuación (6.15) se transforma en (6.16), siendo una función de transferencia estable. En cualquier caso, siempre es recomendable no dimensionar a la baja el valor de C .

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{inv}(s)} = \frac{\sqrt{3}R_o}{2R_oCs + 1} \quad (6.16)$$

Estas ecuaciones representan la planta externa a controlar por el lazo de voltaje, del cual se realizará el diseño en apartados posteriores. Como se puede apreciar, este lazo debe asegurar un nivel de tensión DC determinado en función de la corriente de salida del inversor, variable de la que se encarga el control de corriente.

6.4.2 Control de Corriente

La función de este lazo es la de asegurar la calidad de la corriente inyectada a la red (o cargas) controlando la modulación del inversor, lo que directamente se traduce en el

voltaje de salida del inversor. En este control juega un papel determinante el filtro LCL, el cual elimina todas las componentes indeseadas de la salida del inversor, dejando pasar idealmente la componente a la frecuencia de red.

Por lo tanto, la planta a controlar será la que relacione la corriente de salida del filtro (la que se inyecta al PCC) con la tensión de salida del inversor. Este comportamiento se puede determinar analizando únicamente el comportamiento del filtro LCL. La estructura convencional de un filtro de este tipo se muestra en la Figura 6.16, donde R_d es una resistencia que atenúa el sobreimpulso a la frecuencia de resonancia característico de estos filtros.

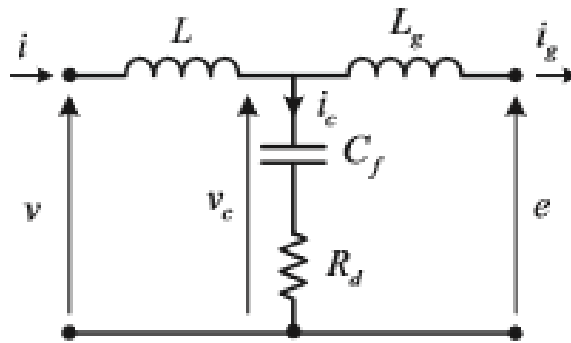


Figura 6.16: Filtro LCL. (Fuente: [12])

El sistema queda definido por las ecuaciones mostradas en (6.17).

$$\begin{cases} v(t) - v_c(t) = j\omega L I \\ v_c(t) - e(t) = j\omega L_g I_g \\ v_c(t) = (I - I_g) \left(\frac{1}{j\omega C} + R_d \right) \end{cases} \quad (6.17)$$

Dado que sólo interesa el comportamiento de la corriente de salida respecto a variaciones de la tensión de salida del inversor (v), se elimina en el análisis la influencia de la tensión de red ($e(t)=0$), de esta manera se establece la relación entre estas dos variables de forma más directa. De esta manera, realizando las sustituciones necesarias en el sistema de ecuaciones (6.17), se obtiene la función de transferencia de la planta a controlar por este lazo.

$$\frac{I_g(s)}{V(s)} = \frac{R_d C s + 1}{L C L_g s^3 + C(L + L_g) R_d s^2 + (L + L_g) s} \quad (6.18)$$

En los próximos apartados se aborda el diseño del filtro en función del tipo y demandas del sistema, para caso monofásico y trifásico.

7 Diseño del Sistema: Caso Monofásico

En este apartado se aborda el diseño de los distintos bloques funcionales de la instalación fotovoltaica dado el caso de conexión monofásica a la red. La figura de abajo muestra el esquema de conexión de esta tipología de red.

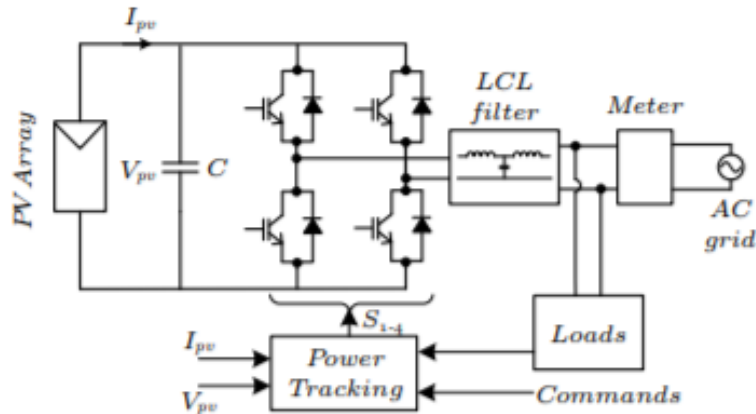


Figura 7.1: Diagrama de bloques sistema monofásico. (Fuente: Modificación de [6])

En primer lugar, se dimensionarán los componentes de la instalación, tanto en el lado DC como el lado AC, para pasar posteriormente a diseñar los controladores de los lazos de control explicados en el apartado anterior.

7.1 Diseño de Bus de Continua

El diseño de esta parte del sistema de basa principalmente en la elección del condensador de entrada del inversor, cuya misión principal es compensar los desbalances energéticos producidos entre el lado DC y AC, además de actuar como filtro de componentes de alta frecuencia que se puedan dar a la entrada del inversor.

El intercambio energético entre un lado del convertidor y otro se aprecia con la aparición de rizado en el voltaje (y corriente) en el lado DC, este rizado conlleva pérdidas de potencia que deben ser evitadas. La elección del valor del condensador de entrada [14] se muestra en la ecuación (7.1).

$$C = \frac{P_{PV}}{2\omega_g V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (7.1)$$

Donde ω_g es la pulsación de red y ΔV_{dc} es el rizado de tensión deseado en el bus DC, el cual debe elegirse lo más pequeño posible para obtener mayores niveles de eficiencia. Por otro lado, a menor rizado mayor valor de capacidad necesario, por lo que se deben tener en cuenta ambos factores.

7.2 Diseño Filtro LCL

La función principal del filtro LCL es la de atenuar los armónicos de alta frecuencia a la salida del inversor. La Figura 7.2 muestra la topología convencional del filtro, donde V_{in} es la tensión de salida del inversor y V_g la tensión de red.

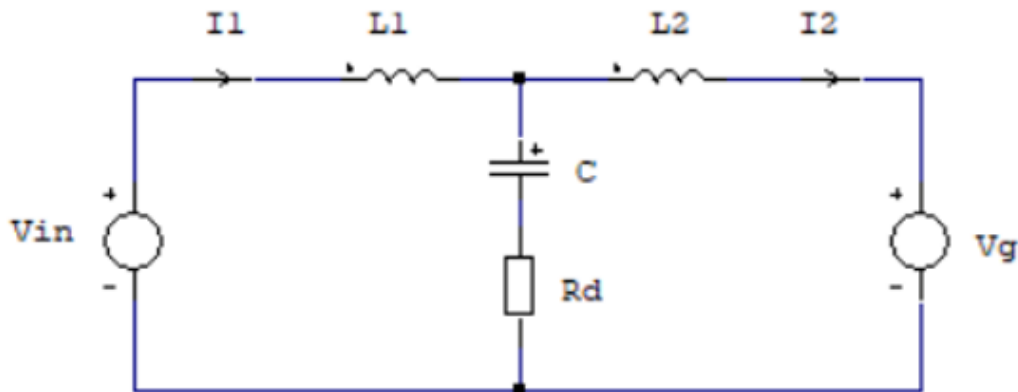


Figura 7.2: Filtro LCL

El sistema pretende controlar la corriente inyectada a través de la tensión de salida del inversor, como ya se explicó en el apartado 7.3.1, por lo que interesa conocer la función de transferencia entre ambas variables, tal y como se muestra a continuación.

$$H(s) = \frac{I_2(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_d C s + 1}{L_1 C L_2 s^3 + C(L_1 + L_2)R_d s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (7.2)$$

La frecuencia de resonancia del filtro viene dada por la expresión (7.3).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (7.3)$$

También pueden resultar útiles otras funciones de transferencia, como la que relaciona la tensión de salida del inversor con la corriente de entrada, y la relación entre ambas corrientes.

$$H_2(s) = \frac{I_1(s)}{V_{in}(s)} = \frac{L_2 C s^2 + R_d C s + 1}{L_1 C L_2 s^3 + C(L_1 + L_2)R_d s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (7.4)$$

$$H_3(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = \frac{R_d C s + 1}{L_2 C s^2 + R_d C s + 1} \quad (7.5)$$

Como se puede observar en (7.5), la diferencia entre la corriente de entrada y salida del filtro viene dada por el término de segundo orden $L_2 \cdot C$, por lo que se intuye que cuanto más pequeño sea este producto, y menor la frecuencia de operación, más se parecerá el comportamiento de estas variables.

7.2.1 Valor de Capacidad del Filtro

El objetivo de la elección del condensador es el de maximizar el factor de potencia a la frecuencia de trabajo. Para ello, el consumo de reactiva del mismo debe ser menor al 5% de la potencia activa generada ($Q_C \leq 0.05 * P_n$) [15]. La fórmula de la potencia reactiva viene dada según (7.6).

$$Q_C = C\omega V_g^2 \quad (7.6)$$

Quedando el cálculo de la capacidad:

$$C_{m\acute{a}x} = \frac{0.05 * P_n}{2\pi f V_g^2} \quad (7.7)$$

Donde P_n es la potencia activa nominal, f es la frecuencia de trabajo y V_g es el voltaje de fase nominal de red.

7.2.2 Valor de Inductancias de Salida

Con el valor de capacidad elegido y a la frecuencia de trabajo (50 Hz), la corriente a través del condensador es muy pequeña comparada con la de entrada y salida (véase (7.5) en dominio frecuencial), por lo que se puede simplificar el circuito tal y como se muestra a continuación.

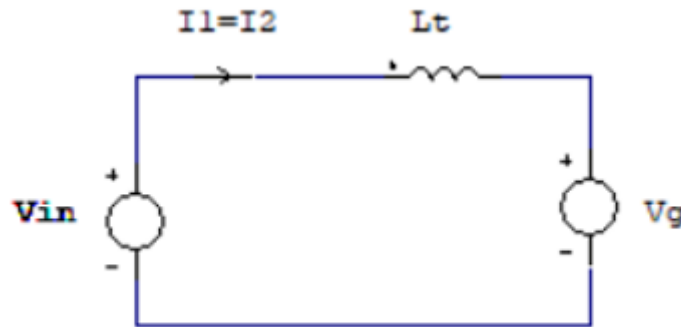


Figura 7.3: Circuito LCL simplificado

Donde L_t se corresponde a la suma de las inductancias de entrada y de salida.

La caída de tensión no puede ser mayor del 10% de la tensión nominal ($V_{L_t} \leq 0.1 * V_g$) para satisfacer el estándar *IEEE1547* [2], cuyo valor se muestra en (7.8).

$$V_{L_t} = j\omega * L_t * I_n = j\omega L_t \frac{P_n}{V_g} \quad (7.8)$$

$$L_t \leq \frac{0.1 * V_g^2}{2\pi f P_n} \quad (7.9)$$

Gracias a (7.9) se obtiene un valor máximo para la suma de L_1 y L_2 ; sin embargo, tanto la corriente de entrada como de salida deben tener unos niveles de rizados límites [16].

$$10\% * I_n \leq \forall I_1 \leq 20\% * I_n \quad (7.10)$$

$$\forall I_2 \leq 0.3\% * I_n \quad (7.11)$$

Las ecuaciones que definen las corrientes de entrada y salida en el dominio frecuencial, tomando como referencia la Figura 7.2: Filtro LCL, son las siguientes:

$$I_1(\omega_h) = \frac{V_{in}(\omega_h) - V_c(\omega_h)}{jL_1\omega_h} \quad (7.12)$$

$$I_2(\omega_h) = \frac{V_c(\omega_h) - V_g}{jL_2\omega_h} \quad (7.13)$$

Donde ω_h define el conjunto frecuencial de armónicos presentes en las corrientes, y V_c la tensión a través del condensador.

El estudio se centra en definir el máximo nivel de rizado en corriente en el caso de la modulación PWM, principalmente dependiente del nivel de tensión de salida del inversor para el caso de L_1 . El caso bipolar se aprecia en la Figura 7.4.

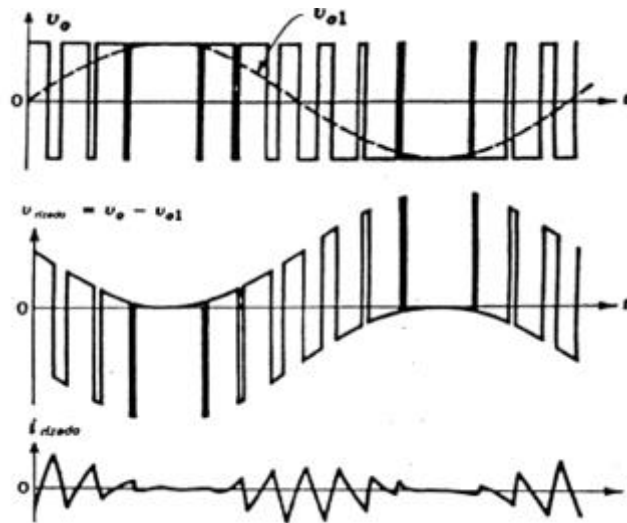


Figura 7.4: Rizado en corriente de salida. (Fuente: Universidad de Alcalá)

Como se puede apreciar en la figura, los máximos picos de rizado ocurren a determinados niveles de tensión de rizado, concretamente cuando se alcanza el intervalo a la salida del inversor de $(-V_{dc}/3, V_{dc}/3)$ [17]. De acuerdo con esta suposición, la ecuación de máximo rizado se muestra en la ecuación (7.14), siendo f_{sw} la frecuencia de conmutación del inversor.

$$\forall i_{1\text{máx}} = \frac{V_{dc}}{6L_1f_{sw}} \quad (7.14)$$

En base al análisis frecuencial ($j\omega$) en la ecuación (7.5) y obviando R_d , se procede al cálculo del inductor de salida en función de la atenuación de corriente (en conmutación) necesaria.

$$\frac{i_2(\omega)}{i_1(\omega)} = \frac{z_{LC}^2}{|z_{LC}^2 - \omega_{sw}^2|} \quad (7.15)$$

Donde $z_{LC}^2 = 1/(C * L_2)$ y ω_{sw} es la frecuencia de conmutación.

7.2.3 Resistencia de *Damping*

El filtro LCL se caracteriza por poseer un pico de ganancia infinita a frecuencia de resonancia, tal y como muestra la Figura 7.5.

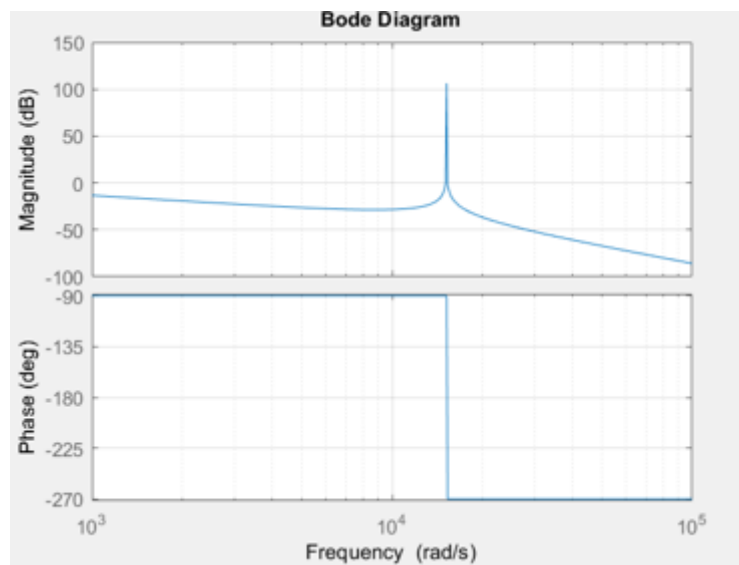


Figura 7.5: Respuesta filtro LCL sin resistencia de antidamping

Este pico puede resultar un problema a la hora de realizar el control de corriente de salida, por lo que para atenuarlo se ha optado por situar una resistencia en serie con el condensador, R_D .

En cuanto a la introducción de esta resistencia en el filtro, no supone un gran problema si no se transmiten altos niveles de potencia, si bien siempre hay que tener en cuenta la pérdida de potencia que este método implica.

Un valor de R_D inicial se propone en la ecuación (7.16) [18]. Se deberá ajustar en base al comportamiento deseado del sistema.

$$R_D = \frac{1}{3 * \omega_{res} * C} \quad (7.16)$$

Como se aprecia en la Figura 7.6, el pico de resonancia ha sido prácticamente atenuado.

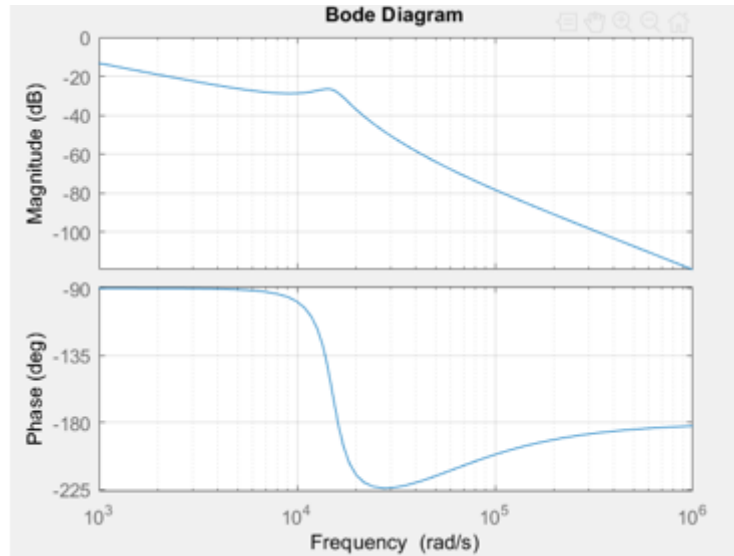


Figura 7.6: Respuesta filtro LCL con resistencia antidamping

7.2.4 Consideraciones de Diseño

Una vez elegidos los valores de los componentes, se deben verificar determinadas condiciones para el correcto funcionamiento y control del filtro.

- Frecuencia de Resonancia: En la literatura, se menciona de manera habitual que se debe cumplir (7.17) con el fin de garantizar la estabilidad del sistema.

$$10 * f_{red} \leq f_{res} \leq 0.5 * f_{sw} \quad (7.17)$$

- Inductancia Total de Salida: Como se ha demostrado con anterioridad, la suma de ambas inductancias debe garantizar una mínima caída de tensión, con el fin de aprovechar al máximo el bus DC.

$$L_1 + L_2 \leq \frac{0.1 * V_g^2}{2 * \pi * f * P_n} \quad (7.18)$$

7.2.5 Obtención de los Valores del Filtro

Una vez especificado el método de diseño del filtro, se procede al cálculo de los componentes en función de las características del sistema.

Tabla 7.1: Valores nominales del filtro

P_n	3500 W
V_g	240 V _{rms}
I_n	14.58 A
V_{dc}	400 V
f	50 Hz
f_{sw}	10 KHz

f_s	100 KHz
$\Delta i_{m\acute{a}x.}$	0.2

Siguiendo con la estructura del apartado, se realiza el cálculo de la capacidad del filtro, tal y como muestra la ecuación (7.7):

$$C = \frac{0.02 * 3500}{2 * \pi * 50 * 240^2} = 3.86 \mu F \quad (7.19)$$

El cálculo de la inductancia de entrada también es inmediato según (7.14).

$$L_1 = \frac{400}{6 * 0.2 * 14.58 * 10000} = 2.3 mH \quad (7.20)$$

La ecuación (7.15) se puede reescribir, con la ayuda de (7.11), para calcular directamente la inductancia de salida, según indica la siguiente ecuación:

$$L_2 = \frac{1 - \frac{i_2(\omega)}{i_1(\omega)}}{C \frac{i_2(\omega)}{i_1(\omega)} (2\pi f_{sw})^2} = 1.5 mH \quad (7.21)$$

En último lugar, con ayuda de las ecuaciones (7.3) y (7.11), el cálculo de R_D .

$$R_D = \frac{1}{3 * \sqrt{\frac{2.3 + 1.5}{2.3 * 1.5 * 3.86 * 10^{-9}} * 3.86 * 10^{-6}}} = 5.09 \Omega \quad (7.22)$$

Antes de dar el diseño por válido, se debe comprobar que se cumplen las condiciones especificadas con anterioridad. En base a (7.17) y (7.18), respectivamente:

$$10 * 50 Hz \leq f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2 * \pi} \approx 2 KHz \leq 0.5 * 8400 Hz \quad (7.23)$$

$$L_1 + L_2 = 3.54 mH \leq \frac{0.1 * 240^2}{2 * \pi * 50 * 3500} = 5.23 mH \quad (7.24)$$

Como se puede apreciar en (7.23) y (7.24), ambas condiciones de diseño se cumplen. La respuesta en frecuencia de la función de transferencia del filtro, especificada por la ecuación(7.2), se puede apreciar a continuación:

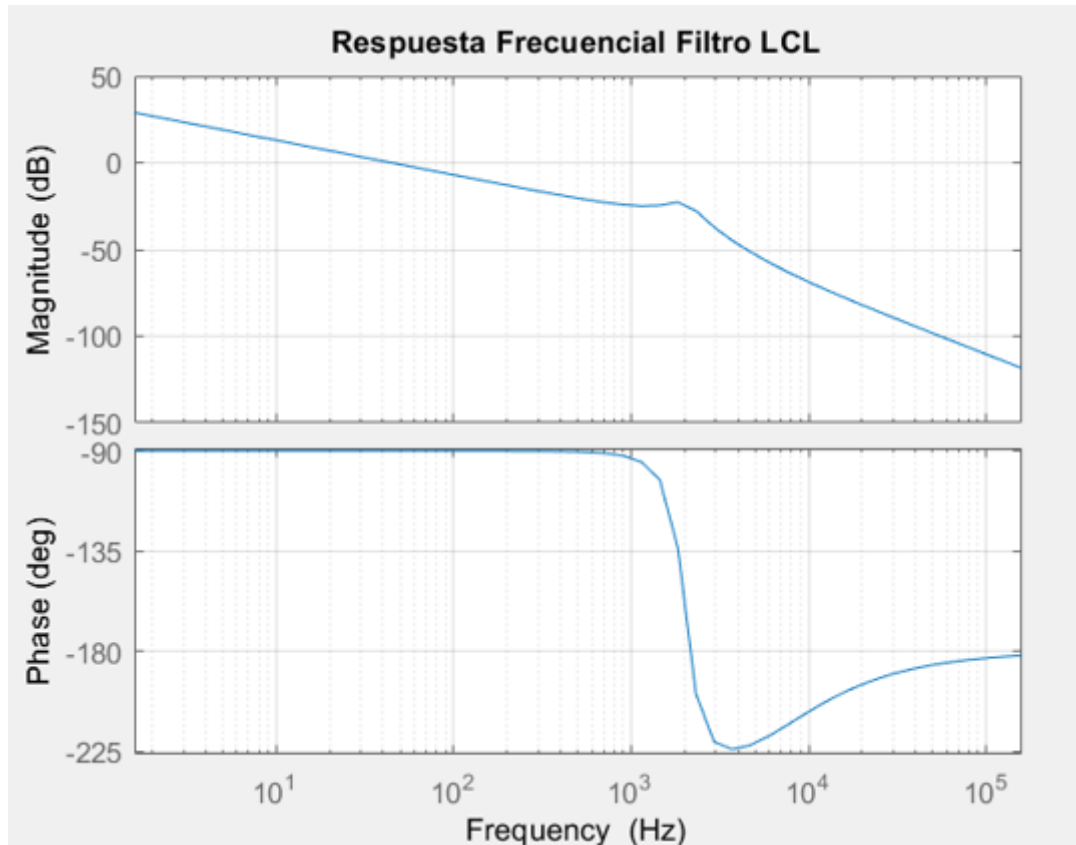


Figura 7.7: Respuesta frecuencial filtro LCL

Como se puede observar, el filtro presenta una alta atenuación a frecuencias de conmutación, en torno a los -65dB. En cuanto a la resonancia de este, se encuentra a una distancia adecuada respecto a las frecuencias de red y conmutación, si bien su efecto ha sido bastante atenuado por R_D .

7.3 Diseño Algoritmo de Control

En este capítulo se describe tanto la tipología como los componentes del control usado, así como el cálculo de los reguladores en base a las necesidades y estructura del sistema.

Para lograr este objetivo, el control dispone de dos lazos. Un primer lazo interno que se encarga del control de corriente de salida (ya sea hacia las cargas o la red) y un lazo externo que tiene como función garantizar el nivel de tensión en el bus DC deseado por el algoritmo de generación (MPPT o SPPT).

El diagrama de control completo se muestra en la Figura 7.8, donde $C(z)$ y $G(z)$ se refieren a los controladores y plantas, respectivamente, de los lazos voltaje y corriente.

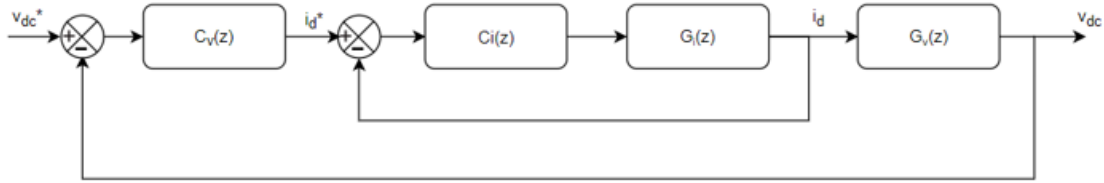


Figura 7.8: Lazos de control

7.3.1 Lazo de Corriente

El control de corriente de salida se realiza a través de la tensión de salida del inversor, seleccionando un índice de modulación adecuado según el nivel de voltaje existente en el bus DC.

El objetivo del control es el de mantener los niveles de potencia activa y reactiva entregadas según los requerimientos del sistema. Debe ser diseñado para presentar rápidas dinámicas respecto al lazo de nivel superior (voltaje), con el fin de evitar en la medida de lo posible interacciones entre ambos lazos, aunque en arranque y transitorios notorios esto no es realmente posible.

El lazo de corriente [12] se muestra en la Figura 7.9.

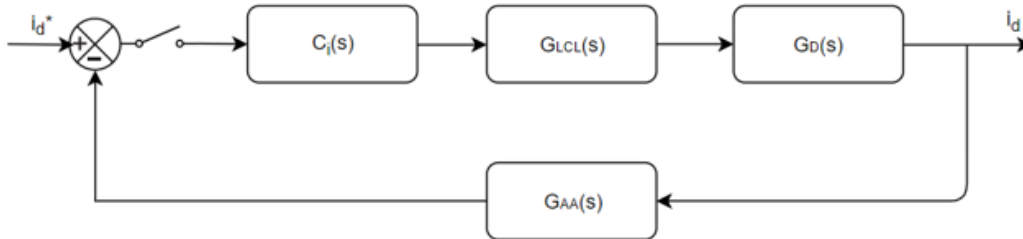


Figura 7.9: Lazo de corriente

$G_{LCL}(s)$ es la función de transferencia entre la tensión de salida del inversor y la corriente de salida, la cual se muestra en la ecuación (7.2), y $G_D(s)$ representa el retardo computacional y PWM, el cual tiene la siguiente expresión:

$$G_d(s) = e^{-1.5 \cdot T_s s} \quad (7.25)$$

Siendo T_s el periodo de muestro. Dadas las ecuaciones (7.2) y (7.25), se obtiene el modelo total de la planta.

$$G_i(s) = \frac{(R_d C s + 1) * e^{-1.5 \cdot T_s s}}{(L_1 C L_2 s^3 + C(L_1 + L_2) R_d s^2 + (L_1 + L_2) s)} \quad (7.26)$$

Una vez identificada la planta se procede a su discretización con los parámetros del filtro calculados en el apartado anterior, los cuales se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 7.2: Valores de componentes filtro LCL

C	3500 W
----------	--------

L₁	240 V _{rms}
L₂	14.58 A
R_d	400 V
T_s	10 μs

Debido a la complejidad de la planta, para su discretización se hace uso de la función *c2d()* de *Matlab*, especificando el periodo de muestreo que aparece en la tabla y mediante el método *ZOH* (predeterminado por la función). La planta discretizada se muestra en la ecuación (7.27).

$$G_i(z) = z^{-2} * 2 * 10^{-5} * \frac{z^3 + 6.265z^2 - 2.783z - 0.813}{z^3 - 2.917z^2 + 2.863z - 0.9452} \quad (7.27)$$

Como se puede observar la planta discreta cuenta con 3 polos y 3 ceros, por lo que el controlador $C_i(z)$ deberá tener como máximo tantos ceros como polos.

Con el fin de mejorar el comportamiento de sistema, se hace uso de un *filtro antialiasing* a $f_{AA}=2000$ Hz ($\xi=0.5$) para atenuar componentes indeseables en el control. Su expresión viene dada por:

$$G_{AA}(s) = \frac{\omega_{AA}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{AA}s + \omega_{AA}^2} \quad (7.28)$$

La discretización de este se realizará según el mismo método utilizado en la planta anteriormente.

Para tener un punto de partida a la hora de realizar el control de la planta, se examina el Diagrama de Bode del lazo cerrado de esta, el cual aparece en la Figura 7.10. El controlador tiene tres principales objetivos:

- El correcto paso de la componente a frecuencia de red (50 Hz), sin producir desfase.
- Mantener una elevada atenuación a partir del rango de frecuencias que inicia a la frecuencia de conmutación del inversor (10KHz).
- Evitar la influencia del pico de resonancia del filtro LCL, que puede llegar a interferir si se excede cierto ancho de banda.

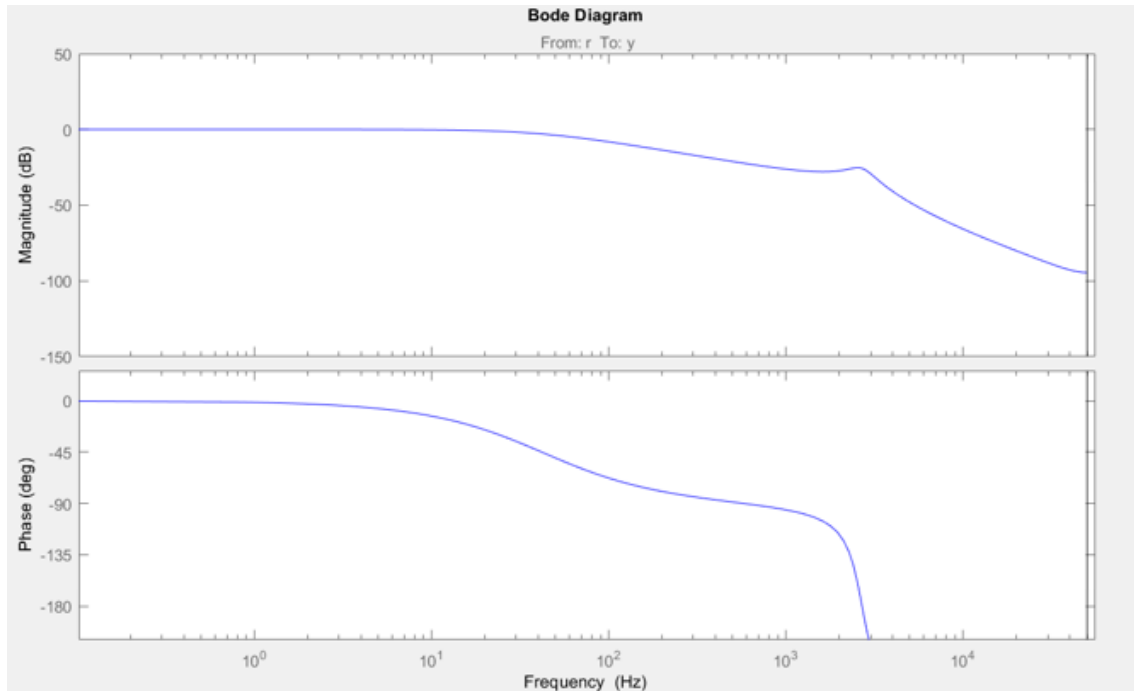


Figura 7.10: Diagrama de Bode de lazo cerrado de corriente sin compensar

Se puede apreciar en la figura que, debido a las consideraciones de diseño del filtro, la respuesta en magnitud y fase no se encuentra demasiado desviada de los objetivos (a 50 Hz). El controlador deberá corregir ese desfase a 50 Hz sin empeorar mucho el comportamiento en alta frecuencia.

Con el fin de cumplir los objetivos se hace uso de un controlador PR (Proporcional + Resonante) cuya principal característica es la inclusión de una ganancia muy elevada a la frecuencia de interés (frecuencia de red), con el fin de reducir al máximo el error de seguimiento. La ecuación (7.29) representa el comportamiento de este compensador:

$$H_{PR}(s) = K_{PR} + \frac{K_R B_R s}{s^2 + B_R s + \omega_R^2} \quad (7.29)$$

- K_{PR} corresponde a la parte proporcional, la cual se ajusta según la frecuencia de corte deseada (margen de fase). Una frecuencia de corte unas 10 veces superior a la frecuencia de red garantiza buena acción proporcional con suficiente margen de fase.
- K_R es la ganancia correspondiente a la resonancia del controlador, debe ser un valor lo suficientemente alto para resaltar la frecuencia de interés sobre las demás.
- B_R es el ancho de banda del pico de resonancia del controlador, a menor valor más selecto es el filtro.
- Por último, ω_R es la frecuencia de interés, en este caso la de red.

Teniendo en cuenta estos parámetros, se procede al diseño del controlador mediante la herramienta *Sisotool*, obteniéndose los siguientes parámetros:

Tabla 7.3: Valores de compensador de corriente

K_{PR}	11.5
-----------------------	------

K_R	100
B_R	50 Hz
f_R	50 Hz

Posteriormente se procede a su discretización, obteniéndose $C_i(z)$.

$$C_i(z) = 11.5 * \frac{z^2 - 1.9951z + 0.9952}{z^2 - 1.9995z + 0.9995} \quad (7.30)$$

La respuesta del lazo cerrado del control de corriente se muestra a continuación, donde se aprecia el logro de los tres objetivos marcados para el control, haciendo énfasis en el correcto funcionamiento a frecuencia de red.

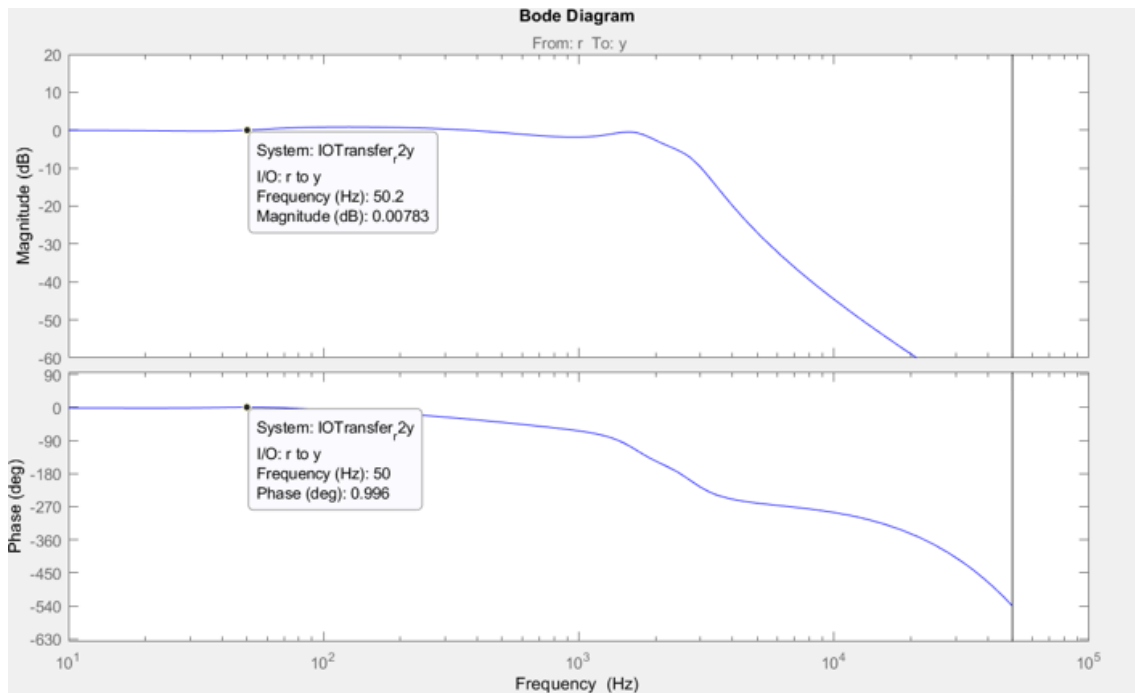


Figura 7.11: Respuesta frecuencial de lazo cerrado compensado

Por último, se realiza una simulación con la herramienta *Simulink* para observar el comportamiento temporal del control, ante una variación de la corriente de referencia de 10A a 5A en el instante $t=0.1s$. Se observa un pequeño rizado que alcanza su máximo en los pasos por cero y picos de corriente. Sin embargo, este error es inferior al 2%, por lo que se considera asumible.

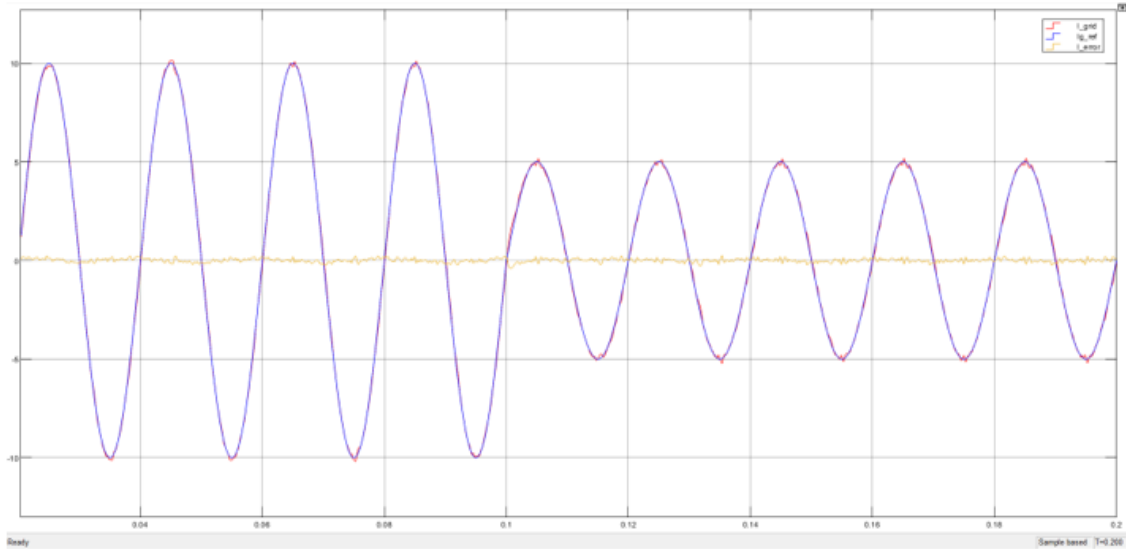


Figura 7.12: Respuesta temporal de control de corriente

7.3.2 Lazo de Tensión

Este lazo es el encargado de mantener los niveles del bus DC según los requerimientos energéticos del sistema. En este caso sólo se realizará el seguimiento de potencia activa según el algoritmo de generación. Este control debe proporcionar robustez al sistema, evitando sobretensiones indeseadas.

Como se ha mostrado en la Figura 7.8, este lazo es externo al control de corriente descrito anteriormente, por lo que debido a las diferentes dinámicas entre ambos bucles (lazo de corriente es mucho más rápido que el de tensión), se considerará la corriente igual a la referencia en todo momento. Según lo explicado, el lazo de tensión se simplifica según muestra la Figura 7.13.

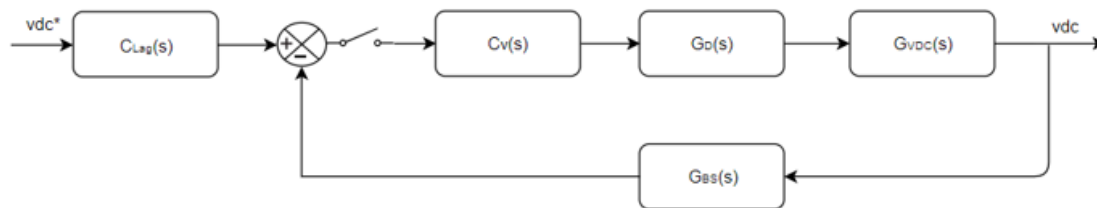


Figura 7.13: Lazo de tensión

Donde $G_{Vdc}(s)$ es la relación entre la corriente de salida del inversor y la tensión del bus DC, mostrada en la ecuación (6.15) y $G_D(s)$ representa el retardo del bucle de corriente:

$$G_D(s) = \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (7.31)$$

$G_{BS}(s)$ es un filtro banda-eliminada de segundo orden que se encarga de eliminar del lazo de control la componente a doble frecuencia de la tensión del bus DC ($\omega_n=100$ Hz), la cual se explicó en el apartado dedicado al análisis de la dinámica del inversor:

$$G_{BS}(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n s + \omega_n^2} \quad (7.32)$$

Debido al alto sobreimpulso inherente al control de voltaje [12], se hace uso de un filtro paso bajo $G_{Lag}(s)$ que actúe como retardo de la señal de referencia, ayudando así al control del sobreimpulso. Como resultado se obtendrá una respuesta de la planta similar a un sistema de primer orden. Tanto $G_{Lag}(s)$ como $C_v(s)$ se diseñarán (en plano z) mediante la herramienta *Sisotool*, tal y como se hizo con el lazo de corriente.

Se procede a la discretización de la planta y al posterior diseño de los controladores, de manera análoga al control de corriente.

Dado que se trata de referencias constantes, se centrará el estudio en la respuesta temporal del sistema, cuya planta sin compensar se muestra a continuación.

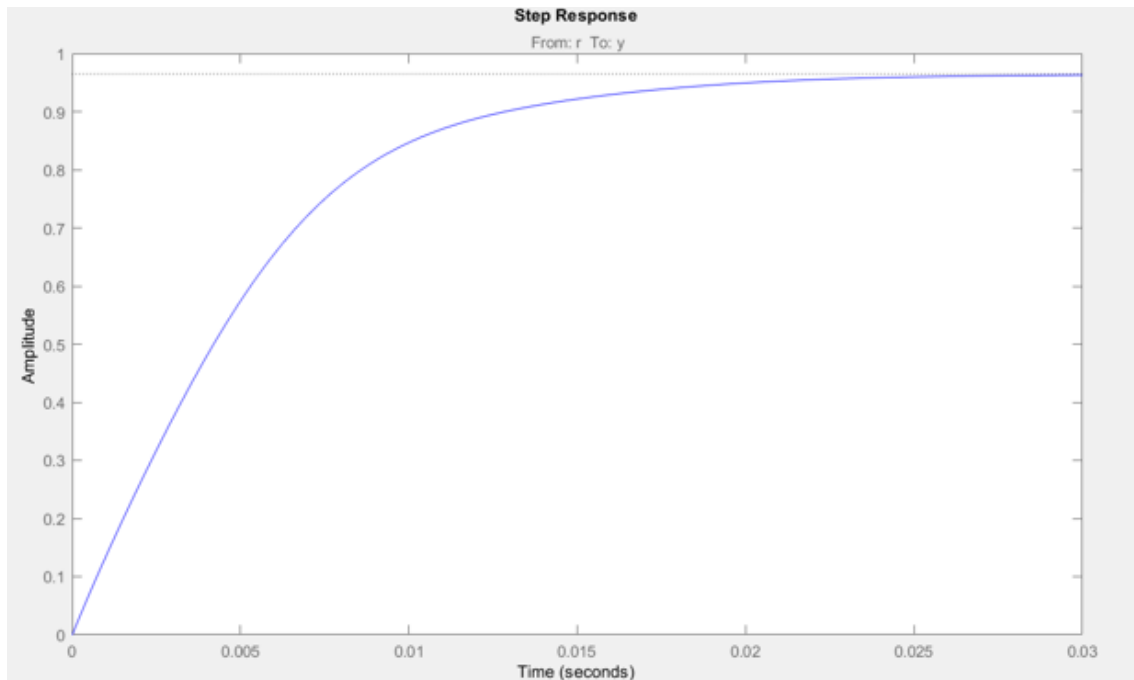


Figura 7.14: Respuesta temporal lazo de tensión sin compensar

Si bien los tiempos de establecimiento son muy correctos (téngase en cuenta toda la idealización previa al diseño del lazo de control), el error en estado estacionario es inaceptable. Debido al rango de funcionamiento del bus DC (en torno a los 380-480V), pequeñas desviaciones en el sistema de control (más aún en reposo) pueden llevar a pérdidas importantes de potencia entregada, por lo que debe corregirse este efecto.

Por lo tanto, el objetivo es mantener una rápida respuesta, entorno a los 2 ciclos de red (40ms) con un error en estático nulo [16]. Con tal objetivo se diseña el siguiente controlador (basado en un control PI).

$$C_v(z) = 2 * \frac{z - 0.9995}{(z - 1)} \quad (7.33)$$

La respuesta temporal en lazo cerrado se aprecia en la siguiente figura:

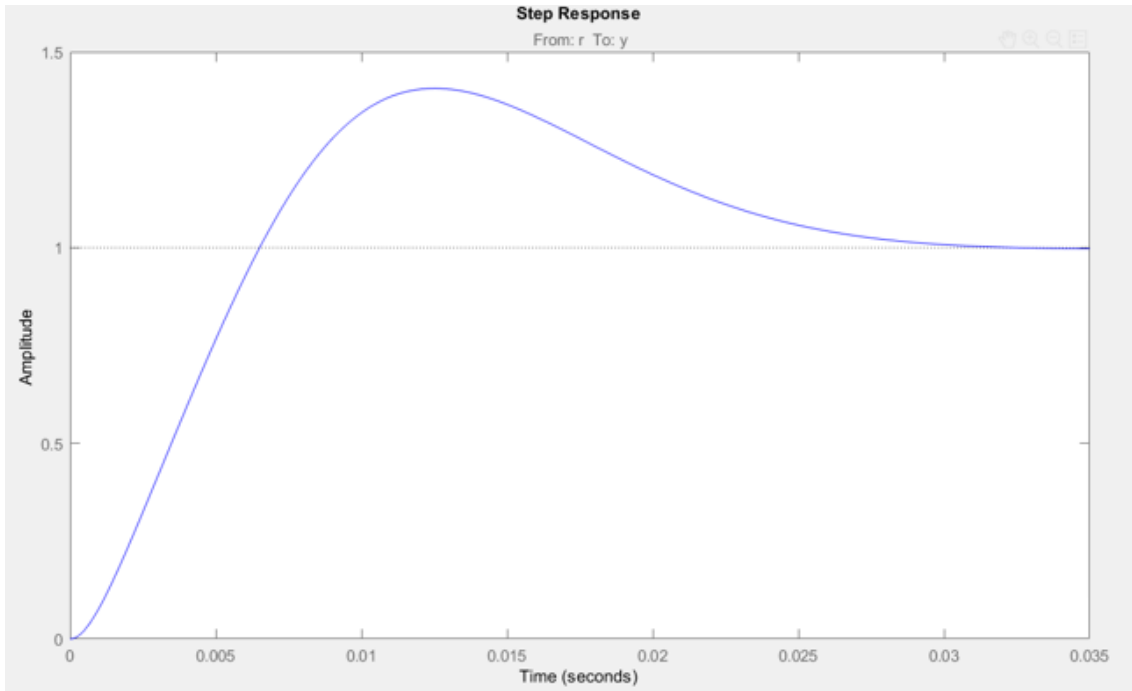


Figura 7.15: Respuesta lazo cerrado de tensión compensado

Se puede observar que, tal como se mencionó, el sobreimpulso asociado a este control es muy pronunciado, por lo que se diseña $G_{Lag}(z)$ con el fin de atenuar este efecto. Su función de transferencia es la mostrada en la ecuación (7.34).

$$G_{Lag}(z) = \frac{0.0008}{z - 0.9992} \quad (7.34)$$

De esta manera la respuesta del sistema se modifica a la mostrada a continuación:

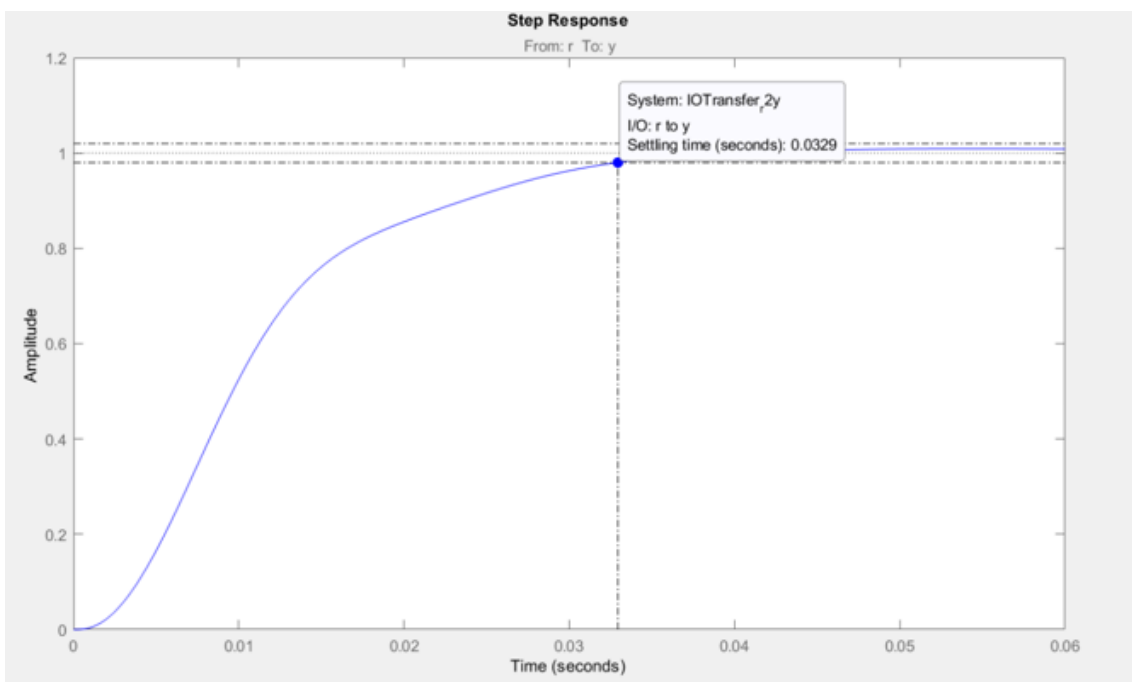


Figura 7.16: Respuesta lazo cerrado de tensión compensado con atenuación de sobreimpulso

Para comprobar el funcionamiento del compensador, se procede a simular el sistema completo (con el control de corriente interno incluido) con la herramienta *Simulink*. Para ello, se define un *step* de tensión de 450V a 415V en $t=0.2s$. El resultado se aprecia en la Figura 7.17.

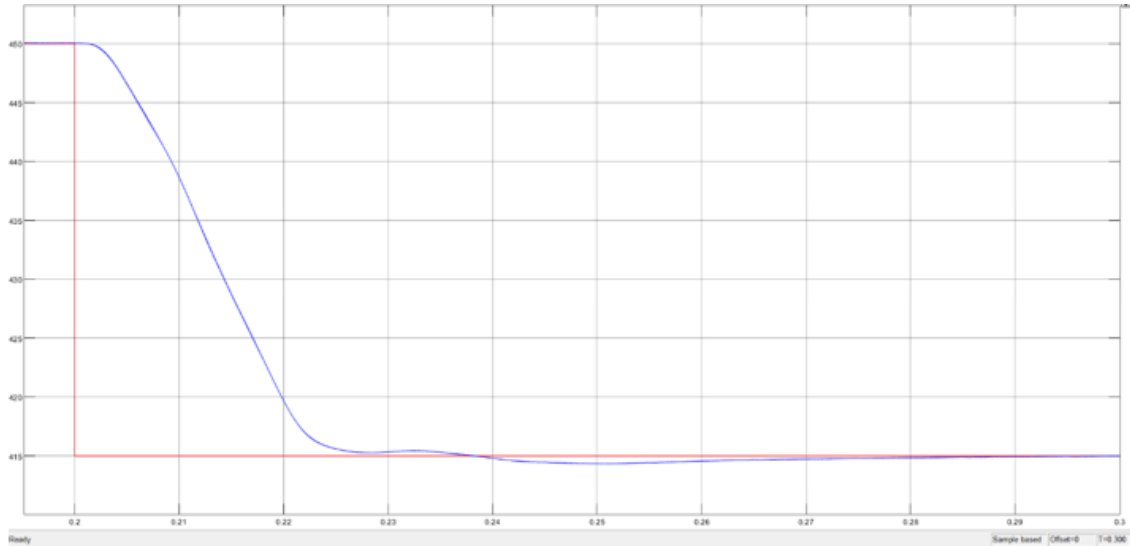


Figura 7.17: Respuesta temporal control de corriente

Se puede apreciar en la imagen cierta oscilación al alcanzar por primera vez el valor final de tensión. Esto es debido a las simplificaciones realizadas en el lazo de control, si bien se puede observar que estas oscilaciones no exceden del 2% del *step*, por lo que no implican un tiempo de establecimiento más lento.

8 Diseño del Sistema: Caso Trifásico

Para el diseño del control trifásico se tomará como base el realizado en el caso monofásico. Las consideraciones y limitaciones anteriores se pueden aplicar a este caso considerando adecuadamente únicamente una de las tres ramas. Posteriormente se realizará una transformación alpha-beta para reducir el número de variables y poder aplicar controladores similares a los diseñados anteriormente.

8.1 Diseño de Bus de Continua

El diseño de condensador del bus DC se ciñe a la cantidad de energía máxima que deberá soportar por periodo de la señal. Tomando como base la ecuación básica de capacidad de un condensador [19], donde f representa la frecuencia de red.

$$C_{dc} = \frac{E}{V_{min}^2} = \frac{P}{f \cdot V_{DCmin}^2} \quad (8.1)$$

Donde P es la potencia nominal del sistema, f la frecuencia de trabajo (red) y V_{DCmin} el mínimo voltaje esperado en el bus DC (generalmente impuesto por la mínima tensión de entrada del inversor). Como se puede observar, la capacidad deberá estar dimensionada para el peor de los casos, es decir, cuando la tensión DC alcance su mínimo.

8.2 Diseño Filtro LCL

Tal y como se ha mencionado anteriormente, considerando cada fase por separado del sistema trifásico es posible diseñar el filtrado de manera análoga al caso monofásico. La Figura 8.1 y la Figura 8.2 muestran este proceso. Nótese que para el caso simplificado se trabajará en variables de fase, no de línea.

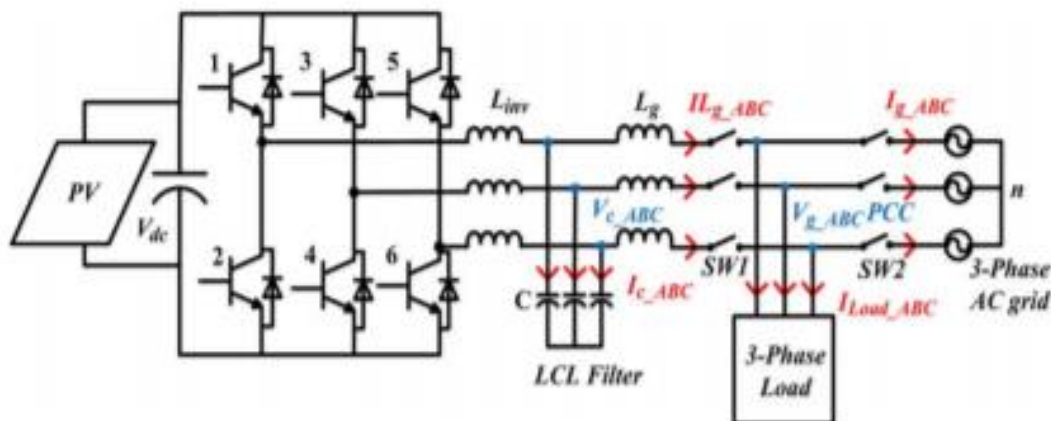


Figura 8.1: Esquema sistema con filtro LCL trifásico. Fuente: [20]

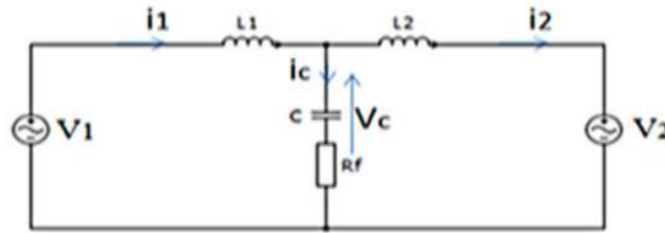


Figura 8.2: Sistema trifásico simplificado a una fase. Fuente: [20]

8.2.1 Componentes del Filtro

Con las simplificaciones previamente realizadas, se pueden aplicar directamente las estrategias de diseño del caso monofásico, teniendo en cuenta que se trabaja con valores de fase y muy importante, que la corriente que circula tanto por fase como por línea (dada la distribución estrella) es la misma, por lo que las limitaciones de corriente mostradas en las ecuaciones (7.10) y (7.11) deberán ponderarse por un factor 1/3 (una fase en lugar de tres). Así pues, las ecuaciones de diseño del filtro quedan como se muestran a continuación:

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{6f_{sw} \frac{V_{i1máx}}{3}} \quad (8.2)$$

La ecuación de la inductancia de salida se puede aproximar de la siguiente forma [20], donde k_a es el factor de atenuación de la corriente de salida.

$$L_2 = \frac{1 + \sqrt{\frac{1}{k_a^2}}}{C_{dc}\omega_{sw}^2} \quad (8.3)$$

El valor del condensador, basado en el consumo de reactiva, es el mismo que en la ecuación (7.7). El mismo caso procede para la resistencia de *damping*, cuya ecuación se muestra en la ecuación (7.16)

8.2.2 Obtención de los valores del Filtro

La siguiente tabla muestra los valores del entorno de trabajo del filtro, de donde se establecerán los valores de los distintos componentes.

Tabla 8.1: Valores nominales del filtro

P_n	3500 W
V_g	$240/\sqrt{3}$ V _{rms}
I_n	12.34 A
V_{dc}	400 V
f	50 Hz
f_{sw}	10 KHz
f_s	100 KHz

$\Delta i_{\text{máx.}}$	0.2/3
--------------------------	-------

Siguiendo con la estructura del apartado anterior, se procede al cálculo de la capacidad del filtro:

$$C = \frac{0.02 * 3500}{2 * \pi * 50 * \left(\frac{240}{\sqrt{3}}\right)^2} = 10.53 \mu F \quad (8.4)$$

El siguiente paso es el cálculo de la inductancia de entrada y salida:

$$L_1 = \frac{400}{6 * \frac{0.2}{3} * 12.34 * 10000} = 30 \text{ mH} \quad (8.5)$$

$$L_2 = \frac{1 + \sqrt{\frac{1}{0.2^2}}}{10.53 * 10^{-6} * (2\pi 10000)^2} = 144 \mu H \quad (8.6)$$

En último lugar, el cálculo de R_D .

$$R_D = \frac{1}{3 * \sqrt{\frac{30 + 0.144}{30 * 0.144 * 10.53 * 10^{-9}} * 10.53 * 10^{-6}}} = 1.23 \Omega \quad (8.7)$$

Con estas consideraciones se vuelve a tener caracterizado el comportamiento del filtro.

8.3 Diseño Algoritmo de Control

Siguiendo la estrategia de aprovechar la estructura del diseño monofásico, en este caso se realizará una transformación alpha-beta de las variables trifásicas de tensión y corriente de red, con el fin de aplicar controladores similares a las nuevas variables extraídas. Además, se realiza el control de variables por unidad (p.u.).

La Figura 8.2 muestra el esquema de control que se va a utilizar en este apartado. Como se puede observar es muy similar al del caso monofásico, pero incluyendo la transformación alpha-beta de las componentes de red. Nótese cómo ambas componentes están totalmente desacopladas y su control se realiza de manera igual e independiente.

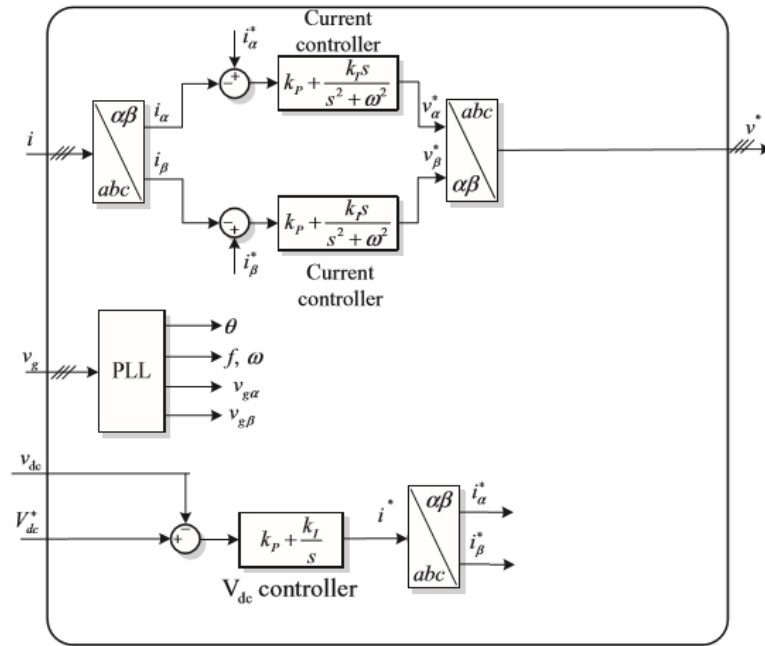


Figura 8.3: Esquema de control trifásico. Fuente: Modificación de [12]

8.3.1 Lazo de Corriente

Dada la transformación alpha-beta, se tienen dos componentes de corriente que controlar. La ventaja reside en que, al ser independientes y senoidales, se pueden tratar por separado de la misma manera que en el caso monofásico, por lo que el diagrama de la planta es el mismo que el mostrado en la Figura 7.9.

Sin embargo, la relación entre el lado DC y AC en el caso monofásico y trifásico no es igual, por lo que se deberán tener estos sucesos en cuenta a la hora de realizar la compensación.

El efecto más influyente es el de la aparición de corrientes armónicas de circulación por el filtro que deterioran considerablemente la señal de salida. La Figura 8.4 muestra este problema. En ella se observa cómo los armónicos impares no múltiplos de tres (de la frecuencia de red) son los causantes de la distorsión de corriente a la salida.

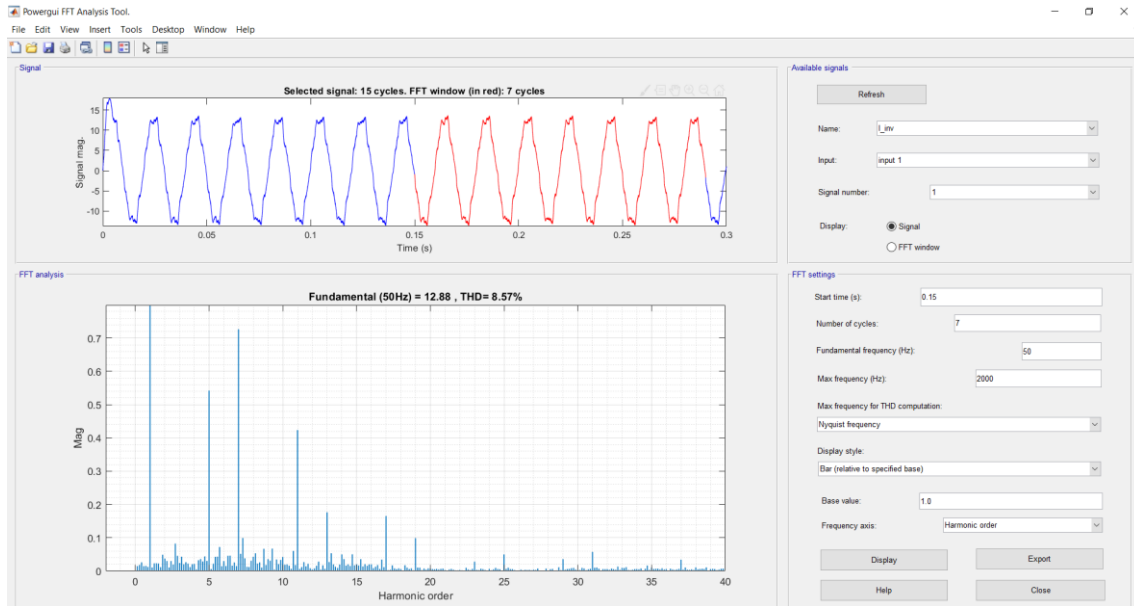


Figura 8.4: Problema de armónicos a la salida

Para solucionar este inconveniente, tomando como referencia la metodología del control resonante, se procede a atenuar selectivamente los armónicos más problemáticos (quinto, séptimo y undécimo) mediante la técnica de compensación armónica resonante [21]. La ecuación que rige su comportamiento es la misma que de un controlador resonante, mostrada en (8.8), y se basa en su mismo funcionamiento: alta ganancia a frecuencias seleccionadas que ayuden a un correcto seguimiento en estas frecuencias problemáticas.

$$H_{PR}(s) = K_{PR} + \frac{K_R B_R s}{s^2 + B_R s + \omega_R^2} \quad (8.8)$$

La Figura 8.5 muestra el ejemplo de implantación de esta técnica en el lazo de corriente.

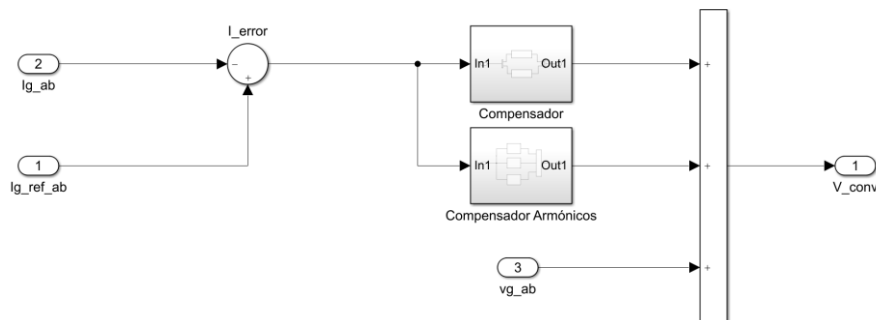


Figura 8.5: Compensación armónica en lazo de corriente

La Tabla 8.2 muestra los valores de ajuste de los controladores mencionados, teniendo en cuenta que se realizan un total de 4 controladores resonantes por componente alpha-beta: fundamental, quinto, séptimo y undécimo armónico.

Tabla 8.2: Valores de Filtro Resonante con compensador de armónicos

K_{PR1}	0.3
------------------------	-----

h	5,7,11
K_{PRh}	5
K_R	100
K_{Rh}	30
B_R, B_{Rh}	3 Hz
f_R	50 Hz
f_{Rh}	H* f _R

Para comprobar la efectividad del diseño de controladores realizado, se realiza una simulación de seguimiento de corriente, donde la consigna pasa de 0.8 a 1 p.u. amperios (véase Tabla 8.1 para valores nominales) en $t=0.15s$. Como se puede observar en la Figura 8.6, la respuesta (verde) es bastante precisa respecto a la referencia (azul), atenuándose los problemas de armónicos antes mencionados.

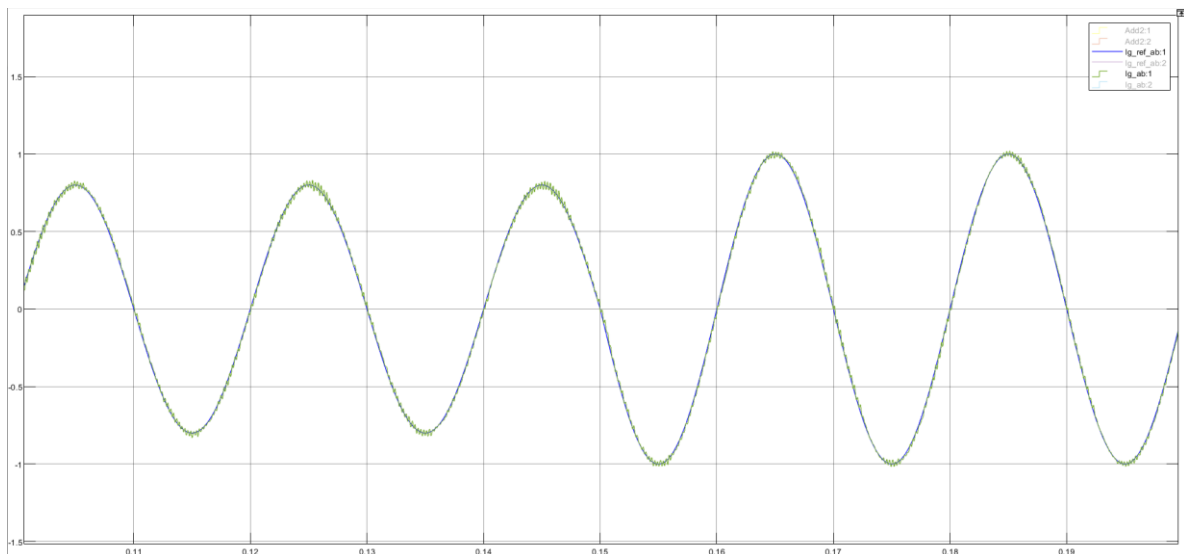


Figura 8.6: Respuesta lazo de corriente

8.3.2 Lazo de Tensión

La principal ventaja del caso trifásico respecto al monofásico es la ausencia de la componente a doble tensión de red provocada por el lado AC, lo que evita por un lado tanto problemas de sobreimpulso como de seguimiento. De esta manera, el diagrama de bloques presentado en la Figura 7.13 se reduce a únicamente un controlador PI (con control *feedforward estático*) capaz de realizar el seguimiento de tensión, tal y como muestra la Figura 8.7. Como se puede observar, presenta la misma estructura, pero bastante más simplificada, del caso monofásico.

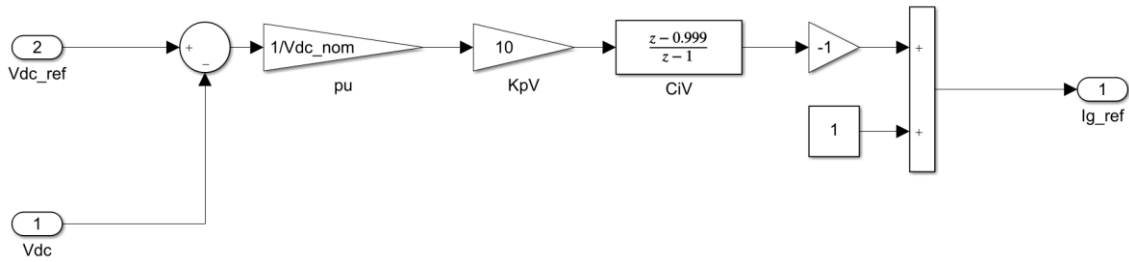


Figura 8.7: Control PI de voltaje DC

Mostrado en la figura de arriba, el controlador PI utilizado está fuertemente basado en el del caso monofásico, requiriendo principalmente retoques en ganancia debido a las dinámicas DC-AC trifásicas (potencia/fase):

$$C_v(z) = 10 * \frac{z - 0.999}{(z - 1)} \quad (8.9)$$

Como simulación se realiza una prueba de paso de tensión DC de 470 a 450 voltios en $t=0.15s$, la cual se muestra en la Figura 8.8. En ella se puede apreciar la práctica ausencia de sobreimpulso (no alcanza los 5V respecto a 470V en arranque), cumpliéndose los estándares de recuperación mencionados en el apartado monofásico.

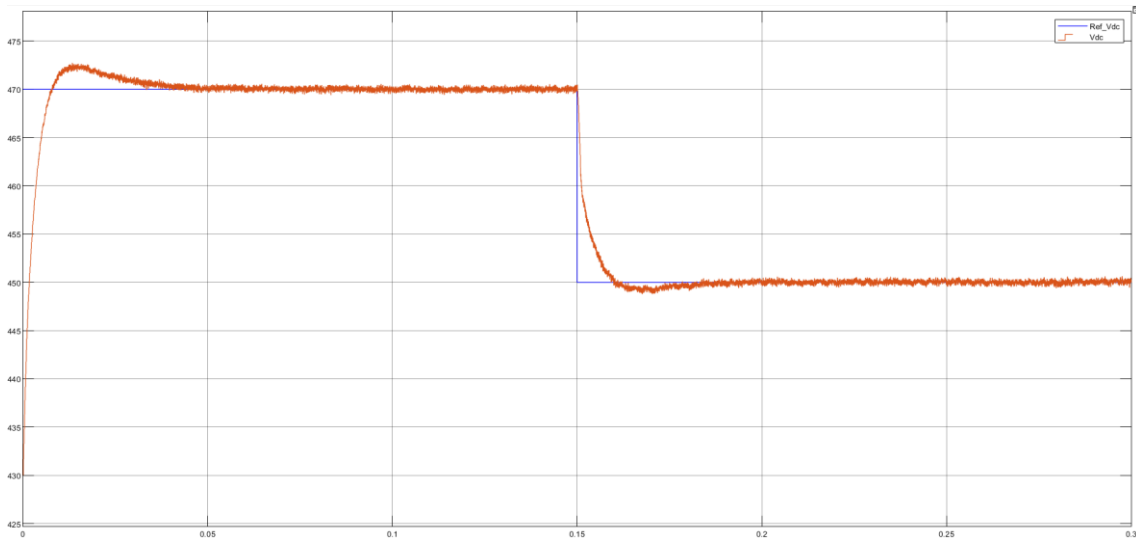


Figura 8.8: Respuesta control de tensión

9 Diseño del Algoritmo de Seguimiento de Potencia Adaptativo

9.1 Introducción y Base de Estudio

Una vez diseñados los controladores para asegurar la estabilidad y velocidad de respuesta del sistema, es hora de establecer la lógica de seguimiento de potencia del sistema.

Como se ha explicado en apartados anteriores, el seguimiento de potencia se realizará mediante la técnica Perturbe&Observe, la cual consiste en ir observando la variación de potencia entregada por el panel fotovoltaico y en función de esta ir asignando consignas de tensión DC hasta llegar al nivel de potencia generada deseado.

La Figura 9.1 muestra las variables que intervienen en la toma de decisión del algoritmo, particularizada para el caso trifásico. En ella se observa la dependencia del algoritmo de variables del sistema como la tensión y corriente DC (V e I , respectivamente) y la potencia de carga (P_{load}), además de una variable de arranque (se explicará más adelante) y la elección de seguimiento MPPT/SPPT.

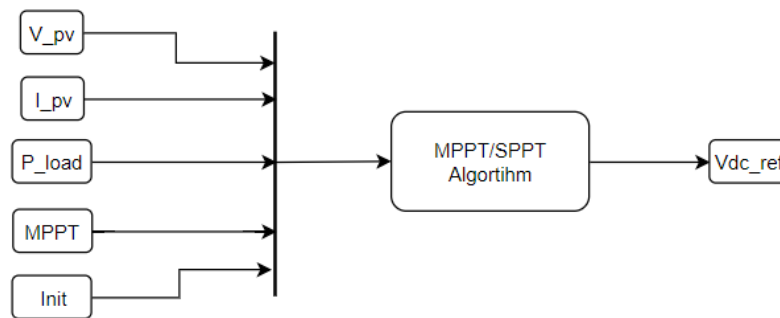


Figura 9.1: Técnica Perturbe&Observe

Esta lógica de seguimiento es común tanto al caso monofásico como al trifásico, aunque como se verá más adelante, se diferenciará en ciertos aspectos debido a las correspondientes dinámicas de cada caso.

El objetivo del documento es un seguimiento de potencia de carga que garantice un vertido cero de corriente en red. Para ello se toma como base el seguimiento MPPT, controlando la generación de potencia activa mediante consignas de voltaje, las cuales vienen caracterizadas internamente por las siguientes variables:

- ***D***: Consigna de voltaje DC de referencia para el controlador de voltaje.
- ***Dinit***: Voltaje DC inicial.
- ***Dmin* y *Dmax***: Límites de voltaje operacional del inversor.
- ***Delta_D***: Variación de voltaje realizada por el control en cada periodo de muestreo.

9.2 Problemática de Seguimiento

Con los conceptos explicados se define un marco de funcionamiento de los algoritmos MPPT y SPPT, que como fue previamente explicado, se basa en la curva P-V del panel fotovoltaico.

La Figura 9.2 muestra el comportamiento P-V del array solar ante distintos valores de irradiancia solar (1000, 800, 600, 400 y 200 W/m²). En ella es muy importante observar que los voltajes de máxima potencia (picos de curva P-V) se encuentran muy próximos

entre sí. Sin embargo, en una aplicación SPPT el punto de potencia de carga no tiene por qué encontrarse próximo al punto MPPT.

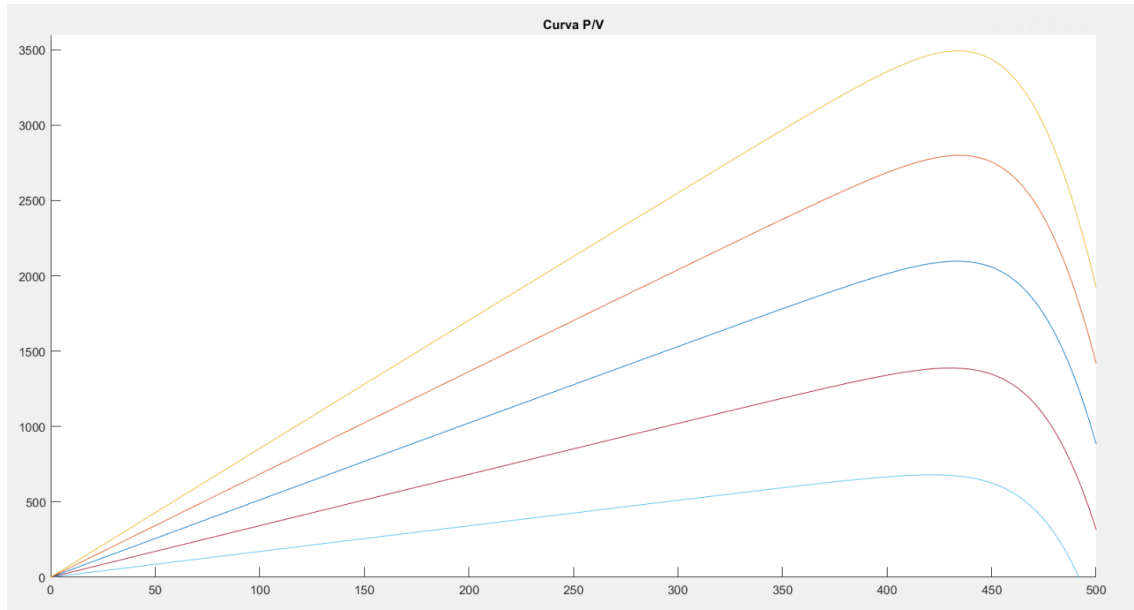


Figura 9.2: Curva PV panel fotovoltaico

La importancia de lo anteriormente explicado reside en los límites de trabajo del inversor solar, aplicado al caso SPPT, en el cual la metodología se basa en variar el voltaje DC de su punto de máxima potencia para ajustarse a la demanda de la carga. Se puede observar que, trabajando en zona lineal (Figura 6.11), para conseguir variaciones significativas de potencia se requieren grandes variaciones de voltaje. Estas variaciones de voltaje influyen directamente en el tiempo de establecimiento del sistema.

Dentro de esta problemática existen dos parámetros de gran relevancia:

- **Potencia de Carga:** Se puede observar en la figura de arriba que, al tener que funcionar el inversor en un determinado rango de funcionamiento (típicamente 380-480 voltios), no se podrán conseguir grandes variaciones de potencia en generación trabajando en zona lineal.
- **Variación de Voltaje:** La variable ΔD cobra gran importancia como medida para recuperar las grandes variaciones de voltaje a corregir entre dos puntos de funcionamiento P-V. Esta variable, por lo tanto, debe adquirir un comportamiento dinámico en función del punto de trabajo del sistema.

Como conclusión, se extrae que el rango de funcionamiento SPPT posee una serie de limitaciones que deben ser solventadas para conseguir una viable implementación, sobre todo la parte correspondiente al dimensionamiento de carga, el cual es muy estricto y se ciñe a valores muy concretos de irradiancia.

9.3 Control Adaptativo Propuesto

Como solución a los problemas previamente mencionados, se propone un *step* adaptativo de tensión en función del punto de trabajo, situándose además en la zona exponencial de la curva P-V. El objetivo es conseguir un abanico de operación energético

mucho más amplio que en el caso de trabajo en zona lineal, y corregir defectos de la zona exponencial como pueden ser caídas bruscas de potencia mediante el *step* adaptativo mencionado. En la Figura 9.2 se puede observar cómo este efecto es posible, situándose siempre dentro de los límites de operación de voltaje del inversor.

En el Anexo A: Algoritmo MPTT se presenta el algoritmo MPPT Perturbe&Observe tomado como base para la simulación [22]. A partir de él se realizarán las modificaciones necesarias para trabajar en SPPT en zona exponencial con *step* de voltaje adaptativo. Cabe mencionar que la técnica de detección de potencia sigue siendo Perturbe&Observe, por lo que se seguirán utilizando las consignas que tengan como base esta técnica.

9.3.1 SPPT en Zona Exponencial

En primer lugar, para poder diferenciar los dos modos de operación de inversor, se crea una nueva variable llamada *MPPT* la cual indica con un “1” si el inversor está trabajando en seguimiento de máxima potencia, o un “0” si están trabajando en seguimiento de carga. Por lo tanto, al código ya existente únicamente hay que añadirle la nueva operativa de funcionamiento en zona exponencial para SPPT, que se basa en las siguientes premisas:

1. Como se busca trabajar en zona exponencial, el algoritmo evitará en todo momento situarse en zona lineal, por lo que el inversor trabajará como mínimo (en cuanto a voltaje se refiere) en el punto de la curva de máxima potencia.
2. El algoritmo precisa de una referencia respecto a la potencia demandada por la carga, la variable *dp_ref* indica esta diferencia (potencia actual menos potencia de carga).
3. El punto SPPT siempre se encontrará por debajo del MPPT (zona exponencial). Por lo tanto, para bajar en potencia el sistema sólo debe subir el nivel de voltaje, y para subir deberá reducirlo. Con estas premisas el punto de trabajo oscilará respecto al punto SPPT como lo haría en el caso MPPT.
4. En ningún momento se deberán sobrepasar los límites de voltaje de entrada DC del inversor.

Con estas consideraciones se procede a la modificación del código para incluir la funcionalidad SPPT deseada. A partir de ahora se utilizará la nomenclatura de zonas SPPT según las 4 zonas mostradas en la Figura 6.11.

El código realizado se muestra en la Figura 9.3. Se puede apreciar el objetivo de evitar la zona lineal (1 y 3) subiendo el voltaje siempre que se encuentre en esa zona. Es de especial interés el caso de encontrarse el punto P-V en zona 1, ya que el recorrido podría suponer tener que pasar por zona MPPT. Aquí reside la importancia de evitar en todo momento la zona lineal.

```

if dP ~= 0
    if MPPT ==1                                %MPPT
        if dP > 0
            if dV > 0
                D = Dold + deltaD;
            else
                D = Dold - deltaD;
            end
        else
            if dV > 0
                D = Dold - deltaD;
            else
                D = Dold + deltaD;
            end
        end
    else                                        %Seguimiento Potencia de Referencia
        if dP_ref < 0                          %zonas 3 y 4
            if dP > 0                          %dirección correcta, nos acercamos a Pload
                if dV > 0                      %zona 3
                    D = Dold + deltaD;
                else                            %zona 4
                    D = Dold - deltaD;
                end
            else                                %dirección incorrecta, nos alejamos de Pload
                if dV > 0                      %zona 4
                    D = Dold - deltaD;
                else                            %zona 3
                    D = Dold + deltaD;
                end
            end
        else                                    %zonas 1 y 2
            D = Dold + deltaD;                 %independientemente de la zona (1 o 2)
        end                                    %hay que subir tensión hasta bajar a Pload
        end                                    %ya que no se puede estar en zona lineal
    else
        D = Dold;
    end
end

```

Figura 9.3: Algoritmo SPPT

9.3.2 Step de Voltaje Adaptativo

Una vez completada la lógica de seguimiento de potencia, es necesario realizar un ajuste dinámico el *step* de voltaje usado en el algoritmo. La motivación de esta decisión son los amplios rangos de voltaje que la consigna de tensión tiene que recorrer según las circunstancias, especialmente en transiciones SPPT-MPPT y viceversa. Este ajuste no puede ser estático (variable estática) debido a estas razones:

- ***delta_D bajo***: Transiciones de irradiancia o MPPT-SPPT muy lentas, sistema en modo inyección cero estaría inyectando (o recibiendo) corriente de la red hasta alcanzar estado estacionario.

- ***delta_D alto***: Respuesta a transiciones rápidas, cumpliendo estándares de estabilización. Sin embargo, en estado estacionario la oscilación en tensión respecto al punto de trabajo sería muy elevada.

Teniendo estas consideraciones en cuenta, el valor de *delta_D* debe depender de si el sistema se encuentra en una transición de voltaje considerable o en estado estacionario. Con el objetivo de controlar estas dinámicas, se crean las siguientes variables:

- ***N_Registro***: Historial de valores de potencias con el fin de dimensionar las variaciones de potencia que se producen. Esta variable indica en número de muestras almacenadas.
- ***Pload[N_Registro]***: Historial de valores de potencias.
- ***dP_Ref***: Diferencia entre potencia y potencia de referencia actuales (carga)
- ***dif_h***: Mide la magnitud de la variación de potencia entre el historial y la actual. Se rige por la siguiente ecuación:

$$dif_h = N_{Registro} * P - \sum_{n=1}^{N_{Registro}} Pload[n] \quad (9.1)$$

- ***pond***: Ponderación de *dif_h*. Se realiza principalmente debido al rizado de tensión producido por el algoritmo, haciendo que puedan existir bajadas o subidas en tensión que no deban ocurrir debido a condiciones muy puntuales de operación.

Teniendo en cuenta estas variables, se establece entonces un acondicionamiento del sistema previo a la actuación de este, que consiste en completar un histórico de potencias que sirvan como referencia para la actuación. Este historial también tiene un carácter dinámico, almacenando siempre las últimas *N_Registro* muestras.

Por otro lado, también se deben tener una serie de precauciones a la hora del diseño. Como se ha mencionado, las zonas de trabajo 1 y 2 son de mucha importancia en este sistema, ya que un paso puntal por el punto MPPT estando en SPPT (debido a variaciones de irradiancia, etc...) puede provocar picos de potencias que serían inyectados en la red. Con este objetivo siempre se evitará la estancia en zona lineal, además de controlar el step de voltaje en subidas de potencia no deseadas/esperadas por el algoritmo debido a causas externas.

El código que modela este comportamiento se muestra en la Figura 9.4. La estrategia se ha basado en detectar subidas y bajadas de potencia y actuar según corresponda. En caso MPPT y cuando la potencia se mantenga estable, el step se mantendrá en su valor nominal.

```
P= V*I;
dV= V - Vold;
dP= P - Pold(1);
dP_ref= P - Pload;
dif_h = N_Registro*P - sum(Pold);      %diferencia de potencia entre historial y actual

if MPPT == 0
    if dP_ref > 0
        %Transicion MPPT->SPPT o
        if dif_h > pond*N_Registro*abs(dP)
            deltaD=0.01;      %se detecta gran subida de potencia, no deberia ocurrir
        elseif dif_h < (-pond*N_Registro*abs(dP))
            deltaD=0.01;      %gran bajada de potencia (SPPT baja la irradiancia), ajustamos
        else
            deltaD=0.003;      %potencia estable
        end
    else
        if dif_h > pond*N_Registro*dP %se detecta gran subida de
            deltaD=0.01;      %potencia (SPPT sube la irradiancia), ajustamos
        elseif dif_h < (-pond*N_Registro*abs(dP))
            deltaD=0.01;      %gran bajada de potencia, no deberia ocurrir
        else
            deltaD=0.003;      %potencia estable
        end
    end
end
deltaD=0.003;      %OJO!!! Punto SPPT nunca se encontrará por encima de MPPT
                  %Además, si en transicion SPPT->MPPT está por debajo de Pload
                  % (dP_ref<0), ya trabajará por defecto EN MPPT

end
```

Figura 9.4: Código de step adaptativo de voltaje

10 Simulaciones

En este capítulo se procede a la simulación del sistema diseñado en los apartados anteriores. La simulación se realiza mediante la herramienta *Simulink* de Matlab, y se estudiarán las respuestas de las distintas etapas del sistema ante un determinado perfil de irradiancia, en los distintos modos de trabajo estudiados (MPPT y SPPT). En este apartado se ha descartado el estudio de variación de temperatura, debido principalmente a su leve desviación temporal, siendo el caso de la irradiancia el que exige la mayor respuesta dinámica del sistema.

Un ajuste realizado para la correcta simulación del sistema es la inclusión de una etapa inicial de arranque, determinado por la variable *Inicio*. Esta variable marca el comienzo de las consignas de seguimiento MPPT/SPPT una vez el tiempo de simulación alcance los 150 ms. El objetivo de este sistema de arranque es el de evitar transitorios iniciales debido a la falta de puesta a punto de los controladores y demás elementos del sistema. Por otro lado, la carga contará con una demanda de potencia de 2.5 kW.

10.1 Perfiles de Irradiancia

Con el fin de comprobar la respuesta del sistema ante distintos escenarios, se plantean distintos perfiles de irradiancia que se ajusten a mostrar el comportamiento específico de un determinado modo de trabajo, tanto SPPT, MPPT y el paso frontera de un modo de trabajo a otro. Por lo tanto, se contará con un total de 4 perfiles de irradiancia.

1. **Perfil MPPT:** Este resulta el caso estándar de funcionamiento del inversor, en el cual se encuentra trabajando mediante el algoritmo de seguimiento de máxima potencia. Los niveles de irradiancia variarán bruscamente buscando las dinámicas del sistema ante estos cambios. En la Figura 10.1 se observa la disposición de este perfil. Se ha elegido un paso de 1000-500-250-750 W/m². Nótese el suavizado de pendiente utilizado (no son consignas escalón) y la variación de tiempo de estado de reposo en función del nivel de irradiancia.

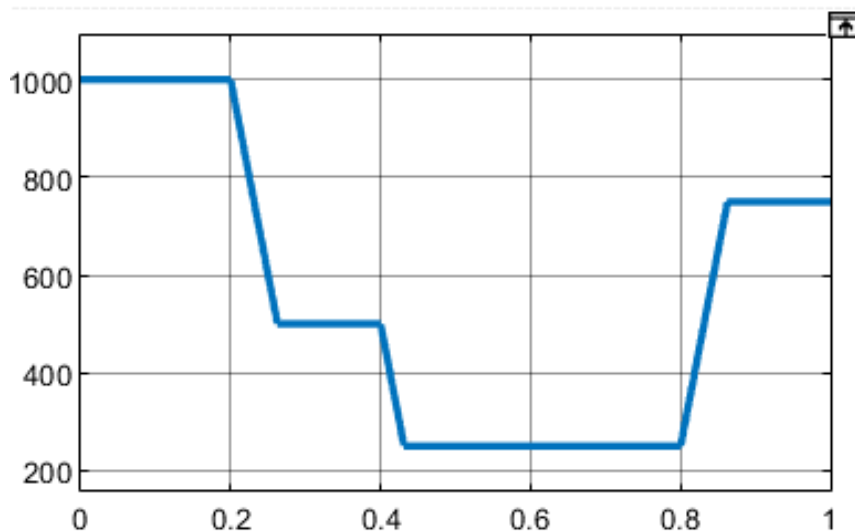


Figura 10.1: Perfil MPPT

2. **Perfil SPPT:** En este caso los niveles de irradiancia estarán más centrados en mostrar el rango de funcionamiento en vertido cero del algoritmo SPPT. También se incluyen consignas en las que el panel fotovoltaico genere un exceso de energía y también cuando no se capaz de alcanzar el nivel de potencia demandado.

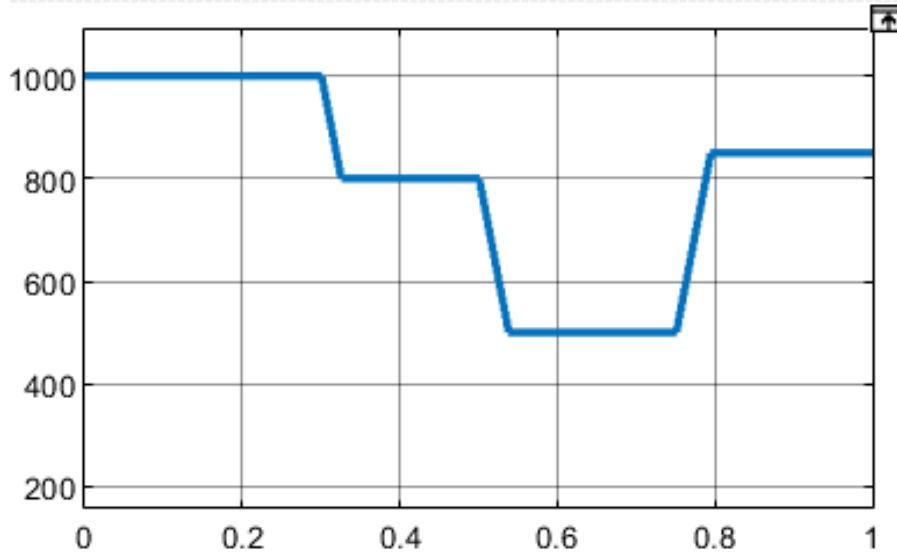


Figura 10.2: Perfil SPPT

3. **Perfil Transición:** En este caso la irradiancia se centrará en mostrar la transición entre modo MPPT a SPPT y viceversa (en este orden). El objetivo es observar las dinámicas del algoritmo cuando se producen variaciones considerables de consignas de voltaje, mostrándose en la Figura 10.3. Por otro lado, la Figura 10.4 muestra cómo alterna el sistema entre MPPT (1) y SPPT (0).

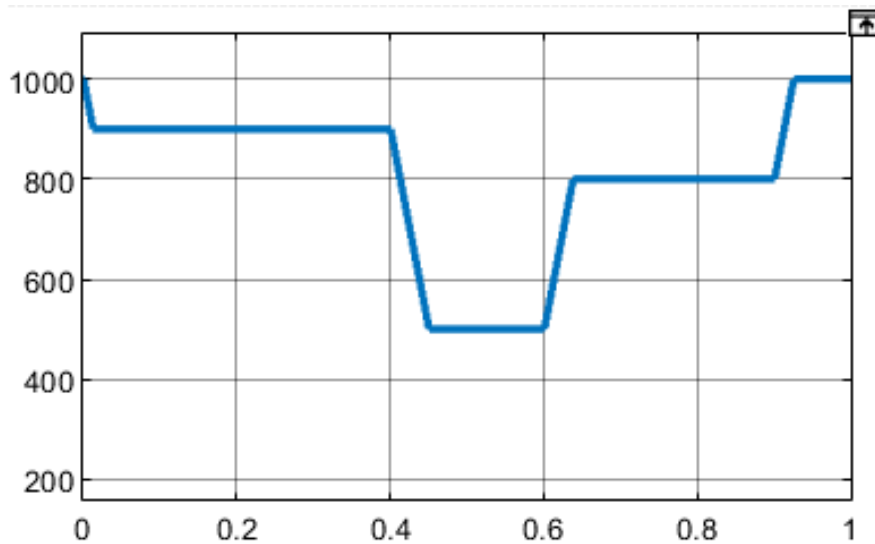


Figura 10.3: Perfil de irradiancia en transición

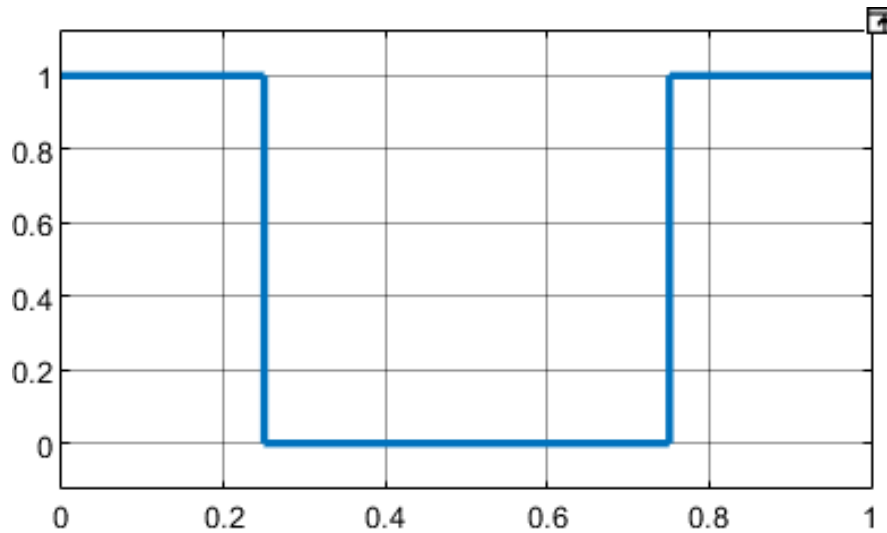


Figura 10.4: Perfil MPPT/SPPT

10.2 Simulación: Caso Monofásico

El diagrama de conexión de *Simulink* del sistema monofásico se muestra en la Figura 10.5. Las mediciones del sistema se centrarán en medir tanto tensión, corriente y potencia a ambos lados del inversor: en el lado DC y el en PCC (punto de conexión común carga-red).

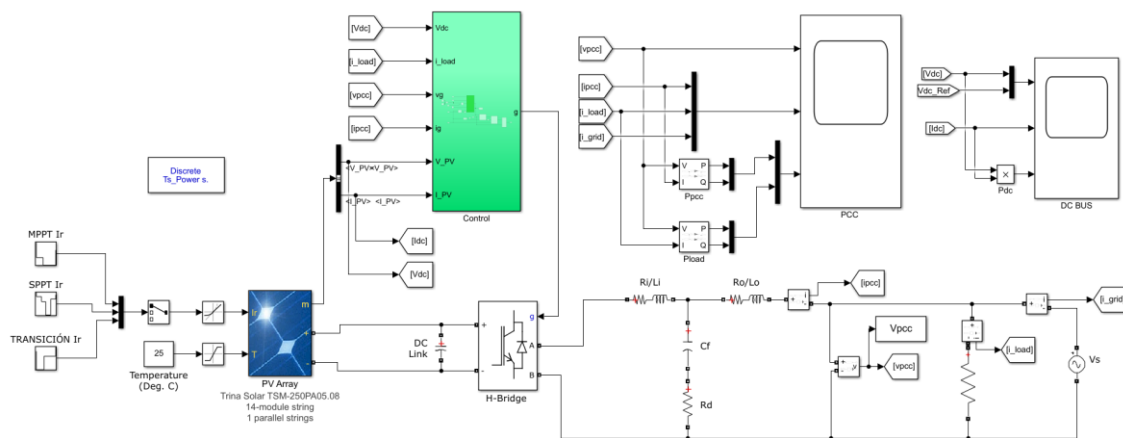


Figura 10.5: Diagrama de conexión monofásico

10.2.1 MPPT

En este caso el sistema monofásico extraerá la máxima potencia posible del panel fotovoltaico en función de su irradiancia.

10.2.1.1 Lado DC

En primer lugar, se centrará la simulación en la generación, es decir, el lado DC del panel fotovoltaico. La Figura 10.6 muestra el comportamiento de la tensión DC durante esta simulación. Se puede observar en ella claramente el rizado a doble frecuencia de red debido a la potencia del lado AC; a mayor magnitud de potencia (irradiancia), mayor

nivel de rizado. En este caso se aprecia como la magnitud de este rizado únicamente alcanza los 8 V, suponiendo un factor de rizado menor del 1% a máxima potencia (3500 W). También es destacable la influencia de este rizado en la propia consigna de tensión del algoritmo MPPT (D), también necesaria para mantener información en todo momento de la potencia generada.

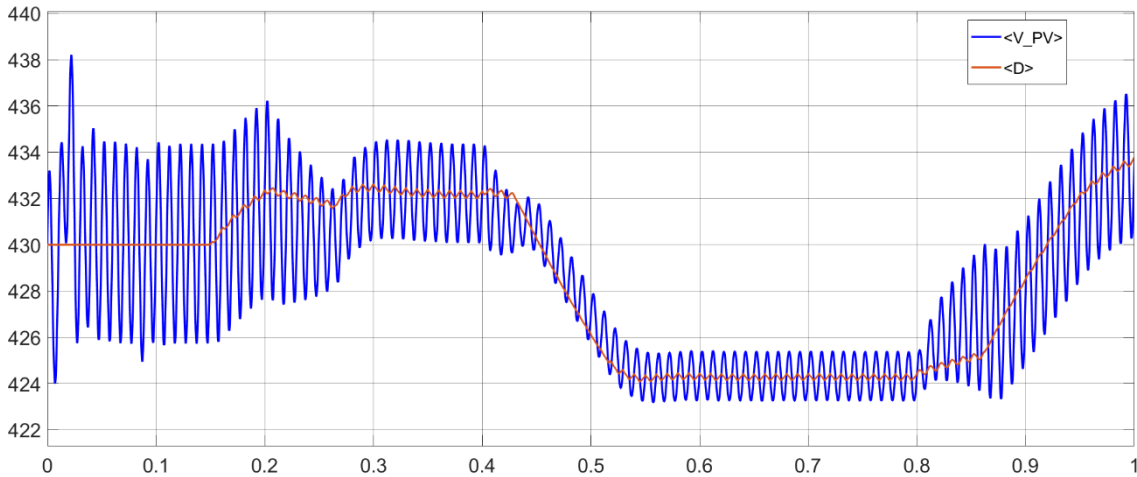


Figura 10.6: Simulación MPPT monofásica tensión DC

En siguiente lugar, la Figura 10.7 muestra la potencia generada por el panel fotovoltaico. Se aprecia el preciso seguimiento del sistema en función de las consignas enviadas por el controlador MPPT, resultando en una práctica copia en forma de la Figura 10.1. Se observa también un pequeño rizado a altas irradiancias y un leve sobreimpulso en el momento de arranque.

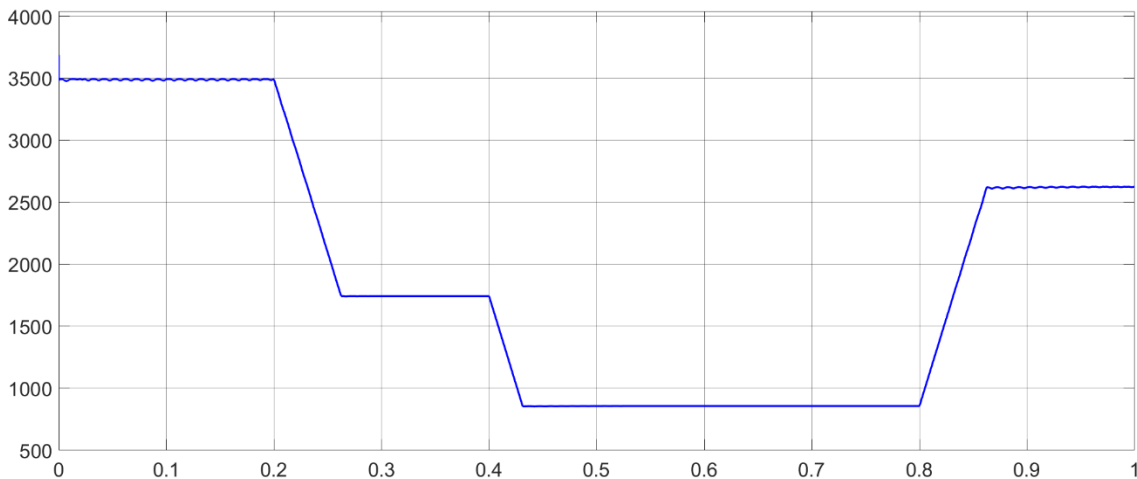
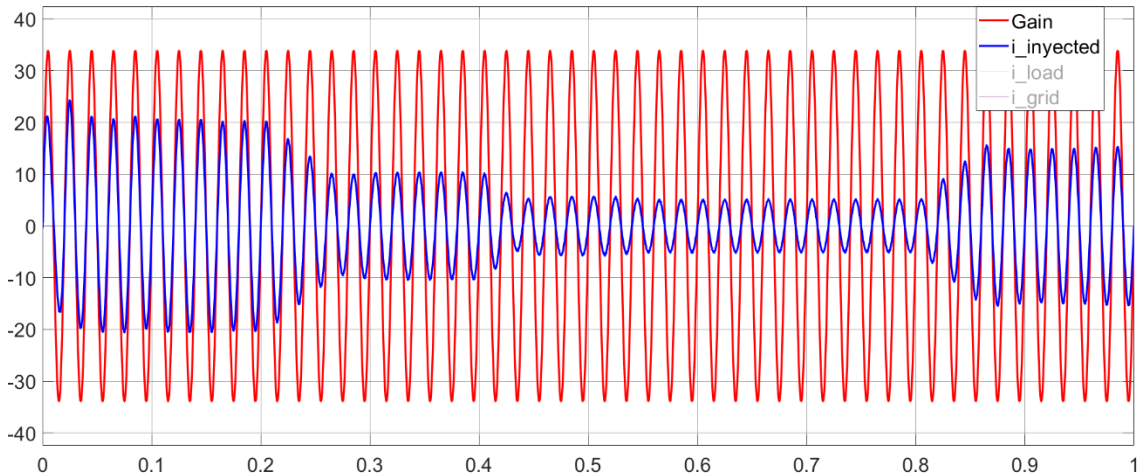


Figura 10.7: Simulación MPPT monofásica potencia generada

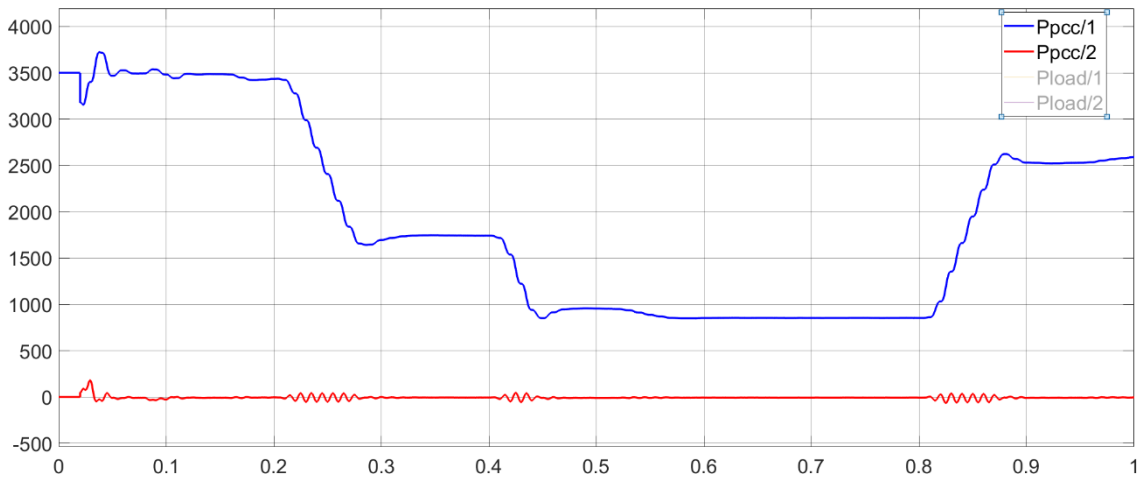
10.2.1.2 Lado AC

La simulación al otro lado del inversor se centra en conocer el efecto del control de corriente inyectada en el PCC y la potencia de este. Se recuerda que en caso MPPT y SPPT con exceso de energía, toda la corriente sobrante (o que falte) será introducida a la red (o de la red a la carga).

En la Figura 10.8 se muestra la corriente inyectada al PCC junto a la tensión de red en un factor 0.1, con el fin de observar el sincronismo entre ambas variables. Se puede apreciar, recordando la Figura 10.1, el efecto que produce el rizado de tensión en el control de corriente, donde los sobreimpulsos de tensión alcanzan su mayor nivel una vez se inicia/finaliza la variación de irradiancia.



El efecto anteriormente mencionado se aprecia con mayor claridad observando la potencia instantánea en el PCC, la cual se muestra en la Figura 10.9. Estas variaciones debidas al rizado de corriente provocan sobreimpulsos en la potencia entregada al PCC, los cuales han sido controlado para que no sobrepasen el umbral del 7% de tolerancia general de equipos y dispositivos conectados a red [16]. Por otro lado, se ha ajustado la corriente inyectada para intentar conseguir ausencia de potencia reactiva, la cual se puede observar que es nula en estado estacionario.



Con estas simulaciones se da por concluido en caso MPPT monofásico. De ellas se puede extraer la problemática que acarrea el rizado de tensión en el lado DC para el control efectivo de potencia inyectada en el PCC. Técnicas de monitorización avanzadas serían requeridas para aislar el comportamiento oscilatorio del lado DC sin perder control en la generación, o utilizar la vía rápida de condensadores DC más grandes, lo que puede resultar más costoso.

10.2.2 SPPT

En este caso se procede a la observación del algoritmo de seguimiento de potencia en carga, siguiendo la misma estructura del apartado anterior.

10.2.2.1 Lado DC

Los problemas del lado DC mencionados en el apartado anterior siguen persistiendo en este caso, donde son especialmente problemáticos debido al trabajo en zona exponencial. En la Figura 10.10 se observa el funcionamiento del algoritmo SPPT en el voltaje del bus de continua. En ella se pueden observar los siguientes sucesos:

- Hasta los 150ms periodo de estabilización del sistema
- Desde los 150ms a los 300ms se observa cómo el algoritmo alcanza su máximo de tensión permitida, es decir, no puede alcanzar el nivel de potencia de carga, por lo que trabaja al “mínimo” de potencia posible dado el nivel de irradiancia.
- Hasta los 500ms se encuentra en seguimiento de carga.
- En el siguiente intervalo, correspondiente a una irradiancia de 500 W/m^2 , se observa que el sistema recupera una gran cantidad de voltaje hasta llegar a voltaje de máxima potencia, al no poder asumir la demanda de la carga.
- El último intervalo corresponde a seguimiento de carga (cerca del límite).

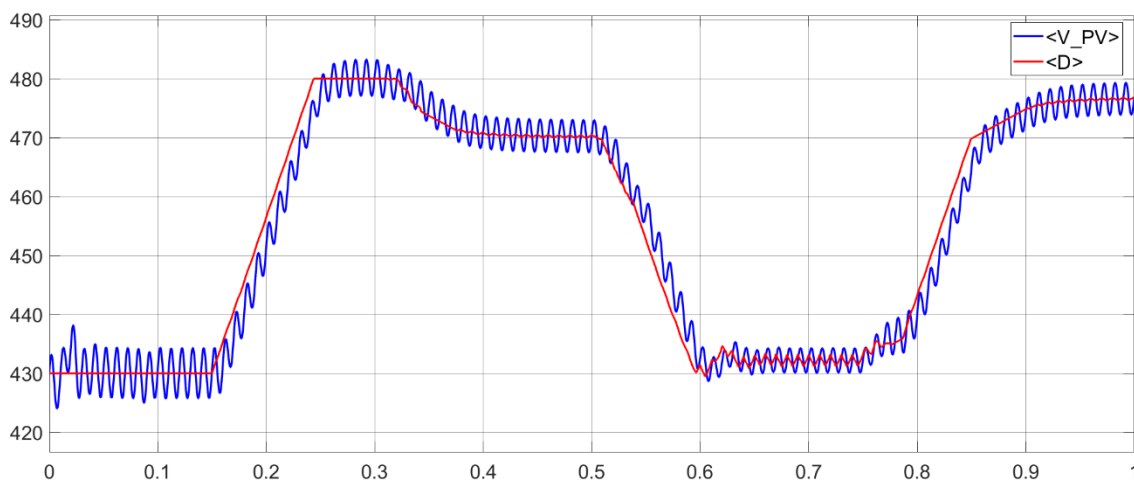


Figura 10.10: Simulación SPPT monofásica voltaje DC

En conjunto con la imagen anterior, se muestra la potencia del lado DC en la Figura 10.11. Se puede apreciar cómo el rizado de tensión, en conjunto con el trabajo en zona exponencial, provoca una notoria oscilación en el punto de trabajo del seguimiento de potencia de carga. Además, el retardo aplicado en el control de voltaje, mostrado en la ecuación (7.34), implica un desfase entre referencia y valor real que se traduce en los sobreimpulsos que aparecen en la figura.

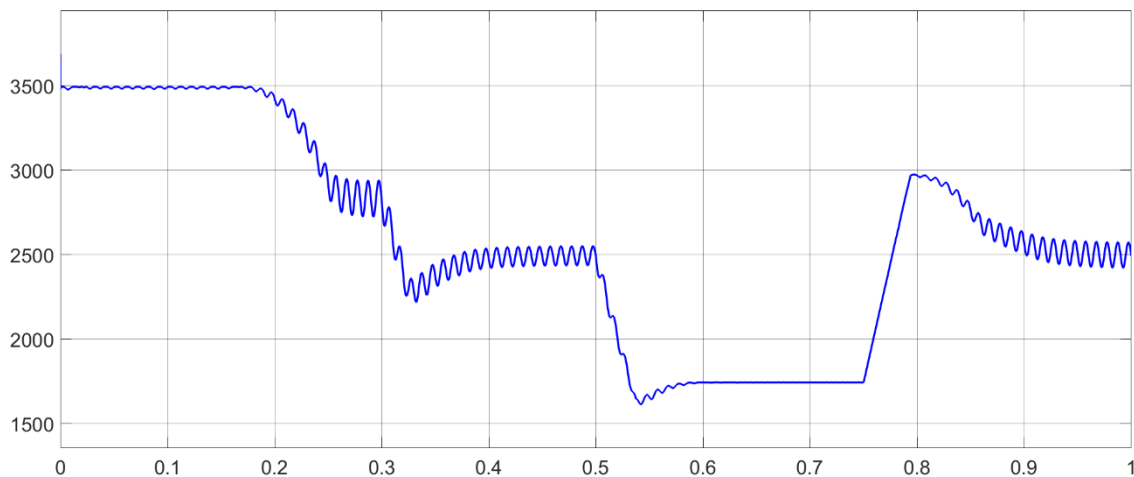


Figura 10.11: Simulación SPPT monofásico potencia DC

10.2.2.2 Lado AC

Los problemas del lado DC repercuten en el lado AC según muestra la Figura 10.12. Se puede apreciar la lenta respuesta en caso de inyección cero (teóricamente dos ciclos después de $t=300\text{ms}$ y $t=750\text{ms}$) y los sobreimpulsos en transiciones de voltaje.

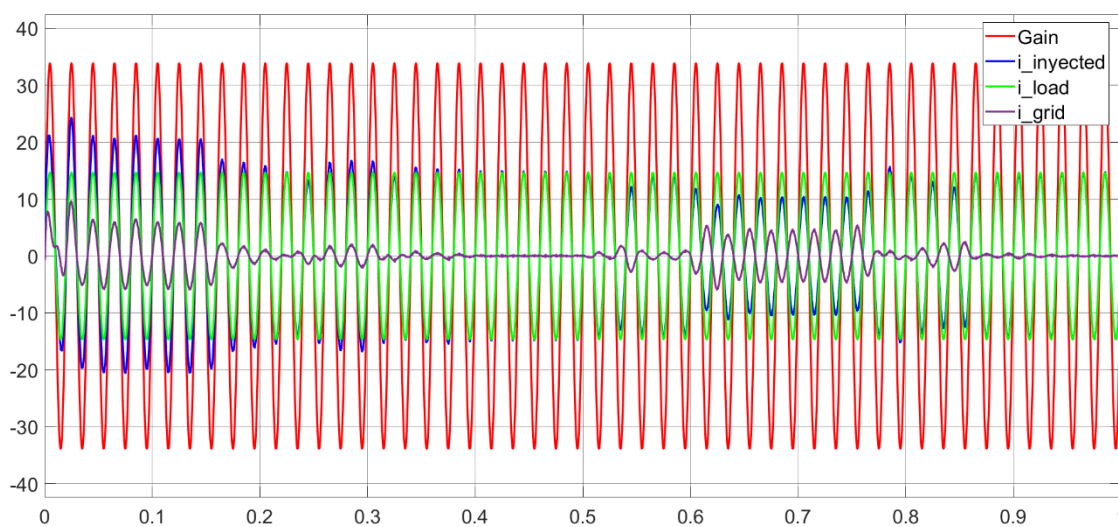


Figura 10.12: Simulación SPPT monofásico con corriente inyectada a PCC(azul), demanda por la carga (verde) e inyectada a red (morado)

Estos problemas de seguimiento se traducen en una potencia en PCC poco uniforme, caracterizada por su lentitud y sobreimpulsos, tal y como muestra la Figura 10.13. Si bien con el retardo en bucle de tensión se controla de manera eficiente la magnitud de los sobreimpulsos, estos poseen una duración muy elevada, afectado a la rapidez de seguimiento del sistema.

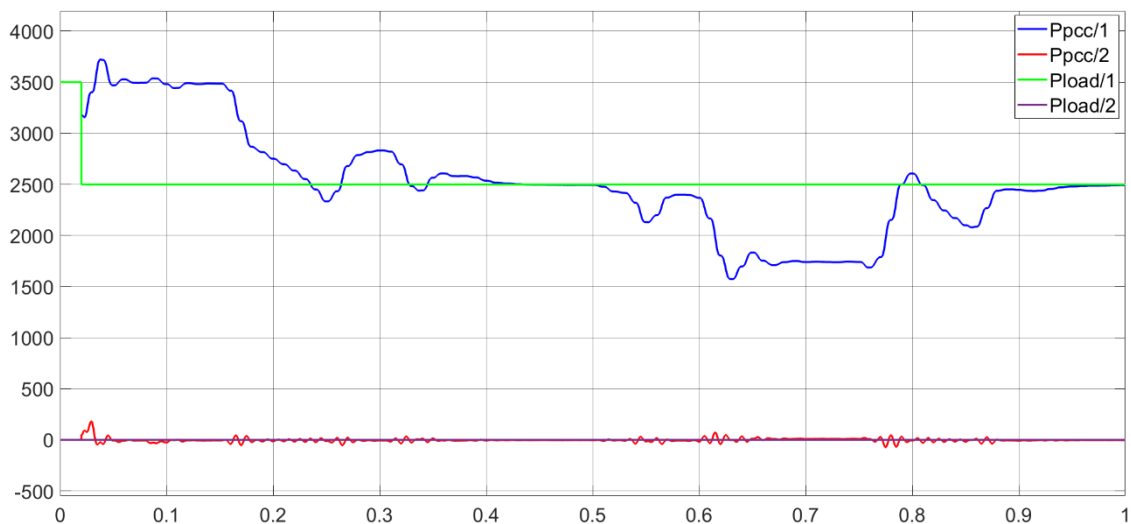


Figura 10.13: Simulación SPPT monofásica potencia PCC

Se observa en la imagen que se necesitan un total de 7 ciclos de red para alcanzar el estado de vertido cero. Acelerar el proceso implicaría un aumento del sobreimpulso. Principalmente este es el motivo de descarte de funcionamiento en zona exponencial de un sistema monofásico.

De modo complementario se hace un estudio del sistema en zona lineal (bajo las mismas condiciones que el caso exponencial) para observar si los problemas anteriormente mencionados pueden ser solucionados, el cual se muestra en la Figura 10.14.

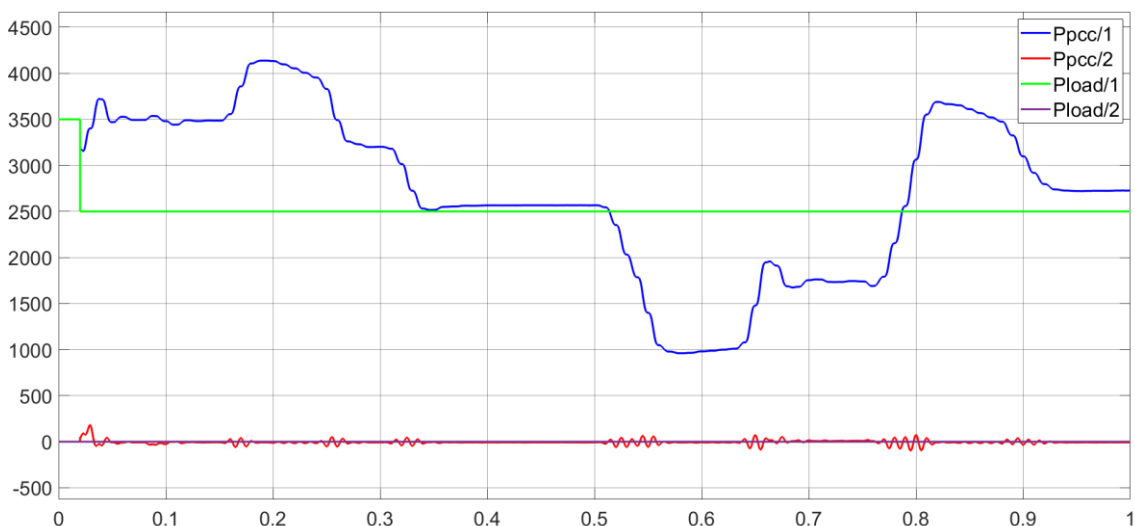


Figura 10.14: Potencia AC zona lineal

Se aprecia que la respuesta es más estable, pero no ha mejorado respecto al caso exponencial, y esto se debe principalmente a dos razones:

- Como se puede observar en la curva P-V (Figura 9.2), la zona lineal corresponde a una zona mucho más plana de potencias que la exponencial, reduciendo la flexibilidad de ajuste de potencia de carga disponible. En la Figura 10.14 se observa que en ningún momento se alcanza la inyección cero.

- El algoritmo (Perturbe&Observe) intenta mantener en todo momento una generación de potencia constante (MPPT o SPPT). Este efecto se explicó en el apartado 6.4.1, donde este comportamiento se modela como una resistencia negativa (curva I-V). Esto se traduce en que para variaciones negativas de tensión DC se producen variaciones positivas de corriente DC, y viceversa. Sin embargo, en el lado AC no sucede lo mismo, ya que la tensión es fija (impuesta por la red) y estas variaciones de corriente provocan sobreimpulsos de corriente AC, y por lo tanto potencia en PCC, que deben tenerse cuenta. Este hecho ocurre de igual manera si se trabaja en zona exponencial, pero la diferencia radica en que en este caso para reducir potencia se aumenta la tensión DC, lo que provoca reducción de corriente DC y por lo tanto corriente AC, conllevando un decremento también en potencia AC. Es decir, estas dinámicas transitorias son favorables al trabajar en zona exponencial y contrarias en zona lineal. La Figura 10.15 muestra esta dinámica DC en zona lineal, donde se puede apreciar cómo la corriente varía de forma opuesta cuando se dan variaciones de tensión y que variaciones en corriente DC provocan variaciones en el mismo sentido de corriente AC que dan lugar a picos de potencia indeseados (Figura 10.14). Cabe mencionar que este efecto está magnificado por las grandes variaciones de voltaje que se deben recorrer en transiciones MPPT->SPPT y viceversa.

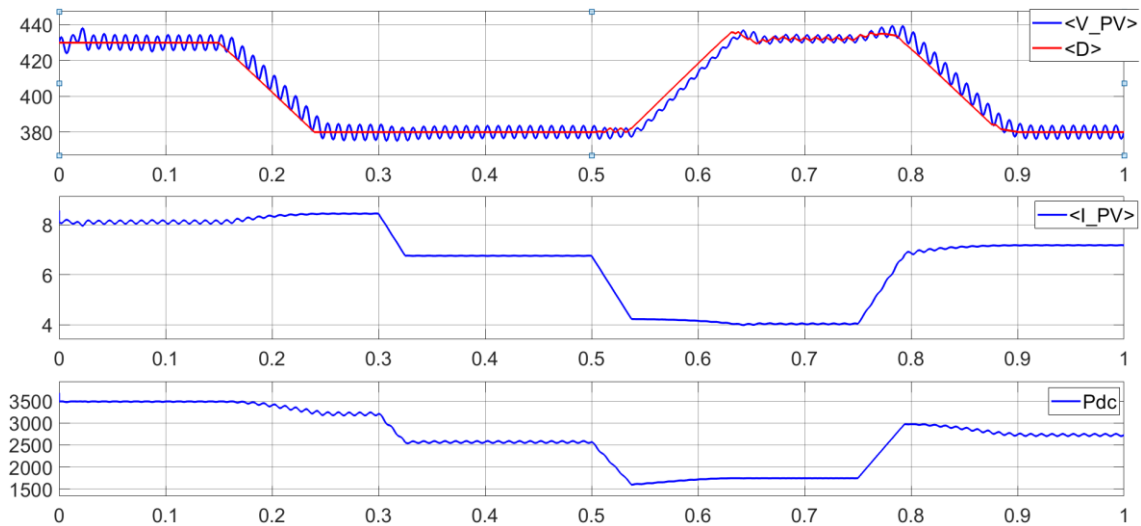


Figura 10.15: Lado DC zona lineal

Se concluye que, debido al rizado existente en la tensión DC, no es adecuado trabajar en zona exponencial en el caso monofásico (caso SPPT). La zona lineal tampoco representa una solución debido a los picos de potencia AC provocados por el algoritmo de seguimiento de potencia DC (resistencia negativa). Si se desea evitar estos inconvenientes, es a costa de volver lento el sistema.

10.3 Simulación: Caso Trifásico

El diagrama de conexión trifásico se muestra en la Figura 10.16. El procedimiento de análisis será el mismo que en el apartado anterior, con los mismos perfiles de irradiancia y misma potencia demandada por la carga (2500 W). Con el fin de facilitar la observación, sólo se mostrará una de las fases de corriente/tensión durante la simulación del lado AC.

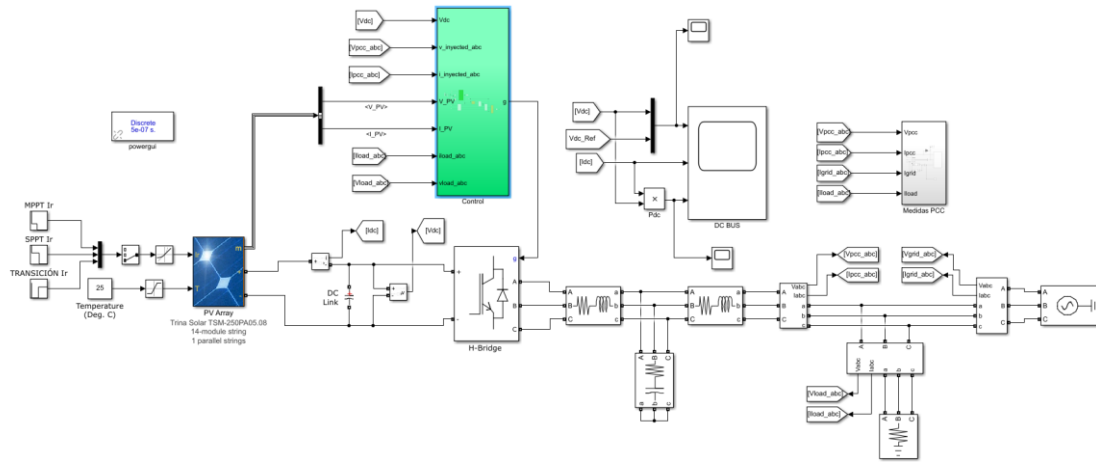


Figura 10.16: Diagrama de conexión trifásico

10.3.1 MPPT

Como en el caso monofásico el algoritmo de seguimiento de máxima potencia inyectará la energía sobrante en la red y la tomará de la misma si no es capaz de cumplir con la demanda de potencia de la carga, siendo su funcionamiento independiente de esta última. Por lo tanto, se centra el estudio en la corriente inyectada en el PCC.

10.3.1.1 Lado DC

En la Figura 10.17 se observa la respuesta de la tensión DC al perfil de irradiancia MPPT. Se pueden apreciar pequeños picos de tensión debido a la dinámica del algoritmo en los transitorios de cambio de irradiancia. Sin embargo, al representar algo más del 1% del valor de voltaje no se tendrá en cuenta, además por motivos que se explicarán a continuación.

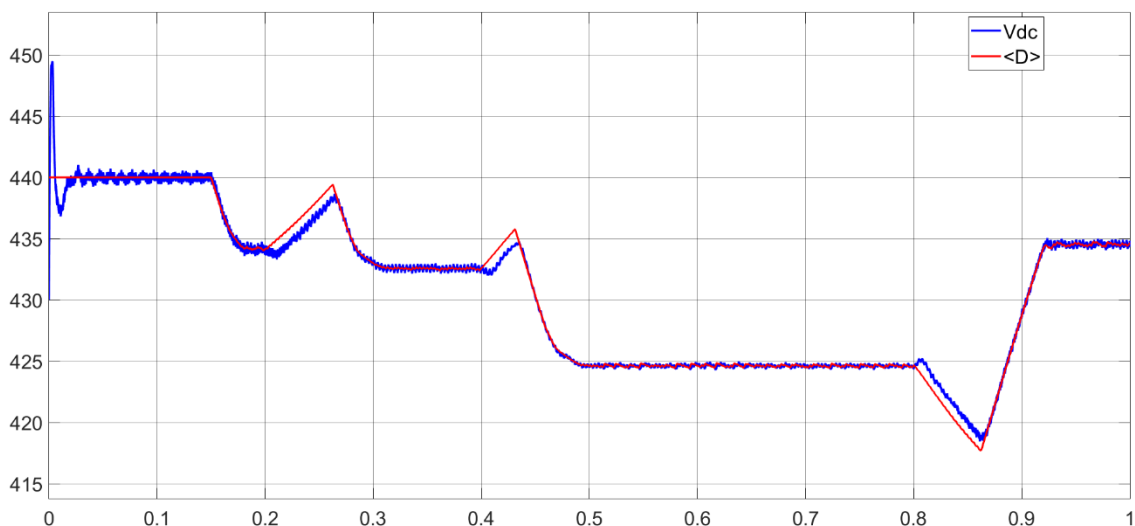


Figura 10.17: Simulación MPPT trifásica tensión DC

En siguiente lugar se muestra la potencia del lado DC y el perfil de irradiancia utilizado, en la Figura 10.18. Se puede observar que los picos de tensión no tienen apenas

repercusión en la generación de potencia DC, además del correcto seguimiento de potencia en función de la irradiancia.

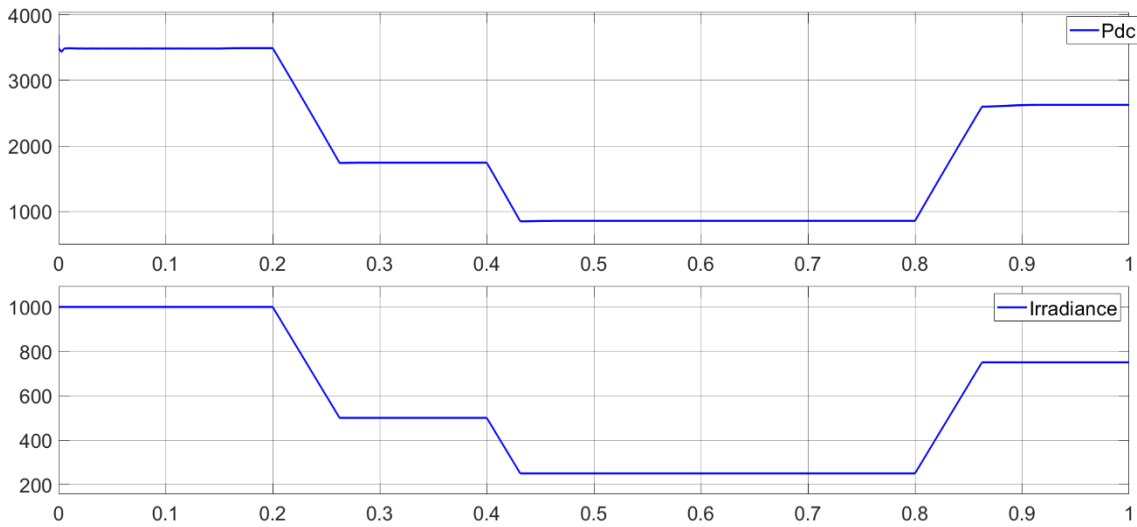


Figura 10.18: Simulación MPPT trifásica potencia DC

10.3.1.2 Lado AC

Igual que en el apartado anterior, se empieza mostrando, en la Figura 10.19, la corriente inyectada en el PCC junto a una ponderación en magnitud del 10% de la tensión en ese punto, con el fin de comprobar el sincronismo entre ambas variables. Se comprueba una vez más que la influencia de los picos de tensión en el lado DC no posee gran magnitud en la corriente AC, siendo la envolvente de corriente un fiel reflejo del perfil de irradiancia MPPT vista en la Figura 10.18.

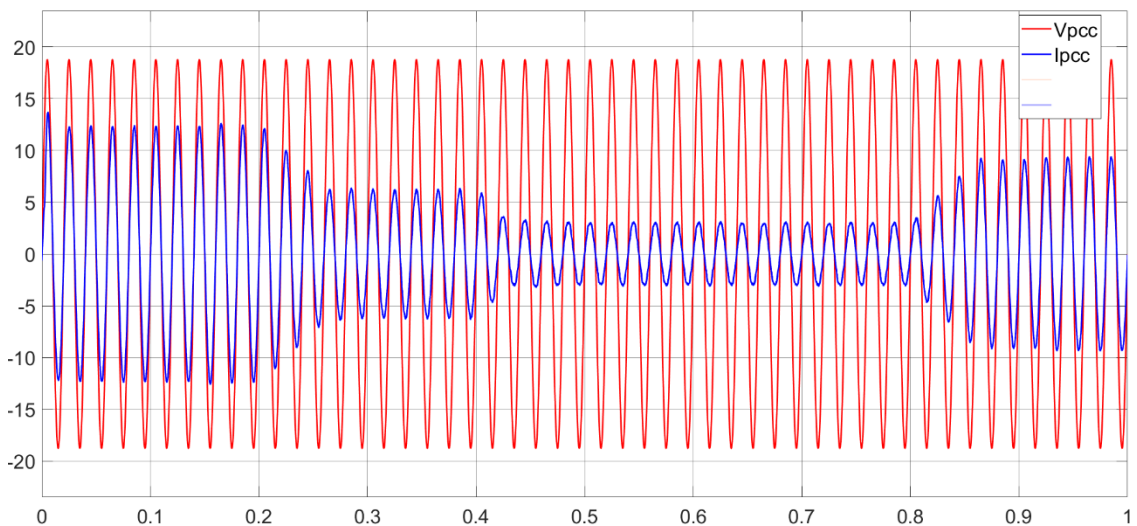


Figura 10.19: Simulación MPPT trifásico corriente PCC

Para finalizar la Figura 10.20 muestra la potencia en el PCC. Se puede observar que a diferencia del caso monofásico apenas se dan sobreimpulsos en el seguimiento AC de la potencia de carga. Por otro lado, el nivel de reactiva inyectada se mantiene por debajo del 2% una vez concluido el arranque.

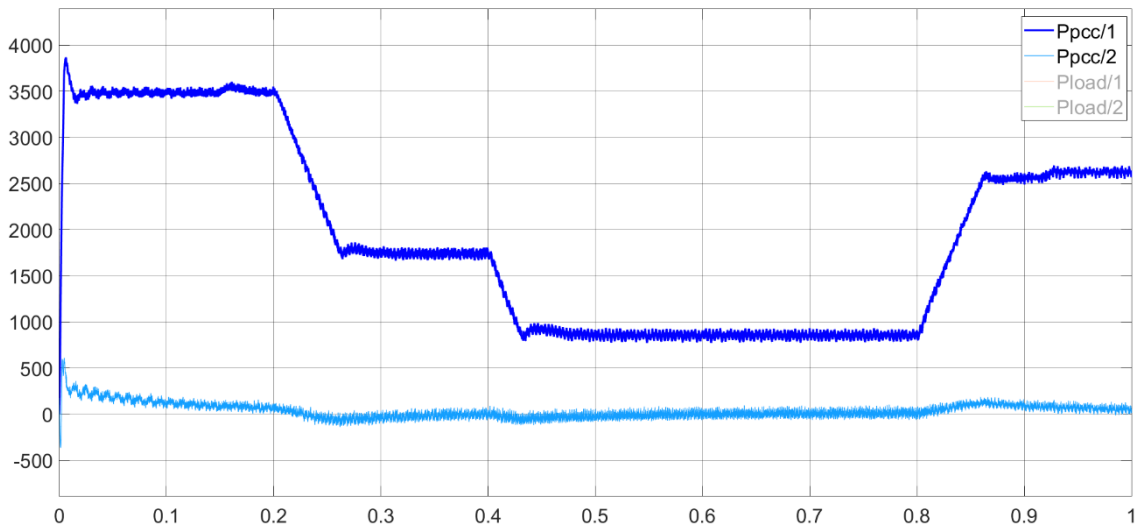


Figura 10.20: Simulación MPPT trifásico potencia PCC

10.3.2 SPPT

El seguimiento de potencia de carga en el caso trifásico se ve favorecido en primera instancia por la ausencia de rizado en tensión DC. Sin embargo, una mayor presencia de armónicos presenta un reto que debe ser superado.

10.3.2.1 Lado DC

La Figura 10.21 muestra la evolución del voltaje DC con la consigna de irradiancia SPPT. Se aprecia, al igual que en el caso MPPT, picos de voltaje debido a variaciones considerables de irradiancia. Las consecuencias de este efecto se verán más adelante.

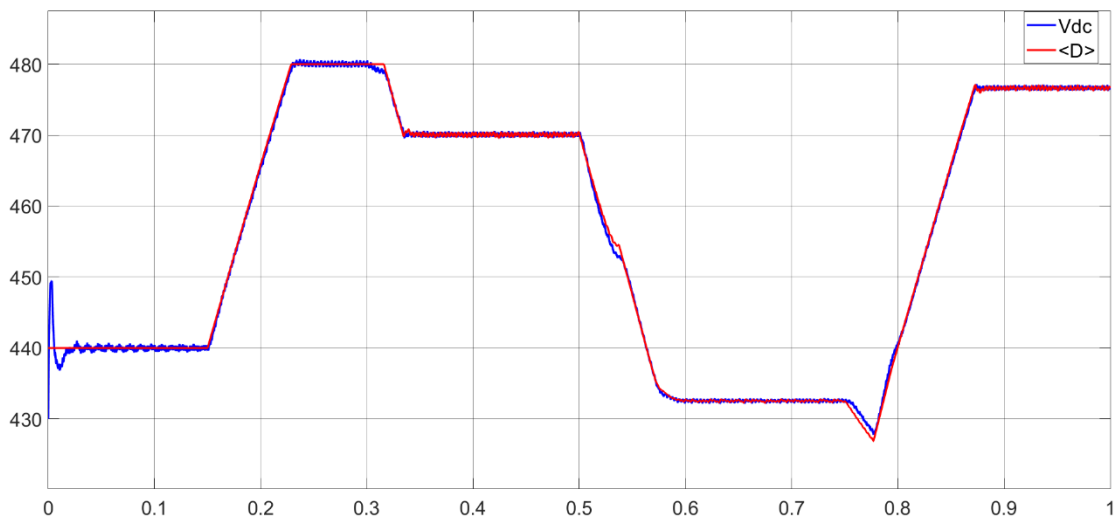


Figura 10.21: Simulación SPPT trifásico voltaje DC

En la Figura 10.22 se observa el efecto de los picos de tensión en la generación de potencia. Este hecho es especialmente problemático en variaciones espontáneas muy grandes de irradiancia donde el sistema debe corregir una gran cantidad de voltaje para no verter corriente a red. En la práctica se trata de una transición muy brusca MPPT (así trabaja cuando no puede dar la potencia requerida) a SPPT.

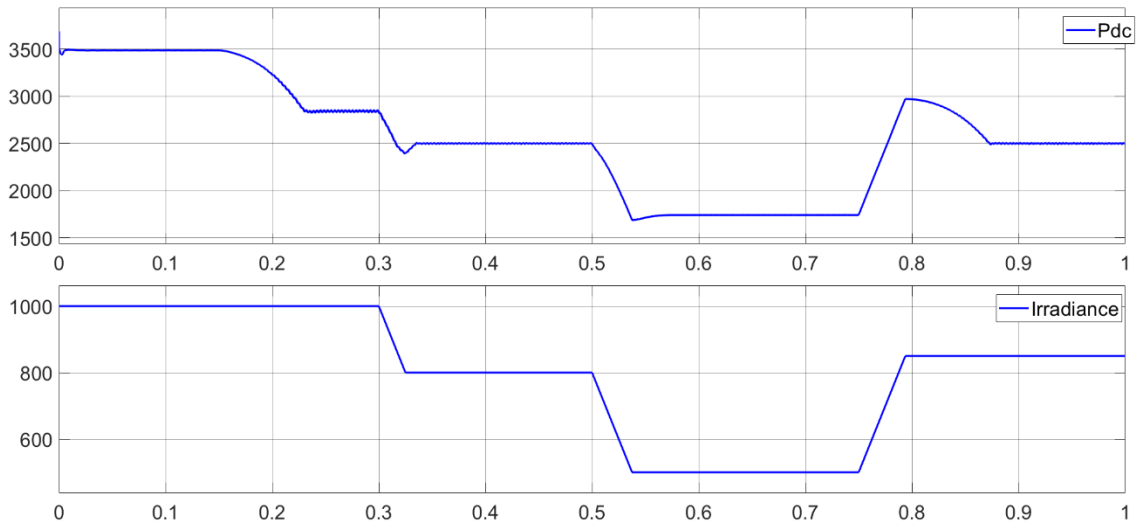


Figura 10.22: Simulación SPPT trifásico potencia DC

10.3.2.2 Lado AC

Una vez observado el comportamiento DC, es hora de estudiar el impacto en el lado AC. En la Figura 10.23 se observa el rápido paso a inyección cero en $t=300\text{ms}$. Por el contrario, debido al pico de tensión del lado DC, en $t=800\text{ms}$ el tiempo de inyección cero aumenta considerablemente. Sin embargo, un cambio instantáneo tan brusco de irradiancia no corresponde a un perfil práctico, tomándose como referencia para observar el comportamiento del sistema ante mucho estrés.

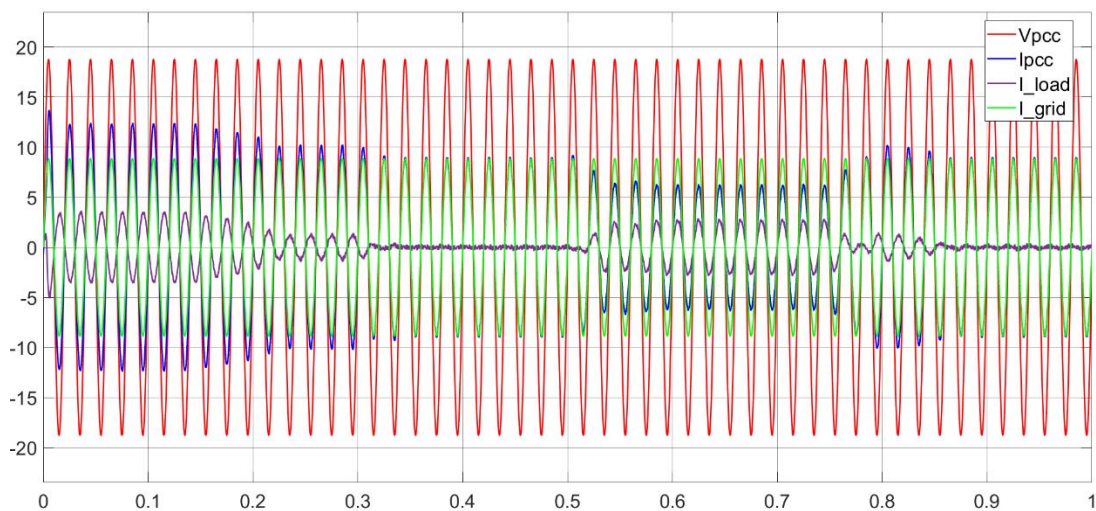


Figura 10.23: Simulación SPPT trifásico corriente PCC

En último lugar se estudia el comportamiento de la potencia en el PCC. Se aprecia en la Figura 10.24 que los picos de potencia no superan el valor máximo del 7% a excepción del caso de drástica bajada de irradiancia.

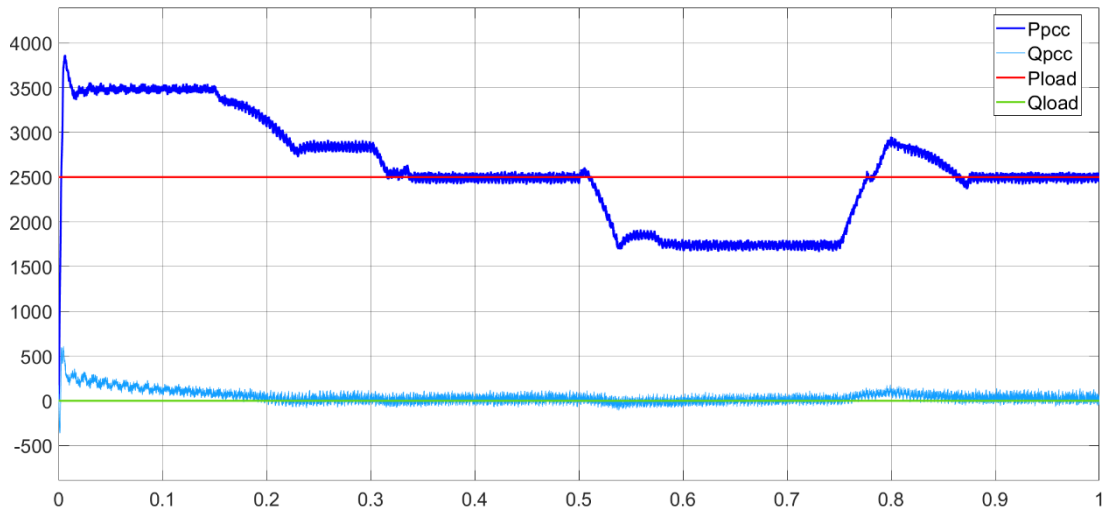


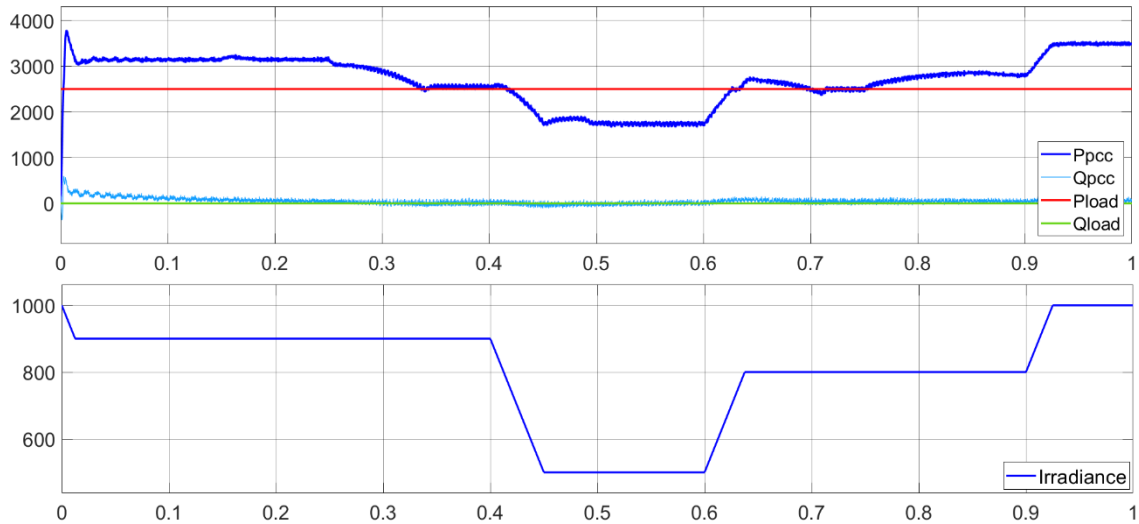
Figura 10.24: Simulación SPPT trifásico potencia PCC

Respecto al caso monofásico, se puede concluir en sistemas trifásicos el trabajo en zona exponencial es un método con cierta viabilidad, debido principalmente a la ausencia de rizado de tensión en el bus DC. Con ello se consiguen mayores rangos de implementación de SPPT

10.3.3 Transición

Con el fin de observar en mayor medida el efecto de la transición MPPT->SPPT (y al revés), se ha incluido un perfil de transición brusca entre ambos estados. En el próximo apartado se muestra un perfil más realista (en el tiempo) que ayude a observar un comportamiento más práctico del sistema. En este caso únicamente se mostrará la potencia en el lado AC (PCC).

La Figura 10.25 muestra la respuesta en potencia de PCC del perfil de transición. Se observa cómo la primera transición MPPT/SPPT en $t=250\text{ms}$ es realizada en 3 ciclos de red. Este tiempo es debido a que el sistema no es capaz de bajar de potencia hasta la demandada por la carga, debido a un dimensionamiento alejado de potencia de carga. Esta etapa va seguida de una caída brusca de irradiancia para volver a poner al límite el funcionamiento del sistema, obteniéndose el pico de potencia comentado en el apartado anterior.



*Figura 10.25: Simulación transición MPPT/SPPT y SPPT/MPPT en sistema trifásico. Arriba: Potencia en PCC.
Abajo: Perfil de Irradiancia*

Se puede concluir entonces que variaciones muy bruscas de irradiancia provocan imperfecciones en el seguimiento de carga debido principalmente a su trabajo en zona exponencial de la curva P-V, lo que provoca que las grandes variaciones en voltaje necesarias influyan de manera notoria en el comportamiento del sistema. Este comportamiento se muestra en la Figura 10.26.

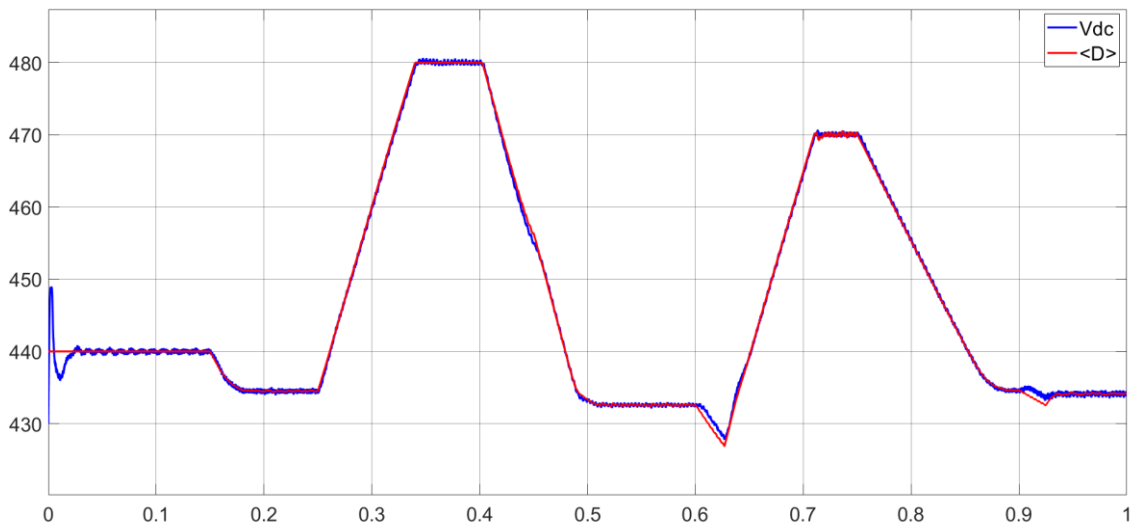


Figura 10.26: Variaciones de voltaje DC debido a transición MPPT-SPPT (y viceversa)

11 Simulación de Caso Práctico

Con el fin de observar el comportamiento del sistema en un entorno más realista, se procede a realizar una simulación del caso trifásico con el algoritmo SPPT en base al perfil de irradiancia diaria media del mes de septiembre en la ubicación de la Escuela Politécnica Superior. Además, se tendrán en cuenta otros parámetros mencionados como el dimensionamiento de las cargas que colgarán del sistema de generación fotovoltaica, así como de otros elementos que ayuden a la estabilidad y funcionalidad del sistema.

11.1 Perfil de Irradiancia

Como se ha mencionado, la ubicación elegida para la instalación será la de la Escuela Politécnica Superior. Se extrae un perfil de irradiancia medio del mes Septiembre con la ayuda de la herramienta web https://re.jrc.ec.europa.eu/pvg_tools/en/tools.html, introduciendo datos básicos como la inclinación del panel, la ubicación y el mes de interés. La Figura 11.1 muestra cómo se incluyen estos parámetros.

The screenshot shows the configuration interface for the PVGIS web tool. At the top, there are input fields for 'Cursor' (40.515, -3.345) and 'Selected' (40.513, -3.350), along with 'Elevation (m): 621'. There are also checkboxes for 'Use terrain shadows' (checked) and 'Upload horizon file' (unchecked), and a 'Download CSV' button. The main section is titled 'AVERAGE DAILY IRRADIANCE DATA' and includes a sidebar with navigation options: GRID CONNECTED, TRACKING PV, OFF-GRID, MONTHLY DATA, DAILY DATA, HOURLY DATA, and TMY. The main configuration area includes: 'Solar radiation database*' (PVGIS-CMSAF), 'Month*' (September), 'UTC time' (selected), 'On fixed plane:' (Irradiance checked, Clear-sky irradiance unchecked), 'Slope [°]' (35), 'Azimuth [°]' (0), 'On sun-tracking plane:' (Irradiance checked, Clear-sky irradiance unchecked), and 'Temperature:' (Daily temperature profile checked).

Figura 11.1: Configuración de perfil de irradiancia.

Una vez introducidos estos parámetros, se extrae el perfil de irradiancia que aparece en la Figura 11.2. La imagen recoge un sesgo de irradiancia según su procedencia, directa o difusa, y la suma de ambas. Para la simulación se tomará como referencia la irradiancia total.

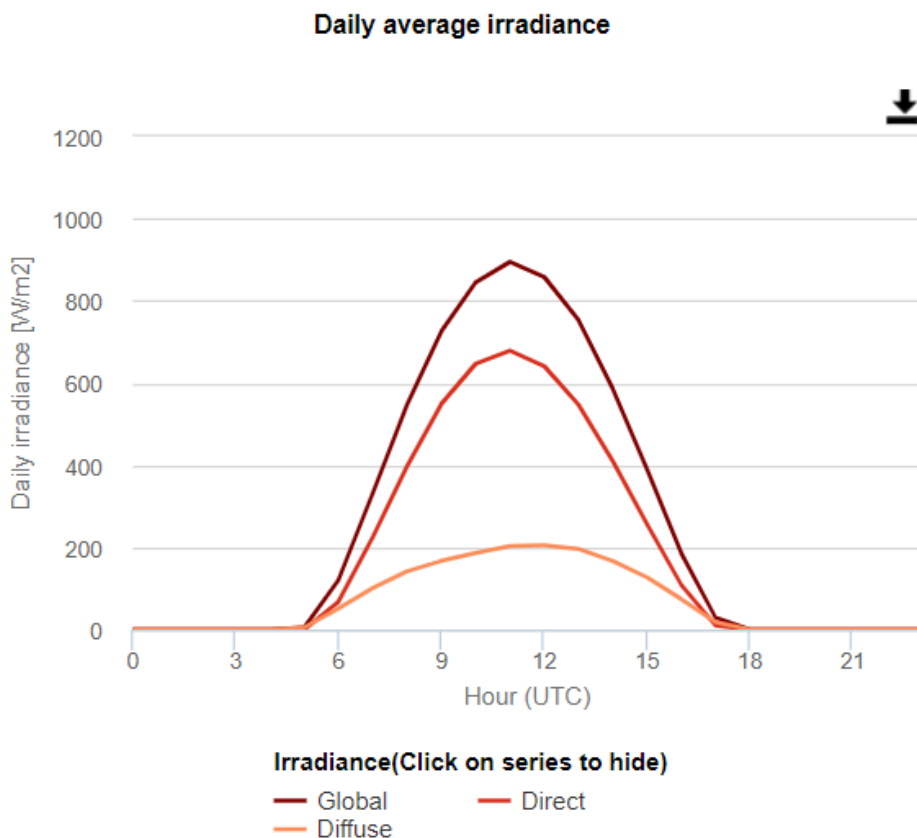


Figura 11.2: Perfil de irradiancia

Una vez obtenida la curva de irradiancia, se procede a descargar el archivo Excel con los datos que la forman. Estos datos pertenecen a cada hora del día, por lo que será necesario realizar una interpolación de estos datos para poder trabajar con ellos en la simulación. La Tabla 11.1 muestra un desglose de los datos recogidos.

Hora UTC	Irrandiancia Total	Irradiancia Directa	Irradiancia Difusa	Temperatura
00:45	0	0	0 0	17.6
01:45	0	0	0 0	16.9
02:45	0	0	0 0	16.2
03:45	0	0	0 0	15.5
04:45	0	0	0 0	15.1
05:45	5	0	3 0	14.6
06:45	121	68	51	14.2
07:45	332	225	101	15.9
08:45	548	398	142	17.6
09:45	726	549	167	19.3
10:45	845	647	186	20.7
11:45	895	679	203	22.1
12:45	858	641	205	23.5
13:45	753	547	196	24.2
14:45	586	410	167	24.8
15:45	389	256	127	25.5
16:45	185	109	74	24.7

17:45	29	10	18	23.9
18:45	0	0	0	23.1
19:45	0	0	0	21.9
20:45	0	0	0	20.6
21:45	0	0	0	19.4
22:45	0	0	0	18.7
23:45	0	0	0	18.1

Tabla 11.1. Datos de Irradiancia

11.2 Dimensionamiento de Inversor

Una parte muy importante del diseño de una instalación adaptativa es el correcto dimensionamiento del inversor fotovoltaico respecto a la demanda energética de las cargas. Para ello se requiere un análisis del perfil de irradiancia (en este documento se realiza un análisis mensual) con el fin de encontrar un equilibrio en las dinámicas del sistema.

El objetivo de la instalación es el primer punto a determinar en el dimensionamiento. Se busca no inyectar en ningún momento energía a la red, trabajando a lo largo del día con el algoritmo SPPT propuesto para el caso trifásico, ya que es el escenario que da resultados más viables. En resumen, se busca evitar la bidireccionalidad la inyección a red, comportándose (de cara a la red) la instalación como una carga de menor consumo. Teniendo esto en cuenta, el sistema debe trabajar en inyección cero bajo el mayor nivel de irradiancia diaria, que se sitúa en 895 W/m^2 . Cabe mencionar que este ajuste debe realizarse respecto a valores pico, aunque se utilicen valores medios por pura sencillez. Observando la Figura 9.2 se concluye que con una carga de 2500 W el inversor cumple con las exigencias explicadas.

11.3 Simulación

Una vez obtenidos los datos, se procede a prepararlos para poder iniciar la simulación. Los datos de irradiancia y temperatura deben ser interpolados con el fin de obtener una relación similar a la mostrada en la Figura 11.2. Con el fin de reducir la cantidad de datos, no se tendrán en cuenta las horas con irradiancia nula (o casi nula), quedando como muestra para la simulación el intervalo horario entre las 6:45 y las 16:45, es decir, un intervalo de 10 horas.

De cara a realizar la simulación, se reduce el paso del tiempo reduciendo una hora en tiempo real a un segundo en tiempo de simulación, aplicándose los perfiles de irradiancia y temperatura mostrados en la Figura 11.3. Los límites de voltaje DC del inversor se sitúan en los 380 V y los 490 V. Una vez preparados los datos se procede a iniciar la simulación.

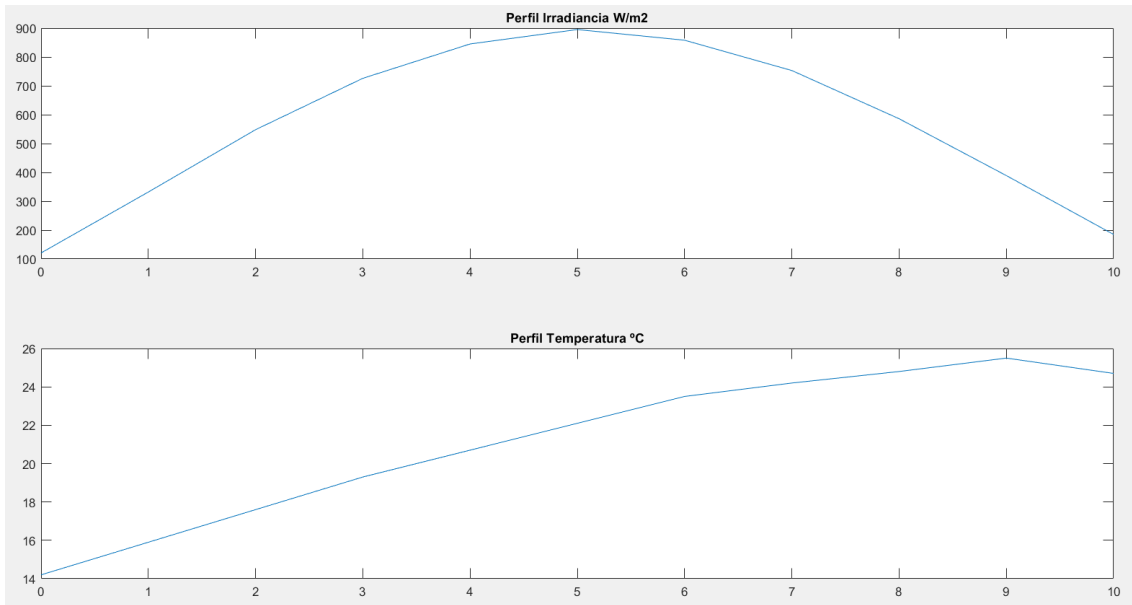


Figura 11.3: Perfil irradiancia (arriba) y de temperaturas (abajo)

11.3.1 Lado DC

A continuación, siguiendo la misma estructura de presentación en apartados anteriores, se presenta la tensión del lado DC del inversor durante la simulación en la Figura 11.4. En ella se puede observar la evolución de la tensión a lo largo del día, con su correspondiente seguimiento. Debido al correcto dimensionamiento de las cargas, el voltaje DC no llega en ningún momento a su voltaje de saturación (490 V), manteniéndose siempre por debajo.

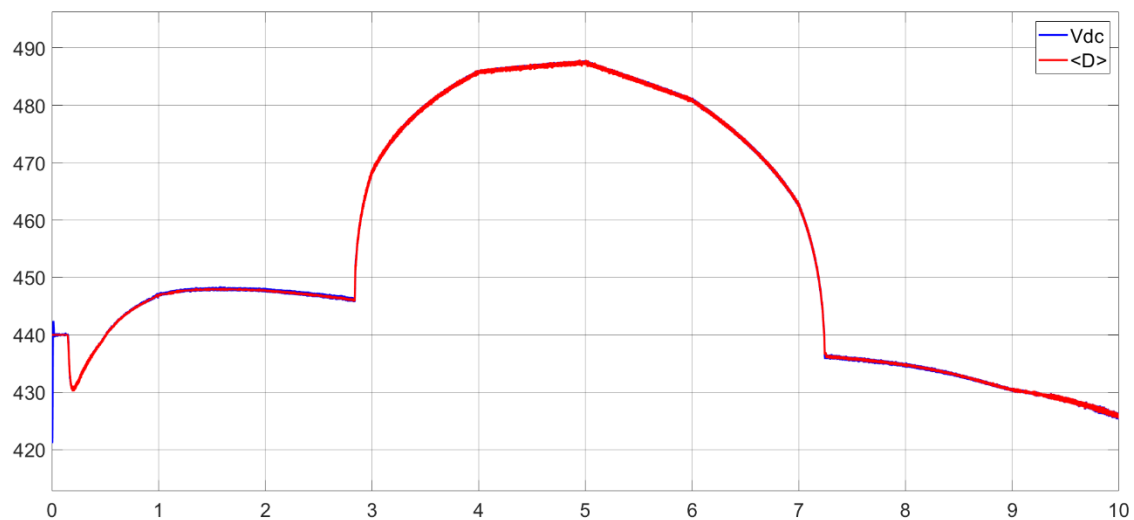


Figura 11.4: Simulación práctica voltaje DC

La consecuencia directa de no saturar el voltaje DC se observa en la Figura 11.5. El sistema nunca llega a generar más potencia de la demanda por la carga. Se puede apreciar además la aparición de un leve rizado correspondiente a los niveles de irradiancia más alto del día, debido a encontrarse cerca de los límites de funcionamiento en voltaje.

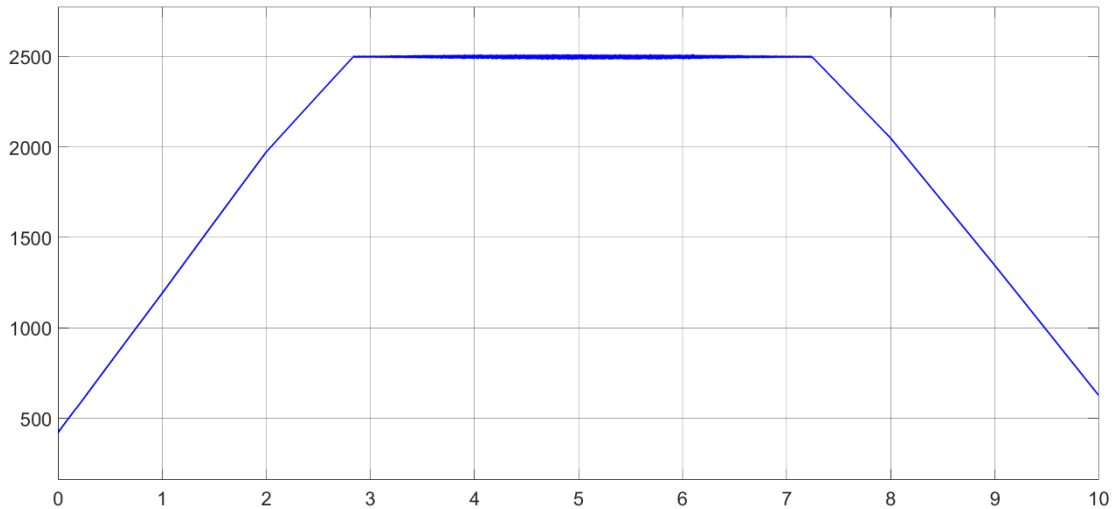


Figura 11.5: Simulación práctica potencia DC

El lado correspondiente a la generación no presenta inconvenientes a su funcionamiento, manteniéndose siempre en su correspondiente rango de operación.

11.3.2 Lado AC

Recordando lo visto durante el apartado de simulación SPPT trifásica, los picos tensión DC se traducían al lado AC en picos de potencia de similar magnitud, debido principalmente a los bruscos cambios de irradiancia que se suponían en los perfiles de prueba. En la Figura 11.6 se muestra únicamente la corriente proveniente a red junto a la tensión PCC, con el fin de observar el cumplimiento de vertido del sistema. Se puede apreciar que la corriente que se extrae de la red va disminuyendo según aumenta la irradiancia, hasta llegar al intervalo de funcionar de manera independiente de la red.

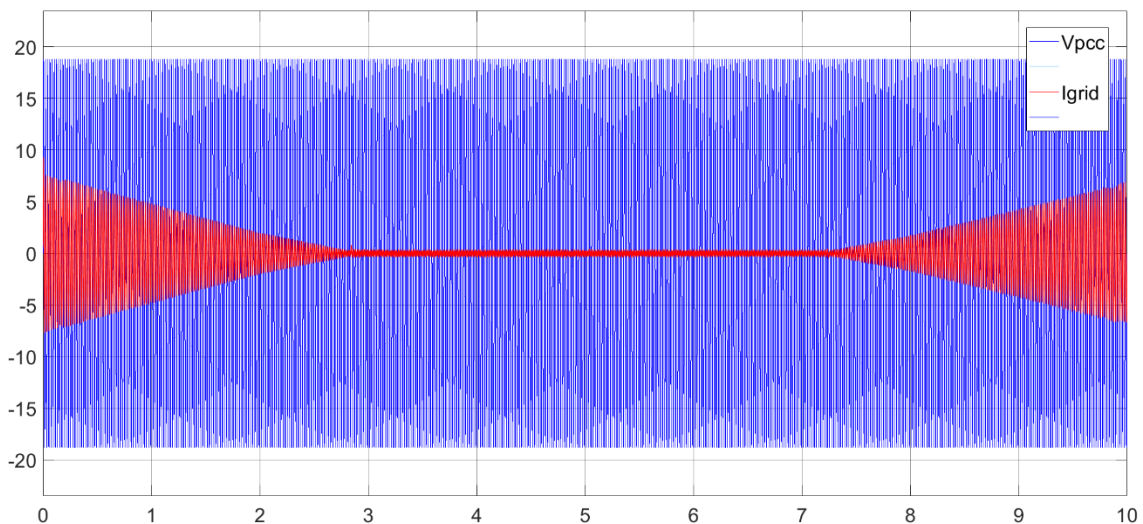


Figura 11.6: Simulación práctica corriente de red

En último lugar, la Figura 11.7 muestra la potencia en el PCC del sistema. Se observa, debido a un perfil de irradiancia más realista, la mejora respecto al caso simulado con el

perfil simulado. Los picos de potencia siguen apareciendo, pero son muy reducidos en magnitud y tiempo.

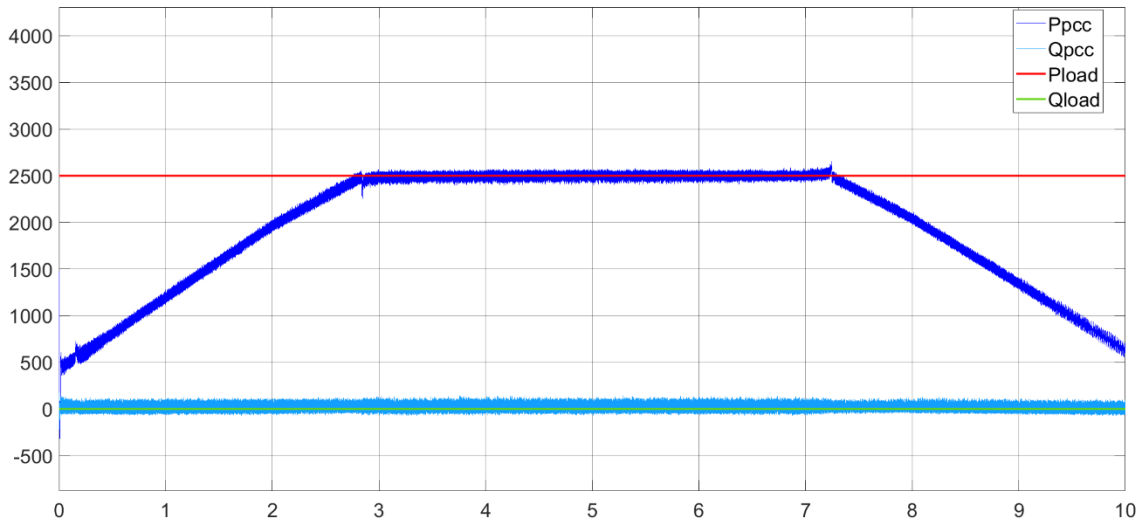


Figura 11.7: Simulación práctica potencia PCC

El algoritmo SPPT con trabajo en zona exponencial propuesto responde de manera correcta a perfiles medios de irradiancia reales. Los problemas vistos en perfiles con alta variabilidad de irradiancia se reducen enormemente debido al corto espacio temporal en el que estos se producen. Como comparativa en la Figura 11.8 se muestra el funcionamiento (potencia PCC) del mismo sistema, pero trabajando en zona lineal de la curva P-V.

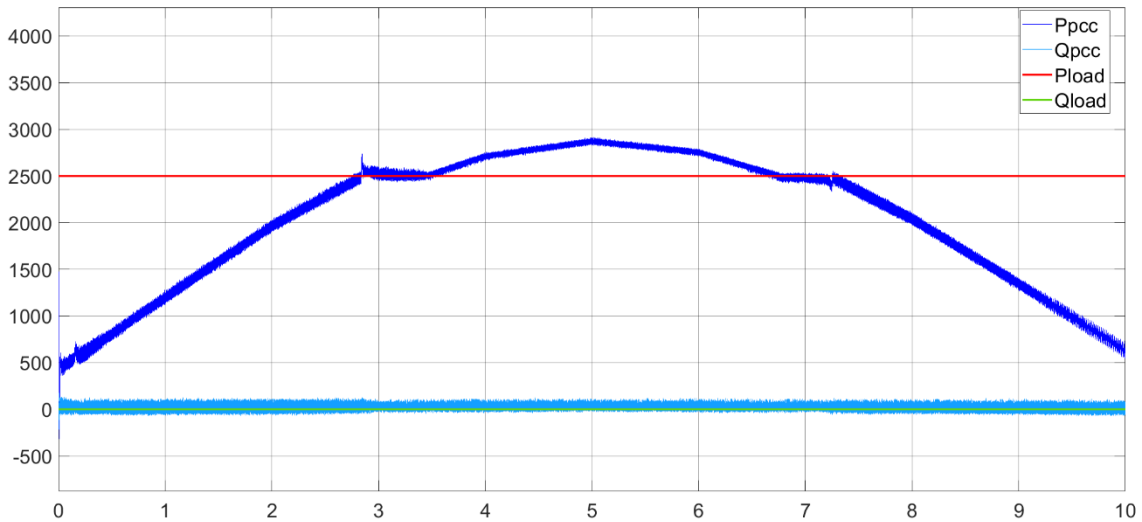


Figura 11.8: Funcionamiento SPPT en zona lineal

Se puede concluir que el funcionamiento en zona exponencial representa una gran ventaja respecto al rango de funcionamiento SPPT frente a la zona lineal. En el primer caso, se obtiene una media de trabajo SPPT bajo irradiancia útil mayor del 40%, mientras que trabajando en zona lineal (bajo las mismas condiciones), no se llega al 15%, lo que disminuye la flexibilidad a la hora de dimensionar el inversor.

12 Conclusiones

En el presente documento se trata el caso de diseño y simulación de un inversor fotovoltaico con vertido cero a red. Una vez dimensionados los componentes de la instalación fotovoltaica y diseñados los controladores, se ha propuesto un seguimiento de potencia de carga en zona exponencial de la curva P-V con el fin de optimizar el rango de funcionamiento del algoritmo. De las simulaciones realizadas, caso monofásico y trifásico, se han extraído las siguientes conclusiones:

- El trabajo en zona exponencial de la curva P-V no sólo representa una mayor flexibilidad de generación del panel fotovoltaico, sino que se evitan picos transitorios de potencia debido a las dinámicas opuestas de corriente y tensión DC de la placa solar (curva I-V).
- El rizado a doble frecuencia de red en tensión DC en el caso monofásico dificulta en gran medida la implementación de un funcionamiento en zona de trabajo de caída exponencial. En esta región, variaciones del punto de operación en voltaje se pueden traducir en importantes desviaciones de la potencia generada que se magnifican en el lado AC (PCC).
- En el caso trifásico, dada la inexistencia del rizado anteriormente explicado, el sistema responde de manera correcta en tiempo y magnitud a las consignas del control propuesto, otorgando de viabilidad a su implementación.
- El perfil de irradiancia solar es el punto de mayor importancia para el funcionamiento del algoritmo. Variaciones muy bruscas y rápidas provocan la aparición de sobrepulsos en el PCC y ralentizan conmutaciones SPPT→MPPT (y viceversa). Si bien en magnitud estas perturbaciones no presentan un gran problema, sí afectan a la rapidez de respuesta, pasando el tiempo de estabilización de los 2 a incluso los 6 ciclos.
- En base a un perfil de irradiancia práctico basado en la irradiancia horaria media durante el mes de Septiembre (año 2017) en la ubicación de la Escuela Politécnica Superior, se concluye la importancia del dimensionamiento del inversor para que el sistema sea capaz de trabajar en MPPT cuando no sea capaz de alcanzar la potencia demandada, y en SPPT cuando la generación exceda o iguale a esta. El objetivo de este modo de operación es evitar la bidireccionalidad del acceso a la red.

Se concluye por lo tanto que la principal virtud del algoritmo es la de dotar a una instalación fotovoltaica trifásica sin sistema de almacenamiento de un método de aparecer como una carga convencional de cara a la red eléctrica, liberando a esta de realizar las tareas de gestión que implicarían un flujo bidireccional de energía.

Por otro lado, dejando atrás el abastecimiento adaptativo de cargas, este algoritmo representa una alternativa a funcionalidades determinadas de un sistema de almacenamiento en una instalación fotovoltaica, como podría ser la nivelación de carga (*Load Leveling*), haciendo de esta manera que la generación pueda colaborar en la administración de congestiones y otras anomalías de red.

13 Futuros Trabajos

En base a la investigación realizada en el presente documento, se proponen las siguientes líneas de trabajo con el fin perfeccionar el sistema:

- **Estudio de efecto de trabajo de en zona exponencial en celda fotovoltaica:** La reducción de corriente entregada por la célula solar al aumentar el voltaje se debe al aumento de probabilidades de recombinación de los pares electrón-hueco generados por los fotones absorbidos. La viabilidad del trabajo de zona exponencial está directamente ligada a los efectos que esta recombinación pueda tener sobre los materiales de la celda.
- **Estudio de inclusión de convertidor DC-DC:** Un posible método para aumentar la flexibilidad del sistema se basa en la inclusión de un convertidor DC-DC encargado de adaptar el voltaje necesario para la generación adaptativa al rango de trabajo en tensión de entrada del inversor, el cual supone una de las principales limitaciones.
- **Potenciar adaptabilidad de algoritmo de *step* de tensión adaptativo:** El documento propone un algoritmo adaptativo en dos pasos de variación de *step* de tensión respecto a variaciones bruscas en la potencia generada (debido a variaciones de irradiancia). Mediante algoritmos de aproximación de la curva P-V a las variaciones de potencia debidas a la generación, técnicas de *step* de voltaje más adaptadas a punto de trabajo actual del sistema pueden ser implementadas.
- **Integración de generación adaptativa en la red:** Analizar las posibles aplicaciones de la generación adaptativa dentro de una red con cargas y generaciones variantes a lo largo del tiempo. Sinergias entre generación, consumo y estado de red.

14 Anexos

14.1 Anexo A: Algoritmo MPTT

```
function D = PandO(Param, Enabled, V, I)

% MPPT controller based on the Perturb & Observe algorithm.

% D output = Reference for DC link voltage (Vdc_ref)
%
% Enabled input = 1 to enable the MPPT controller
% V input = PV array terminal voltage (V)
% I input = PV array current (A)
%
% Param input:
Dinit = Param(1); %Initial value for Vdc_ref
Dmax = Param(2); %Maximum value for Vdc_ref
Dmin = Param(3); %Minimum value for Vdc_ref
deltaD = Param(4); %Increment value used to increase/decrease Vdc_ref
%

persistent Vold Pold Dold; %variables locales a la función, una vez borrada (o modificada)
% la función en memoria esta variable también se borra
%por defecto variables como empty matriz
|
dataType = 'double';

if isempty(Vold) %devuelve 1 si Vold está vacío, sino 0
    Vold=0; %tensión antigua
    Pold=0; %potencia antigua
    Dold=Dinit; %referencia (en tension) antigua
end
P= V*I;
dV= V - Vold;
dP= P - Pold;
```

```
if dP ~= 0 && Enabled ~=0
    if dP < 0
        if dV < 0
            D = Dold + deltaD;
        else
            D = Dold - deltaD;
        end
    else
        if dV < 0
            D = Dold - deltaD;
        else
            D = Dold + deltaD;
        end
    end
else
    D=Dold;
end

if D >= Dmax || D<= Dmin
    D=Dold;
end

Dold=D;
Vold=V;
Pold=P;
```

14.2 Anexo B: Algoritmo SPPT

```
function D = PandO(V, I, MPPT, Inicio, Pload)

% MPPT controller based on the Perturb & Observe algorithm.

% D output = Reference for DC link voltage (Vdc_ref)
%
% V = Tension PV array (V)
% I = Corriente PV array (A)
% Pload = Potencia en carga
% Inicio Input = Fin de etapa de arranque de sistema
% Param input:

N_Registro = 100; %capacidad de registro
Dinit = 440; %Initial value for Vdc_ref
Dmax = 490; %Maximum value for Vdc_ref
Dmin = 380; %Minimum value for Vdc_ref
pond = 0.8; % ponderacion paso SPPT
deltaD = 0.003; %Increment value used to increase/decrease Vdc_ref
%

persistent Vold Pold Dold N; %variables locales a la función, una vez borrada (o modificada)
% la función en memoria esta variable también se borra
%por defecto variables como empty matriz

dataType = 'double';

if isempty(Vold)
    Vold=0;
    N=0; %Cuenta hasta N_Registro
    Dold=Dinit;
    Pold=zeros(1, N_Registro); %potencia antigua
end
P= V*I;
dV= V - Vold;
dP= P - Pold(1);
dP_ref= P - Pload;
dif_h = N_Registro*P - sum(Pold); %diferencia de potencia entre historial y actual

if MPPT == 0
    if dP_ref > 0 %Transicion MPPT->SPPT o
        if dif_h > pond*N_Registro*abs(dP)
            deltaD=0.01; %se detecta gran subida de potencia, no deberia ocurrir
        elseif dif_h < (-pond*N_Registro*abs(dP))
            deltaD=0.01; %gran bajada de potencia (SPPT baja la irradiancia), ajustamos
        else
            deltaD=0.003; %potencia estable
        end
    else
        if dif_h > pond*N_Registro*dP %se detecta gran subida de
            deltaD=0.01; %potencia (SPPT sube la irradiancia), ajustamos
        elseif dif_h < (-pond*N_Registro*abs(dP))
            deltaD=0.003; %gran bajada de potencia, no deberia ocurrir
        else
            deltaD=0.003; %potencia estable
        end
    end
else
    deltaD=0.003; %OJO!!! Punto SPPT nunca se encontrará por encima de MPPT ç
    %Además, si en transicion SPPT->MPPT está por debajo de Pload
    % (dP_ref<0), ya trabajará por defecto EN MPPT
end
end
```

```
if dP ~= 0
    if MPPT == 1 %MPPT
        if dP > 0
            if dV > 0
                D = Dold + deltaD;
            else
                D = Dold - deltaD;
            end
        else
            if dV > 0
                D = Dold - deltaD;
            else
                D = Dold + deltaD;
            end
        end
    end
    else %Seguimiento Potencia de Referencia
        if dP_ref < 0 %zonas 3 y 4
            if dP > 0 %dirección correcta, nos acercamos a Pload
                if dV > 0 %zona 3
                    D = Dold + deltaD;
                else %zona 4
                    D = Dold - deltaD;
                end
            else %dirección incorrecta, nos alejamos de Pload
                if dV > 0 %zona 4
                    D = Dold - deltaD;
                else %zona 3
                    D = Dold + deltaD;
                end
            end
        end
        else %zonas 1 y 2
            D = Dold + deltaD; %independientemente de la zona (1 o 2)
        end
        end %hay que subir tensión hasta bajar a Pload
        end %ya que no se puede estar en zona lineal
    else
        D = Dold;
    end
end
```



```
if dP == 0 || Inicio == 0 || N_Registro < N
    D = Dold;
end

if D >= Dmax || D<= Dmin
    D=Dold;
end

for i=1:(N_Registro-1) %actualizamos registro de potencias y tensiones
    Pold(i+1)=Pold(i);
end

Dold=D;
Vold=V;
Pold(1)=P;
if N<N_Registro %contador de registro, asegura una base mínima
    N=N+1;
end
```

15 Presupuesto

Con el fin de estimar el coste del presente proyecto, se realiza un resumen presupuestario de los distintos recursos que se han utilizado en su realización.

Coste del Material:

En este apartado se incluyen los costes por uso de material físico y licencias software necesarias para el desarrollo del proyecto. La Tabla 15.1 muestra el coste de los equipos físicos utilizados.

Tabla 15.1: Coste Hardware

Concepto	Precio	Duración	Uso	TOTAL
Ordenador Portátil HP Pavilion 15- cs0xx, i7-8550U, 16GB RAM	1099 €	4 años	6 meses	138 €

SUBTOTAL POR USO DE EQUIPOS 138 €

El desarrollo software del proyecto se ha realizado a través de las herramienta *Simulink* y *Sisotool* de Matlab, mientras que la documentación de este ha sido a través de Word, del paquete de MS Office. Debido a que la Universidad de Alcalá de Henares cuenta con la licencia CAMPUS que incluye todas las herramientas mencionadas, no se atribuye coste alguno a este concepto.

SUBTOTAL POR ADQUISICIÓN DEL MATERIAL 0 €

Gastos totales por material **138 €**

Coste del Personal:

En este apartado se detalla el coste de la mano de obra durante el desarrollo del proyecto, el cual se divide en tres fases: investigación, simulación y documentación. Se han invertido un total de 400 horas repartidas según muestra la Tabla 15.2.

Tabla 15.2: Coste de Personal

Fase	N.º de Horas	Coste/hora	TOTAL
Investigación	150	30 €	4500 €
Simulación	200	30 €	6000 €

Documentación	50	10 €	500 €
---------------	----	------	-------

Gastos totales por mano de obra **11000 €**

Coste de Ejecución Material:

Una vez realizado el desglose categorizado, se incluye el coste total de realización del proyecto, incluido en la Tabla 15.3.

Tabla 15.3: Coste de ejecución material

Concepto	TOTAL
Coste total de material	138 €
Coste total de personal	11000 €

Coste de ejecución material **11138 €**

Gastos Generales y Beneficio Industrial:

En este apartado se incluyen los gastos producidos por el uso de las instalaciones en las que se ha realizado el proyecto, además de las demás tasas administrativas asociadas al control del proyecto, además del beneficio industrial. Se estima esta tasa en un 23% del coste de ejecución material.

Gastos generales y beneficio industrial **2562 €**

Presupuesto de Ejecución por Contrata:

Consiste en la suma del precio de ejecución de material más los gastos generales y beneficio industrial, mostrado en la Tabla 15.4.

Tabla 15.4: Coste de ejecución por contrata

Concepto	TOTAL
Coste de ejecución material	11138 €
Gastos generales y beneficio industrial	2562 €

Gasto total de ejecución por contrata **13700 €**

Honorarios Facultativos:

Este gasto se ha fijado en un 7% sobre el total de ejecución por contrata, según la regulación realizada por el Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación, debido a la ejecución del presente proyecto.

Gasto por honorarios facultativos **959 €**

Importe Total:

Sumatorio de todos los gastos derivados de la realización del proyecto, presentes en la

Tabla 15.5: Importe total

Concepto	TOTAL
Coste de ejecución por contrata	13700 €
Gasto por honorarios facultativos	959 €

Subtotal **14659 €**

IVA 21% 3079 €

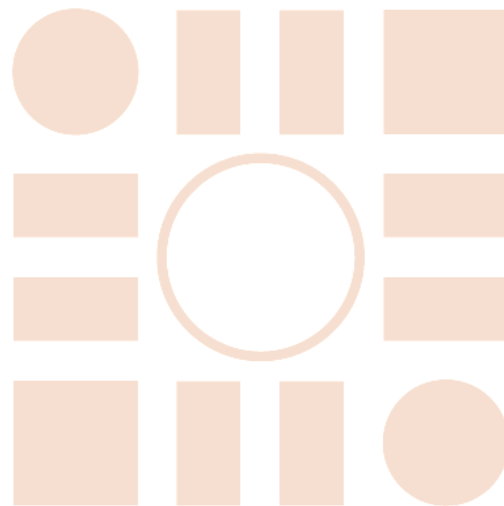
TOTAL **17738 €**

16 Bibliografía

- [1] BP, «BP Energy Outlook,» 2019.
- [2] K. T. Yuki Matsuda, «Reuse EV battery system for renewable energy introduction to island powergrid,» School of Engineering, University of Tokyo, Tokyo, 2017.
- [3] Z. L. M. S. T. B. O. Guodong Liu, «Optimal Sizing of Energy Storage for Community Microgrids Considering Building Thermal Dynamics,» Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, 2017.
- [4] D. P. G. S. Dimitrios Papadaskalopoulos, «Decentralized Coordination of Microgrids With Flexible Demand and Energy Storage,» Imperial College of London, London, 2014.
- [5] Anpier, «Anuario Fotovoltaico,» 2019.
- [6] F. J. G. Espín, «Técnicas de filtrado adaptativo aplicadas al rechazo selectivo de perturbaciones en inversores fotovoltaicos trifásicos,» Valencia, 2010.
- [7] C. Woodford, «explainthatstuff!,» 26 Julio 2019. [En línea]. Available: <https://www.explainthatstuff.com/solarcells.html>. [Último acceso: 19 Agosto 2019].
- [8] Solar Power Europe, «Global Market Outlook for Solar Power,» 2019.
- [9] M. N. Bin Wu, High-Power Converters and AC Drives, New Jersey: John Wiley & Sons, 2016.
- [10] M. A. R. Pozueta, *CIRCUITOS DE CORRIENTE ALTERNA TRIFÁSICA*, Cantabria: Universidad de Cantabria.
- [11] A. E. G. Alonso, «Maximum power point tracking algorithms for solar photovoltaic systems,» Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, 2017.
- [12] M. L. P. R. Remus Teodorescu, Grid converters for photovoltaic and wind power systems, John Wiley & Sons, 2011.
- [13] S. Z. Abbas, «Simulation, Implementation and Testing of Three-phase Controlled Power Inverter Behavior,» Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona , Barcelona, 2016.
- [14] J. K. P. F. B. Soeren Baekhoej Kjaer, «A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules,» Aalborg, 2005.
- [15] F. B. M. Liserre, «Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,» IEEE Transactions on Industry Applications, 2005.
- [16] IEEE, «IEEE Standard 1547 for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems,» 2013.
- [17] A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu y P. Rodríguez, «Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter,» IEEE Trans. Power Electron., 2011.
- [18] L. H. a. M. K. A.E.W.H. Kahlane, «LCL Filter Design for Photovoltaic Grid Connected Systems,» Revue des Energies Renouvelables SIENR'14 , Ghardaïa, 2014.
- [19] M. K. D. Mustafa Dursun, «LCL Filter Design for Grid Connected Three-Phase Inverter,» Duzce University, 2019.

- [20] M. P. F. C. R. M. A. M. Chabakata Mahamat, «Optimized Design of an LCL Filter for Grid Connected Photovoltaic System and Analysis of the Impact of Neighbors' Consumption on the Syste,» ESR Groups, París, 2017.
- [21] A. R. d. C. B. F. y. M. A. J. Caicedo, «RESONANT HARMONIC COMPENSATION FOR SYNCHRONVERTER, INTEGRATING WIND AND PHOTOVOLTAIC POWER GENERATION INTO AN ELECTRICAL GRID, CASE STUDY: NONLINEAR AND UNBALANCED LOAD,» Fluminense Federal University, Rio de Janeiro.
- [22] Mathworks, «Single-Phase, 240 Vrms, 3500 W Transformerless Grid-Connected PV Array,» Mathworks, 2019.
- [23] G. C. M. J. D. C. C. G. L. Diana López Mesa, «Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC,» Universidad de Cauca, Cauca, 2007.

Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR

