

E.T.S. de Ingeniería Industrial, Informática
y de Telecomunicación

Dimensionamiento y control de un
inversor monofásico conectado a red con
modulación unipolar



Grado en Ingeniería
en Tecnologías Industriales

Trabajo Fin de Grado

Sergio López Campo

Andoni Urtasun Erburu

Pamplona, 31/5/2022

upna

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Resumen

La necesidad de buscar fuentes de generación renovable hace que el desarrollo de este tipo de tecnologías sea muy demandado, en especial el de las instalaciones de plantas fotovoltaicas y eólicas.

Este trabajo consiste en el dimensionamiento de una instalación fotovoltaica de 5 kVA para una vivienda y un inversor monofásico de puente en H sin elevador con modulación unipolar.

En primer lugar, se dimensionarán todos los elementos del inversor para simular el comportamiento del sistema, y también se estimará el número de células en serie/paralelo para dar la potencia y tensión necesaria en cualquier punto de trabajo.

Una vez hecho el dimensionado, se va a implementar un lazo de corriente, el lazo de seguimiento de fase, el lazo de tensión y el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia, que proporcionará la referencia de tensión del módulo solar necesaria.

Todas las simulaciones y comprobaciones teóricas serán realizadas en PSIM y Matlab.

Abstract

The need of searching for renewable generation sources is making the development of this type of technologies very claimed, especially for photovoltaic plants and wind powered structures.

This project consists in designing a photovoltaic plant of 5 kVA located in a particular residence and a single phase inverter with unipolar modulation.

First of all, the elements of the single phase inverter are going to be calculated in order to simulate the system, and the total number of photovoltaic cells in order to provide the energy demanded in every circumstance.

Once the desing is done, the current loop, voltage loop, phase-locked loop and maximum power point tracking algorithm are going to be implemented with the purpose of giving the voltage refercence needed to the solar cell.

Every simulation and theoretical verification will be done in PSIM and Matlab software.

Palabras clave

Energía fotovoltaica

Lazo de corriente

Lazo de tensión

Lazo de seguimiento de fase

Algoritmo máxima potencia

Key words

Photovoltaic energy

Current loop

Voltage loop

Phase-Locked Loop

Maximum power point tracking algorithm

Agradecimientos

Agradecer a mis padres y mi hermano por su amor, apoyo y paciencia, que me llevan a mejorar cada día como persona.

Por supuesto agradecer también al tutor de este trabajo, por su tiempo y ayuda para poder llevar a cabo el proyecto.

Índice

1. Introducción	1
1.1. Aspectos generales.....	1
1.2. Ventajas.....	3
1.3. Dificultades.....	4
2. Objetivos y metodología	5
3. Tipos de sistemas fotovoltaicos	5
3.1. Sistemas aislados.....	6
3.2. Sistemas conectados a red.....	6
4. Dimensionamiento de la instalación.....	8
4.1. Diseño del inversor.....	9
4.1.1. Frecuencia de conmutación	11
4.1.2. Corriente nominal	11
4.1.3. Inductancia de salida.....	11
4.1.4. Resistencia parásita.....	12
4.1.5. Tensión de continua mínima.....	12
4.1.6. Variación de tensión.....	13
4.1.7. Condensador de entrada.....	13
4.1.8. Diodos.....	13
4.1.9. IGBT's.....	13
4.2. Dimensionamiento de las placas solares	14
5. Esquema completo de control	16
6. Lazo de corriente.....	17
6.1. Elementos del lazo	17
6.1.1. Planta del lazo	17
6.1.2. Controlador PI	18
6.1.3. Bloque $V_{DC,m}$	18
6.1.4. Retraso de muestreo, D_i	18
6.1.5. Filtro H_i	19
6.2. Cálculo de parámetros del PI	19
6.3. Funcionamiento	20
6.3.1. Filtrado de I_g	20
6.3.2. Funcionamiento del control de corriente	21
7. PLL (Phase-Locked Loop).....	23
7.1. Desarrollo teórico.....	23
7.2. Elementos del lazo	25

7.2.1. Controlador PI	25
7.2.2. Integrador.....	25
7.2.3. Bloque V_g	25
7.2.4. Filtro H_{PLL}	25
7.3. Cálculo de parámetros del PI	26
7.4. Comparación de filtros.....	27
7.4.1. Filtro analógico.....	27
7.4.2. Filtro digital	27
7.5. Funcionamiento	30
7.5.1. Funcionamiento del control de seguimiento de fase.....	30
7.5.2. Filtro digital	31
8. Control de la corriente reactiva	32
9. Lazo de tensión.....	34
9.1. Elementos del lazo	34
9.1.1. Bloque C_s	34
9.1.2. Bloque g_{pv}	34
9.1.3. Controlador PI	34
9.1.4. Retraso de muestreo, D_v	34
9.1.5. Bloque $\frac{V_g}{2V_{pv}}$	35
9.1.6. Filtro H_v	35
9.2. Cálculo de parámetros del PI	35
9.3. Comparación de filtros.....	36
9.3.1. Filtro analógico.....	36
9.3.2. Filtro digital	37
9.4. Influencia del punto de operación del generador fotovoltaico en el control de tensión	38
9.4.1. g_{pv} cercano a cero.....	39
9.4.2. g_{pv} en el punto de máxima potencia.....	39
9.4.3. g_{pv} cercano a circuito abierto	40
9.5. Funcionamiento	41
9.5.1. Filtro DSC.....	41
9.5.2. Funcionamiento del control de tensión	41
10. Algoritmo de máxima potencia.....	45
10.1. Desarrollo	45
10.2. Funcionamiento	46
11. Conclusiones.....	47

12. Líneas futuras	47
13. Bibliografía	48
14. ANEXOS	49
14.1. Desarrollo en el programa PSIM	49
14.2. Fichas técnicas.....	56

Índice de figuras

Figura 1. Distribución de energía eléctrica nacional 2020.	1
Figura 2. Evolución de la potencia instalada de energía fotovoltaica en España.	2
Figura 3. Objetivos de potencia instalada del PNIEC.	3
Figura 4. LCOE de las diferentes fuentes renovables.....	4
Figura 5. Esquema típico de sistema aislado con almacenamiento.....	6
Figura 6. Esquema de sistema con inversor central.....	7
Figura 7. Esquema de sistema con inversor integrado.	7
Figura 8. Esquema de sistema de conversión en cadena.....	8
Figura 9. Esquema de sistema de conversión en multi-cadena.	8
Figura 10. Esquema de un puente en H.	9
Figura 11. Simulaciones de las señales principales de un puente en H.	10
Figura 12. Comparación entre la señal triangular y las dos V_{con}	11
Figura 13. Expresión V_{ab} a través de la suma vectorial.	12
Figura 14. Características técnicas de las células.	14
Figura 15. Expresión que permite calcular la temperatura de célula.	14
Figura 16. Comportamiento de las curvas I-V frente a cambios de irradiancia y temperatura..	15
Figura 17. Esquema del control completo del sistema fotovoltaico.....	17
Figura 18. Diagrama de bloques del lazo de corriente.....	17
Figura 19. Diagrama de bloques de la planta del lazo de corriente.....	18
Figura 20. Puntos donde se muestrea con el microcontrolador.....	18
Figura 21. Bode del lazo abierto sin incluir el PI.	19
Figura 22. Bode del lazo abierto incluyendo el PI.	20
Figura 23. Simulación de la corriente de red filtrada y sin filtrar.....	21
Figura 24. Bode de la FT1, expresión (45)	22
Figura 25. Bode de la FT2, expresión (47)	22
Figura 26. Simulación de la corriente de red de referencia a 15A y la filtrada.	23
Figura 27. Simulación de la corriente de red de referencia a 10A y desfasada 90º y la señal filtrada.	23
Figura 28. Diagrama de bloques del lazo de seguimiento de fase.....	24
Figura 29. Diagrama de bloques del PLL de la variable V_{gq}	25
Figura 30. Diagrama de bode del lazo abierto sin PI.....	26
Figura 31. Diagrama de bode del lazo abierto incluyendo el PI.....	27
Figura 32. Diagrama de bode del filtro analógico.	29
Figura 33. Diagrama de bode del filtro digital.....	29
Figura 34. Diagrama de bode de los filtros analógico y digital.	30
Figura 35. Simulación de V_{gq} , V_{gd} , corriente y tensión de red y salida del PI a lo largo del tiempo.....	30

Figura 36. Simulación de la evolución de los ángulos estimado y real de red.....	31
Figura 37. Simulación de la señal V_{gd} y su filtración.	31
Figura 38. Simulación de la señal V_{gq} y su filtración.	32
Figura 39. Simulación de potencia para corriente activa=10 A pico.....	32
Figura 40. Simulación de potencia para corriente reactiva=10 A pico.	33
Figura 41. Simulación de potencia para corriente reactiva=10 A pico.	33
Figura 42. Diagrama de bloques del lazo de tensión.	34
Figura 43. Diagrama de bode del lazo abierto sin incluir el PI.	35
Figura 44. Diagrama de bode del lazo abierto incluyendo el PI.....	36
Figura 45. Diagrama de bode de los filtros analógico y digital.	37
Figura 46. Simulación de la curva I-V del módulo solar.	38
Figura 47. Diagrama de bode del lazo abierto para $g_{pv}=0$ y $V_{pv}=330V$	39
Figura 48. Diagrama de bode del lazo abierto para $g_{pv}=0,01767$ y $V_{pv}=579,6V$	39
Figura 49. Diagrama de bode del lazo abierto para $g_{pv}=0,1531$ y $V_{pv}=700V$	40
Figura 50. Diagrama de bode de la comparación para diferentes puntos de funcionamiento del lazo abierto.....	40
Figura 51. Simulación de la señal V_{pv} y su señal filtrada.	41
Figura 52. Respuesta ante escalón del lazo cerrado para $g_{pv}=0$ y $V_{pv}=330V$	42
Figura 53. Simulación ante escalón de tensión entre 350 y 360V.	42
Figura 54. Respuesta ante escalón del lazo cerrado para $g_{pv}=0,01767$ y $V_{pv}=579,6V$	43
Figura 55. Simulación ante escalón de tensión entre 575V y 585V.....	43
Figura 56. Respuesta ante escalón del lazo cerrado para $g_{pv}=0,1531$ y $V_{pv}=700V$	44
Figura 57. Simulación ante escalón de tensión entre 690V y 700V.....	44
Figura 58. Simulación de la V_{DC_ref} y V_{pv_filt} obtenida con limitación de corriente en el inversor.	45
Figura 59. Simulación del sistema con algoritmo de máxima potencia con irradiancia cambiante.....	46
Figura 60. Simulación del sistema con algoritmo de máxima potencia iniciando desde circuito abierto.	46
Figura 61. Simulación del sistema con algoritmo de máxima potencia con limitación de corriente por el inversor.	47
Figura 62. Sistema completo en PSIM.....	49
Figura 63. Líneas de código 1.	50
Figura 64. Líneas de código 2.	51
Figura 65. Líneas de código 3.	52
Figura 66. Líneas de código 4.	53
Figura 67. Líneas de código 5.	54
Figura 68. Líneas de código 6.	55
Figura 69. Ficha técnica módulo solar (1).	56
Figura 70. Ficha técnica módulo solar (2).	57
Figura 71. Ficha técnica diodos.	58
Figura 72. Ficha técnica IGBT's.....	59

1. Introducción

1.1. Aspectos generales

La transformación de los sistemas de producción de energía está evolucionando hacia sistemas de generación renovable, por lo cual, las centrales de generación tradicionales, como pueden ser las centrales de carbón e incluso las de ciclo combinado van a ser reemplazadas por otro tipo de sistemas de generación o llegando incluso a ser desmanteladas. Este cambio en la manera de producir energía permite conseguir una independencia energética mayor y disminuir los niveles de emisión de gases que afectan al planeta. La transición hacia una generación renovable viene marcada por el “Plan Nacional Integrado de Energía y Clima” [1], en el cual se establecen los objetivos para 2030 y 2050 en cuanto a la instalación de renovables y disminución de centrales tradicionales.

Esta transformación se va a llevar a cabo a través de, principalmente, la energía eólica y la energía fotovoltaica, siendo estas dos las energías más desarrolladas dentro de las renovables. En el año 2020, gracias al incremento en la potencia instalada de estas energías y la suma de un buen año hidráulico, hizo que se consiguiese el récord de generación de electricidad renovable, llegando hasta el 44% [2]. Como se puede ver en la figura 1, el aporte de energía eléctrica mediante renovables tiene un peso importante, teniendo como mayores aportadoras la eólica, hidráulica y fotovoltaica.

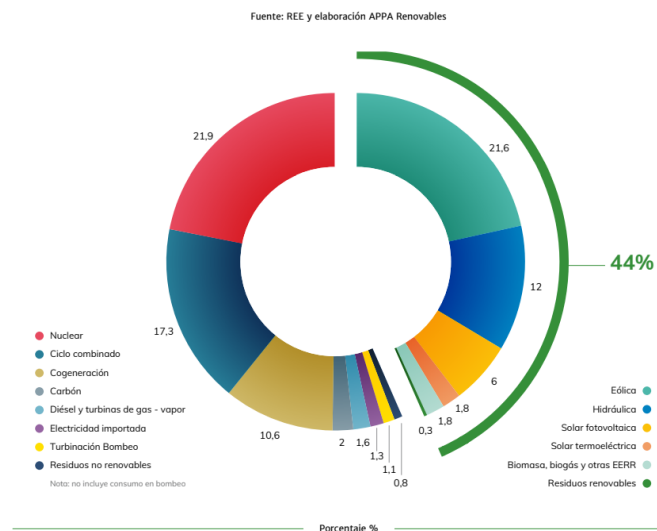


Figura 1. Distribución de energía eléctrica nacional 2020.

Centrando la atención en la energía fotovoltaica, la potencia instalada en 2019 y 2020 tuvo un aumento significativo, aumentando los datos de potencia total de renovables, energía vendida y empleos generados por esta tecnología. Gracias a esto, en 2020 el sector fotovoltaico tuvo una aportación al PIB de 4686 millones de euros.

Como ya señala la figura 2, se puede ver ese incremento en la potencia instalada entre 2018 y 2020, pasando de 4699 MW a 11741MW en apenas tres años. Debido a este aumento, la energía producida de solar fotovoltaica también se ha visto incrementada, pasando de una media de 8000 GWh a 15289 GWh. Por otro lado, se puede observar que la instalación de

fotovoltaica en términos de autoconsumo ha crecido exponencialmente, pasando de escasos 21 MW instalados en 2015 hasta 623 MW en 2020.

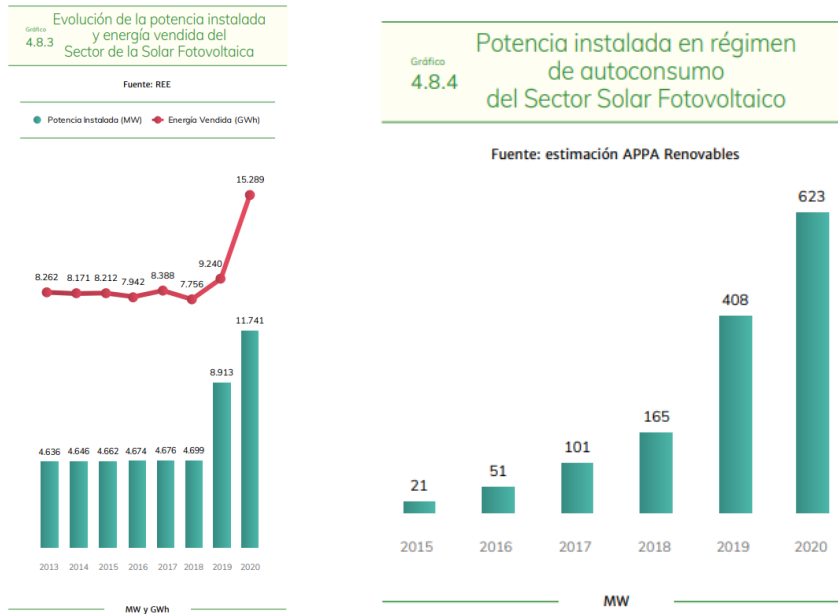


Figura 2. Evolución de la potencia instalada de energía fotovoltaica en España.

En términos de empleo, el aumento de instalaciones también ha hecho que aumenten el número de trabajadores relacionados con este sector, teniendo 22481 trabajadores totales, de los cuales 18092 pertenecen a empleo directo [2, pp.98-107].

Actualmente se puede ver que estas tecnologías tienen una gran fuerza, y se planea aumentar su protagonismo en todos los sistemas. Según el PNIEC (Plan Nacional Integrado de Energía y Clima), se ha puesto como meta para 2050 convertir a España en un país neto en carbono. Para ello, se está apostando por la instalación en gran escala de energías renovables y el desmantelamiento de centrales convencionales de carbón y nucleares entre otras. Por otra parte, el precio de emisiones de CO₂ va a sufrir un aumento de precio, haciendo que las centrales que emitan este tipo de gases dejen de ser competitivas y rentables, por lo que interesa eliminarlas del sistema y apostar por un tipo de generación que tenga emisiones nulas. Con esto, se busca que para 2030 el 74% de la generación eléctrica total sea mediante energías renovables, y que sea del 100% para el año 2050 [1].

Los planes a corto plazo, para 2030, consisten en aumentar la potencia instalada hasta los 39181 MW de energía fotovoltaica, lo que implicaría aumentar la potencia instalada actual en casi 4 veces, como indica la figura 3.

Parque de generación del Escenario Objetivo (MW)				
Año	2015	2020*	2025*	2030*
Eólica (terrestre y marítima)	22.925	28.033	40.633	50.333
Solar fotovoltaica	4.854	9.071	21.713	39.181
Solar termoelectrónica	2.300	2.303	4.803	7.303
Hidráulica	14.104	14.109	14.359	14.609
Bombeo Mixto	2.687	2.687	2.687	2.687
Bombeo Puro	3.337	3.337	4.212	6.837
Biogás	223	211	241	241
Otras renovables	0	0	40	80
Biomasa	677	613	815	1.408
Carbón	11.311	7.897	2.165	0
Ciclo combinado	26.612	26.612	26.612	26.612
Cogeneración	6.143	5.239	4.373	3.670
Fuel y Fuel/Gas (Territorios No Peninsulares)	3.708	3.708	2.781	1.854
Residuos y otros	893	610	470	341
Nuclear	7.399	7.399	7.399	3.181
Almacenamiento	0	0	500	2.500
Total	107.173	111.829	133.802	160.837

*Los datos de 2020, 2025 y 2030 son estimaciones del Escenario Objetivo del PNIEC.

Figura 3. Objetivos de potencia instalada del PNIEC.

1.2. Ventajas

El uso de energías renovables tiene muchas ventajas, por lo que se van a exponer algunas de las principales:

- **Distribución de la producción:** Hoy día es muy importante tener una generación distribuida, donde la generación esté cercana al consumo, evitando así pérdidas en el transporte de esta. Esto supondrá un cambio del actual sistema centralizado eléctrico hacia uno de generación distribuida.
- **Eliminación de combustibles fósiles:** A parte de resultar nocivos para el medioambiente y seres vivos, resulta muy importante actualmente ser un país con autosuficiencia energética, para no depender de la compra de energía o combustibles que pueden tener precios inestables, provocando altos precios en las facturas de los consumidores. Gracias a las renovables, en 2020 se consiguieron evitar la importación de 23 millones de toneladas equivalentes de petróleo, lo que equivale a un ahorro de 6273 millones de euros.
- **Recurso ilimitado:** Al contrario que los combustibles tradicionales, las fuentes de energía como el agua, el viento o el sol son inagotables, por lo que ya no se depende de otros países para contar con recursos y generar energía. En el caso de la biomasa, hay que ser conscientes de que el factor de utilización de los residuos debe ser menor al factor de utilización de estos en el caso que se quiera contar como recurso renovable e inagotable.
- **Freno del cambio climático:** La transición de combustibles a generación renovable permite no emitir toneladas de gases nocivos y de efecto invernadero a la atmósfera. En 2020 las renovables evitaron la emisión de 52,5 millones de toneladas de CO₂, que implicaron un ahorro en derechos de emisión de 1301 millones de euros.

- Aparición de nuevos sistemas: Figuras como las comunidades energéticas y microrredes aparecen, con los beneficios económicos, tecnológicos y sociales que estas presentan.
- Generación de empleo: Como ya se ha visto, el aumento en la potencia instalada de energías renovables trae consigo un aumento notable en el empleo generado, tanto directa como indirectamente. Sobre todo, tendrá un efecto positivo sobre los puestos más cualificados, ya que el conocimiento de las tecnologías es indispensable para su desarrollo.
- Precios: Como se puede ver en la figura 4, los precios por kWh de las energías renovables ya están en los rangos de los precios de los combustibles tradicionales en condiciones normales.

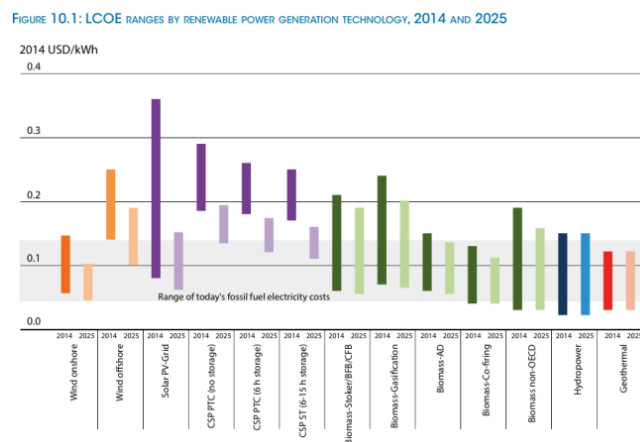


Figura 4. LCOE de las diferentes fuentes renovables.

1.3. Dificultades

A pesar de tener las virtudes ya comentadas, el cambio de generación trae consigo una serie de problemas y dificultades las cuales van a ser mencionadas a continuación:

- Suministro intermitente: El problema de las fuentes de suministro solar y eólica es que están sujetas a condiciones atmosféricas que no se pueden controlar, por lo que su aprovechamiento dependerá en gran medida de la capacidad que se tenga de pronosticar el recurso.
- Zonas de instalación: El recurso renovable no es uniforme en cualquier territorio, por lo que es importante evaluar la mejor zona para cada tipo de instalación renovable.
- Pérdida de inercia: Actualmente gran parte de la inercia del sistema eléctrico la aportan los generadores de grandes centrales. Si se apuesta masivamente por las renovables y la electrónica de potencia, se pueden llegar a tener problemas de inercia.

- **Madurez tecnológica:** Algunas de las tecnologías renovables no han alcanzado un grado de madurez elevado, como pueden ser las energías del océano o la geotérmica de alta entalpía.
- **Almacenamiento:** El hecho de no tener recurso de generación cuando se necesita, hace que a veces sea necesario la instalación de bancos de baterías, las cuales tienen un precio muy elevado actualmente.
- **Control de las plantas:** Enfocado a la solar fotovoltaica, si se quiere aumentar la eficiencia de las instalaciones, es necesario la instalación de sistemas de seguimiento en los módulos solares, los cuales son caros.

2. Objetivos y metodología

El objetivo principal del proyecto es el de diseñar el control digital del inversor fotovoltaico monofásico para el sistema de los módulos solares y el propio inversor. La instalación a desarrollar se trata de un sistema conectado a red descentralizado, por lo que se estudiarán todos los tipos de sistemas que se pueden dar en las plantas fotovoltaicas.

Para poder realizar todo el control del sistema, primero se va a dimensionar la instalación, tanto los módulos como el inversor. Para el dimensionamiento se elegirá un modelo comercial de placas solares, mientras que el inversor será diseño propio debido a que no se encontraron modelos comerciales que cumpliesen todos los requisitos de diseño impuesto.

Una vez dimensionado el sistema, se desarrollará el código necesario para que este se comporte de la manera deseada y esperada.

El dimensionamiento y control se apoya en la teoría vista en asignaturas como sistemas eólicos y fotovoltaicos y en la teoría impartida por el tutor de este proyecto, además de las referencias citadas al final del trabajo.

Una vez realizado los cálculos, se comprobará que todos ellos estén bien realizados utilizando Matlab. Si los cálculos son correctos, se pasará a desarrollar el código en PSIM, donde se puede ver el sistema completo en el anexo 1, figura 62.

3. Tipos de sistemas fotovoltaicos

Dependiendo de si se distribuye la potencia generada por los módulos a red o no, los sistemas fotovoltaicos se pueden clasificar en dos grandes grupos [3]:

- **Sistemas aislados:** La energía producida no se vierte en la red, sino que es utilizada para consumo propio y alimentación de cargas las cuales no tienen ningún tipo de conexión con la red. Estos sistemas suelen estar dotados de sistemas de almacenamiento.
- **Sistemas conectados a red:** Los sistemas conectados a red vierten toda la energía generada a la red. El objetivo principal de las placas solares de estos sistemas es la de extraer la máxima energía posible.

3.1. Sistemas aislados

Cobran gran sentido en zonas donde no se dispone de suministro eléctrico. Dentro de estos, se puede distinguir entre sistemas sin almacenamiento y sistemas con almacenamiento.

- Sin almacenamiento: Son instalaciones más sencillas pero la disponibilidad de potencia se puede ver interrumpida por variaciones de recurso. Si las cargas conectadas son en corriente alterna, es necesario instalar un inversor. Los ejemplos más claros donde se utilizan este tipo de sistemas son para bombeo fotovoltaico, sistemas de riego fotovoltaico y como cargador solar.
- Con almacenamiento: Estos sistemas suelen contar con los módulos fotovoltaicos, un sistema de almacenamiento y su regulador y un inversor para alimentar cargas. El esquema típico es el que se muestra en la figura 5.



Figura 5. Esquema típico de sistema aislado con almacenamiento.

3.2. Sistemas conectados a red

Dentro de estos sistemas se puede distinguir entre sistemas descentralizados, como instalaciones en tejados y pequeñas instalaciones, o sistemas centralizados, donde entrarían las grandes plantas fotovoltaicas [4].

- Sistemas descentralizados: Se conectan directamente a la red de baja tensión y en general están formados por los módulos fotovoltaicos, un inversor y un contador más el sistema de protecciones.
- Sistemas centralizados: Instalaciones de gran potencia que van conectados a la red de alta tensión [5]. Las plantas pueden tener varias configuraciones diferentes, como las que se van a mostrar.
 - a) Sistema con inversor central: Como se puede ver en la figura 6, todos los módulos, agrupados en serie y paralelo, están directamente conectados al inversor. El inversor extrae la máxima potencia de todo el conjunto de placas solares.

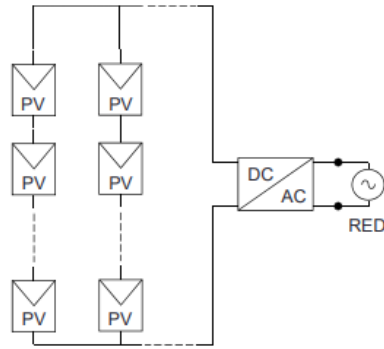


Figura 6. Esquema de sistema con inversor central.

- b) Sistemas con inversor integrado: Como se puede observar en la imagen 7, cada panel lleva integrado el inversor, por lo que se puede hacer un seguimiento de máxima potencia para cada panel.

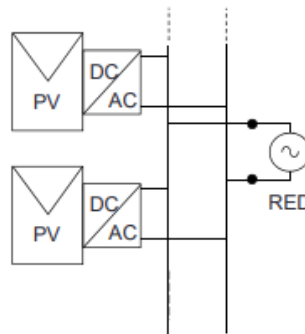


Figura 7. Esquema de sistema con inversor integrado.

- c) Sistemas de conversión en cadena: Se agrupa un número de módulos en serie y paralelo para extraer la máxima energía posible de cada grupo, como se puede observar en la figura 8.

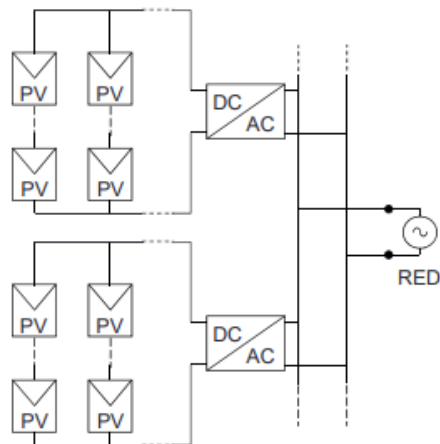


Figura 8. Esquema de sistema de conversión en cadena.

- d) Sistemas de conversión en multi-cadena: Se dividen en grupos de pequeña potencia que poseen su propio convertidor DC/DC, el cual extrae la máxima potencia posible. Toda la energía del bus de continua es extraída a red con un único inversor, como indica la figura 9.

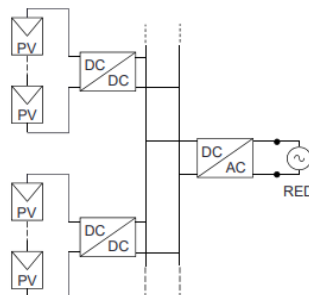


Figura 9. Esquema de sistema de conversión en multi-cadena.

4. Dimensionamiento de la instalación

La instalación a dimensionar y controlar se trata de una pequeña instalación de 5 kVA, para alimentar una vivienda en Pamplona, por lo que se va a hacer un estudio sobre los diferentes parámetros que influenciarán el número de placas y tamaño de los elementos.

La modulación PWM que se va a utilizar para el inversor tiene un gran impacto en el dimensionamiento de los elementos y parámetros de este, por lo que va a ser la primera condición de diseño a estudiar.

Existen tres tipos de modulación PWM, la modulación bipolar, unipolar y unipolar modificada. La modulación bipolar trabaja con una única señal de control, la unipolar trabaja con dos señales de control, una para cada rama de conmutación, y la unipolar modificada, que conmuta una de sus ramas a la frecuencia de red y la otra a la frecuencia de conmutación marcada por la señal triangular [6].

En la tabla 1 se realiza una comparación de los tres tipos de modulaciones para el mismo valor de rizado de corriente máximo y misma frecuencia de rizado de la corriente de salida (20 kHz).

Tabla 1. Comparación entre modulaciones.

	F_{con}	Inductancia	$Perd_{comm}$	$Perd_{cond}$	V_{mc}	Transformador
Bipolar	2 ramas 20kHz	2L	P_{conm} P_{conm}	P_{cond} P_{cond}	DC	No
Unipolar	2 ramas 10kHz	L	$P_{conm}/2$ $P_{conm}/2$	P_{cond} P_{cond}	10 kHz	Si
Unipolar modificada	1 rama 50Hz 1 rama 20kHz	L	≈ 0 P_{conm}	$P_{cond}/2$ P_{cond}	20 kHz	Si

Para esas condiciones, con la modulación unipolar se consigue conmutar a la mitad de frecuencia, lo que supone limitar las pérdidas de conmutación a la mitad y también permite considerar una inductancia de salida de la mitad de tamaño.

Por las razones expuestas, y mayor sencillez de diseño frente a la modulación unipolar modificada, la modulación que se va a utilizar en este inversor es la modulación unipolar.

4.1. Diseño del inversor

El inversor consta de un puente en H sin elevador. Un puente en H cuenta con dos ramas de conmutación, las cuales cuentan con dos IGBT's y dos diodos en antiparalelo. Además, generalmente cuentan con un condensador en la entrada y una inductancia en la salida, como se muestra en el esquema de la figura 10. Para el diseño de este inversor, se añade al modelo una resistencia parásita en serie con la inductancia que modela las pérdidas de la bobina y semiconductores.

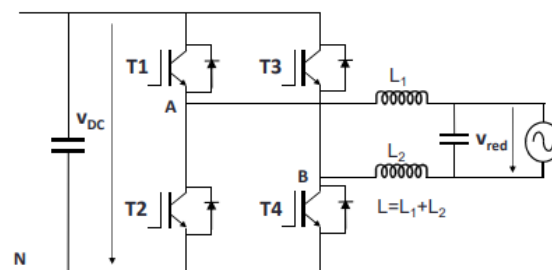


Figura 10. Esquema de un puente en H.

Lo que caracteriza a la modulación unipolar frente a la bipolar, como ya se ha comentado, es que se dispone de dos señales de control, donde la primera célula (T1 y T2) se modula a partir de la tensión de control V_{con} ($V_{con1} = V_{con}$) y la otra célula se modula a partir de la tensión de control $-V_{con}$ ($V_{con2} = -V_{con}$). Con ayuda de la simulación mostrada en la figura 11, donde se encuentra el sistema en el semiciclo positivo de tensiones y corriente positiva, se van a ver las implicaciones que esta conmutación tiene sobre los interruptores y las señales de salida.

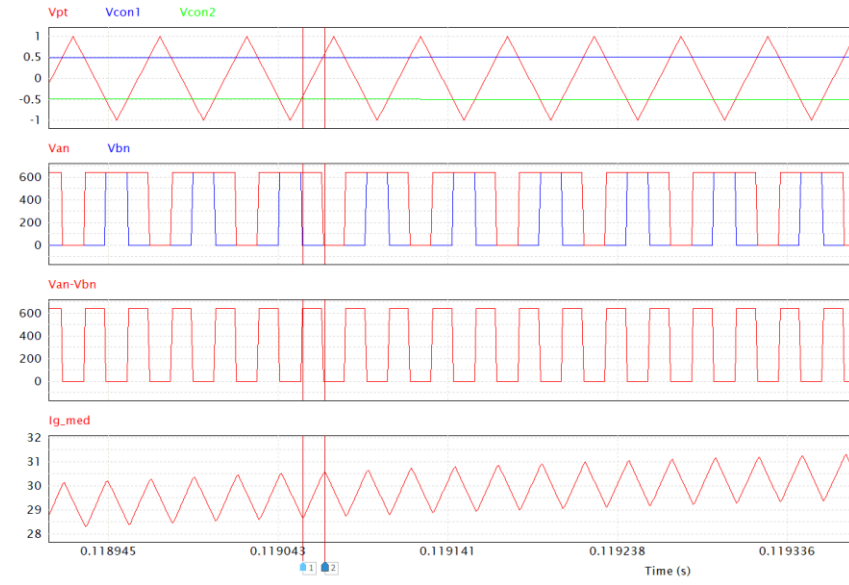


Figura 11. Simulaciones de las señales principales de un puente en H.

En primer lugar, se verá cuál de los interruptores conmuta, dependiendo de las V_{con} y la tensión triangular. Como se puede observar en las simulaciones de la figura 11:

$$\text{Si } V_{con1} > V_{pt} \rightarrow T1 \text{ ON } T2 \text{ OFF} \quad (1)$$

$$\text{Si } V_{con1} < V_{pt} \rightarrow T1 \text{ OFF y } T2 \text{ ON} \quad (2)$$

$$\text{Si } V_{con2} > V_{pt} \rightarrow T3 \text{ ON y } T4 \text{ OFF} \quad (3)$$

$$\text{Si } V_{con2} < V_{pt} \rightarrow T3 \text{ OFF y } T4 \text{ ON} \quad (4)$$

Cuando T1 conduce, la tensión V_{an} es igual a V_{DC} , y cuando T3 conduce, la tensión V_{bn} es igual a V_{DC} .

La resta entre V_{an} y V_{bn} produce una señal cuadrada entre 0 y V_{DC} voltios, al doble de frecuencia de conmutación, marcada por la frecuencia de la señal triangular. Los valores que pueden tomar V_{ab} son 0, V_{DC} y $-V_{DC}$.

$$V_L = L * \frac{di}{dt} \quad (5)$$

Esto hace, que cuando V_{ab} es igual a V_{DC} , la corriente por la bobina aumente, mientras que cuando es igual a 0, la corriente por esta disminuya, en el caso de estar en el semiciclo positivo.

Con los triángulos equivalentes, marcados en la figura 12, se es capaz de obtener las siguientes relaciones:

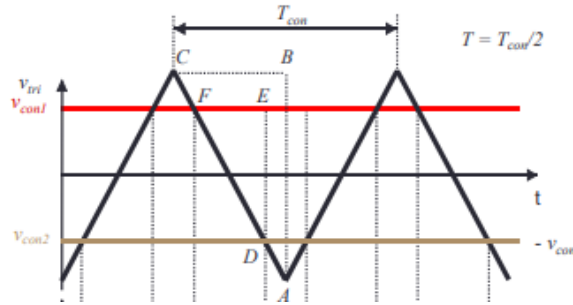


Figura 12. Comparación entre la señal triangular y las dos V_{con} .

$$\frac{AB}{BC} = \frac{DE}{EF} \rightarrow \frac{2V_{pt}}{T_{con}/2} = \frac{2V_{con}}{t_{on}} \rightarrow \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{con}}{V_{pt}} = m \quad (6)$$

La tensión media de V_{ab} será $\langle V_{ab} \rangle = V_{dc} * \frac{t_{on}}{T}$. (7)

Antes de poder estimar cuantos módulos necesitamos, es necesario dimensionar todos los elementos que van a conformar el inversor, por lo que, con los requisitos de diseño y características de la modulación unipolar, se va a hacer un estudio de todos elementos del convertidor [6].

4.1.1. Frecuencia de conmutación

En primer lugar, se va a decidir la frecuencia de conmutación de los interruptores. En este caso se desea tener un rizado de corriente a 40 KHz, por lo que, al tener una modulación unipolar, como ya se ha observado anteriormente, la célula de conmutación conmutará a 20 KHz, marcada por la frecuencia de la señal triangular.

4.1.2. Corriente nominal

Para poder elegir los transistores y diodos es necesario conocer la corriente que va a circular por el inversor monofásico, lo cual se puede calcular de manera sencilla utilizando la potencia nominal del inversor y la tensión de red.

$$I_{gef} = \frac{5000}{230} = 21,74 \text{ A} \quad (8)$$

$$I_{g_pico} = \sqrt{2} * \frac{5000}{230} = 30,74 \text{ A} \quad (9)$$

4.1.3. Inductancia de salida

Para dimensionar la inductancia de salida del convertidor es necesario obtener la expresión que permite calcularla, para la modulación con la que se quiere trabajar, en este caso la unipolar.

En el instante de tiempo donde la corriente por la bobina aumenta (t_{on}) se puede calcular, con ayuda de la expresión elemental de las inductancias, cuánto vale la corriente, y en el caso de

fijar esa corriente máxima, dar un valor a la inductancia. El desarrollo empieza de la expresión (5), que es la ecuación básica de una inductancia.

$$(V_{DC} - V_{red}) * dt = L * di_L \rightarrow \Delta i_L = \frac{(V_{DC} - V_{red}) * t_{on}}{L} \quad (10)$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_{DC} - m * V_{DC}) * T * m}{L} = \frac{V_{DC} * (1 - m) * m}{2 * L * F_{conm}} \quad (11)$$

El rizado de corriente va a resultar máximo cuando la modulante sea igual a 0,5.

$$\Delta i_{L \text{ máx}} = \frac{V_{DC}}{8 * L * F_{conm}} \rightarrow L \geq \frac{V_{DC}}{8 * \Delta i_{L \text{ máx}} * F_{conm}} \quad (12)$$

Donde V_{DC} se cogerá el valor máximo del convertidor, 1000 V, el rizado máximo se fija a un valor igual al 10% de la corriente pico y la frecuencia de conmutación será igual a 20 KHz.

$$L = \frac{1000}{8 * 30,74 * 0,1 * 20000} = 2,03 \text{ mH} \quad (13)$$

4.1.4. Resistencia parásita

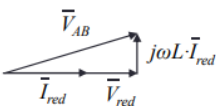
El valor de la resistencia parásita modelada será diez veces menor a la impedancia de la bobina, por lo que el cálculo resulta sencillo.

$$R = \frac{X_L}{10} = \frac{2 * \pi * 50 * 2,03 \text{ mH}}{10} = 63,77 \text{ m}\Omega \quad (14)$$

4.1.5. Tensión de continua mínima

Al tener un inversor reductor, será necesario calcular el valor de tensión continua mínima que aporte el módulo solar para que sea posible generar la tensión alterna requerida.

En la figura 13 se muestra la suma vectorial de las señales de salida, con las que se calculará el valor mínimo V_{DC} .



$$\bar{V}_{AB} = \bar{V}_{red} + j\omega L \cdot \bar{I}_{red}$$

$$V_{AB} = \sqrt{V_{red}^2 + (\omega L \cdot I_{red})^2}$$

Figura 13. Expresión V_{ab} a través de la suma vectorial.

Para el cálculo se va a considerar el caso de que se inyecte potencia reactiva (con $\cos\varphi = 0,8$) y despreciando la resistencia parásita.

El máximo valor que se puede obtener en la salida es V_{DC} , por lo que la tensión pico V_{ab} será siempre menor que V_{DC} , y el valor eficaz será siempre menor que $V_{DC}/\sqrt{2}$.

$$\sqrt{2} * \frac{V_{DC}}{\sqrt{(230 + 21,74 * 2 * \pi * 50 * 2,03 * 10^{-3} * \text{sen}\varphi)^2 + (2 * \pi * 50 * 2,03 * 10^{-3} * 21,74 * \text{cos}\varphi)^2}} = 337,82 \text{ V} \quad (15)$$

4.1.6. Variación de tensión

El siguiente parámetro a fijar es el de la variación de tensión en la entrada que permitirá calcular el condensador del bus de continua. Esto se calculará con la siguiente expresión [7]:

$$\Delta P\% = 1,14 * \Delta V^2 \quad (16)$$

El porcentaje permitido en pérdidas será del 0,2%, por lo que la variación de tensión quedará tal que así:

$$\Delta V = \sqrt{\frac{0,2}{100 * 1,14}} = 0,0418 = 4,18\% \quad (17)$$

4.1.7. Condensador de entrada

Siendo la corriente por el condensador pico-pico iguala dos veces la tensión de red por corriente de red partido por la tensión V_{DC} , se puede dimensionar este elemento haciendo lo siguiente:

$$\Delta V_{DC p-p} = Z_C * I_{C p-p} = \frac{1}{2 * \omega * C} * \frac{2 * V_{red} * I_{red}}{V_{DC}} \quad (18)$$

$$C \geq \frac{V_{red} * I_{red}}{\Delta V_{DC p-p} * \omega * V_{DC}} = \frac{230 * 21,74}{0,0418 * 337,82 * 2 * \pi * 50 * 337,82} = 3,33 \text{ mF} \quad (19)$$

4.1.8. Diodos

La tensión máxima permitida por el inversor va a ser 1000V, por lo que se van a elegir los semiconductores que soporten estas condiciones.

El modelo elegido es el RHRG75120, capaz de soportar hasta 1200V, cuya hoja de características se encuentra en el anexo 2, figura 71.

4.1.9. IGBT's

Al igual que los diodos, estos semiconductores deben soportar también el mismo nivel de tensión.

En este caso el modelo elegido es el APT25GT120BRDQ2, capaz de soportar hasta 1200V, cuya hoja de características se encuentra en el anexo 2, figura 72.

4.2. Dimensionamiento de las placas solares

Como ya se ha comentado, el objetivo es diseñar un generador fotovoltaico para funcionar con un inversor de 5 kVA en Pamplona, por lo que se va a elegir un modelo de módulo comercial, para así poder determinar el número de módulos serie paralelo que sean necesarios.

El módulo elegido es el modelo de la empresa CanadianSolar, HiKu de 330W. Las características técnicas de estos se muestran en la figura 14.

ELECTRICAL DATA STC*		TEMPERATURE CHARACTERISTICS	
CS3L	330P	Specification	Data
Nominal Max. Power (Pmax)	330 W	Temperature Coefficient (Pmax)	-0.36 % / °C
Opt. Operating Voltage (Vmp)	32.2 V	Temperature Coefficient (Voc)	-0.28 % / °C
Opt. Operating Current (Imp)	10.24 A	Temperature Coefficient (Isc)	0.05 % / °C
Open Circuit Voltage (Voc)	39.2 V	Nominal Module Operating Temperature	41 ± 3°C
Short Circuit Current (Isc)	10.82 A		
Module Efficiency	17.8%		
Operating Temperature	-40°C -		

Figura 14. Características técnicas de las células.

Para el dimensionado se van a tener en cuenta las condiciones extremas del lugar y así calcular la temperatura de célula más alta y baja, que permiten calcular los nuevos puntos de funcionamiento eléctrico. La temperatura de célula más baja se va a conseguir cuando la irradiancia sea igual a cero y temperatura ambiente -10° . Por otro lado, la mayor temperatura de célula se dará cuando la irradiancia sea igual a 1000 W/m^2 y una temperatura ambiente de 40° . Con la ecuación de la figura 15, se va a ser capaz de determinar la temperatura de la célula para cada condición atmosférica:

$$T_c = \frac{G}{800 \text{ W/m}^2} (TONC - 20^{\circ} \text{C}) + T_a$$

Figura 15. Expresión que permite calcular la temperatura de célula.

Donde los parámetros son los siguientes:

T_c = Temperatura de la célula.

G = Irradiancia W/m^2 .

$TONC$ = Temperatura de Operación Nominal de la Célula.

T_a = Temperatura ambiente

Temperatura más baja de célula:

$$T_c = \frac{0}{800} * (41 - 20) + (-10) = -10^{\circ} \text{C} \quad (20)$$

Temperatura más alta de célula:

$$T_c = \frac{1000}{800} * (41 - 20) + 40 = 66,25^{\circ} \text{C} \quad (21)$$

Por el comportamiento de las células, estas funcionan mejor y con mayor rendimiento a menor temperatura de célula y mayor irradiancia, ya que la curva corriente tensión se expande, para dar más tensión de circuito abierto y más corriente de cortocircuito, como se puede observar en la figura 16 [3].

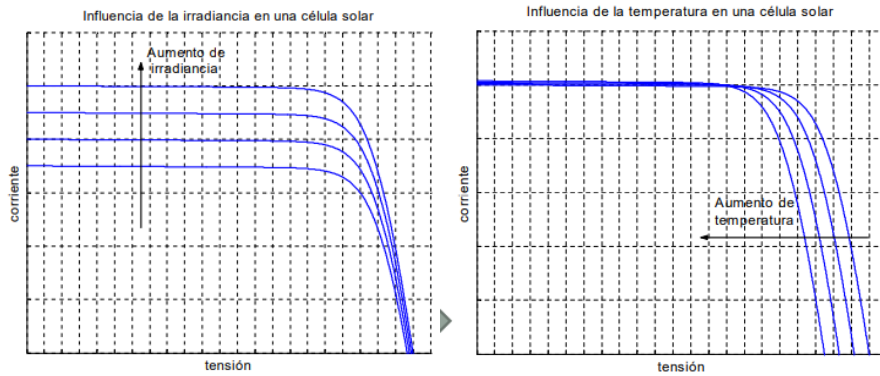


Figura 16. Comportamiento de las curvas I-V frente a cambios de irradiancia y temperatura.

Con esto, ya es posible calcular los diferentes puntos de operación de la célula para estas temperaturas e irradiancia igual a 1000 W/m^2 .

Temperatura de célula más baja:

$$\Delta T1 = -10 - 25 = -35^\circ\text{C} \quad (22)$$

$$P_{\text{m}\acute{\text{a}}\text{x}1} \rightarrow -0,36 \frac{\%}{^\circ\text{C}} * (-35^\circ\text{C}) = +12,6\% \rightarrow P_{\text{m}\acute{\text{a}}\text{x}1} = 330\text{W} * 1,126 = 371,58 \text{ W} \quad (23)$$

$$V_{\text{oc}1} \rightarrow -0,28 \frac{\%}{^\circ\text{C}} * (-35^\circ\text{C}) = +9,8\% \rightarrow V_{\text{oc}1} = 39,2 * 1,098 = 43,04 \text{ V} \quad (24)$$

$$V_{\text{mp}1} = 32,2 * 1,098 = 35,35 \text{ V} \quad (25)$$

$$I_{\text{sc}1} \rightarrow 0,05 \frac{\%}{^\circ\text{C}} * (-35^\circ\text{C}) = -1,75\% \rightarrow I_{\text{sc}1} = 10,63 \text{ A} \quad (26)$$

$$I_{\text{mp}1} = 10,06 \text{ A} \quad (27)$$

Temperatura de célula más alta:

$$\Delta T2 = 66,25 - 25 = 41,25^\circ\text{C} \quad (28)$$

$$P_{\text{m}\acute{\text{a}}\text{x}2} \rightarrow -0,36 \frac{\%}{^\circ\text{C}} * 41,24^\circ\text{C} = -14,85\% \rightarrow P_{\text{m}\acute{\text{a}}\text{x}2} = 280,99 \text{ W} \quad (29)$$

$$V_{oc2} \rightarrow -0,28 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}} * 41,24^{\circ}\text{C} = -11,55\% \rightarrow V_{oc2} = 34,67 \text{ V} \quad (30)$$

$$V_{mp2} = 28,48 \text{ V} \quad (31)$$

$$I_{sc2} \rightarrow 0,05 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}} * 41,24^{\circ}\text{C} = +2,0625\% \rightarrow I_{sc2} = 11,04 \text{ A} \quad (32)$$

$$I_{mp2} = 10,45 \text{ A} \quad (33)$$

Para poder llegar a los 5kW con mayor frecuencia, ya que no siempre se dispondrán de la irradiancia necesaria para poder extraer la potencia pico de los módulos, se va a sobredimensionar la instalación un 20%, por lo que la potencia a instalar va a llegar hasta los 6 kWp aproximadamente. Además de la potencia pico a instalar, el otro parámetro a tener en cuenta es el de la tensión mínima V_{DC} necesaria a la entrada del puente en H.

Para estar en rangos de tensión del inversor (337,82V y 1000V), es necesario instalar 18 módulos fotovoltaicos en serie. Con ello y condiciones normales de operación, tendríamos una potencia de 5940Wp (18 *módulos* * 330W_p) y una tensión de circuito abierto de 705,6 V (18 *módulos* * 39,2V).

Para la temperatura de célula mínima, en el caso de que la irradiancia cambiase de manera muy rápida sin llegar a cambiar la temperatura de célula, se dispondría de una potencia máxima de 6688,44Wp (18 *módulos* * 371,58W_p) y 774,72V (18 *módulos* * 43,04V) de tensión de circuito abierto, mientras que en las condiciones de máxima temperatura de célula se tendría 5057,82Wp (18 *módulos* * 280,99W_p) y 512,64V (18 *módulos* * 28,48V) de tensión en el punto de máxima potencia.

5. Esquema completo de control

En la figura 17 se muestra el control que se quiere implementar al sistema diseñado. A partir de una V_{pv} de referencia, calculada por el algoritmo de máxima potencia, y una potencia reactiva de referencia, se calcularán las corrientes activas y reactivas de referencia, que conforman la corriente de red. El cálculo de la fase de la tensión de red se hará con un lazo de seguimiento de fase. A partir de este punto, se calculará la modulante necesaria que pasará a conmutar los IGBT's en el lazo de corriente.

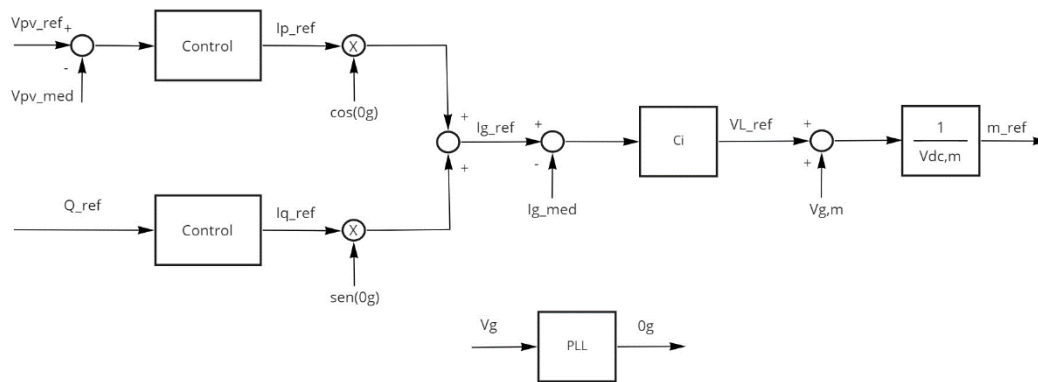


Figura 17. Esquema del control completo del sistema fotovoltaico.

6. Lazo de corriente

El lazo de corriente tiene como objetivo controlar la corriente de red a partir de una referencia. Esta corriente está dividida en dos, la corriente activa y la corriente reactiva. La corriente activa está en fase con la tensión de red, por lo que generará la potencia activa, mientras que la corriente reactiva tiene un desfase de 90° , que generará potencia reactiva. La referencia de corriente activa es calculada en el control del lazo de tensión y la referencia de corriente reactiva es calculada a través de una referencia de potencia reactiva. Gracias al lazo de corriente, se es capaz de controlar la corriente de red y llevarla al valor calculado sin superar los límites nominales de corriente del inversor.

En la figura 18 se muestra el esquema del diagrama de bloques completo, donde se puede ver que está formado por el controlador, el bloque de compensación de tensión V_{DC} , el retraso introducido por el muestreo y la planta del sistema, además del filtro de corriente. También cuenta con compensación de la perturbación introducida en la planta del sistema por la tensión de red.

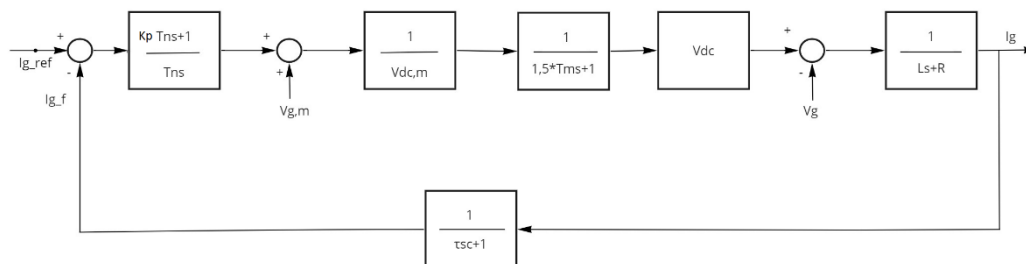


Figura 18. Diagrama de bloques del lazo de corriente.

6.1. Elementos del lazo

6.1.1. Planta del lazo

Como se muestra en la figura 19, a partir de la modulante se es capaz de sacar la tensión V_{ab} , que al restarle la tensión de red se obtiene la tensión en la inductancia y resistencia. Si se realiza el cociente entre esta tensión y su impedancia se obtiene la corriente deseada.

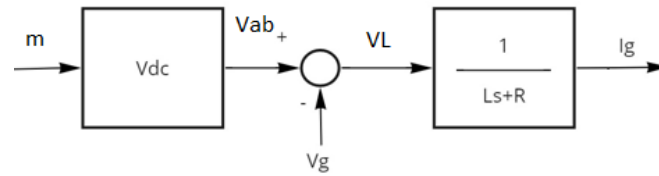


Figura 19. Diagrama de bloques de la planta del lazo de corriente.

6.1.2. Controlador PI

Este bloque se encarga de reducir el error entre la corriente deseada y corriente real a cero mediante la parte integral. Los parámetros de este serán calculados para que a 1500 Hz aporten los grados necesarios hasta tener un margen de fase igual al deseado y conseguir que el módulo de la función de transferencia en lazo abierto sea igual a 1.

6.1.3. Bloque $V_{DC,m}$

Actúa como compensador del bloque V_{DC} , perteneciente a la planta del inversor, que relaciona la modulante con V_{ab} .

6.1.4. Retraso de muestreo, D_i

Modela el retraso de computación, usando el modelo simplificado de primer orden.

$$D_i = \frac{1}{1,5 * T_m * s + 1} \quad (34)$$

Se utiliza el modelo simplificado ya que la frecuencia de muestreo utilizada es de 40 kHz, que está más de 20 veces por encima que la frecuencia de corte del lazo, condición necesaria para utilizar la simplificación.

El hecho de utilizar una frecuencia de muestreo de 40 kHz, que es el doble que la frecuencia de conmutación, hace que se obtengan muestras y se calculen los parámetros en el pico y valle de la señal triangular, como bien se indica en la figura 20, donde cada círculo representa el momento donde se muestrea.

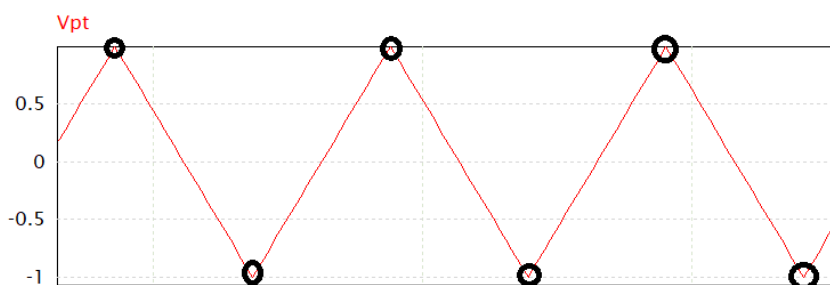


Figura 20. Puntos donde se muestrea con el microcontrolador.

Por lo tanto, el valor T_m de este bloque será igual a:

$$T_m = \frac{1}{f_{\text{muestreo}}} = 25\mu\text{s} \quad (35)$$

6.1.5. Filtro H_i

El filtro del lazo es un filtro de primer orden de ganancia unitaria. Este debe ser más rápido que el propio lazo y filtrar el rizado de la corriente, por lo que se ha fijado una frecuencia de corte de 6000 Hz. El parámetro principal de este bloque sería el siguiente:

$$\tau_c = \frac{1}{2 * \pi * 6000} = 26,52\mu\text{s} \quad (36)$$

6.2. Cálculo de parámetros del PI

La frecuencia de corte de diseño del lazo y el margen de fase se fijan en 1500 Hz y 50°. Se puede obtener la función de transferencia en lazo abierto multiplicando los bloques de la cadena directa y de realimentación de la figura 18, quedando:

$$FT_{LA} = K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} * \frac{1}{Ls + R} * \frac{1}{\tau_c s + 1} * \frac{1}{1,5 * T_m s + 1} \quad (37)$$

A 1500 hercios, y sin añadir el PI, se tiene una ganancia de 0,0478 ($G = 10^{-\frac{26,41}{20}}$) y una fase de -123,31 grados, por lo que el PI deberá aportar una fase de -6,69 grados y la ganancia suficiente para que a 1500 Hz sea unitaria. El diagrama de bode se muestra en la figura 21.

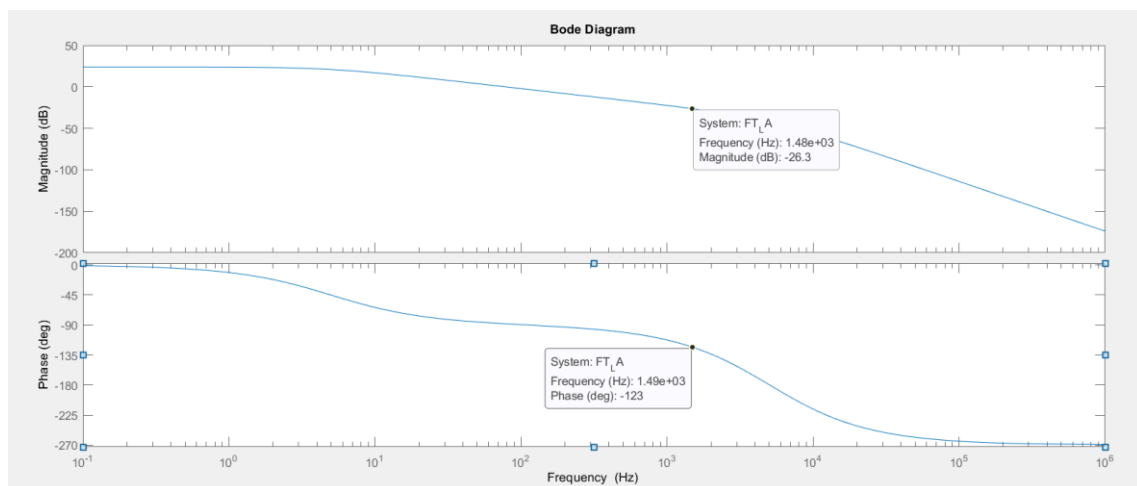


Figura 21. Bode del lazo abierto sin incluir el PI.

Como ya se ha mencionado, para el diseño de los parámetros del PI, se deben cumplir las ecuaciones (37) y (38).

$$|FT_{LA}(j\omega_c)| = 1 \quad (38)$$

$$\varphi[FT_{LA}(j\omega_c)] = -180 + MF \quad (39)$$

Por lo que, empezando por la condición de fase de la ecuación (39):

$$-180 + 50 = \arctg(T_n\omega_c) - 90 - \arctg\left(\frac{L\omega_c}{R}\right) - \arctg(\tau_c\omega_c) - \arctg(1,5 * T_m\omega_c) \quad (40)$$

$$T_n = \frac{\text{tg}(83,306)}{1500 * 2 * \pi} = 0,904 \text{ ms} \quad (41)$$

$$K_p = \frac{\omega_c * T_n * \sqrt{(L\omega_c)^2 + R^2} * \sqrt{(\tau_c\omega_c)^2 + 1} * \sqrt{(1,5 * T_m * \omega_c)^2 + 1}}{\sqrt{(T_n\omega_c)^2 + 1}} = 20,77 \text{ V/A} \quad (42)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_n} = 22975,66 \text{ V/A * s} \quad (43)$$

Al añadir el PI, el bode queda como se muestra en la figura 22:

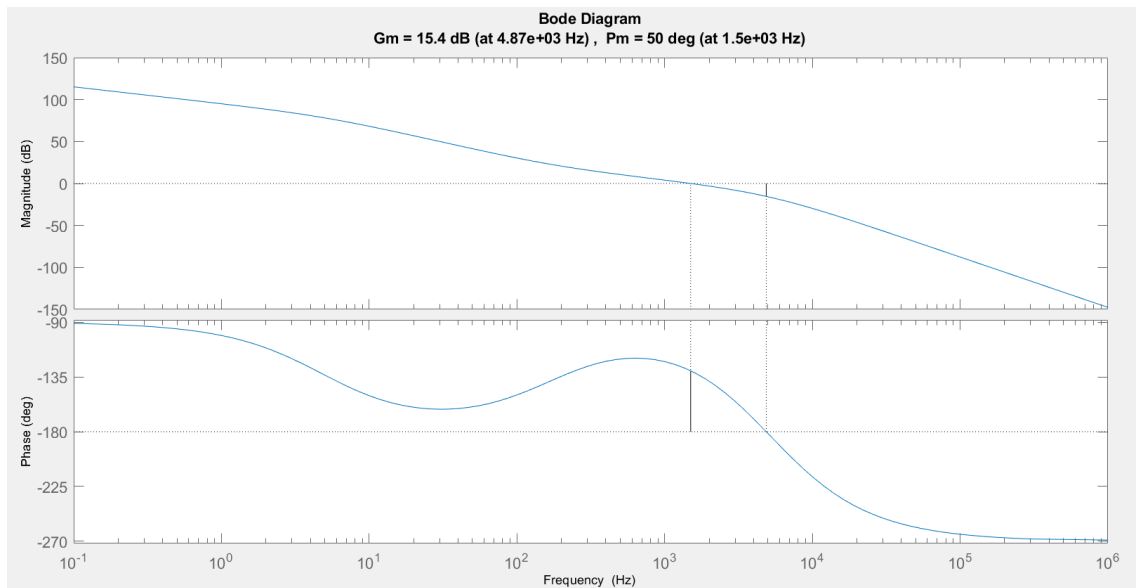


Figura 22. Bode del lazo abierto incluyendo el PI.

El margen de fase a 1500 Hz es de 50 grados y la ganancia igual a 1, por lo que se han calculado correctamente los valores del controlador.

6.3. Funcionamiento

6.3.1. Filtrado de I_g

Como se puede observar en la figura 23, la señal de entrada al filtro tiene un rizado a 40000 Hz, y la frecuencia de corte del filtro se encuentra en 6000 Hz. Con la ayuda de Matlab, se

comprueba que una entrada con esa frecuencia va a tener una salida con una amplitud de 0,14 veces la entrada y con un desfase de -81,46 grados. Como se ve en la simulación, los valores teóricos coinciden con los experimentales.

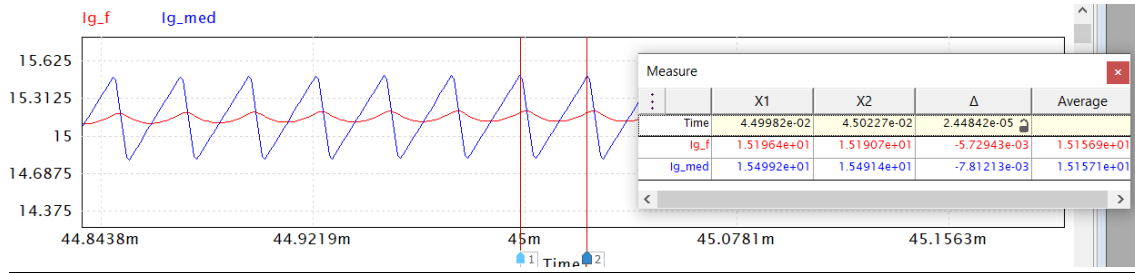


Figura 23. Simulación de la corriente de red filtrada y sin filtrar.

6.3.2. Funcionamiento del control de corriente

Para comprobar el funcionamiento del lazo se van a definir las funciones en lazo cerrado del sistema. En este lazo se tienen dos funciones de transferencia, la principal que relaciona la corriente de red con la corriente de referencia, y la otra función de transferencia que relaciona la perturbación generada por la tensión de la red en la corriente de red. Del diagrama de bloques de la figura 18 se define la I_g como:

$$I_g = FT_1 * I_{g\text{ref}} + FT_2 * V_g \quad (44)$$

Por superposición y despreciando la entrada V_g , la función de transferencia 1 queda:

$$FT_1 = \frac{K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} * \frac{1}{Ls + R} * \frac{1}{1,5 * T_m s + 1}}{1 + K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} * \frac{1}{Ls + R} * \frac{1}{1,5 * T_m s + 1} * \frac{1}{\tau_c s + 1}} \quad (45)$$

Al igual que para la FT_1 , del diagrama de bloques de la figura 18, por superposición y por tanto con la entrada de corriente de referencia igual a cero, la obtención de la función de transferencia 2 comenzaría tal que así:

$$I_g = [(-C_i * H_i * i_g + H_v * V_g) * D_i - V_g] * P \quad (46)$$

Siendo:

- C_i =Controlador PI
- H_i =Filtro de corriente
- H_v =Filtro tensión
- D_i =Retraso introducido por el control digital
- P =Planta del sistema

Despejando I_g y V_g , se tiene que la función de transferencia queda:

$$FT_2 = \frac{H_v * D_i * P - P}{C_i * H_i * D_i * P + 1} = \frac{P * (H_v * D_i - 1)}{C_i * H_i * D_i * P + 1} \quad (47)$$

Los bodes de las funciones de transferencia en lazo abierto son las mostradas en las figuras 24 y 25.

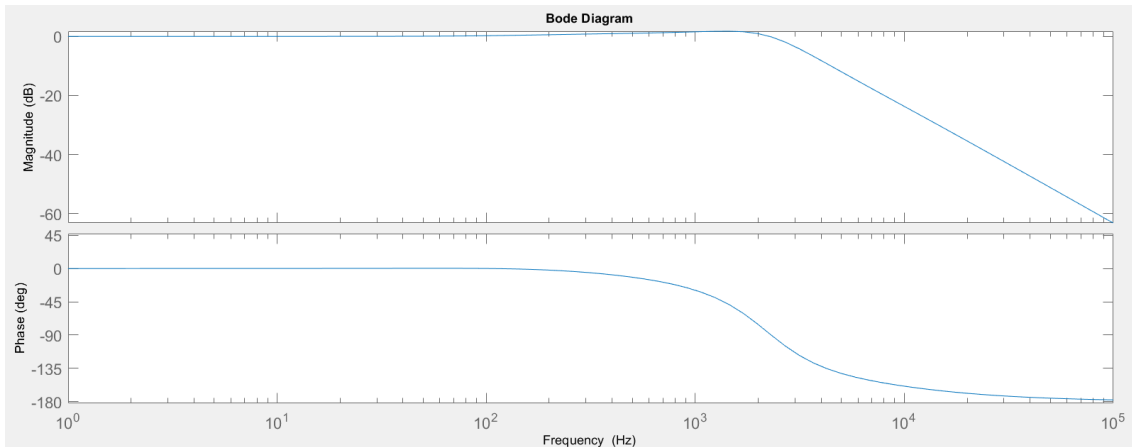


Figura 24. Bode de la FT1, expresión (45)

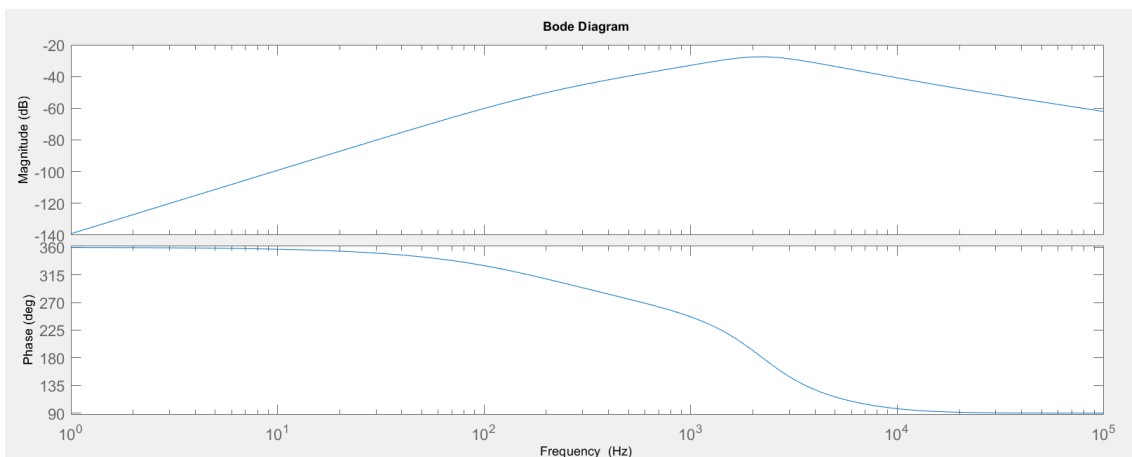


Figura 25. Bode de la FT2, expresión (47)

Teóricamente, ante una referencia de 50 Hz de corriente de referencia, la corriente de salida tendría una amplitud de 1,01 veces la referencia y un adelanto de 0,3 grados. Por otro lado, ante una entrada de 50 Hz de tensión de red como expresa la segunda función de transferencia, se tiene una salida de ganancia igual a $2,66 \times 10^{-4}$ y un desfase de 344 grados, por lo que teniendo en cuenta que la tensión pico de red es igual a 325 V, solo supondría una corriente con una amplitud de 0,086 A. Se puede concluir que la perturbación introducida por la tensión de red es fuertemente rechazada debido a la compensación de dicha tensión en el lazo de control.

Como a 50 Hz el funcionamiento del lazo es casi perfecto, no hace falta la incorporación de filtro resonante.

En la figura 26 se puede ver que se consigue seguir la referencia de 15 A pico casi perfectamente, y además el tiempo que le cuesta alcanzar la referencia es mínimo, debido a la rapidez del lazo, en este caso donde la corriente está en fase con la tensión.

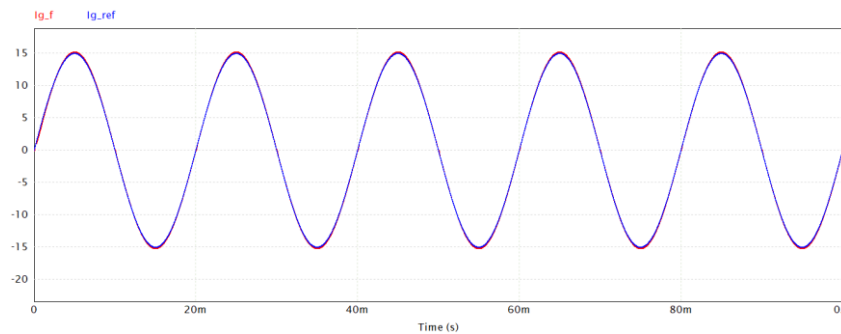


Figura 26. Simulación de la corriente de red de referencia a 15A y la filtrada.

Como se muestra en la figura 27, a pesar de tener un error grande en el instante inicial debido al desfase de 90 grados de la referencia con la tensión de red, donde se está absorbiendo potencia reactiva, el transitorio inicial dura menos de 5 ms y luego sigue a la referencia perfectamente.

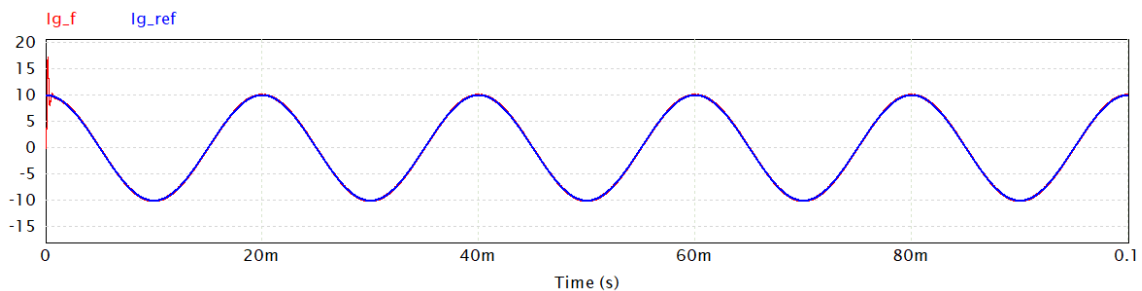


Figura 27. Simulación de la corriente de red de referencia a 10A y desfasada 90º y la señal filtrada.

7. PLL (Phase-Locked Loop)

El objetivo principal del lazo con seguimiento de fase es el de estimar el ángulo de la tensión de red, para poder dar una referencia de fase a la corriente de red y que ambas señales estén en fase o desfase, según convenga en cada momento. La teoría del desarrollo del lazo ha sido proporcionada por el tutor de este proyecto.

7.1. Desarrollo teórico

En primer lugar, se definen $v_{g\alpha}$ y $v_{g\beta}$ como:

$$v_g = V_g * \cos\theta_g \quad (48)$$

$$v_{g\alpha} = v_g \quad (49)$$

$$v_{g\beta} = v_g \text{ retrasada } 90^\circ \quad (50)$$

Por lo que quedan:

$$v_{g\alpha} = v_g * \cos\theta_g ; v_{g\beta} = v_g * \sin\theta_g \quad (51)$$

Para su implementación se realiza un cambio de base, para pasar de *alfa* y *beta* a '*d*' y '*q*', utilizando un ángulo θ_{est} , que se define como el ángulo estimado de la tensión de red.

$$\begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{est} & \sin\theta_{est} \\ -\sin\theta_{est} & \cos\theta_{est} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (52)$$

A partir de las ecuaciones (51) y (52) se llega a que v_{gd} y v_{gq} son:

$$\begin{cases} v_{gd} = V_g \cos\theta_g \cos\theta_{est} + V_g \cos\theta_g \sin\theta_{est} = V_g \cos(\theta_g - \theta_{est}) \\ v_{gq} = -V_g \cos\theta_g \sin\theta_{est} + V_g \sin\theta_g \cos\theta_{est} = V_g \sin(\theta_g - \theta_{est}) \end{cases} \quad (53)$$

En la ecuación (53), θ_g se define como la fase real de la tensión de red.

De esta forma, a partir de (53) se observa que si se consigue que v_{gq} sea igual a cero, entonces se tendría que $\theta_{est} = \theta_g$, que es el objetivo principal del lazo de seguimiento de fase. Con el objetivo de conseguir $v_{gq} = 0$, en el cálculo de la tensión v_{gq} se introduce un controlador PI que reduzca el error entre la referencia y el valor medido a cero. En las figuras 28 y 29 se muestran los diagramas de bloques del lazo de seguimiento de fase.

La primera imagen corresponde a la implementación del lazo, donde primero se realiza el cambio de base entre las variables alfa y beta y '*d*' y '*q*', para luego medir esas tensiones y luego introducir la señal v_{gq} en un controlador PI para llevar la tensión a cero, para más tarde sumarle velocidad angular de red ($2\pi * 50$) e integrarlo para obtener el ángulo estimado.

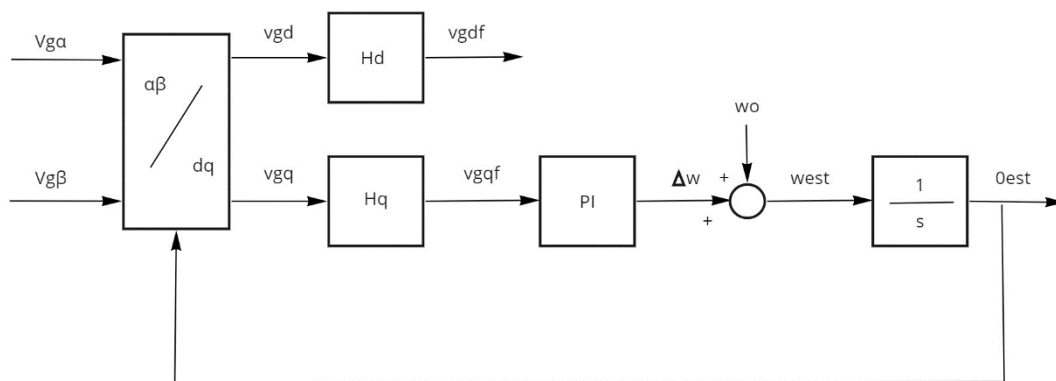


Figura 28. Diagrama de bloques del lazo de seguimiento de fase.

La segunda figura corresponde al modelo utilizado para el cálculo de los parámetros del controlador. El error entre la $v_{gq_{ref}}$ (donde $v_{gq_{ref}} = 0$) y la $v_{gq_{filt}}$ se lleva al controlador para hacer la diferencia cero. A la salida del PI se le suma la velocidad angular de red para ser integrada nuevamente y obtener el ángulo estimado. Siguiendo la ecuación (53), al restarle ese ángulo al ángulo de red y multiplicarlo por la V_g se obtiene v_{gq} .

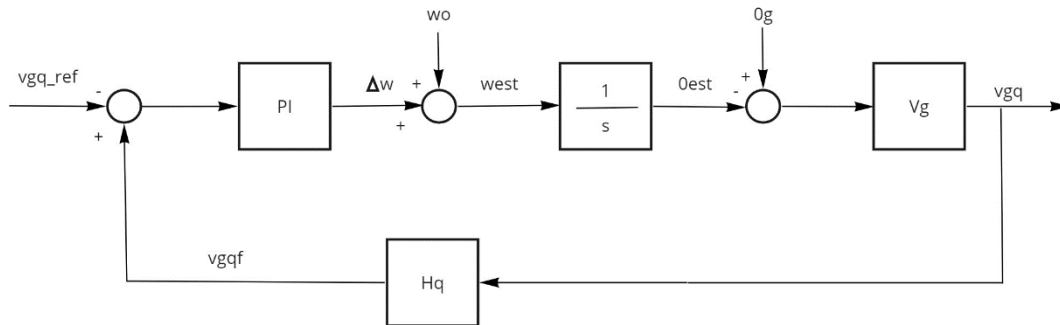


Figura 29. Diagrama de bloques del PLL de la variable V_g .

7.2. Elementos del lazo

El bloque que representa el desfase introducido por el muestreo del microprocesador ha sido despreciado debido a la baja velocidad del lazo en comparación con el de la frecuencia de muestreo, que son 40kHz.

7.2.1. Controlador PI

Se contará con un controlador proporcional integrador, que calculará la variación de velocidad angular a partir del error entre la v_{gq} de referencia y la medida. Los valores de diseño serán calculados en siguientes apartados.

7.2.2. Integrador

Bloque simple integrador que permite calcular el ángulo estimado a partir de la velocidad angular estimada.

7.2.3. Bloque V_g

Como se ha visto en la ecuación (53), al multiplicar el seno de la resta de ángulos por V_g (valor pico), se obtiene la V_{gq} deseada.

7.2.4. Filtro H_{PLL}

Para el diseño de los parámetros del lazo se va a utilizar un filtro de primer orden con una frecuencia de corte igual a 50 Hz y ganancia unitaria. Por lo tanto, el parámetro más importante del filtro es el siguiente:

$$\tau_{PLL} = \frac{1}{2 * \pi * 50} = 3,18ms \quad (54)$$

A pesar de que se realizarán los cálculos con este filtro, el control real se implementará de manera digital, por lo que luego se analizará la diferencia entre el modelo analógico y el modelo digital.

7.3. Cálculo de parámetros del PI

Este lazo de control no necesita ser tan rápido como el lazo de corriente, por lo que se va a fijar una frecuencia de corte de 10 Hz y un margen de fase igual a 50 grados, para asegurar la estabilidad de este.

De la misma manera que en el lazo de corriente, la función de transferencia en lazo abierto se obtiene de multiplicar todos los bloques, tanto los de la cadena directa como los de la cadena de realimentación.

$$FT_{LA} = k_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} * \frac{1}{s} * \frac{1}{\tau_{PLL} s + 1} * V_g \quad (55)$$

En la figura 30 se tiene el bode en lazo abierto de la PLL sin añadir el bloque proporcional integrador. A 10 Hz, que es la frecuencia de diseño, se tiene una ganancia igual a 5.07 y un margen de fase igual a -101.29 grados.

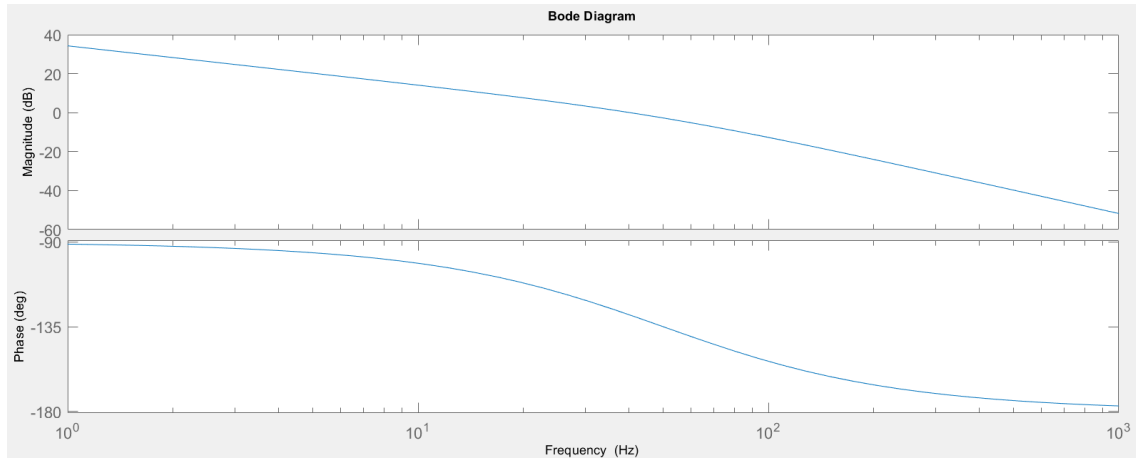


Figura 30. Diagrama de bode del lazo abierto sin PI.

A continuación, se calcularán los parámetros del PI para que la ganancia del lazo y el margen de fase sean igual a 1 y 50 respectivamente, por ello, las condiciones que se deben cumplir son las de las ecuaciones (38) y (39), donde las nuevas frecuencias de corte y margen de fase son 10 Hz y 50 grados, como ya se había mencionado en apartados anteriores. Los cálculos comenzarían de la siguiente manera:

$$-180 + 50 = \arctg(T_n \omega_c) - 180 - \arctg(\tau_{PLL} \omega_c) \quad (56)$$

$$T_n = \frac{\text{tg}(61, 31)}{2 * \pi * 10} = 0,0291s \quad (57)$$

$$K_p = \frac{\omega_c^2 * T_n * \sqrt{(\tau_{PLL} \omega_c)^2 + 1}}{\sqrt{(T_n \omega_c)^2 + 1} * V_g} = 0,1728 \frac{rad}{s} / V \quad (58)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_n} = 5,938 \frac{\text{rad}}{\text{V} * \text{s}^2} \quad (59)$$

Al introducir el PI con estos valores, el bode queda tal y como se muestra en la figura 31.

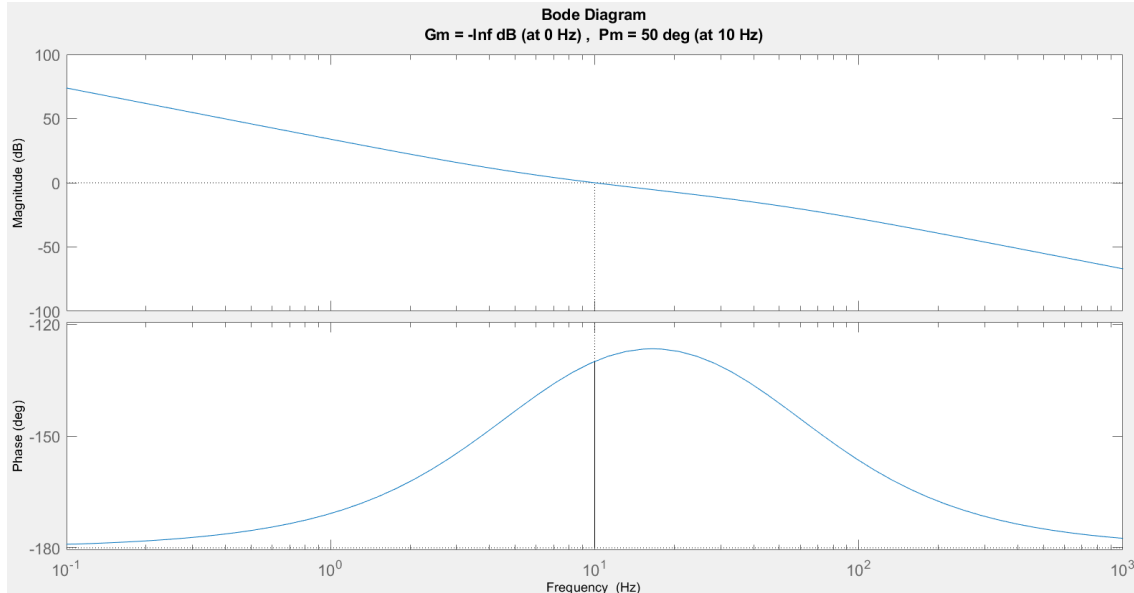


Figura 31. Diagrama de bode del lazo abierto incluyendo el PI.

La ganancia a 10 Hz es igual a 1 y el margen de fase igual a 50 grados, que es lo que se había fijado en primer lugar, por lo que el cálculo de parámetros es el correcto.

7.4. Comparación de filtros

Como ya se ha comentado en la parte del diseño del lazo, para ajustar la ganancia y margen de fase deseados, se ha utilizado el modelo de un filtro de primer orden analógico que aporta una ganancia y desfase determinados. Por otro lado, en el control real, este filtro va a ser digital, por lo que se va a comprobar que la aproximación del filtro analógico es lo suficientemente buena como para realizar los cálculos de manera correcta.

7.4.1. Filtro analógico

Se trata de un filtro de primer orden de ganancia unitaria por lo que la expresión que lo caracteriza es la siguiente:

$$H_{\text{analógico}} = \frac{1}{\tau_{PLL}s + 1} \quad (60)$$

Siendo $\tau_{PLL} = 3,18\text{ms}$, como ya se había calculado anteriormente.

7.4.2. Filtro digital

El filtro digital a implementar es un filtro paso bajo de primer orden, que se obtiene a partir de la discretización backward del filtro analógico mostrado en (60).

Para poder comparar bodes y ver las diferentes ganancias y desfases que introducen cada filtro, es necesario sacar la expresión que permite relacionar la entrada con la salida del filtro.

Empezando desde el desarrollo de un filtro analógico:

$$V_{gqf} = \frac{1}{\tau_{PLL}S + 1} * V_{gq} \quad (61)$$

$$V_{gqf} * \tau_{PLL}S + V_{gqf} = V_{gq} \quad (62)$$

El primer término de la ecuación (62) es la aproximación backward de la derivada, por lo que en el dominio temporal se puede expresar de la siguiente manera:

$$\tau_{PLL} * \frac{V_{gqf} - V_{gqf-ant}}{\Delta T} + V_{gqf} = V_{gq} \quad (63)$$

Operando y despejando V_{gqf} , la expresión queda talque así:

$$V_{gqf} = \frac{\Delta T}{\tau_{PLL} + \Delta T} * V_{gq} + \frac{\tau_{PLL}}{\tau_{PLL} + \Delta T} * V_{gqf-ant} \quad (64)$$

La expresión (64) es la que deberá ser implementada en el micro.

En primer lugar se aplica la transformada Z a la ecuación (64), donde $Z\{V_{gqf-ant}\} = z^{-1} * V_{gqf}$.

$$V_{gqf}(z) = \frac{\Delta T}{\tau_{PLL} + \Delta T} * V_{gq}(z) + \frac{\tau_{PLL}}{\tau_{PLL} + \Delta T} * z^{-1} V_{gqf}(z) \quad (65)$$

Una vez llegado a este punto, lo único que queda por hacer es despejar $V_{gqf}(z)$.

$$V_{gqf}(z) * \left(1 - \frac{\tau_{PLL}}{\tau_{PLL} + \Delta T} * z^{-1}\right) = \frac{\Delta T}{\tau_{PLL} + \Delta T} * V_{gq}(z) \quad (66)$$

$$V_{gqf}(z) = \frac{\frac{\Delta T}{\tau_{PLL} + \Delta T}}{1 - \frac{\tau_{PLL}}{\tau_{PLL} + \Delta T} * z^{-1}} * V_{gq}(z) \quad (67)$$

Siendo $\Delta T = 25\mu s$, que es el tiempo de muestreo del lazo y τ_{PLL} tiene el mismo valor que el filtro analógico.

En la figura 32 se puede ver la respuesta frecuencial del filtro analógico, la cual tiene una respuesta como cualquier filtro de primer orden. La ganancia y desfase que introduce este filtro a la frecuencia de diseño, que son 10 Hz, son 0,98 y -11,2992 grados respectivamente. Son resultados esperados ya que la frecuencia de corte del filtro es de 50 Hz, por lo que a una frecuencia menor a la de corte la ganancia debería ser casi unitaria y un desfase mínimo.

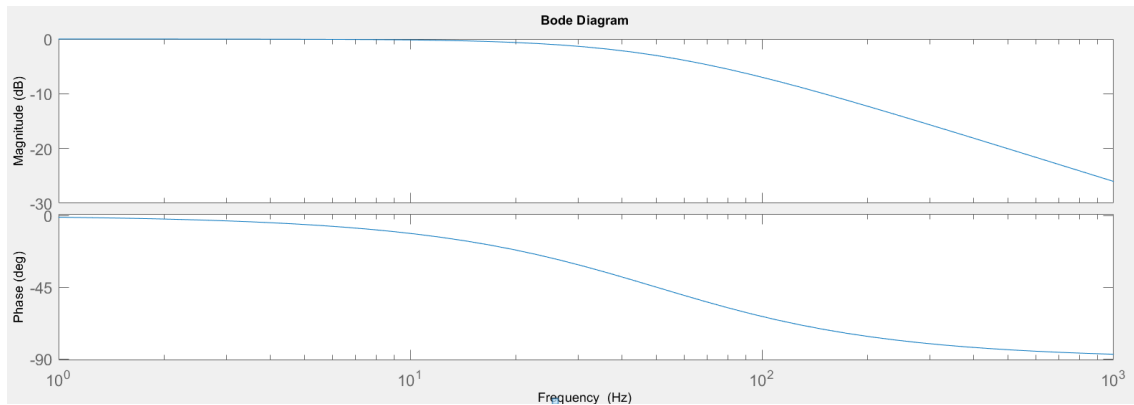


Figura 32. Diagrama de bode del filtro analógico.

Al igual que el analógico, en la figura 33, se puede ver que la respuesta frecuencial del filtro digital también sigue una respuesta de primer orden. La ganancia a la frecuencia de diseño y el desfase introducido por el filtro son igual a 0,9805 y -11,29 grados respectivamente, los cuales son iguales a los del otro filtro.

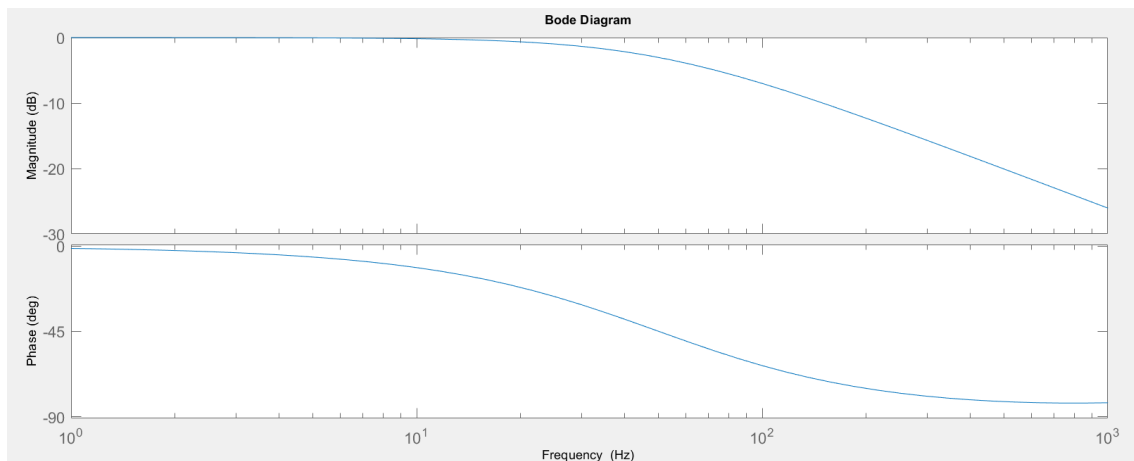


Figura 33. Diagrama de bode del filtro digital.

En la figura 34 se ven las dos respuestas en un mismo gráfico, siendo la curva naranja la respuesta digital y la curva azul la respuesta analógica. Estas curvas se ven superpuestas en casi todo el rango de frecuencias, exceptuando frecuencias altas, que hay una pequeña diferencia en los desfases.

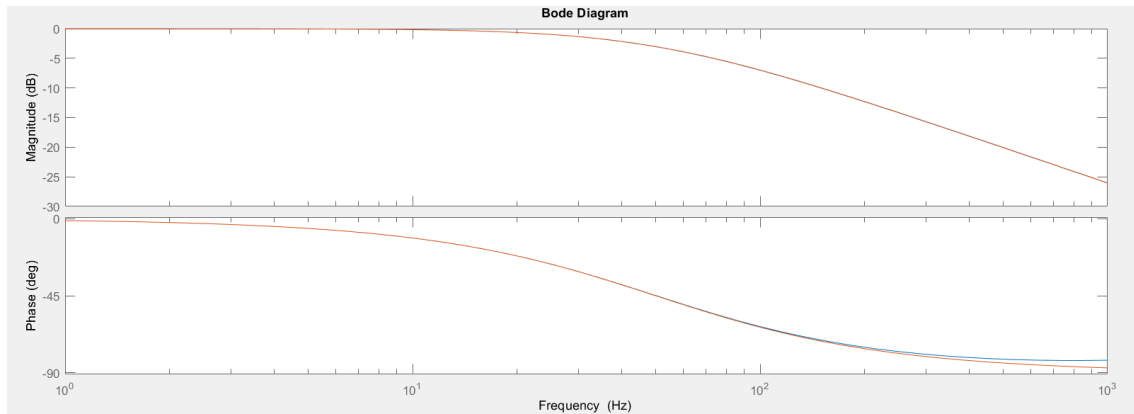


Figura 34. Diagrama de bode de los filtros analógico y digital.

Como se va a trabajar con frecuencia menores, se puede asegurar que la aproximación del filtro analógico para el diseño del lazo es correcta.

7.5. Funcionamiento

7.5.1. Funcionamiento del control de seguimiento de fase

Como ya se ha mencionado en el desarrollo teórico, para que $\theta_{est} = \theta_g$, necesariamente V_{gq} debe ser igual a 0. En la figura 35 se muestra la simulación del funcionamiento del lazo, donde se ve que V_{gq} converge hacia el 0, por lo que se puede decir que el funcionamiento es correcto. Las condiciones de simulación son, tensión de red con desfase de cero grados inicial y corriente de referencia igual a 10 amperios pico de corriente activa y un desfase inicial de 90 grados con respecto a la tensión.

Por otro lado, si el funcionamiento del lazo es correcto, la V_{gd} debería ser igual a V_g cuando los dos ángulos están en fase, y como se muestra en la figura 35, esta condición se cumple.

En cuanto V_{gq} converge a cero y V_{gd} converge a la tensión de pico de red (cuando la salida del PI es igual a 0), se ve que la tensión y corriente de red están perfectamente en fase, debido a la referencia de 10 A pico de corriente activa.

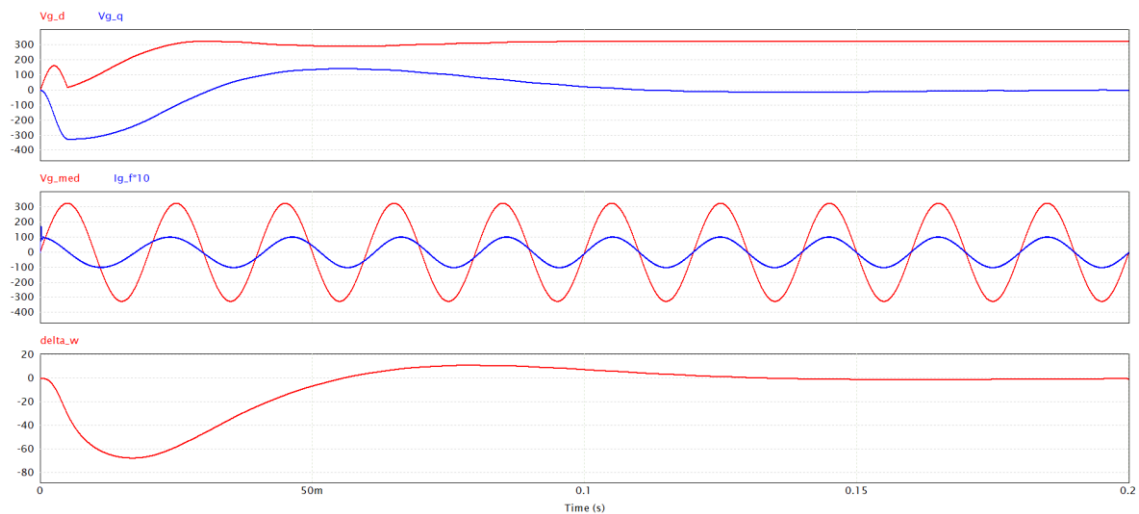


Figura 35. Simulación de V_{gq} , V_{gd} , corriente y tensión de red y salida del PI a lo largo del tiempo.

Siguiendo con la comprobación, se van a mostrar las simulaciones de cómo quedan los ángulos estimados y de red al introducir el lazo de seguimiento y cuál es su evolución. Para las mismas condiciones de simulación que en la anterior, en la figura 36 se tiene la evolución del error en la salida del PI y la de los ángulos, tanto el del estimado como el del real de la red, y se puede observar que a medida que la salida del PI converge a cero, los dos ángulos toman el mismo valor.

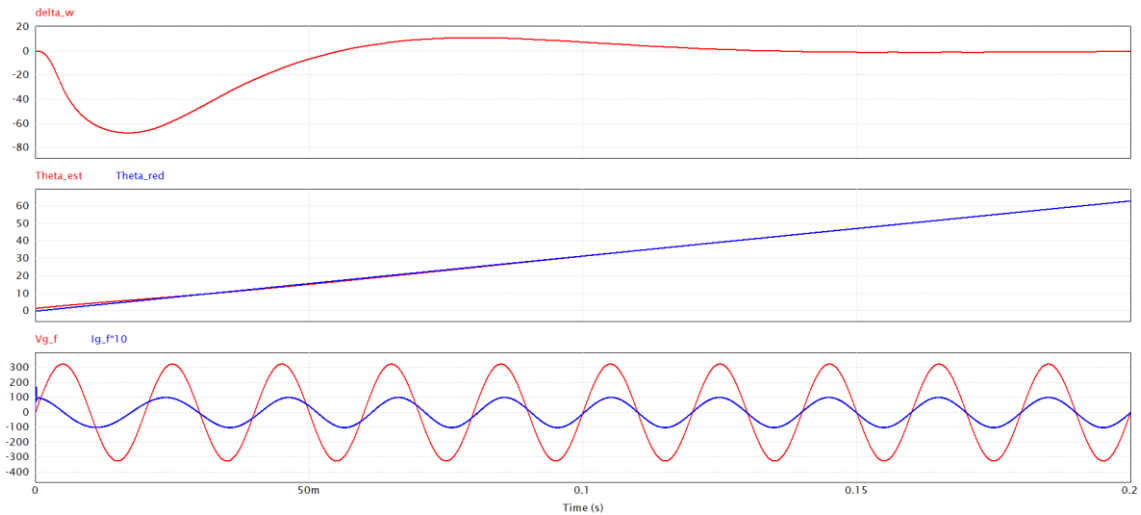


Figura 36. Simulación de la evolución de los ángulos estimado y real de red.

7.5.2. Filtro digital

En la imagen 37 se puede observar en rojo la señal sin filtrar V_{gd} y en azul la señal filtrada. La entrada es una señal con una frecuencia de 100 Hz, por lo que, utilizando el bode del filtro digital, se va a ver que ganancia y desfase tendría esa señal y si corresponde con la simulación.

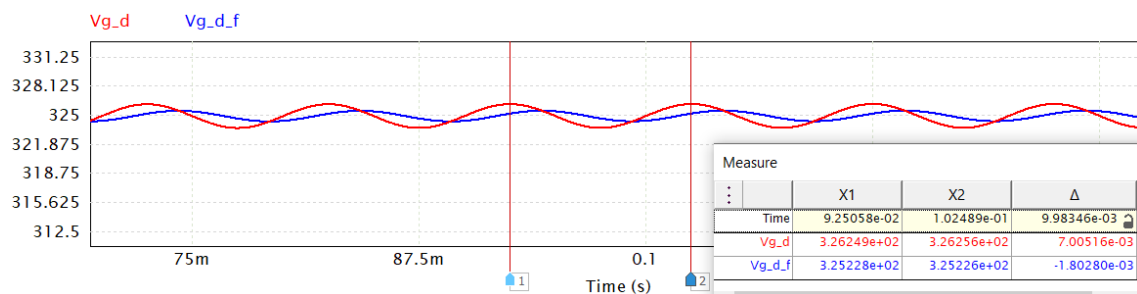


Figura 37. Simulación de la señal V_{gd} y su filtración.

Según el bode, una entrada a 100 Hz tendría una ganancia igual a 0,4462 y un desfase de 63,053 grados. La diferencia entre el valor máximo y mínimo de la señal sin filtrar es de 2,52 V, mientras que la diferencia entre picos de la señal filtrada es de 1,13 V, lo que confirma la ganancia de 0,4462. El desfase temporal en la simulación es de 1,8ms, que en grados suponen 64,8 grados, prácticamente los mismos grados que los estudiados teóricamente.

Para el filtrado de V_{gq} , la señal entrante también es de 100 Hz, por lo que el funcionamiento esperado del filtro es igual que para V_{gd} . En la figura 38, se ve que el funcionamiento es el esperado.

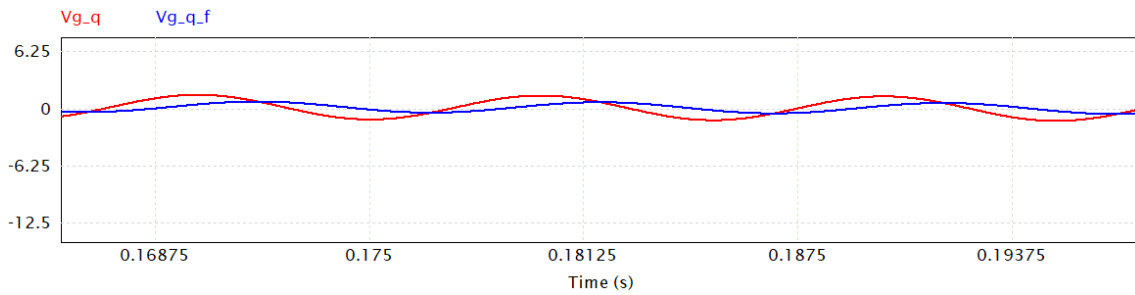


Figura 38. Simulación de la señal V_{gq} y su filtración.

8. Control de la corriente reactiva

A partir de una referencia de potencia reactiva, se calculará de manera sencilla la corriente reactiva necesaria para que se de esta potencia.

Como ya se ha comentado en puntos anteriores, la corriente de red está formada por la corriente activa y la corriente reactiva, desfasadas 90° entre sí, donde se calcularía como

$$I_g = \sqrt{I_p^2 + I_q^2}.$$

En la figura 39 se muestra la simulación cuando solo se extrae potencia activa, con una referencia de corriente activa de 10 A pico. Al extraer solo potencia activa la corriente y tensión de red están en fase.

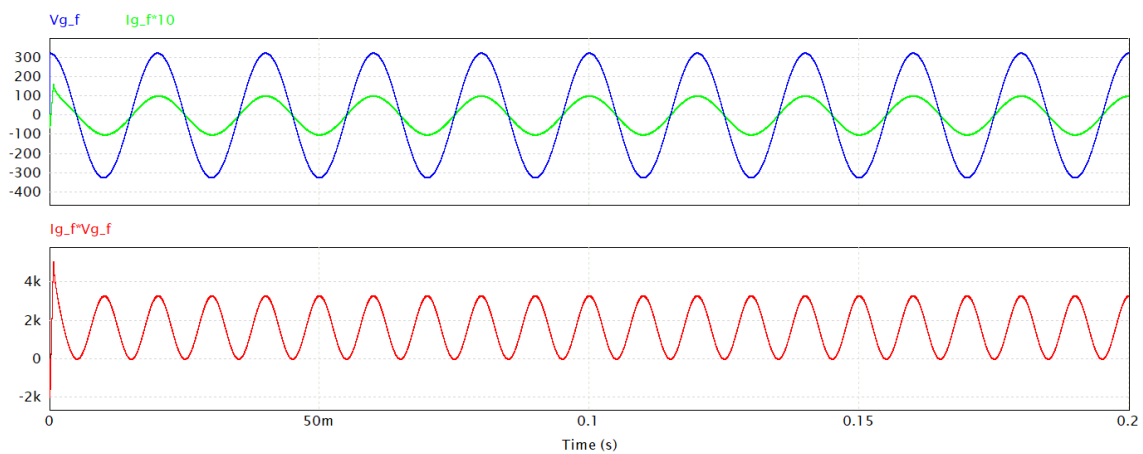


Figura 39. Simulación de potencia para corriente activa=10 A pico.

En el caso de tener una corriente reactiva de referencia de 10 A pico y 0 A de corriente activa, el desfase entre la corriente y tensión de red es de 90° y la potencia media extraída es igual a 0 W, como muestra la figura 40.

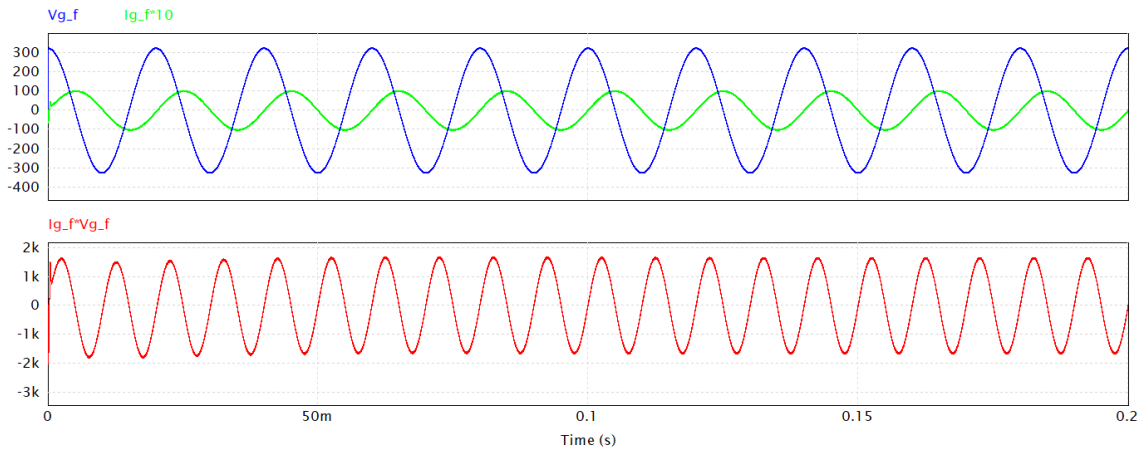


Figura 40. Simulación de potencia para corriente reactiva=10 A pico.

Para controlar la corriente reactiva a partir de una potencia de referencia, como se sabe que:

$$Q = V_g * I_q \quad (68)$$

El control de la corriente de referencia, a partir de (68) queda:

$$I_q = \frac{Q_{ref}}{V_g} \quad (69)$$

Siendo corriente y tensión valores pico.

Para probar su funcionamiento, ante una referencia de potencia reactiva de 1000 VAR, la corriente reactiva es igual a $I_q = \frac{1000}{230 * \sqrt{2}} = 3,074 A$, que es lo que se muestra en la figura 41.

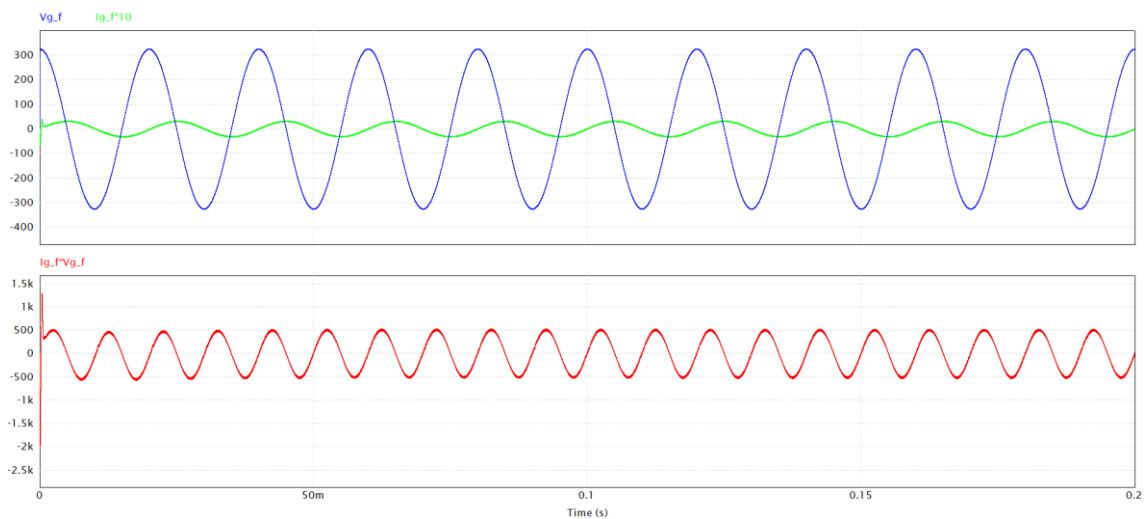


Figura 41. Simulación de potencia para corriente reactiva=10 A pico.

9. Lazo de tensión

Con el lazo de tensión se es capaz de, a partir de una tensión de entrada de referencia, calcular la corriente de pico activa necesaria y conseguir la V_{DC} deseada [8]. Este lazo va a ser más lento que el lazo de corriente, por lo que la frecuencia de corte a elegir será bastante menor. En este caso será igual a 10 Hz. En la figura 42 se muestra el diagrama de bloques completo del lazo tensión.

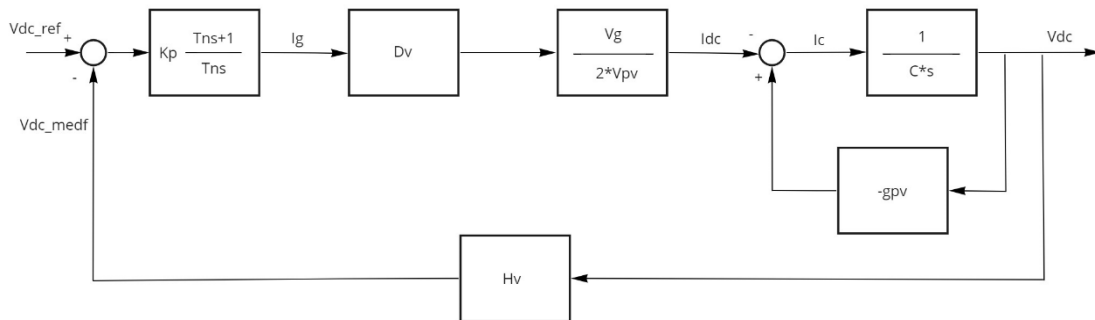


Figura 42. Diagrama de bloques del lazo de tensión.

9.1. Elementos del lazo

9.1.1. Bloque Cs

Al dividir la corriente que pasa por el condensador entre la impedancia de este, se consigue la tensión V_{dc} .

9.1.2. Bloque g_{pv}

Este bloque representa los cambios en la tensión que afectan a la corriente, siendo $-g_{pv}$ la pendiente en las curvas I-V del módulo solar. Para el cálculo de los valores del PI, g_{pv} será igual a 0, aunque en puntos posteriores se estudiará la influencia de este valor para los diferentes casos.

9.1.3. Controlador PI

Al igual que en los demás casos, se trata de un controlador proporcional integral, el cual, a partir del error entre la V_{dc} deseada y medida, calculará la corriente de pico activa, ya que se ha definido la I_g como suma de corriente activa y reactiva, desfasadas 90 grados entre ellas. En el cálculo de parámetros se obtendrán los valores característicos del PI.

9.1.4. Retraso de muestreo, D_v

Representa el retraso introducido por la frecuencia de muestreo del microprocesador, que en este caso es menor que la frecuencia de muestreo en los anteriores lazos. El nuevo valor de frecuencia de muestreo es igual a 2000 Hz. Se va a utilizar la ecuación simplificada, ya que el desacople entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de corte del lazo es mayor a 20 veces. La expresión característica de este bloque es la siguiente:

$$D_v = \frac{1}{1,5 * T_m * s + 1} \quad (70)$$

Siendo $T_m = \frac{1}{2000} = 5 * 10^{-4} s$.

9.1.5. Bloque $\frac{V_g}{2V_{pv}}$

Del balance de potencia entre la zona de corriente continua y corriente alterna se obtiene esa expresión, la cual, al multiplicarla por la corriente de red, se obtiene la corriente continua que circularía por los transistores. Los valores del bloque para la obtención de los valores del PI serán $V_g = 325V$ y $V_{pv} = 330V$, que es aproximadamente la $V_{DCmín}$ calculada en la expresión (15).

9.1.6. Filtro H_v

La implementación en el programa se va a realizar con un filtro digital DSC que filtre las componentes a 100 Hz. Sin embargo, para el cálculo de los valores del lazo se va a hacer la aproximación con un lazo analógico de primer orden con una frecuencia de corte de 63,66 Hz.

$$H_v = \frac{1}{\tau_v s + 1} \quad (71)$$

Siendo $\tau_v = \frac{1}{2\pi * 63,66} = 2,5 \text{ ms}$.

9.2. Cálculo de parámetros del PI

Como ya se ha comentado anteriormente, para obtención de los parámetros necesarios del lazo, los cálculos se harán para $V_{pv} = 330V$ y $g_{pv} = 0$.

$$FT_{LA} = K_p \frac{T_n s + 1}{T_n s} * \frac{1}{1,5 * T_m s + 1} * \frac{V_g}{2V_{pv}} * \frac{1}{Cs} * \frac{1}{\tau_v s + 1} \quad (72)$$

En la figura 43 se muestra el bode correspondiente a la función transferencia del lazo de tensión sin el bloque PI. En este caso, a la frecuencia de corte del lazo, que se ha fijado en 10 Hz, se tiene una ganancia de 2,18 y un desfase de -101,63 grados.

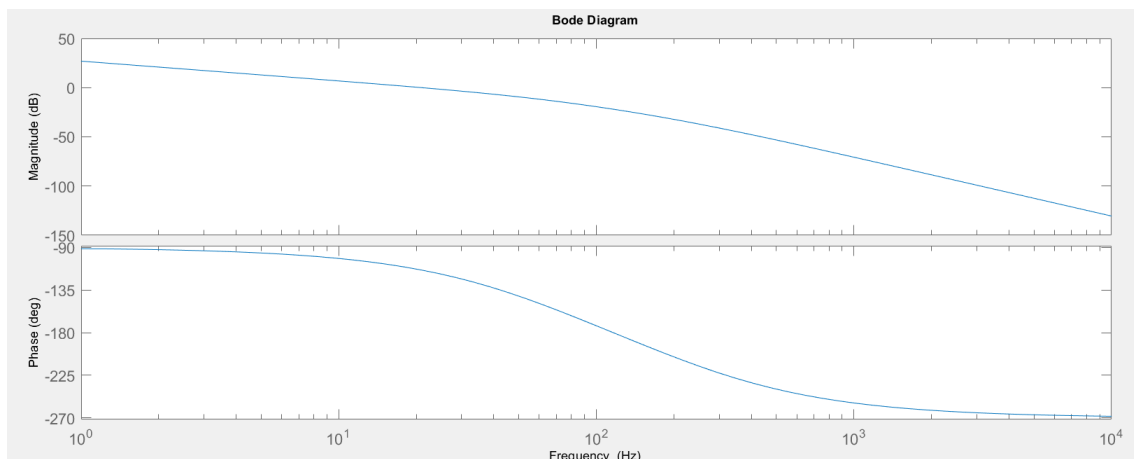


Figura 43. Diagrama de bode del lazo abierto sin incluir el PI.

Se harán los cálculos necesarios para garantizar que la ganancia es igual a 1 y el margen de fase sea igual a 45 grados, condiciones que cumplen las expresiones (38) y (39).

$$-180 + 45 = -180 + \arctg(T_n \omega_c) - \arctg(\tau_c \omega_c) - \arctg(1,5 * T_m \omega_c) \quad (73)$$

$$T_n = \frac{\text{tg}(56,625)}{2 * \pi * 10} = 0,02416s \quad (74)$$

$$K_p = \frac{\omega_c^2 * T_n * 2 * V_{pv} * \sqrt{(\tau_c \omega_c)^2 + 1} * \sqrt{(1,5 * T_m * \omega_c)^2 + 1}}{\sqrt{(T_n \omega_c)^2 + 1} * V_g} = 0,4021 V/A \quad (75)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_n} = 16,64 \frac{A}{V * s} \quad (76)$$

Con estos valores, se vuelve a hacer el bode añadiendo el PI, para comprobar que los cálculos han sido correctos.

En la figura 44 se muestra el nuevo bode, con todos los bloques incluido el PI. Con ello, la ganancia y desfases a 10 Hz son 1,05 y -135 grados, por lo que se cumplen las exigencias de ganancias y margen de fase, lo que implica un cálculo correcto de los diferentes parámetros.

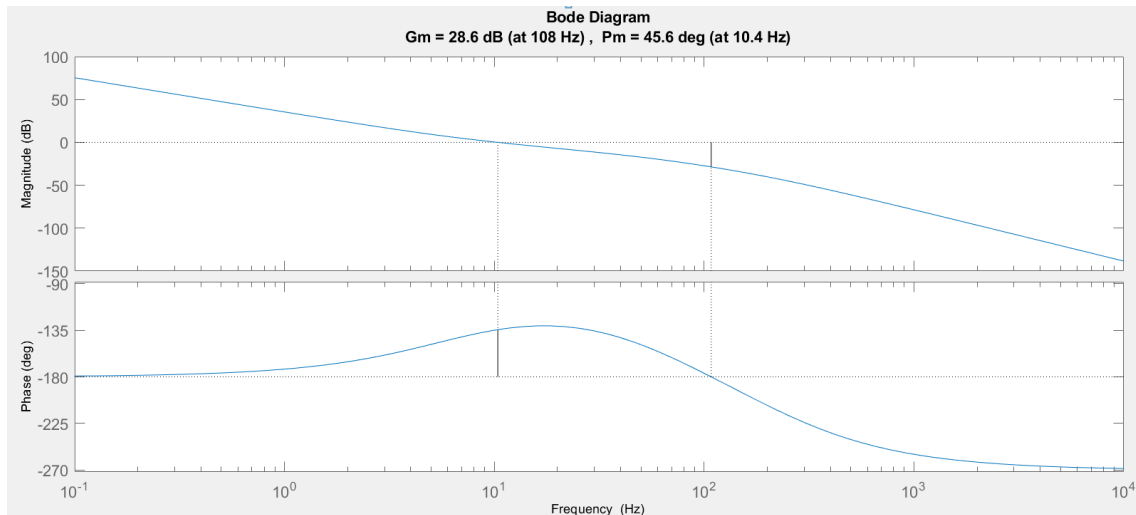


Figura 44. Diagrama de bode del lazo abierto incluyendo el PI.

9.3. Comparación de filtros

9.3.1. Filtro analógico

Como ya se ha comentado en la caracterización del lazo de tensión, se ha utilizado un filtro analógico de primer orden como aproximación a un filtro digital DSC. Se obtendrán las funciones de ambos filtros y se comparará su respuesta frecuencial. La expresión del filtro analógico es:

$$H_v = \frac{1}{25 * 10^{-3} * s + 1} \quad (77)$$

9.3.2. Filtro digital

El filtro a implementar es un filtro DSC, el cual permite eliminar la componente armónica deseada, que en este caso es una componente a 100 hercios y sus múltiplos impares, que es el rizado presente en V_{DC} .

Al tratarse de una señal a 100 Hz, el periodo de la onda es de 10 ms, por lo que se van a coger muestras de la señal cada 5ms. Esto hace que tengamos un valor del periodo positivo y justo el mismo valor en la parte negativa o viceversa. Por lo tanto, la expresión que sigue este filtro a la hora de programar es la siguiente:

$$\text{Señal filtrada} = \frac{\text{Muestra actual} + \text{muestra hace 5ms}}{2} \quad (78)$$

El tiempo de muestreo va a ser de 0,5ms, por lo que para guardar las muestras de hace 5ms va a ser necesario guardar valores en un vector de longitud igual a 10. Se van a estar comparando la muestra actual con la muestra tomada hace 10 posiciones (para que el retraso sea de 5ms), por lo que expresión en z es la siguiente:

$$H_v(z) = \frac{1 + z^{-10}}{2} = \frac{z^{10} + 1}{2 * z^{10}} \quad (79)$$

En la figura 45, se muestran los bodes del filtro analógico y digital superpuestos, para poder hacer una comparación correcta de su respuesta frecuencial. Para el caso de la respuesta analógica, la señal naranja, donde a la frecuencia de corte del lazo son 10 Hz, la ganancia y desfases son de 0,9879 y -8,92 grados respectivamente.

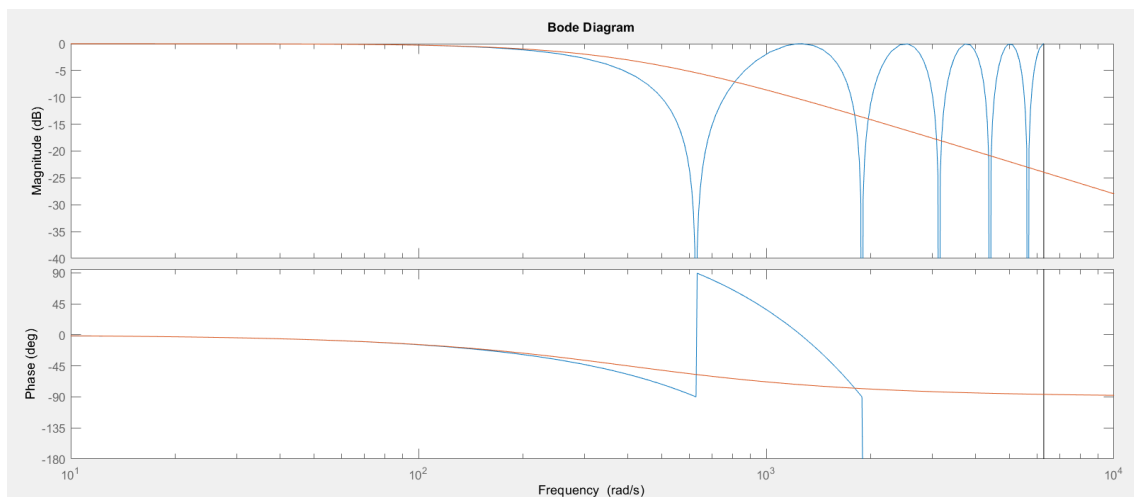


Figura 45. Diagrama de bode de los filtros analógico y digital.

En el caso de la respuesta digital, la ganancia y desfases a 10 Hz son 0,9877 y -351 grados, que aproximadamente son los mismos valores que los de la aproximación.

Viendo esos valores y los bodes, se puede decir que la aproximación con el filtro analógico es correcta, ya que ha frecuencias bajas ambos filtros tienen unas respuestas casi idénticas.

9.4. Influencia del punto de operación del generador fotovoltaico en el control de tensión

En la figura 46 se tiene la curva I-V del módulo solar, para obtener su pendiente. Para el cálculo de la pendiente se van a tener en cuenta tres zonas diferentes, la zona de baja tensión, el punto de máxima potencia y la zona de circuito abierto.

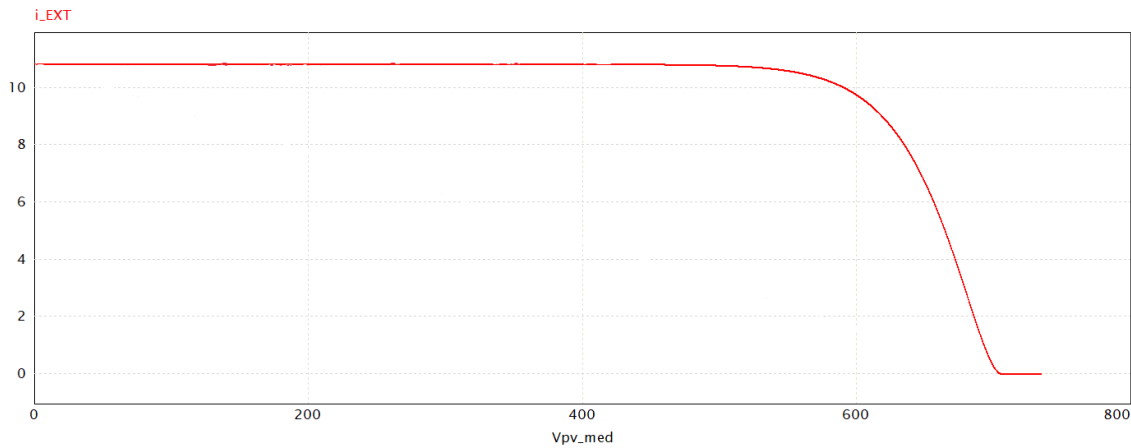


Figura 46. Simulación de la curva I-V del módulo solar.

En la zona de baja tensión se va a tomar la aproximación de que la pendiente en esa zona sea igual a 0, que es el valor con el que se han realizado los cálculos del PI.

Para el punto de máxima potencia, se puede calcular el valor de la pendiente de manera matemática, derivando la expresión de la potencia en función de la tensión.

$$P = V_{pv} * i_{pv} \quad (80)$$

$$\frac{dP}{dV_{pv}} = i_{pv} + V_{pv} * \frac{di_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (82)$$

La derivada es 0 debido a que es el punto de máxima potencia, por lo que si se sigue desarrollando:

$$-\frac{di_{pv}}{dV_{pv}} = g_{pv} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = \frac{10,24}{579,6} = 0,01767 \text{ A/V} \quad (83)$$

Por último, en la zona de circuito abierto, el cálculo de la pendiente se va a realizar midiendo gráficamente con ayuda de la figura 46. Por lo tanto, la pendiente queda:

$$g_{pv} = \frac{2 - 1}{693,74 - 687,21} = 0,1531 \text{ A/V} \quad (84)$$

Una vez calculadas todas las pendientes, se va a comprobar la influencia de esta en la frecuencia de corte del lazo y el margen de fase. Para hacerlo correctamente, a cada valor de g_{pv} se le asignará la tensión V_{pv} (o V_{DC}) correspondiente.

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{pv} = 0 \rightarrow V_{pv} = 330V \quad (85) \\ g_{pv} = 0,01767 \rightarrow V_{pv} = 579,6V \quad (86) \\ g_{pv} = 0,1531 \rightarrow V_{pv} = 700V \text{ (cerca de } V_{oc}) \quad (87) \end{array} \right.$$

9.4.1. g_{pv} cercano a cero

En la figura 47 se muestra el bode perteneciente a los valores de $g_{pv} = 0$ y $V_{pv} = 330V$, que corresponde a las condiciones de diseño, por lo que se tiene una frecuencia de corte de 10 Hz y 45 grados de margen de fase.

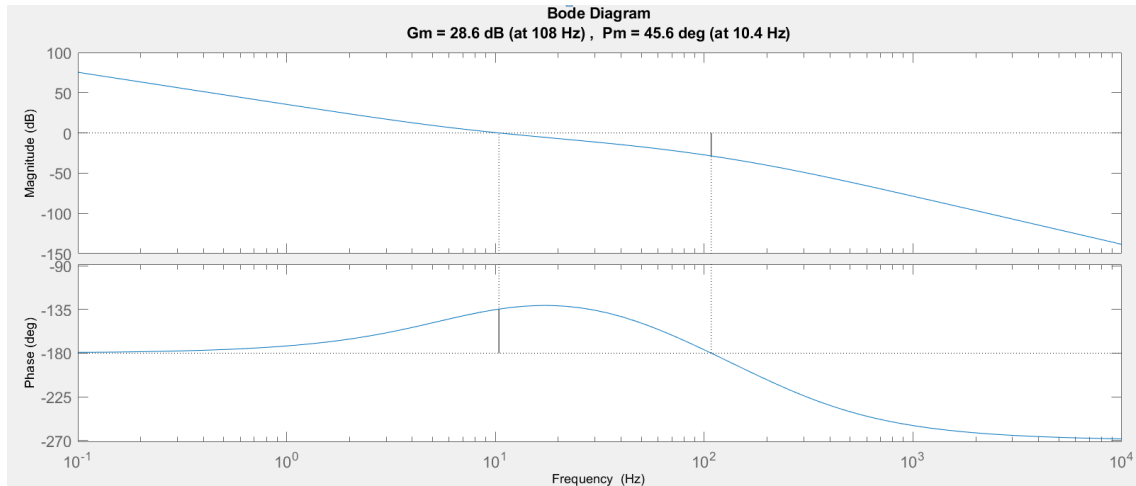


Figura 47. Diagrama de bode del lazo abierto para $g_{pv}=0$ y $V_{pv}=330V$.

9.4.2. g_{pv} en el punto de máxima potencia

La figura 48 corresponde al segundo caso, ecuación 81, donde el sistema se encuentra en el punto de máxima potencia. La frecuencia de corte es de 6,91 Hz y margen de fase igual a 44,9 grados. El sistema es más lento, pero sigue teniendo un margen de fase estable. Esto es debido al hecho de estar trabajando con una tensión mayor (V_{pv} aparece dividiendo en lazo abierto).

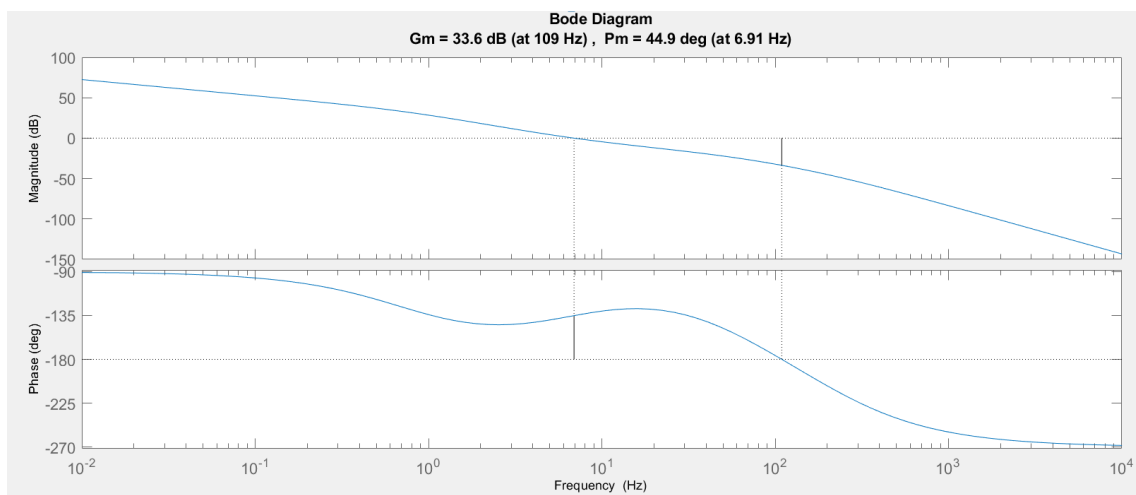


Figura 48. Diagrama de bode del lazo abierto para $g_{pv}=0,01767$ y $V_{pv}=579,6V$.

9.4.3. g_{pv} cercano a circuito abierto

Como se puede ver en la figura 49, en este último caso, la velocidad del lazo es aún menor, pero sigue siendo un sistema estable. La frecuencia de corte y margen de fase son 4 Hz y 86,4 grados respectivamente. Como en el punto de circuito abierto solo se va a estar en caso de tener que iniciar la producción de energía de la planta, la lentitud no va a suponer un problema, ya que en la mayoría de los casos se estará operando en el punto de máxima potencia.

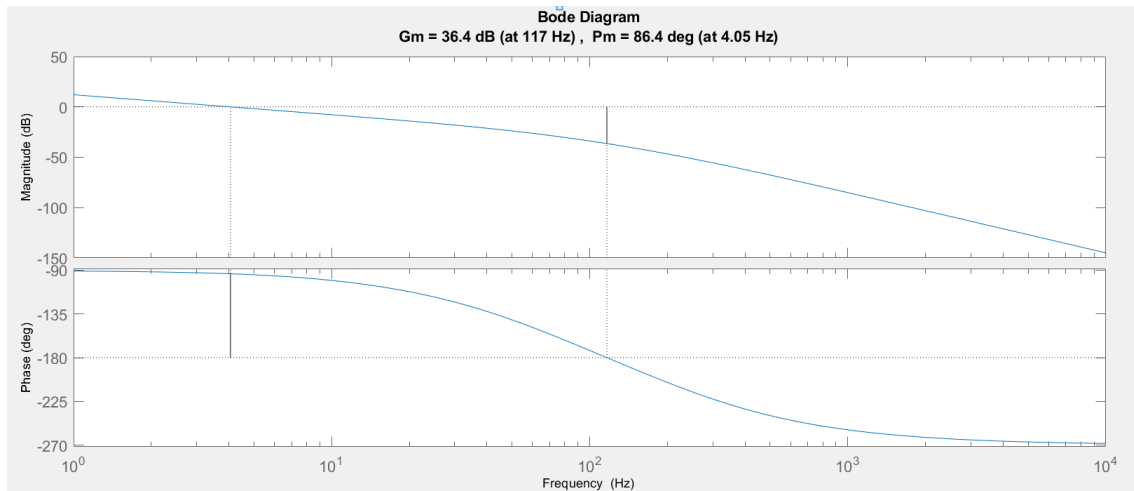


Figura 49. Diagrama de bode del lazo abierto para $g_{pv}=0,1531$ y $V_{pv}=700V$.

Por último, en la figura 50 se tienen los tres bodes juntos, para poder comparar las respuestas a la vez. Como ya se ha dicho, el lazo se hace más lento ante el cambio de V_{pv} , y G_{pv} afecta al margen de fase, pero no deja de ser un sistema estable.

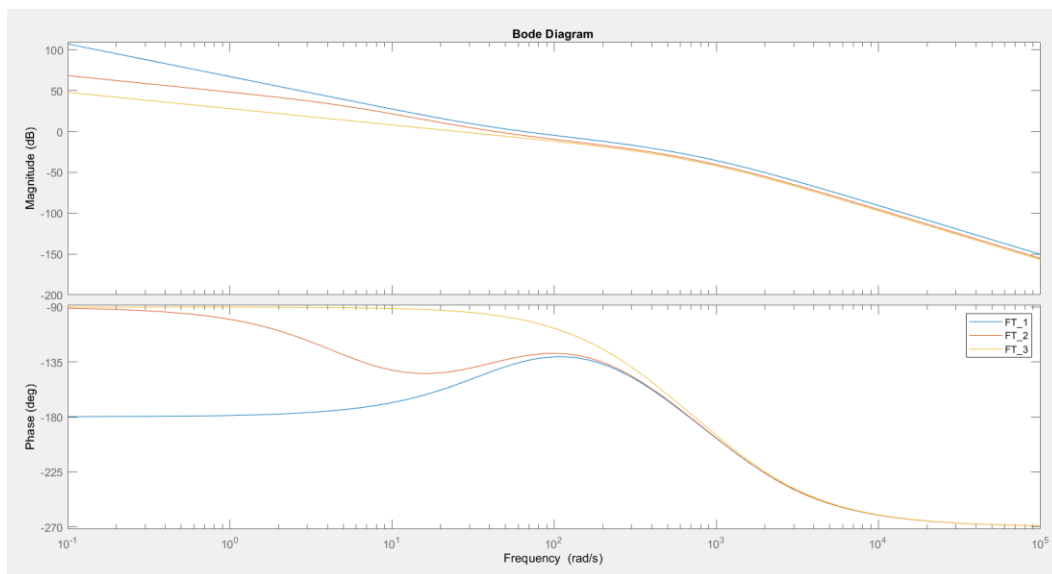


Figura 50. Diagrama de bode de la comparación para diferentes puntos de funcionamiento del lazo abierto.

A modo de resumen, se han recuperado los resultados de los bodes en una tabla.

Tabla 2. Comparación entre comportamientos para diferentes g_{pv} 's.

	Frecuencia de corte (Hz)	Margen de fase (Grados)
$g_{pv} = 0 \quad V_{pv} = 330V$	10,4	45,6
$g_{pv} = 0,01767 \quad V_{pv} = 579,6V$	6,91	44,9
$g_{pv} = 0,1531 \rightarrow V_{pv} = 700V$	4,05	86,4

9.5. Funcionamiento

9.5.1. Filtro DSC

Como ya se ha comentado en puntos anteriores, la señal V_{pv} es una señal con una frecuencia de 100 hercios, por lo que utilizando el bode de la figura 45 se calculará el filtrado teórico de la señal, para luego compararlo con los resultados de la simulación.

Con el bode, se ve que la respuesta a una entrada de 100 Hz corresponde a una ganancia de $2,77 * 10^{-16}$, que se podría decir que es nula. Con esa ganancia, la señal a 100 Hz quedaría prácticamente anulada.

Como muestra en la simulación de la figura 51, se puede ver la señal filtrada, que corresponde con la señal azul, donde el rizado a la frecuencia de 100 Hz casi ha desaparecido por completo.

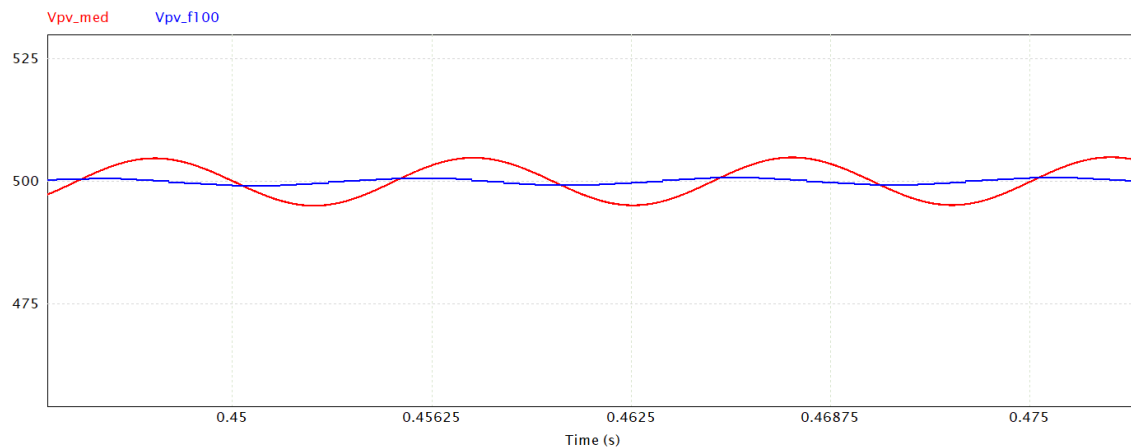


Figura 51. Simulación de la señal V_{pv} y su señal filtrada.

9.5.2. Funcionamiento del control de tensión

Para poder juzgar el correcto funcionamiento del lazo de tensión se va a obtener en primer lugar la función de transferencia en lazo cerrado, para poder comparar los resultados teóricos de Matlab con los obtenidos en las simulaciones.

Siguiendo la figura 42 del lazo completo, se tiene que la función de transferencia en lazo cerrado queda:

$$FT_{LC} = \frac{PI * D_v * \frac{V_g}{2V_{pv}} * \frac{1}{C * s + g_{pv}}}{1 + PI * D_v * \frac{V_g}{2V_{pv}} * \frac{1}{C * s + g_{pv}} * H_v} \quad (88)$$

a) Respuesta con $g_{pv} = 0$ y $V_{pv} = 330V$.

Como se muestra en la figura 52, ante un escalón de tensión de referencia, se tiene una respuesta entre unos 0,15 y 0,2s con algo de sobrepasamiento.

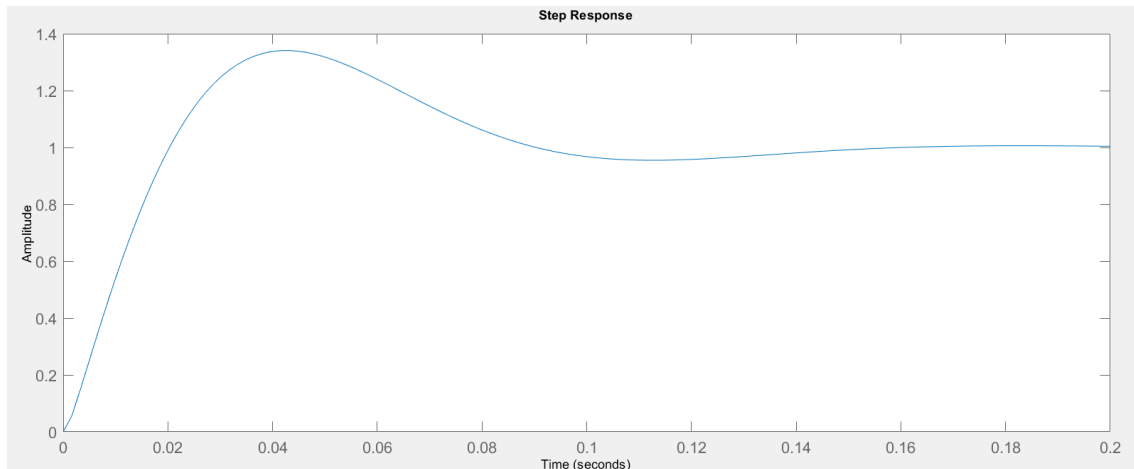


Figura 52. Respuesta ante escalón del lazo cerrado para $g_{pv}=0$ y $V_{pv}=330V$.

La simulación en PSIM frente a un escalón de 10V entre 350 y 360V sería la mostrada en la figura 53, donde se puede observar un pequeño sobrepasamiento y el tiempo de estabilización es igual 0,15 segundos, que coincide con la comprobación teórica de la figura 52.

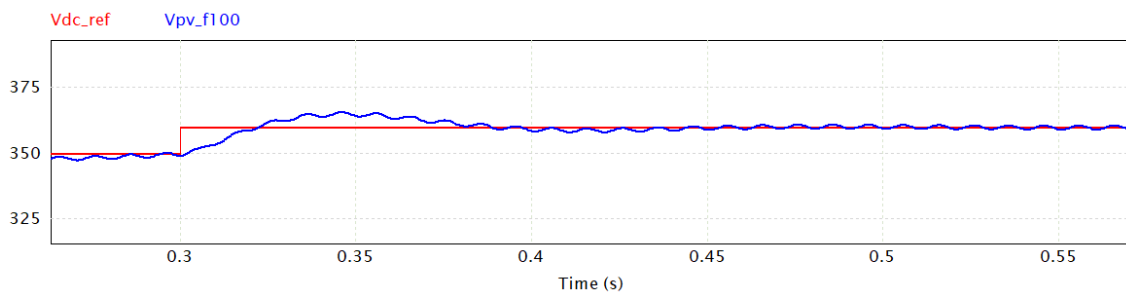


Figura 53. Simulación ante escalón de tensión entre 350 y 360V.

b) Respuesta con $g_{pv} = 0,01767$ y $V_{pv} = 579,6V$.

Como se puede comprobar en la figura 54, el tiempo de respuesta con estas condiciones es de aproximadamente entre 0,2 y 0,25s, y sigue habiendo sobrepasamiento.

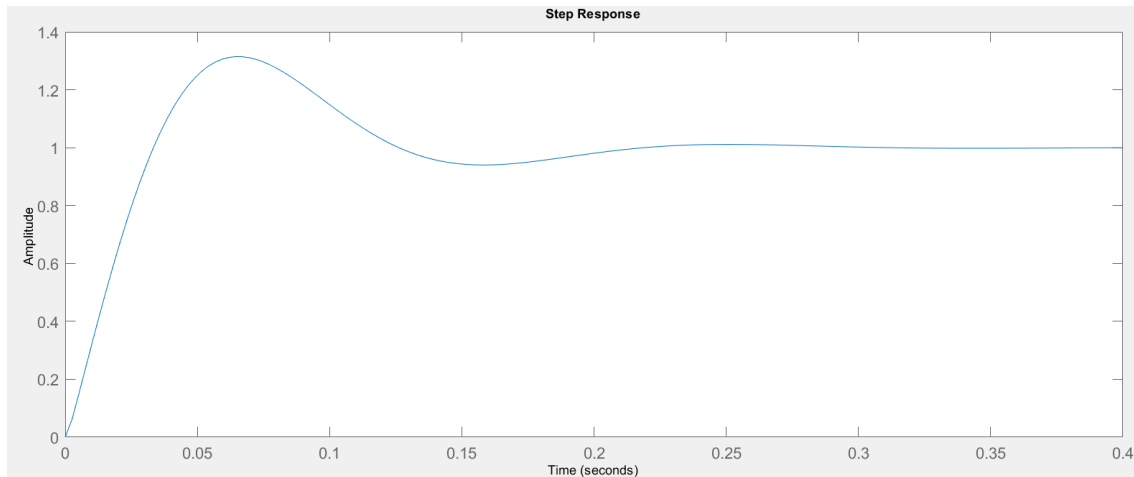


Figura 54. Respuesta ante escalón del lazo cerrado para $g_{pv}=0,01767$ y $V_{pv}=579,6V$.

En la figura 55 se muestra la simulación ante un escalón en la tensión de referencia entre 575V y 585V. Como se observa, hay un pequeño sobrepasamiento de 1,3 veces el escalón y un tiempo de estabilización igual al de la comprobación por Matlab.

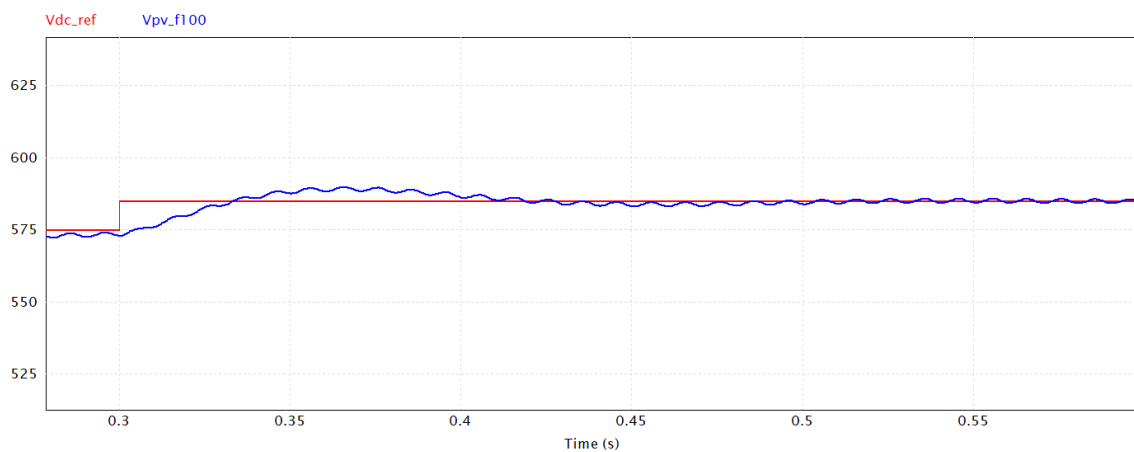


Figura 55. Simulación ante escalón de tensión entre 575V y 585V.

c) Respuesta con $g_{pv} = 0,1531$ y $V_{pv} = 700V$.

La respuesta en esas condiciones, como muestra la figura 56, es de un primer orden sin sobrepasamiento, con un tiempo de estabilización de aproximadamente 0,2s.

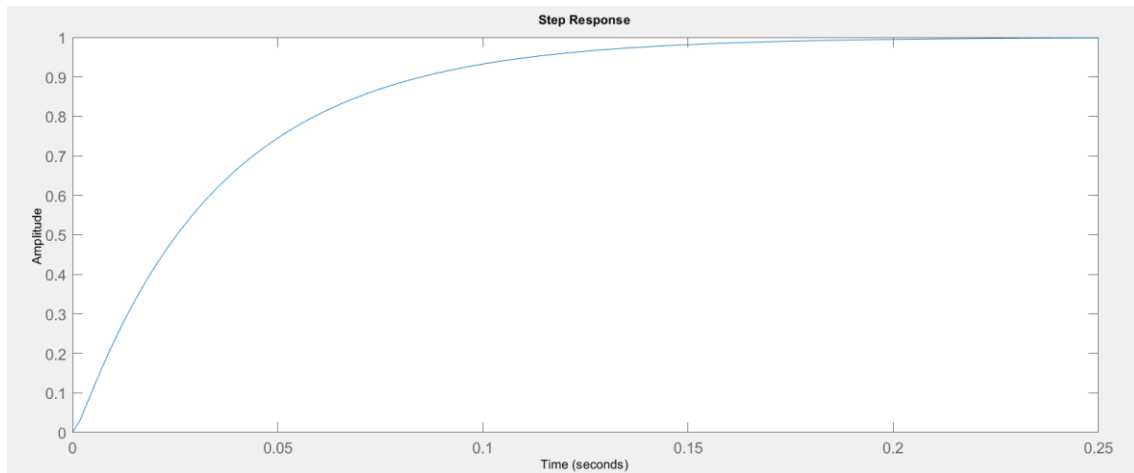


Figura 56. Respuesta ante escalón del lazo cerrado para $g_{pv}=0,1531$ y $V_{pv}=700V$.

En la figura 57 se muestra la simulación ante un escalón en la tensión de referencia entre 690V y 700V. Como se observa, no hay sobrepasamiento y su tiempo de estabilización es el mismo el de la comprobación por Matlab.

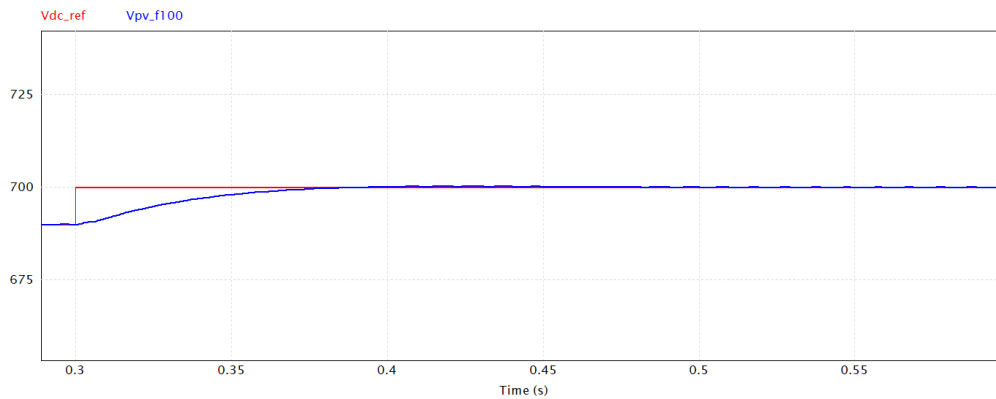


Figura 57. Simulación ante escalón de tensión entre 690V y 700V.

En el caso de limitar la corriente de red a la nominal, el control no es capaz de llevar la V_{DC} a la referencia deseada, como se ve en la figura 58. Esto es debido a que en la curva de potencia-tensión del módulo se tiene un punto más bajo de funcionamiento, lo que implica una tensión mayor.

La corriente de red queda restringida como:

$$I_g = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} \quad (89)$$

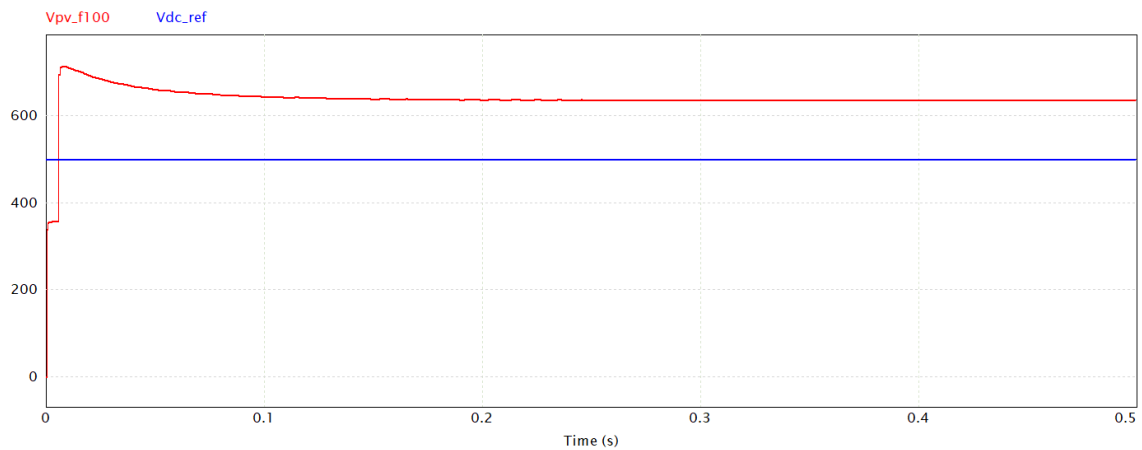


Figura 58. Simulación de la V_{DC_ref} y V_{pv_filt} obtenida con limitación de corriente en el inversor.

El tiempo de estabilización en cualquier caso es cercano a los 0,2 segundos, por lo que a la hora de diseñar el algoritmo de máxima potencia se tendrá este tiempo en cuenta.

10. Algoritmo de máxima potencia

En condiciones reales, la irradiancia y temperatura ambiente cambian constantemente, por lo que las curvas I-V de los módulos van a cambiar también. Al cambiar las curvas, el punto de máxima potencia también lo va a hacer. Ante condiciones cambiantes, se va a tratar de desarrollar un algoritmo que sea capaz de adaptarse a esos cambios y cambiar la tensión del módulo para que se encuentre siempre el punto de máxima potencia [9].

Como se ha visto en el apartado anterior, el tiempo de respuesta del sistema antes escalones de tensión es de, aproximadamente, 0,2 segundos. Este algoritmo se va a diseñar para que produzca esos escalones cada 0,15 segundos.

10.1. Desarrollo

Como el tiempo de paso del programa es de $1\mu s$ y queremos que saque una nueva referencia cada 0,15s, el contador que llevará el ritmo de ejecución será el siguiente:

$$\text{Contador} = \frac{0,15s}{1 * 10^{-6}s} = 150000 \quad (90)$$

En cada tiempo de paso, el contador sumará uno. Al llegar a ese valor se recalculará la referencia de tensión, que se hará sumando o restando escalones de 20V.

Dentro del contador, se calculará la potencia instantánea y se comparará con la potencia calculada hace 0,15 segundos. Si la nueva potencia es mayor que la anterior, se seguirán sumando o restando, dependiendo la tendencia que llevaba la referencia de tensión. En el caso de empezar a bajar la potencia, si antes se estaban restando 20V, ahora se deberá empezar a sumar 20V, y si se estaban sumando 20 voltios, ahora se tendrá que ir restando 20V.

Cada vez que entre el contador, se realizará la comparación, para tener un seguimiento del punto de máxima potencia que funcione correctamente.

10.2. Funcionamiento

En la figura 59 se pueden observar los resultados de las simulaciones, las cuales muestran el funcionamiento del algoritmo cuando no imponemos la limitación de corriente máxima de red.

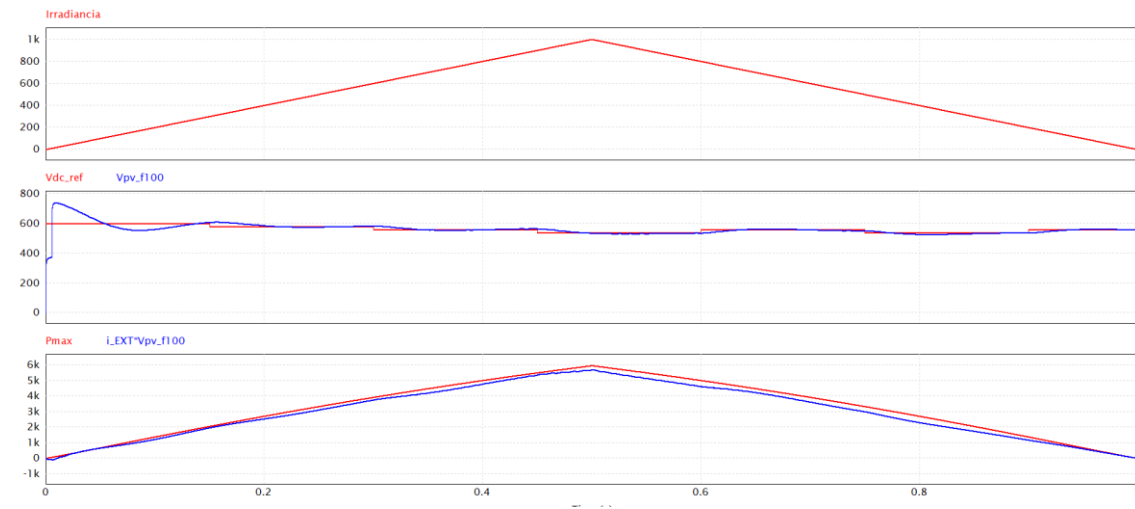


Figura 59. Simulación del sistema con algoritmo de máxima potencia con irradiancia cambiante.

Se muestra cómo, a partir de un cambio de irradiancia con una pendiente de 2000 W/s, el algoritmo va cambiando la referencia de tensión del módulo para poder extraer la máxima potencia posible para cada valor de irradiancia. En la última gráfica se puede observar la eficacia del algoritmo, donde la diferencia entre la potencia máxima teórica y la potencia máxima extraída es casi mínima.

En la figura 60 se muestra como el sistema empezando en un estado de parada, es decir en circuito abierto, el algoritmo cambia la referencia de tensión del módulo para acabar extrayendo toda la potencia disponible.

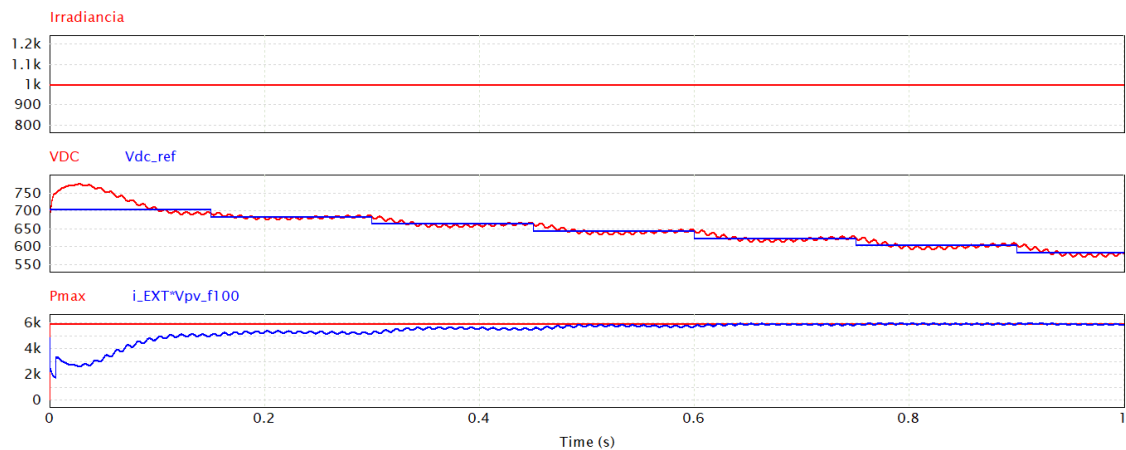


Figura 60. Simulación del sistema con algoritmo de máxima potencia iniciando desde circuito abierto.

En el caso de hacer una simulación real, con limitación de corriente de red para estar dentro de los límites nominales del convertidor, no se es capaz de seguir la referencia de tensión por la limitación de corriente, como ya se ha visto en apartados anteriores.

Por ejemplo, en la figura 61, para una radiación constante de 1000 W/m², se ve que, a pesar de tener una referencia de tensión, la tensión impuesta es tal que no supere la potencia máxima del inversor, que son 5000W.

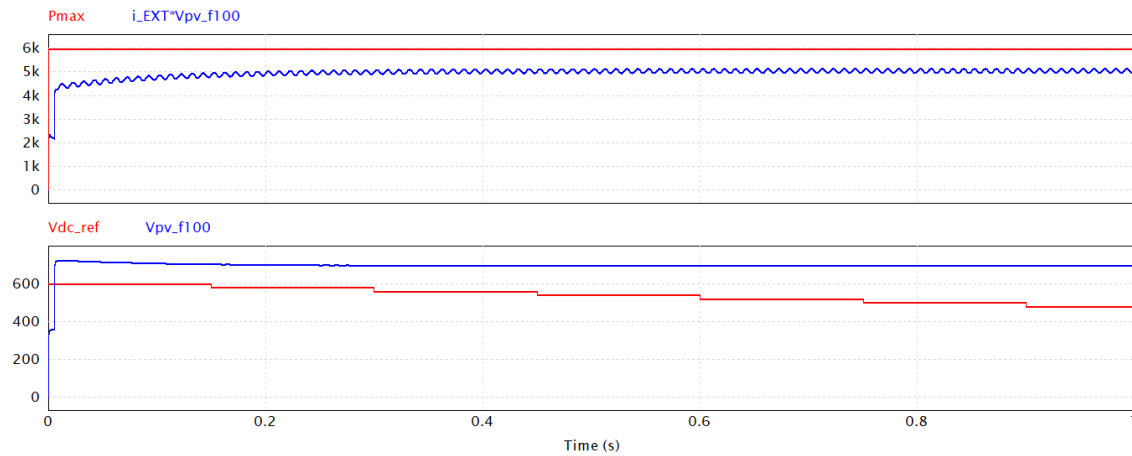


Figura 61. Simulación del sistema con algoritmo de máxima potencia con limitación de corriente por el inversor.

11. Conclusiones

Este proyecto se ha centrado en el desarrollo de un sistema renovable de generación de energía, en concreto de una solar fotovoltaica. Como ya se ha estudiado al principio del trabajo, la importancia que están tomando este tipo de energías y la importancia que van a suponer para nuestros sistemas de generación de energía van a ir en incremento día tras día, motivadas en parte por ayudas estatales y de organizaciones para alcanzar los objetivos de desarrollo sostenible fijados para el año 2050.

Los objetivos principales del proyecto se han cumplido, que eran los de diseñar y controlar un sistema fotovoltaico para una casa unifamiliar. Cada vez se van a ver más y más sistemas de este tipo, por lo que el desarrollo y control de pequeñas instalaciones en urbanizaciones y casas está más que justificado.

En cuanto a los resultados obtenidos y simulados, se puede decir que se han obtenido unos resultados satisfactorios, tanto por el funcionamiento de los mismos, como el de la rapidez de los cambios ante condiciones cambiantes y la estabilidad del sistema completo. Al tener una limitación de corriente por el inversor, en ciertos momentos del año no se va a poder extraer toda la energía disponible.

El hecho de sobredimensionar el sistema hace que se sea capaz de extraer los 5kW en mayor proporción del tiempo, pudiendo extraer mayor energía cuando la irradiancia sea menor, pero desaprovechando la energía sobrante cuando la irradiancia sea muy alta.

12. Líneas futuras

Extraer la mayor cantidad de energía posible es uno de los objetivos principales de este tipo de sistemas, por lo que tener un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia es algo esencial si se quiere aumentar la eficiencia del sistema.

El algoritmo desarrollado en este programa es un algoritmo algo básico, por lo que el desarrollo de uno más complejo y eficiente sería un gran punto a tener en cuenta en caso de seguir con el desarrollo de este sistema.

Otro aspecto que no se ha desarrollado en este proyecto es el del aspecto económico del sistema. Se podría continuar con la elaboración de un análisis económico completo del mismo, así como las consecuencias económicas que podrían suponer para la factura eléctrica de consumo de una vivienda.

Por último, sería interesante estudiar el marco jurídico y normativas que recogen este tipo de instalaciones, para ver que impedimentos legales o requisitos técnicos deben cumplir.

13. Bibliografía

- [1] Ministerio para la Transición Ecológica y el Reto Demográfico, “Plan Nacional Integrado de Energía y Clima”, Enero 20, 2020.
- [2] Asociación de Empresas de Energías Renovables APPA, “Estudio del Impacto Macroeconómico de las Energías Renovables en España”, 2020.
- [3] “Fundamentos de los sistemas fotovoltaicos”, Sistemas Eólicos y Fovovoltaicos, Universidad pública de Navarra, 2020/2021.
- [4] S. Kjaer, J. Pedersen, y F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no.5, Septiembre/Octubre, 2005.
- [5] H. Liu, "Control Design of a Single-Phase DC/AC Inverter for PV Applications", Theses and Dissertations, Univ. Arkansas, Mayo, 2016.
- [6] “Estructuras de conversión electrónica”, Sistemas Eólicos y Fovovoltaicos, Universidad pública de Navarra, 2020/2021.
- [7] C.R. Sullivan, J.J. Awerbuch y A.M. Latham, “Decrease in photovoltaic power output from Ripple: Simple general calculation and the effect of partial shading”, IEEE Trans. Power Electron., vol.28, no.2, Febrero, 2013.
- [8] “Control de la etapa de conversión”, Sistemas Eólicos y Fovovoltaicos, Universidad pública de Navarra, 2020/2021.
- [9] V. Salas, E. Olías, A. Barrado y A. Lázaro, “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems”, Solar Energy Materials and Solar Cells, 2006 [En línea]. Disponible en: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0927024805003582>. [Accedido: 28-abr-2022]
- [10] Biblioteca de la Universidad Pública de Navarra. Oficina de Referencia. “Guía para citar y referenciar. IEEE Style”, 2016. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/LaUj46>.

14. ANEXOS

14.1. Desarrollo en el programa PSIM

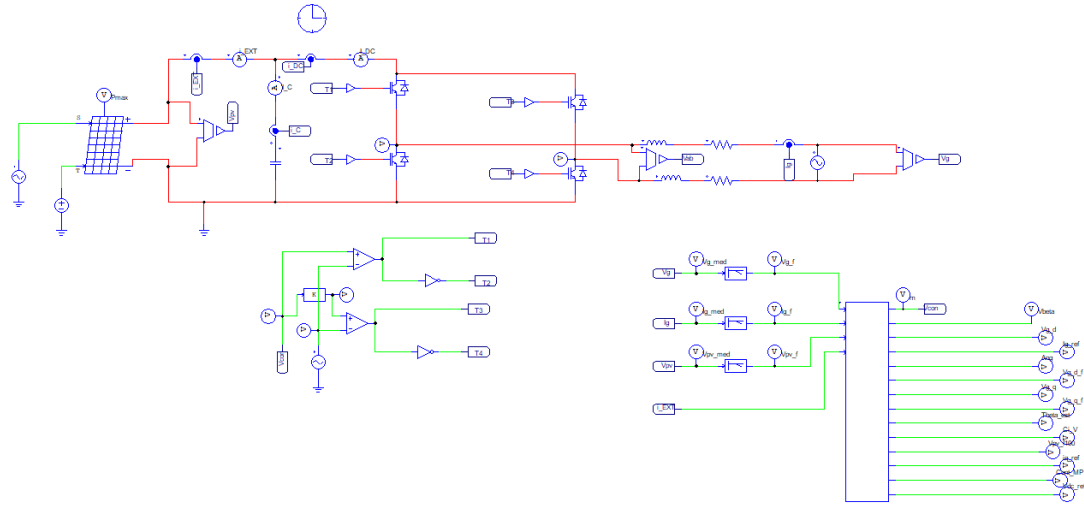


Figura 62. Sistema completo en PSIM.

Líneas de código

```
1
2 //ENTER YOUR CODE HERE
3 // y1 = 2 * sin(x1);
4 const double pi=3.14159;
5 static double Kp=20.77;
6 static double Ki=22975.66;
7 static double t=0.000025;
8 static double Ci;
9 static double m;
10 static double m_futuro;
11 static double Vab_ref;
12 static double Term_int=0;
13 static double error=0;
14 static int cont = 0;
15 static double Vect_VBeta[2000];
16 static int indice;
17 static int cont200;
18 static double V_alfa;
19 static double V_beta;
20 static double Tita_est;
21 static double Vg_d;
22 static double Vg_d_f;
23 static double Vg_q;
24 static double Vg_q_f;
25 static double Ci_PLL;
26 static double Term_int_PLL;
27 static double Ki_PLL=5.938;
28 static double Kp_PLL=0.1728;
29 static double error_PLL=0;
30 static double Vg_q_ref=0;
31 static double w0=314.15926;
32 static double Aw;
33 double Ig_ref;
34 static double ang;
35 static double Vg_f;
36 static double Ig_f;
37 static double Vpv_f;
38 static double Tau_PLL=0.0031831;
39 static double Vg_d_fant;
40 static double Vg_q_fant;
```

Figura 63. Líneas de código 1.

```
1
2 //ENTER YOUR CODE HERE
3 // y1 = 2 * sin(x1);
4 const double pi=3.14159;
5 static double Kp=20.77;
6 static double Ki=22975.66;
7 static double t=0.000025;
8 static double Ci;
9 static double m;
10 static double m_futuro;
11 static double Vab_ref;
12 static double Term_int=0;
13 static double error=0;
14 static int cont = 0;
15 static double Vect_VBeta[2000];
16 static int indice;
17 static int cont200;
18 static double V_alfa;
19 static double V_beta;
20 static double Tita_est;
21 static double Vg_d;
22 static double Vg_d_f;
23 static double Vg_q;
24 static double Vg_q_f;
25 static double Ci_PLL;
26 static double Term_int_PLL;
27 static double Ki_PLL=5.938;
28 static double Kp_PLL=0.1728;
29 static double error_PLL=0;
30 static double Vg_q_ref=0;
31 static double w0=314.15926;
32 static double Aw;
33 double Ig_ref;
34 static double ang;
35 static double Vg_f;
36 static double Ig_f;
37 static double Vpv_f;
38 static double Tau_PLL=0.0031831;
39 static double Vg_d_fant;
40 static double Vg_q_fant;
```

Figura 64. Líneas de código 2.

```
41 static double Ci_v;  
42 static double Term_int_v;  
43 static double Ki_v=16.64;  
44 static double Kp_v=0.4021;  
45 static double error_v=0;  
46 static double Vdc_ref=600;  
47 static double Vect_Hv[11];  
48 static double indice_v;  
49 static double Vpv_f100;  
50 static double cont500;  
51 static double iqref;  
52 static double Q=1000;  
53 static double i_EXT;  
54 static double Ppv;  
55 static double Ppv_ant = 0;  
56 static double deltaV;  
57 static double deltaV_ant = -20;  
58 static double cont_MP;  
59  
60  
61  
62 Vg_f=in[0];  
63 Ig_f=in[1];  
64 Vpv_f=in[2];  
65 i_EXT=in[3];  
66  
67  
68 ang=ang+2*pi*50*0.000001;  
69 Ig_ref=Ci_v*cos(Tita_est)+iqref*sin(Tita_est);  
70 V_alfa=Vg_f;  
71 cont=cont+1;  
72 cont500=cont500+1;  
73 cont_MP=cont_MP+1;
```

Figura 65. Líneas de código 3.

```
75 if (cont_MP>150000) {  
76  
77     cont_MP=0;  
78     Ppv=Vpv_f100*i_EXT;  
79  
80     if(Ppv>Ppv_ant) {  
81         deltaV=deltaV_ant; }  
82     if(Ppv<Ppv_ant) {  
83         deltaV=-deltaV_ant; }  
84  
85     deltaV_ant=deltaV;  
86     Ppv_ant=Ppv;  
87     Vdc_ref=Vdc_ref+deltaV;  
88 }  
89  
90 if (cont200>=200) {  
91     y2=Vect_VBeta[indice];  
92     cont200=200; }  
93  
94 if (cont500>=500)  
95 {  
96     Vpv_f100=(Vpv_f+Vect_Hv[indice_v])/2;  
97     Vect_Hv[indice_v]=Vpv_f;  
98     indice_v=indice_v+1;  
99  
100 if (indice_v>10) {  
101     indice_v=0; }  
102  
103     cont500=0;  
104 }
```

Figura 66. Líneas de código 4.

```
106: if (cont>=25)
107: {
108:
109:     Vect_VBeta[indice]=Vg_f;
110:     indice=indice+1;
111:     cont200=cont200+1;
112:
113:     if (indice>=200) {
114:         indice=0; }
115:
116:
117:
118:     V_beta=Vect_VBeta[indice];
119:
120:     // Transformación
121:     Vg_d=cos(Tita_est)*V_alfa+sin(Tita_est)*V_beta;
122:     Vg_q=-sin(Tita_est)*V_alfa+cos(Tita_est)*V_beta;
123:
124:     //Filtro PLL
125:     Vg_d_f=(t/(Tau_PLL+t))*Vg_d+(Tau_PLL/(Tau_PLL+t))*Vg_d_fant;
126:     Vg_d_fant=Vg_d_f;
127:
128:     Vg_q_f=(t/(Tau_PLL+t))*Vg_q+(Tau_PLL/(Tau_PLL+t))*Vg_q_fant;
129:     Vg_q_fant=Vg_q_f;
130:
131:     //Lazo PLL
132:     error_PLL=Vg_q_f-Vg_q_ref;
133:     Ci_PLL=Kp_PLL*error_PLL+Ki_PLL*error_PLL*t+Term_int_PLL;
134:     Term_int_PLL=Term_int_PLL+Ki_PLL*error_PLL*t;
135:     Aw=Ci_PLL+w0;
136:     Tita_est=Tita_est+Aw*t;
137:
```

Figura 67. Líneas de código 5.


```
138 //Lazo tensión
139 error_v=-(Vdc_ref-Vpv_f100);
140 Ci_v=Kp_v*error_v+Ki_v*error_v*t+Term_int_v;
141 Term_int_v=Term_int_v+Ki_v*error_v*t;
142
143 if (Ci_v>30.74) {
144     Ci_v=30.74; }
145 if (Ci_v<-30.74) {
146     Ci_v=-30.74; } |
147
148 //Corriente reactiva
149 iqref=Q/325;
150
151 // Lazo corriente
152 cont=0;
153 m=m_futuro;
154 error=lg_ref-lg_f;
155 Ci=Kp*error+Ki*error*t+Term_int;
156 Term_int=Term_int+Ki*error*t;
157 Vab_ref=Ci+Vg_f;
158 m_futuro=Vab_ref/Vpv_f;
159
160 }
161
162
163
164 y1=m;
165 y3=Vg_d;
166 y4=lg_ref;
167 y5=ang;
168 y6=Vg_d_f;
169 y7=Vg_q;
170 y8=Vg_q_f;
171 y9=Tita_est;
172 y10=Ci_v;
173 y11=Vpv_f100;
174 y12=iqref;
175 y13=cont_MP;
176 y14=Vdc_ref;
```

Figura 68. Líneas de código 6.

14.2. Fichas técnicas

Módulo solar




HiKu

HIGH POWER POLY PERC MODULE
330W ~ 355W
CS3L-330 | 335 | 340 | 345 | 350 | 355P

MORE POWER

-  24 % higher power than conventional modules
-  Up to 4.5 % lower LCOE
Up to 2.7 % lower system cost
-  41°C Low NMOT: 41 ± 3 °C
Low temperature coefficient (Pmax): -0.36 % / °C
-  Better shading tolerance

MORE RELIABLE

-  Lower internal current, lower hot spot temperature
-  Minimizes micro-crack impacts
-  Heavy snow load up to 5400 Pa, wind load up to 3600 Pa*

*Black frame product can be provided upon request.



12 Years
Enhanced Product Warranty on Materials and Workmanship*



25 Years
Linear Power Performance Warranty*

1st year power degradation no more than 2%
Subsequent annual power degradation no more than 0.55%
*According to the applicable Canadian Solar Limited Warranty Statement.

MANAGEMENT SYSTEM CERTIFICATES*

ISO 9001:2015 / Quality management system
ISO 14001:2015 / Standards for environmental management system
ISO 45001:2018 / International standards for occupational health & safety

PRODUCT CERTIFICATES*

IEC 61215 / IEC 61730 / CE / MCS / INMETRO / UKCA
CEC listed (US California) / FSEC (US Florida)
UL 61730 / IEC 61701 / IEC 62716
UNI 9177 Reaction to Fire: Class 1 / Take-a-way



* The specific certificates applicable to different module types and markets will vary, and therefore not all of the certifications listed herein will simultaneously apply to the products you order or use. Please contact your local Canadian Solar sales representative to confirm the specific certificates available for your product and applicable in the regions in which the products will be used.

CSI Solar Co., Ltd. is committed to providing high quality solar photovoltaic modules, solar energy and battery storage solutions to customers. The company was recognized as the No. 1 module supplier for quality and performance/price ratio in the IHS Module Customer Insight Survey. Over the past 20 years, it has successfully delivered over 63 GW of premium-quality solar modules across the world.

*For detailed information, please refer to Installation Manual.

CSI Solar Co., Ltd.
199 Lushan Road, SND, Suzhou, Jiangsu, China, 215129, www.csisolar.com, support@csisolar.com

Figura 69. Ficha técnica módulo solar (1).

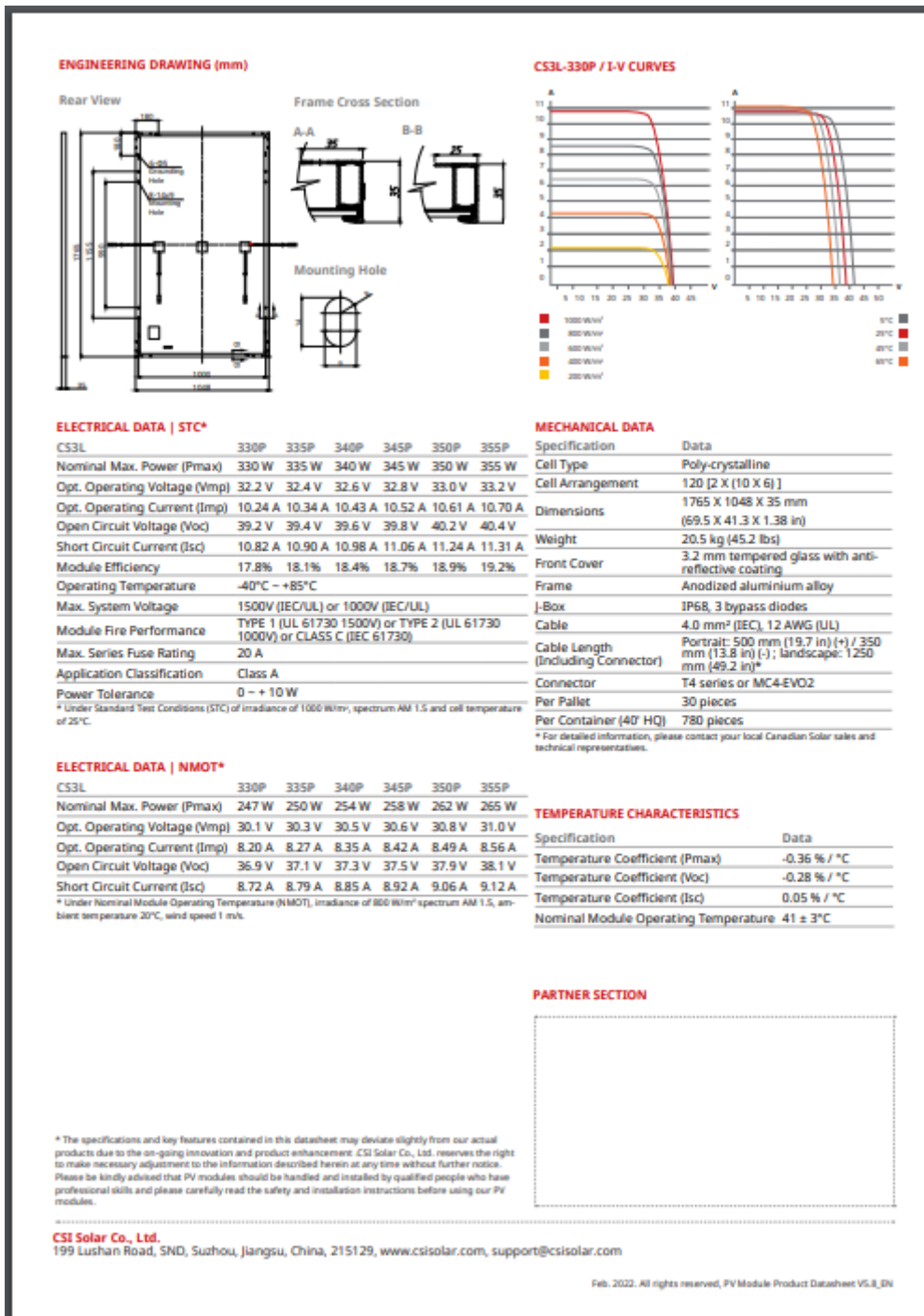



Figura 70. Ficha técnica módulo solar (2).

Diodos



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

RHRG75120

Data Sheet
January 2002

75A, 1200V Hyperfast Diode

The RHRG75120 is a hyperfast diode with soft recovery characteristics ($t_{rr} < 85\text{ns}$). It has half the recovery time of ultrafast diodes and is silicon nitride passivated ion-implanted epitaxial planar construction.

This device is intended for use as a freewheeling/clamping diode and rectifier in a variety of high frequency switching power supplies and other power switching applications. Its low stored charge and hyperfast soft recovery characteristic minimize ringing and electrical noise in many power switching circuits, thus reducing power loss in the switching transistors.


Formerly developmental type TA49042.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
RHRG75120	TO-247	RHRG75120

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



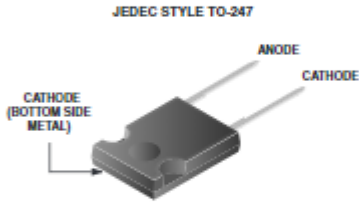
Features

- Hyperfast with Soft Recovery <85ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage 1200V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



JEDEC STYLE TO-247


Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$

	RHRG75120	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage	1200	V
Working Peak Reverse Voltage	1200	V
DC Blocking Voltage	1200	V
Average Rectified Forward Current	75	A
($T_C = 42^\circ\text{C}$)		
Repetitive Peak Surge Current	150	A
(Square Waves, 20kHz)		
Nonrepetitive Peak Surge Current	500	A
(Halfwave, 1 Phase, 60Hz)		
Maximum Power Dissipation	190	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8)	50	mJ
Operating and Storage Temperature	-65 to 175	°C

©2002 Fairchild Semiconductor Corporation
RHRG75120 Rev. B

Figura 71. Ficha técnica diodos.

IGBTs




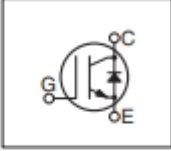
1200V
APT25GT120BRDQ2
APT25GT120BRDQ2G*

*G Denotes RoHS Compliant, Pb Free Terminal Finish.

Thunderbolt IGBT®

The Thunderbolt IGBT® is a new generation of high voltage power IGBTs. Using Non-Punch Through Technology, the Thunderbolt IGBT® offers superior ruggedness and ultrafast switching speed.

- Low Forward Voltage Drop
- High Freq. Switching to 50KHz
- Low Tail Current
- Ultra Low Leakage Current
- RBSOA and SCSOA Rated

MAXIMUM RATINGS

All Ratings: $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	APT25GT120BRDQ2(G)	UNIT
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	1200	Volts
V_{GE}	Gate-Emitter Voltage	± 30	
I_{C1}	Continuous Collector Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	54	Amps
I_{C2}	Continuous Collector Current @ $T_C = 110^\circ\text{C}$	25	
I_{CM}	Pulsed Collector Current $\text{\textcircled{C}}$	75	
SSOA	Switching Safe Operating Area @ $T_J = 150^\circ\text{C}$	75A @ 1200V	
P_D	Total Power Dissipation	347	Watts
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_L	Max. Lead Temp. for Soldering: 0.063" from Case for 10 Sec.	300	

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Characteristic / Test Conditions	MIN	TYP	MAX	Units
$V_{(BR)CES}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($V_{GE} = 0V, I_C = 1.5mA$)	1200			Volts
$V_{GE(TH)}$	Gate Threshold Voltage ($V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1mA, T_J = 25^\circ\text{C}$)	4.5	5.5	6.5	
$V_{CE(ON)}$	Collector-Emitter On Voltage ($V_{GE} = 15V, I_C = 25A, T_J = 25^\circ\text{C}$)	2.7	3.2	3.7	
	Collector-Emitter On Voltage ($V_{GE} = 15V, I_C = 25A, T_J = 125^\circ\text{C}$)		3.9		
I_{CES}	Collector Cut-off Current ($V_{CE} = 1200V, V_{GE} = 0V, T_J = 25^\circ\text{C}$) $\text{\textcircled{C}}$			200	μA
	Collector Cut-off Current ($V_{CE} = 1200V, V_{GE} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$) $\text{\textcircled{C}}$			TBD	
I_{GES}	Gate-Emitter Leakage Current ($V_{GE} = \pm 20V$)			120	nA

CAUTION: These Devices are Sensitive to Electrostatic Discharge. Proper Handling Procedures Should Be Followed.

APT Website - <http://www.advancedpower.com>

002-6108 Rev. C 6-2108

Figura 72. Ficha técnica IGBT's.