



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial

Diseño y validación del control de un filtro activo serie trifásico de dos niveles y 50kVA para compensación de armónicos de tensión en redes de distribución distorsionadas.

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Ingeniería Industrial

AUTOR/A: Amer Pou, Fernando Antonio

Tutor/a: Pineda Sánchez, Manuel

Cotutor/a: González Medina, Raúl

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

1.	RESUMEN	1
2.	PRÓLOGO	3
	Origen del proyecto.....	3
	Motivación	3
	Desarrollo y conocimiento	3
	Agradecimientos.....	4
3.	INTRODUCCIÓN	5
	Armónicos	5
	Efectos de los armónicos	7
4.	ESTADO DEL ARTE	9
	Filtros Activos de Potencia.....	9
	Técnicas de modulación	10
5.	ALCANCE DEL PROYECTO	12
6.	PARAMETROS DEL CONVERTIDOR Y DEL CONTROL	14
7.	SELECCIÓN DE TÉCNICAS	15
	Tipo de modulación: SVM.....	15
	Transformada de Clarke	15
	Transformada de Park.....	16
	Funciones de conmutación	17
	Ciclos de trabajo	18
	Sistema de obtención de componentes armónicas.....	20
	Sistema de sincronismo	21
8.	MODELADO	24
	Obtención de la señal de inyección	24
	Búsqueda del sector.....	26
	Cálculo de los ciclos de trabajo (<i>Duty Cycles</i>).....	27
	Cálculo de las funciones de conmutación	29
	Inversor.....	31
	Filtro pasivo de armónicos	33

Sistema de inyección a la red	37
Interacción del transformador con los condensadores del filtro	40
Relación de transformación	42
Conexión del neutro del transformador	43
Lazo de control de tensión.....	44
Filtros pasivos armónico 5° y 7°	51
9. RESULTADOS.....	53
Señal inicial de tensión de la red sin corrección.....	53
Señal de tensión de la red corregida en lazo abierto.....	54
Señal de tensión de la red corregida con control de tensión conjunto.....	55
Señal de tensión de la red corregida con control de tensión separado.....	56
Corriente demandada a la red y potencia del inversor.....	58
Conclusión.....	59
10. PRESUPUESTO.....	61
Tablas de costes.....	61
Coste de Personal	61
Coste del Software.....	61
Coste del Equipo.....	61
Resumen del presupuesto	61
11. BIBLIOGRAFIA.....	63
Referencias de las ilustraciones.....	63
12. ANEXOS	64
Esquema del modelo con control de tensión conjunto	64
Esquema del modelo con control de tensión separado	67
Código “Búsqueda de sector”.....	70
Código “Cálculo ciclos de trabajo”	70
Código “Funciones de conmutación”	70
Código “Espectro de frecuencias y THDv”.....	73

Figura 1: Descomposición en series de Fourier de una onda con armónicos {1}	6
Figura 2. Inversor trifásico de dos niveles {2}	12
Figura 3. Ejemplo de filtro activo en serie {3}	13
Figura 4. Sistema trifásico representado en dos ejes ⁽¹⁾	15
Figura 5. Cambio de ejes “a, b, c” a “ $\alpha\beta$ ”	16
Figura 6. Señal con sistema de referencia fijo y móvil.....	16
Figura 7. Cambio de ejes “ $\alpha\beta$ ” a “dq”.....	17
Figura 8. Vectores de los estados de conmutación	18
Figura 9. Descomposición del vector espacial en ciclos de trabajo	19
Figura 10. Control para la SVM	19
Figura 11. Descomposición Uref, Ured y Uerror	20
Figura 12. Señal con varios pasos por cero	21
Figura 13. Influencia de los armónicos en el módulo y ángulo de la tensión.....	22
Figura 14. Influencia de los armónicos en la frecuencia	23
Figura 15. Señal de la red.....	24
Figura 16. Comparación Señal de referencia y Señal de la red	25
Figura 17. Señal ideal de inyección.....	25
Figura 18. Señal ideal de inyección discretizada.....	26
Figura 19. Algoritmo de búsqueda del sector.....	27
Figura 20. Validación del algoritmo de búsqueda del sector.....	27
Figura 21. Rango de sobremodulación	28
Figura 22. Validación del cálculo de los ciclos de trabajo	29
Figura 23. Orden de cambio de los estados de conmutación.....	30
Figura 24. Señales Sa, Sb y Sc durante un periodo de muestreo (Ejemplo).....	31
Figura 25. Funciones de Conmutación Sa, Sb y Sc.....	31
Figura 26. Transistor MOSFET ideal con diodo integrado	32
Figura 27. Modelo del inversor trifásico de 2 niveles	32

Figura 28. Tensión de salida de los puentes del inversor	33
Figura 29. Filtro paso bajo.....	34
Figura 30. Tensión de salida del filtro paso bajo.....	35
Figura 31. Tensión de salida del filtro paso bajo (con armónicos).....	36
Figura 32. Espectro de frecuencias de la señal de salida del filtro paso bajo	37
Figura 33. Modelo del transformador en serie	37
Figura 34. Señal en bornas del transformador con $L=50 \mu\text{H}$	38
Figura 35. Señales de inyección con $R=0,1 \text{ Ohm}$	39
Figura 36. Señales de inyección con $L=3 \text{ mH}$ y $S_{\text{red}}=320 \text{ kVA}$	40
Figura 37. Circuito equivalente sin la influencia del inversor.....	40
Figura 38. Influencia de los condensadores con el inversor desconectado	41
Figura 39. Corrientes del circuito primario	43
Figura 40. Tensiones en las bornas del transformador con neutro conectado a tierra	43
Figura 41. Comparación entre la señal de referencia y la señal corregida en lazo abierto ..	44
Figura 42. Bucle cerrado de control de tensión	44
Figura 43. Tensión de red corregida y de referencia en ejes “dq”	45
Figura 44. Respuesta transitoria del control conjunto en ejes dq	47
Figura 45. Diagramas de Bode de los filtros pasa banda.....	49
Figura 46. Ajuste de la ganancia del controlador del 5° armónico	50
Figura 47. Respuesta transitoria del control separado en ejes dq	51
Figura 48. Filtros pasivos para 5° y 7° armónico	52
Figura 49. Señal inicial de tensión de la red.....	53
Figura 50. Espectro de frecuencias de la señal inicial de tensión de la red	54
Figura 51. Señal de tensión de la red corregida en lazo abierto	54
Figura 52. Espectro de frecuencias de la tensión de la red corregida con lazo abierto	55
Figura 53. Señal de tensión de la red corregida con control de tensión conjunto	55
Figura 54. Espectro de frecuencias de la tensión corregida con control de tensión conjunto	56

Figura 55. Señal de tensión de la red corregida con control de tensión separado	57
Figura 56. Espectro de frecuencias de la tensión corregida con control de tensión separado	57
Figura 57. Señal de corriente demandada a la red	58
Figura 58. Señal de corriente demandada al inversor en el circuito primario	58
Figura 59. Señal de la potencia instantánea del inversor	59
Tabla 1: Especificaciones del proyecto	14



1. RESUMEN

Castellano

El presente trabajo de investigación se centra en el diseño y validación de un filtro activo en serie para la compensación de armónicos de tensión en redes de distribución eléctrica. Para ello se emplea un inversor trifásico de dos niveles con una capacidad nominal de 50 kVA actuando como fuente de tensión. El diseño abarca la selección y evaluación de diferentes aspectos clave como la técnica de modulación, el sistema de obtención de componentes armónicas y el sistema de sincronismo con la red. En este proceso se han implementado técnicas poco desarrolladas en la literatura técnica.

El proceso de validación implica la construcción del modelo en un programa de simulación. En este se incluyen diferentes partes como la obtención de las funciones de conmutación, el filtrado de la señal, la inyección a la red y la implementación de un bucle cerrado de control operado mediante controladores PID.

Valencià

Aquest treball de recerca se centra en el disseny i la validació d'un filtre actiu en sèrie per a la compensació d'harmònics de tensió en xarxes de distribució elèctrica. Per això s'empra un inversor trifàsic de dos nivells amb una capacitat nominal de 50 kVA actuant com a font de tensió. El disseny inclou la selecció i l'avaluació de diferents aspectes clau com la tècnica de modulació, el sistema d'obtenció de components harmòniques i el sistema de sincronisme amb la xarxa. En aquest procés s'han implementat tècniques poc desenvolupades a la literatura tècnica.

El procés de validació implica la construcció del model en un programa de simulació. S'hi inclouen diferents parts com l'obtenció de les funcions de commutació, el filtratge del senyal, la injecció a la xarxa i la implementació d'un bucle tancat de control operat mitjançant controladors PID.

English

This research work focuses on the design and validation of a series active filter for the compensation of voltage harmonics in electrical distribution networks. For this, a three-phase two-level inverter with a nominal capacity of 50 kVA is used, acting as a voltage source. The design covers the selection and evaluation of different key aspects such as the modulation technique, the system for obtaining harmonic components and the synchronization system with the network. In this process, techniques little developed in the technical literature have been implemented.



The validation process involves building the model in a simulation program. This includes different parts such as obtaining switching functions, signal filtering, injection into the network and the implementation of a closed control loop operated by PID controllers.



2. PRÓLOGO

Origen del proyecto

Este proyecto surge como una línea de investigación e innovación de una empresa de vanguardia en el sector. Los requerimientos y especificaciones del equipo responden a las necesidades reales de dicha empresa. Este proyecto forma parte del producto final rectificador-inversor, el cual se dividió en dos partes para su diseño y validación por separado.

Motivación

Después de haber realizado el Máster de Ingeniería Industrial me he dado cuenta de que siento predilección por los proyectos que suponen un reto y me desagradan los proyectos ya estructurados y monótonos. Después de mi especialización en el ámbito de la ingeniería eléctrica he descubierto dos caminos muy interesantes hacia donde dedicar mi futuro profesional: la electrónica de potencia y el diseño y mantenimiento de máquinas eléctricas.

Al acabar dicho máster, surgió la oportunidad de realizar un proyecto de investigación y desarrollo en electrónica de potencia, en línea con los intereses reales de una empresa, lo cual me permitió desarrollar un diseño viable para su explotación en el ámbito industrial y a la vez satisfacer mis ganas de enfrentarme a un reto.

Desarrollo y conocimiento

En lo referente a lo personal, este proyecto me ha servido para aprender en profundidad las posibilidades que ofrece Simulink y las librerías de Simscape. Cuando inicié el trabajo apenas había tenido contacto con esta herramienta de Matlab, lo cual resultó en un inicio lento ya que antes de poder avanzar en la materia del proyecto tenía que aprender a utilizar el programa. A día de hoy, considero que se mucho sobre el software y estoy seguro de que me servirá de cara al futuro ámbito laboral.

Por otro lado, aunque en la especialización se abarcaron muchos de los conocimientos utilizados, enfrentarse a un proyecto real y desarrollarlo de forma individual siempre es más complejo. He podido reforzar mis conocimientos en control de inversores, redes con distorsión armónica, control automático y métodos de cálculo para el análisis de ondas.



Agradecimientos

Como hito final en mi etapa formativa quiero aprovechar para dar las gracias a las personas que me han ayudado a lo largo de estos años:

A mi padre y mi madre, os agradezco vuestro apoyo y cariño.

A mis hermanos, os agradezco vuestra motivación.

A mis amigos, os agradezco la paciencia.

También quiero agradecer a Manuel Pineda Sánchez y a la empresa Zigor Electrónica de Potencia por haber hecho posible realizar este trabajo de fin de máster.



3. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas se ha experimentado un notable desarrollo en el mundo de la electrónica que ha permitido grandes avances en el hardware de los equipos tecnológicos de todo tipo de instalaciones, tanto industriales como comerciales e incluso en los hogares. Como consecuencia, el número de dispositivos de naturaleza electrónica se ha disparado desde entonces.

Anteriormente, en el mundo de la industria existían soluciones a ciertos problemas tecnológicos que o bien presentaban ciertas desventajas o bien eran excesivamente caras. Desde el surgimiento de la electrónica a gran escala, se han desarrollado soluciones para estos problemas que además de ser soluciones eficaces son baratas en comparación con el resto. Hoy en día nos encontramos en la industria numerosos variadores de frecuencia para el control de velocidad en los motores eléctricos.

Por otro lado, con el auge de las energías renovables, en específico la energía fotovoltaica, se ha disparado la utilización de rectificadores e inversores para la transformación y posteriormente inyección en la red de la potencia generada por estos sistemas basados en corriente continua.

Armónicos

Estos equipos de naturaleza electrónica trabajan conectados a la red de distribución y consumen una corriente que normalmente no es lineal. Debido a la existencia de diodos y otros elementos, la onda de consumo de estas cargas puede ser muy diferente a una senoidal. Como consecuencia, estos equipos generan armónicos de corriente en la red de alimentación, que viajan aguas arriba. Cuando existen más cargas aguas arriba, estas ondas distorsionadas de corriente provocan caídas de tensión no lineales generando armónicos de tensión. Estas ondas de tensión distorsionadas pueden afectar a cargas lineales aguas abajo. De esta manera, aunque se tenga una instalación sin generación de armónicos y con consumos equilibrados se pueden tener problemas relacionados con los armónicos por culpa de los que son generados en otra instalación, sin nada que ver, a través de la tensión de alimentación por la red de distribución.

Hoy en día, la norma especifica un nivel máximo de distorsión armónica que se puede inyectar en la red a través de la acometida de las instalaciones. Para ello, se instalan compensadores y correctores para bajar la tasa de distorsión armónica en las industrias hasta el nivel que se especifica. En estos casos la fuente de armónicos es fácilmente detectable y también es sencillo de corregir. Los pequeños consumidores como particulares y los armónicos que estos generan no tienen un gran impacto de forma separada. Sin embargo, cuando se juntan estos efectos un gran número de veces puede llegar a tener un impacto relevante en la red. A diferencia de los

anteriores, la generación de los armónicos no es fácilmente localizable y no tiene sentido instalar equipos de corrección de armónicos para los particulares. Para estos casos se han diseñado equipos que pretenden corregir los armónicos de tensión que viajan por la red con el objetivo de alimentar los consumos aguas abajo con una onda lo más senoidal posible.

Una onda distorsionada puede descomponerse en una suma de varias ondas senoidales de diferentes frecuencias según la descomposición en series de Fourier:

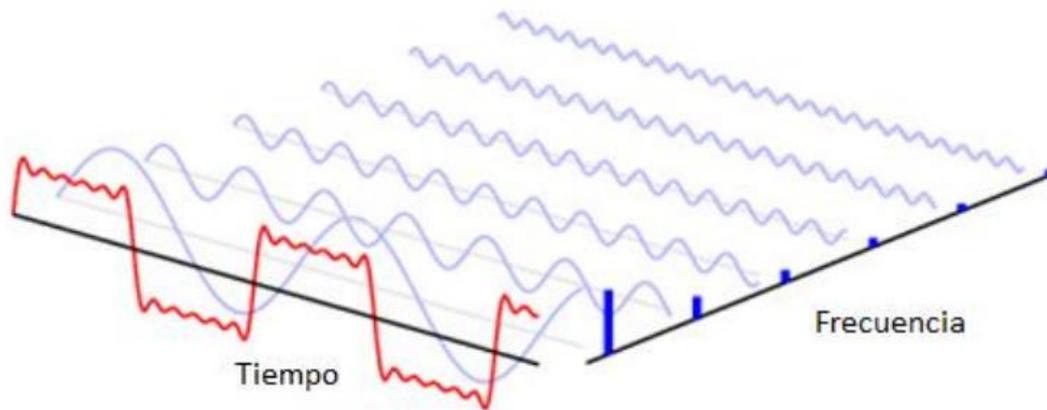


Figura 1: Descomposición en series de Fourier de una onda con armónicos [1]

Al primer término de la serie se conoce como fundamental y representa la onda ideal sin armónicos a la frecuencia de la red (50 Hz en España). La componente fundamental es siempre la de mayor amplitud. Se puede identificar el armónico de orden n como la onda de n veces la frecuencia del fundamental. La amplitud de la onda del armónico crece inversamente con el orden de los armónicos. Es por esto por lo que los armónicos de mayor relevancia son los próximos a la frecuencia del fundamental.

La expresión que dicta la descomposición en series de Fourier es la siguiente:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t \quad [1]$$

Debido a que la señal original tiene simetría de media onda se anulan los armónicos de orden par (2, 4, 6, etc.). Por ello, normalmente solo se encuentran armónicos impares en la descomposición en series de Fourier. Por otro lado, cuando los consumos son equilibrados en las tres fases el tercer armónico y sus múltiplos son también nulos.

De esta manera, se puede concluir que los armónicos donde se centran la mayoría de los problemas son el 5, 7, 11, 13 y serán objeto de estudio en este trabajo para su compensación y eliminación de la red.

Efectos de los armónicos

Los armónicos generan una gran cantidad de problemas para las instalaciones y las cargas que en estas encontramos. Algunos de estos efectos se comentan a continuación:

- Pérdidas por efecto Joule. Al igual que la tensión, la onda de corriente se puede descomponer igualmente en su componente fundamental y sus respectivas componentes armónicas. De esta manera, por los conductores con armónicos viajan la corriente fundamental y la suma de las armónicas produciendo un calentamiento mayor que si solo se transportara la corriente fundamental.

$$P_j = R_1 \times I_1^2 + \sum R_n \times I_n^2 > R_1 \times I_1^2 \quad [2]$$

Se debe tener en cuenta también el efecto pelicular ya que el valor de resistencia de los conductores aumenta con la frecuencia de las corrientes. A igual valor eficaz las pérdidas en los conductores aumentan con el orden de los armónicos.

- Pérdidas en el hierro en los circuitos magnéticos. Si la tensión aplicada a un circuito magnéticos tiene armónicos aparecen armónicos de inducción de frecuencia igual a la de los armónicos de tensión. Por consiguiente, aumentan las pérdidas en el hierro.
- Pérdidas dieléctricas. Las pérdidas de los aislantes son proporcionales al cuadrado de la tensión a la que están sometidos y a su frecuencia. Un armónico de orden elevado, aunque su amplitud sea pequeña, puede tener un efecto importante en los aislantes. Una consecuencia directa de este efecto es el calentamiento y por tanto un envejecimiento más rápido de los aislantes.
- Equipos electrónicos de regulación y control. Cuando las ondas contienen armónicos los cálculos resultan erróneos y la función de control se degrada debido a la complejidad de la determinación de los pasos por cero.



- Protecciones. Resulta difícil predecir el funcionamiento del relé a partir de las curvas características y de la información técnica suministrada por los fabricantes, que se refiere al funcionamiento con tensiones y corrientes senoidales.
- Aparatos de medida. Cabe esperar una reducción de la clase de precisión.
- Sistemas de telefonía y transmisión de datos. Pueden provocar interferencias en líneas de telefonía.

Por estos y otros problemas resulta imprescindible eliminar los armónicos de la red y alimentar así los consumos con ondas lo más senoidales posibles y con la menor distorsión.

4. ESTADO DEL ARTE

Filtros Activos de Potencia

En la última década se ha estado trabajando en el uso de filtros activos de potencia o APF (FAP en español). Un APF consiste en un convertidor electrónico para la compensación estática, controlado mediante una señal de pulsos o PWM (Pulse Width Modulation). Estos equipos pueden conectarse en paralelo (PAPF) o en serie (SAPF) con la carga.

El uso de los PAPF ha permitido cancelar los armónicos de corriente de las cargas no lineales. En este modo el equipo funciona como una fuente controlada de corriente. Este tipo de filtro ha sido estudiado en mayor profundidad que el SAPF y actualmente es muy utilizado en la industria.

Por otro lado, el SAPF permite la compensación de los armónicos de tensión causados por las denominadas “cargas productoras de armónicos del tipo fuente de tensión”. Los convertidores de frecuencia, las fuentes de potencia conmutadas o las fuentes de potencia ininterrumpible son algunos ejemplos de estas. Sin embargo, para su correcto funcionamiento, es importante la manera de determinar la tensión armónica de referencia. A grandes rasgos, existen tres formas:

- **Control mediante la detección de la tensión de carga.**

Este método consiste en generar una señal igual a los armónicos de tensión y de signo contrario, de manera que en el punto de acoplo común (PCC) los armónicos sean cero. Sin embargo, la detección de armónicos depende de la sensibilidad de instrumentación por lo que la tensión que genera el APF se puede expresar como:

$$U_{ref} = -k_v \times U_{real} \quad [3]$$

Donde k representa la relación entre la señal real que se debería generar y la medida por los instrumentos con cierta clase de precisión limitada.

- **Control mediante la detección de la intensidad de fuente**

En este caso, la tensión generada por el filtro es proporcional a los armónicos de la intensidad de fuente:

$$U_{ref} = k \times i_{arm} \quad [4]$$

La variable k es una constante de proporcionalidad. De esta forma, el filtro se comporta como una resistencia, de valor cero para el fundamental y de valor k ohmios para las frecuencias de los distintos armónicos.

La elección de un valor adecuado de k es un problema complejo. Esto es debido a que por un lado no puede ser demasiado grande ya que comprometería la estabilidad del sistema y por el otro, cuanto mayor es su valor, mayor será la calidad del filtro.

- **Control híbrido**

Esta estrategia combina las dos anteriores.

$$U_{ref} = k \times i_{arm} - k_v \times U_{real} \quad [5]$$

Este método permite eliminar los armónicos de tensión con mayor facilidad. Se reduce la influencia del error en la medida de los armónicos de tensión y permite utilizar un valor de k más pequeño.

Técnicas de modulación

El tipo de modulación es la técnica mediante la cual se construyen los pulsos que se darán a los interruptores de los tres puentes del inversor para generar una señal a la salida con la mejor calidad y menor distorsión posibles. Existen varias técnicas que se aplican para el control de inversores trifásicos, siendo las más comunes de ellas las comentadas a continuación:

- **PWM (*Pulse Wave Modulation*) convencional (PWM de dos niveles).**

Es una técnica fundamental en la modulación para inversores trifásicos. En esta técnica se generan dos niveles de voltaje para controlar la salida.

- **PWM de tres niveles.**

Esta técnica amplía la cantidad de niveles de voltaje lo que permite reducir los armónicos en la salida y mejorar la calidad de la señal.

- **PWM *multicarrier***

Esta técnica distribuye la energía de conmutación entre múltiples señales portadoras. Se emplea para reducir aún más los armónicos en la salida y mejorar la calidad de la forma de onda.

- **PWM espacial**



Esta técnica aprovecha la topología espacial de los interruptores de potencia para lograr una modulación más eficiente y controla mejor la calidad de la salida en sistemas de conversión de energía de múltiples niveles y en aplicaciones de alta potencia.

- **SVM** (*Space Vector Modulation*)

Esta técnica permite un control preciso del voltaje y la corriente de salida, lo que resulta en una mejor eficiencia energética y una mayor precisión en la generación de la forma de onda de salida.

- **Six-Step Modulation**. Esta técnica es menos utilizada en inversores, pero es también aplicable. En este método, se utilizan únicamente seis estados de conmutación para generar las formas de onda de salida. Cada fase se activa secuencialmente en seis pasos discretos para producir una forma de onda aproximadamente senoidal.

Este tipo de modulación permite obtener para un cierto valor de tensión continua, el máximo valor RMS de tensión AC en la carga. Por otro lado, la frecuencia de conmutación es cercana a la del fundamental por lo que se reducen las pérdidas por conmutación.

Como consecuencia, se generan armónicos en la señal de salida a frecuencias cercanas a la del fundamental. La señal generada tiene siempre mucha distorsión armónica.

5. ALCANCE DEL PROYECTO

El proyecto consiste en diseñar el equipo que, como se ha explicado anteriormente, consiga corregir los armónicos de tensión que viajan a través de la red para así obtener como resultado una onda de tensión lo más senoidal posible.

Parte de este equipo consiste en un inversor trifásico de dos niveles actuando como fuente de tensión:

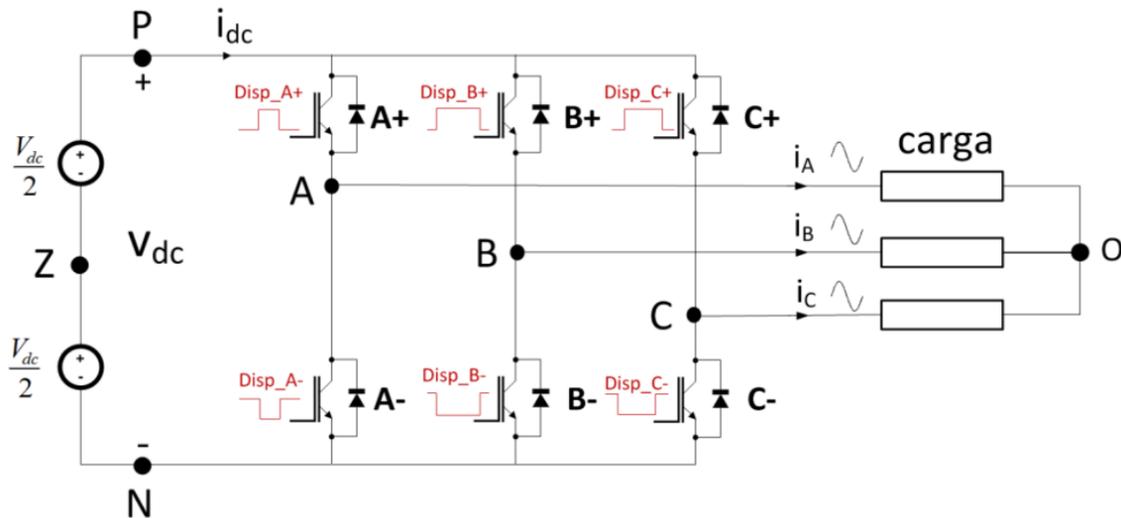


Figura 2. Inversor trifásico de dos niveles {2}

Para obtener la correspondiente señal a la salida de los puentes del inversor se debe diseñar y controlar las funciones de conmutación de los seis interruptores a partir de una señal de referencia que se obtiene de la medida de tensión trifásica de la red.

Posteriormente el equipo se conectará en serie a la red para la inyección de las componentes correctoras con tal de disminuir la tasa de distorsión armónica original.

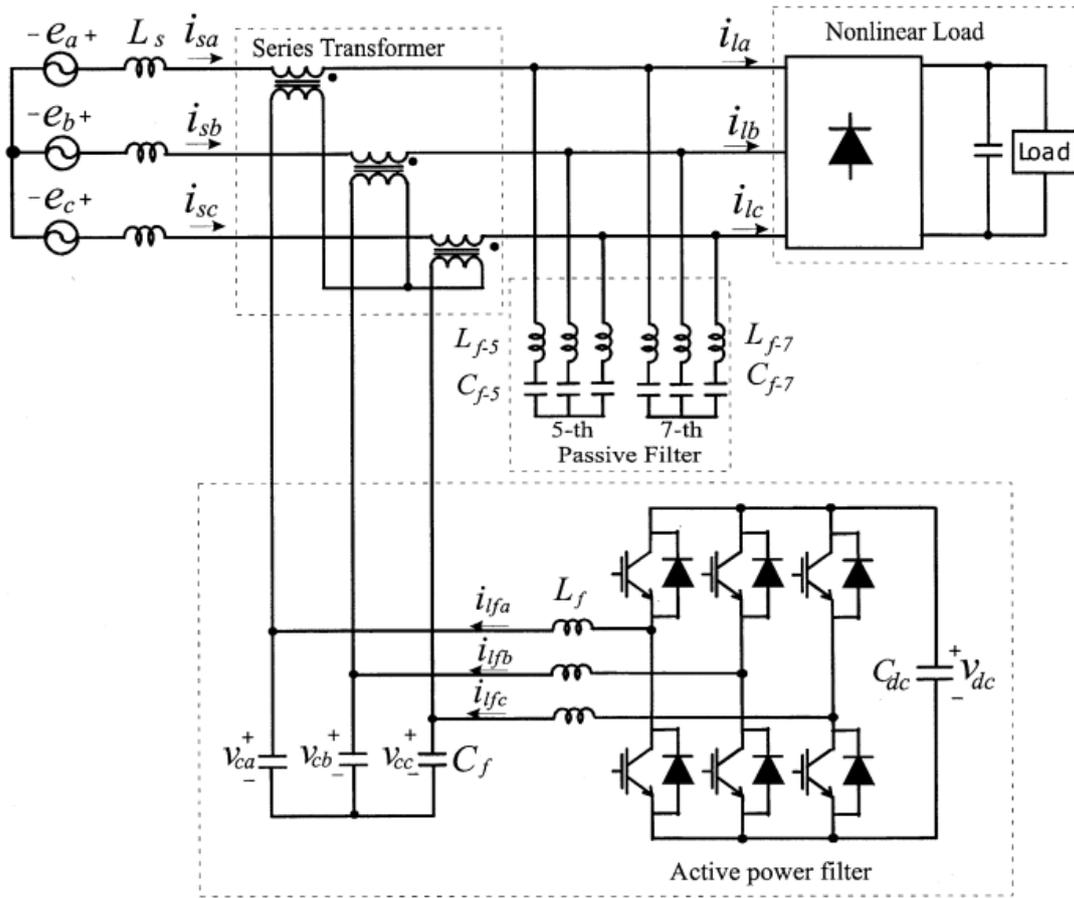


Figura 3. Ejemplo de filtro activo en serie {3}

Se realizará también el diseño de un bucle de control para mejorar la compensación.

Finalmente se analizará y comentará los resultados obtenidos durante las diferentes etapas del proyecto de diseño.

El equipo se modelará en el programa Simulink de Matlab junto con la herramienta incorporada Simscape Electrical, para simular y validar su correcto funcionamiento.

Los siguientes puntos quedan abiertos para el análisis y selección del método más conveniente:

- Tipo de modulación
- Sistema de obtención de componentes armónicas
- Sistema de sincronismo con la red

6. PARAMETROS DEL CONVERTIDOR Y DEL CONTROL

Tabla 1: Especificaciones del proyecto

Potencia nominal del equipo	50 kVA
Convertidor DC/AC trifásico de dos niveles a tres ramas	
Frecuencia de conmutación	20 kHz
Adquisición de medidas mínima	40 kHz
Medida de tensiones trifásicas (compuestas)	
Medida de corrientes de alterna	
Medida de tensiones de bus de continua	
Medida corriente continua	
Conexión mediante transformador elevador en serie al PCC	
Distorsión armónica total de tensión máxima (THDV)	5%
Contenido armónico en régimen simétrico en la red	15%
Capacidad máxima de transporte de la línea	320 kVA
Tiempo máximo de respuesta	6 ms

7. SELECCIÓN DE TÉCNICAS

Tipo de modulación: SVM

La técnica de modulación seleccionada para este inversor es la SVM o *Space Vector Modulation*. Esto se debe a las ventajas que presenta este tipo de modulación frente a al resto anteriormente comentadas:

- Mayor eficiencia energética
- Reducción de armónicos a la salida
- Mayor precisión de control

Por otro lado, las otras técnicas de modulación presentan algunas desventajas indeseadas para este tipo de proyecto como: complicaciones de sincronización, limitaciones de diseño, menor eficiencia energética, generación de armónicos de salida próximos al fundamental.

No obstante, la modulación por vector espacial presenta también alguna desventaja. La principal de ellas es que, debido a su complejidad, su implementación puede requerir una mayor capacidad de procesamiento y una implementación más sofisticada en el hardware del inversor. Parte de esa complejidad reside en las transformadas de Clarke y Park que se realizan en esta técnica.

Transformada de Clarke

El punto clave para la modulación por vector espacial es pasar de un sistema trifásico a uno bifásico mediante la transformada de Clarke.

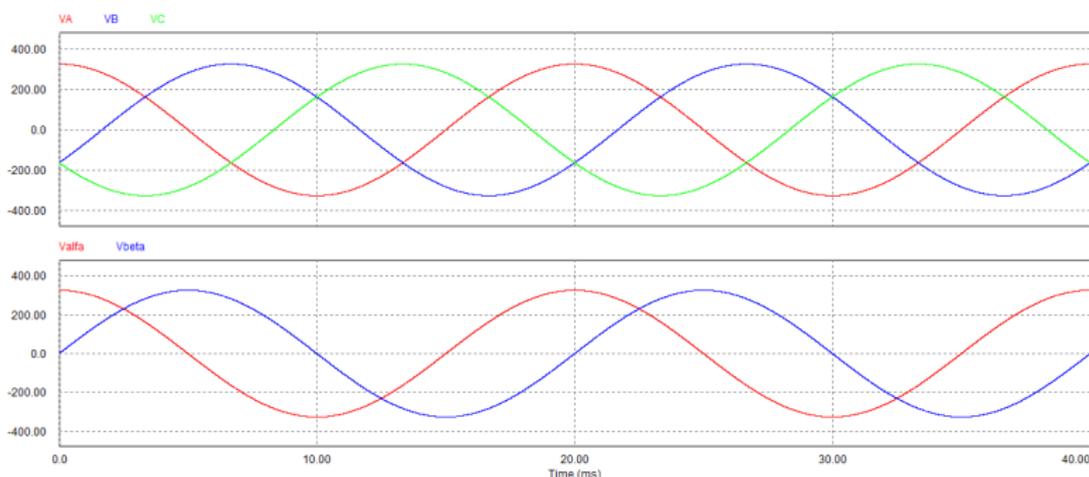


Figura 4. Sistema trifásico representado en dos ejes ⁽¹⁾

Esto se consigue convirtiendo los ejes a, b, c desfasados 120° a unos ejes α (alpha) y β (beta) ortogonales donde el eje alpha coincide con uno de los ejes a, b, c:

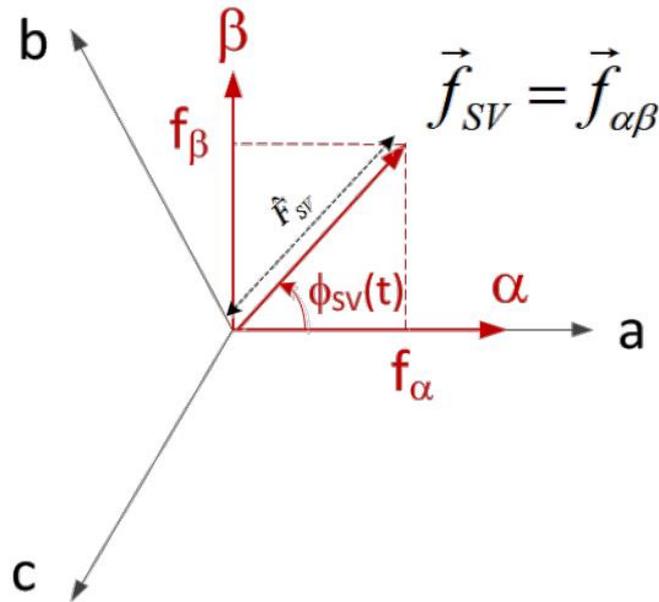


Figura 5. Cambio de ejes "a, b, c" a " $\alpha\beta$ "

De esta forma, se consigue representar un sistema trifásico mediante un vector que va girando en el plano alpha y beta. Para conseguir esta transformación se deben realizar ciertos cálculos matemáticos en los que no se entrará en detalle en este documento.

Transformada de Park

Una vez se ha pasado de una señal trifásica a una señal bifásica se puede realizar fácilmente la transformada de Park. Esta transformación consiste en pasar de un sistema de referencia fijo a uno móvil. De esta forma se consigue una representación de la señal alterna como una señal continua en el tiempo.

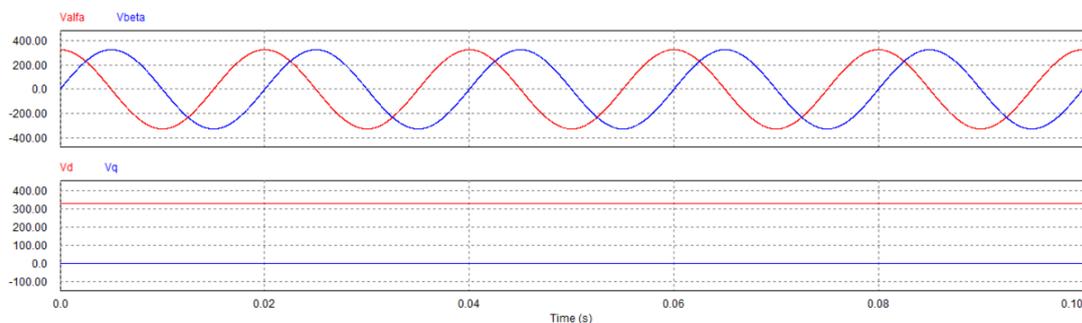


Figura 6. Señal con sistema de referencia fijo y móvil

Para conseguir este efecto el sistema de referencia debe girar a la misma velocidad que la componente fundamental de la señal.

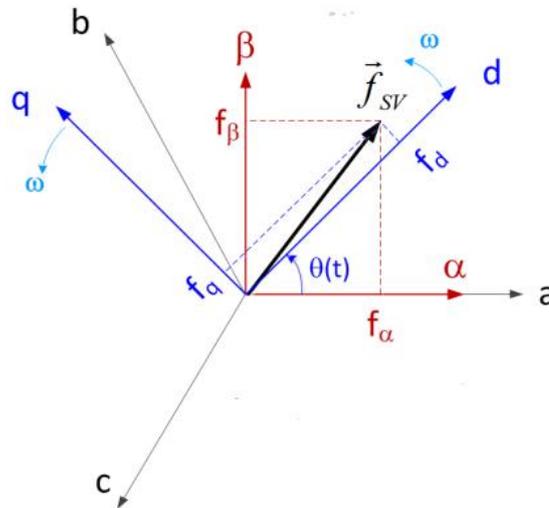


Figura 7. Cambio de ejes “ $\alpha\beta$ ” a “ dq ”

Se debe tener en cuenta que la velocidad de giro de todas las componentes de la señal será su velocidad en el sistema trifásico menos la velocidad del fundamental (o más, si el fasor de dicho armónico gira en sentido inverso). Mediante esta representación se observa fácilmente la existencia de armónicos cuando la señal que debería permanecer constante contiene cierta oscilación.

Funciones de conmutación

Como se puede observar en la figura 2, el inversor tiene 6 interruptores: A+, A-, B+, B-, C+ y C-. Los interruptores de la misma rama son conjugados, es decir, si el A+ está abierto, el A- estará necesariamente cerrado. Si se interpreta el estado de cada interruptor como un 1 si está cerrado y un 0 si está abierto tenemos 8 combinaciones posibles. Estas combinaciones se conocen como funciones de conmutación y generan cierto nivel de tensión a la salida de los puentes del inversor. Para el inversor de este proyecto se dispone de 6 combinaciones activas y 2 nulas o de tensión cero. Estas combinaciones se representan de forma vectorial donde los seis vectores activos se encuentran desfasados 60° , mientras que los vectores nulos (V0 y V7) se encuentran perpendiculares al plano α y β :

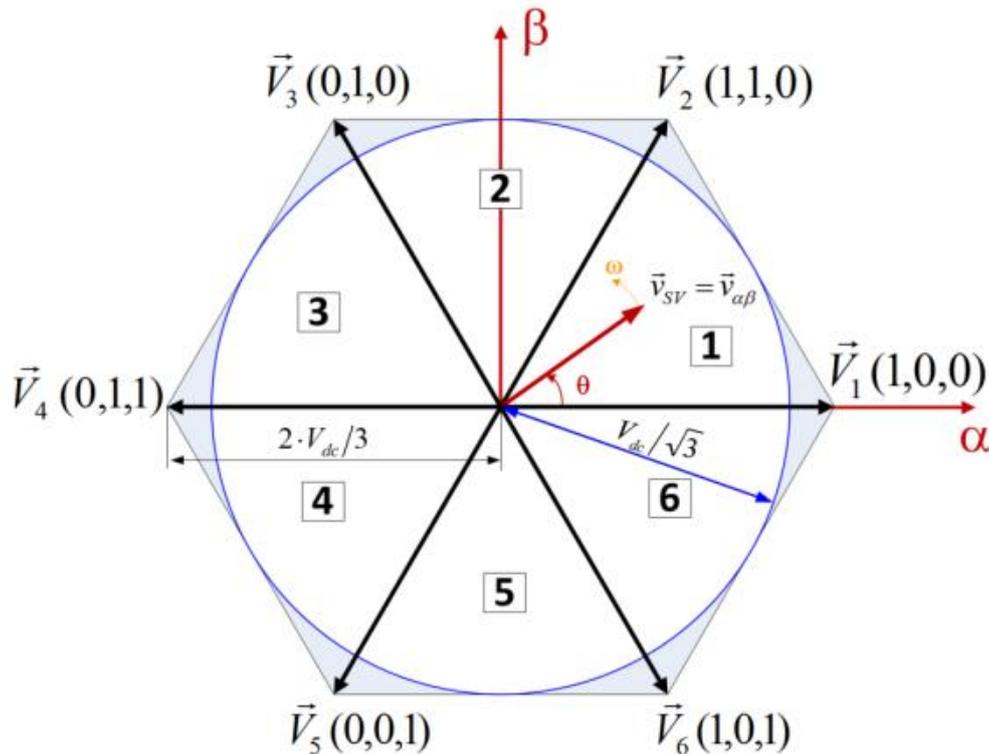


Figura 8. Vectores de los estados de conmutación

El espacio vectorial queda dividido en 6 partes iguales delimitadas por los vectores activos de conmutación. Estos espacios se conocen como sectores (k).

Ciclos de trabajo

Como se ha comentado, la posición del vector espacial varía en función del tiempo. Para una señal trifásica de onda senoidal, el vector espacial iría pasando por cada uno de los sectores consecutivamente hasta dar una vuelta completa en un tiempo que coincide con el periodo de la onda senoidal.

Para generar la señal de salida, el control del inversor calcula a partir del vector espacial el sector en el que se encuentra y utiliza una combinación de los vectores activos adyacentes a ese sector junto con los vectores nulos para recrear el vector de referencia.

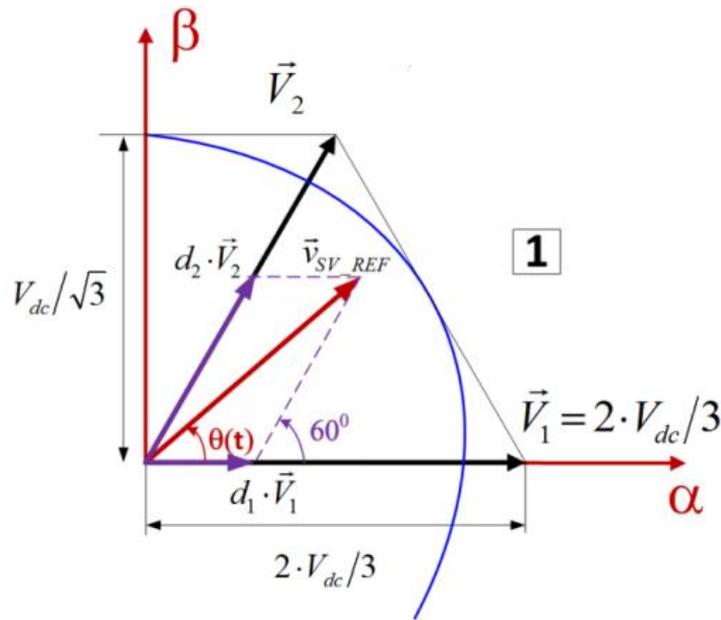


Figura 9. Descomposició del vector espacial en cicles de treball

Para ello el control debe calcular los ciclos de trabajo de los vectores involucrados para cada iteración. Esto significa que debe calcular cuánto tiempo debe estar cada uno de los estados de conmutación de cada rama para conseguir la señal de referencia. Los vectores involucrados en cada iteración son los adyacentes al sector en el que se encuentra el vector espacial de referencia.

En definitiva, el control necesario para realizar la modulación por vector espacial se compone de tres bloques: la búsqueda del sector, el cálculo de los ciclos de trabajo y la generación de las funciones de conmutación.

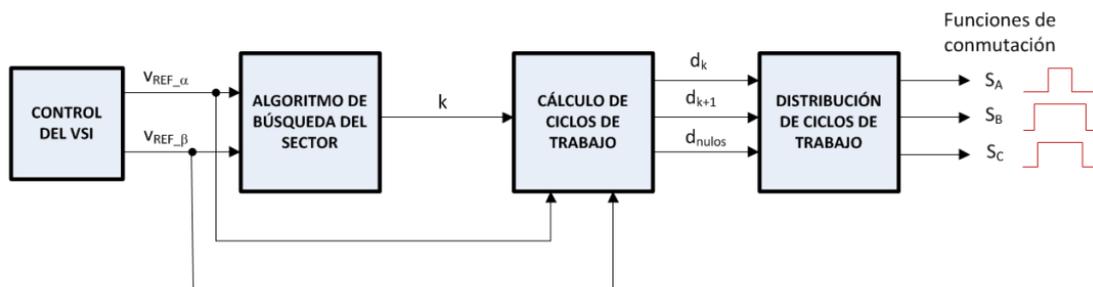


Figura 10. Control para la SVM

Sistema de obtención de componentes armónicas

El objetivo de este sistema es obtener las componentes armónicas presentes en la red para su posterior compensación mediante la “suma” de la tensión armónica cambiada de signo.

Existen varias formas de obtener las componentes armónicas. Una de ellas es la descomposición en series de Fourier. Sin embargo, si se utilizara esta técnica, el proceso tardaría varios ciclos en calcular de forma precisa los armónicos que se quieren compensar, por lo que no se cumpliría la especificación del tiempo máximo de respuesta.

En este proyecto se ha elegido hacerlo por diferencias respecto de una señal de referencia. Conociendo la frecuencia de la red (50 Hz en España), y la tensión nominal del PCC se puede generar un vector espacial de referencia de módulo y velocidad angular constantes.

Por otro lado, a partir de la medida de tensiones trifásicas compuestas de la red podemos construir el vector espacial de la red.

Teniendo en cuenta que lo que se pretende es compensar en la red la tensión de armónicos, se debe generar una tensión de armónicos conjugada para que al sumarla con la señal de la red la tensión de armónicos sea idealmente nula.

$$U_{ref} = U_{red} + U_{error} \quad [6]$$

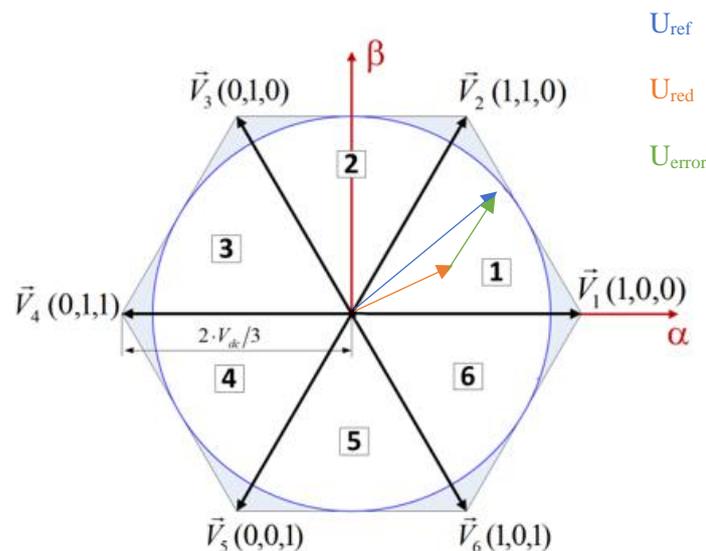


Figura 11. Descomposición U_{ref} , U_{red} y U_{error}

Sistema de sincronismo

Cuando se inyecta potencia a la red eléctrica se deben cumplir tres condiciones indispensables: tener el mismo nivel de tensión, que la frecuencia de la onda que se inyecta sea la misma que la de la red (50 Hz) y que ambas señales estén sincronizadas, es decir, que los máximos y los mínimos ocurran en el mismo instante de tiempo. Sin embargo, en este caso no se está inyectando potencia, sino que mediante el sistema de inyección se está añadiendo a la señal de tensión ya existente en la red otra señal de tensión generada por el equipo. Por este motivo no es necesario cumplir con las primeras dos condiciones, pero si con la tercera.

El sistema de sincronismo permite asegurarse de que la señal que se está generando en un inversor esta sincronizada con la señal de la red. Existen varias formas de realizar este sistema. Una de las más simples y que se lleva practicando desde hace más tiempo es el estudio de los pasos por cero. Basta con observar cuando la señal de una de las fases es nula y sabiendo si está en secuencia directa o inversa, realizar el conexionado en el momento propicio. No obstante, al existir tensiones armónicas, pueden existir varios pasos por cero en el mismo ciclo, dando lugar a falsos instantes de sincronización.

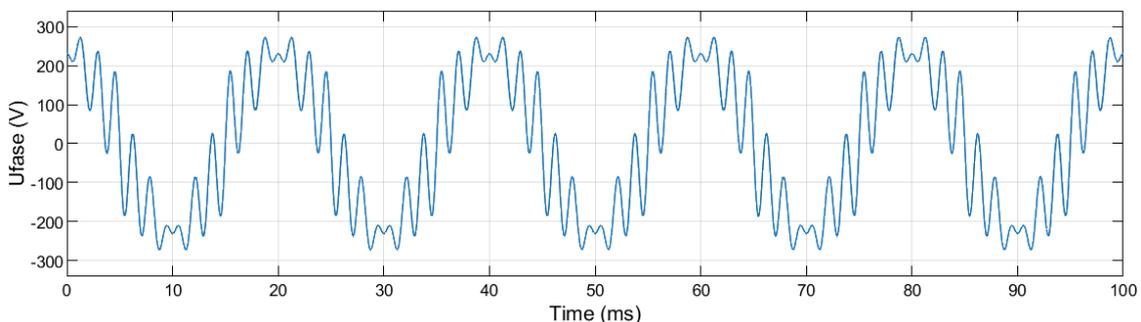


Figura 12. Señal con varios pasos por cero

Por otro lado, se puede demostrar que la presencia de armónicos en la red no influye excesivamente en la frecuencia de la onda. Cuando se realiza la medida compleja de tensiones podemos obtener el módulo y el ángulo de los fasores de tensión. La presencia de armónicos tiene una influencia importante en el módulo de la tensión, pero no en la del ángulo. A continuación, se muestra la influencia en ambas medidas al introducir armónicos de orden 5°, 7°, 11° y 13° a la mitad de una simulación de 100 ms:

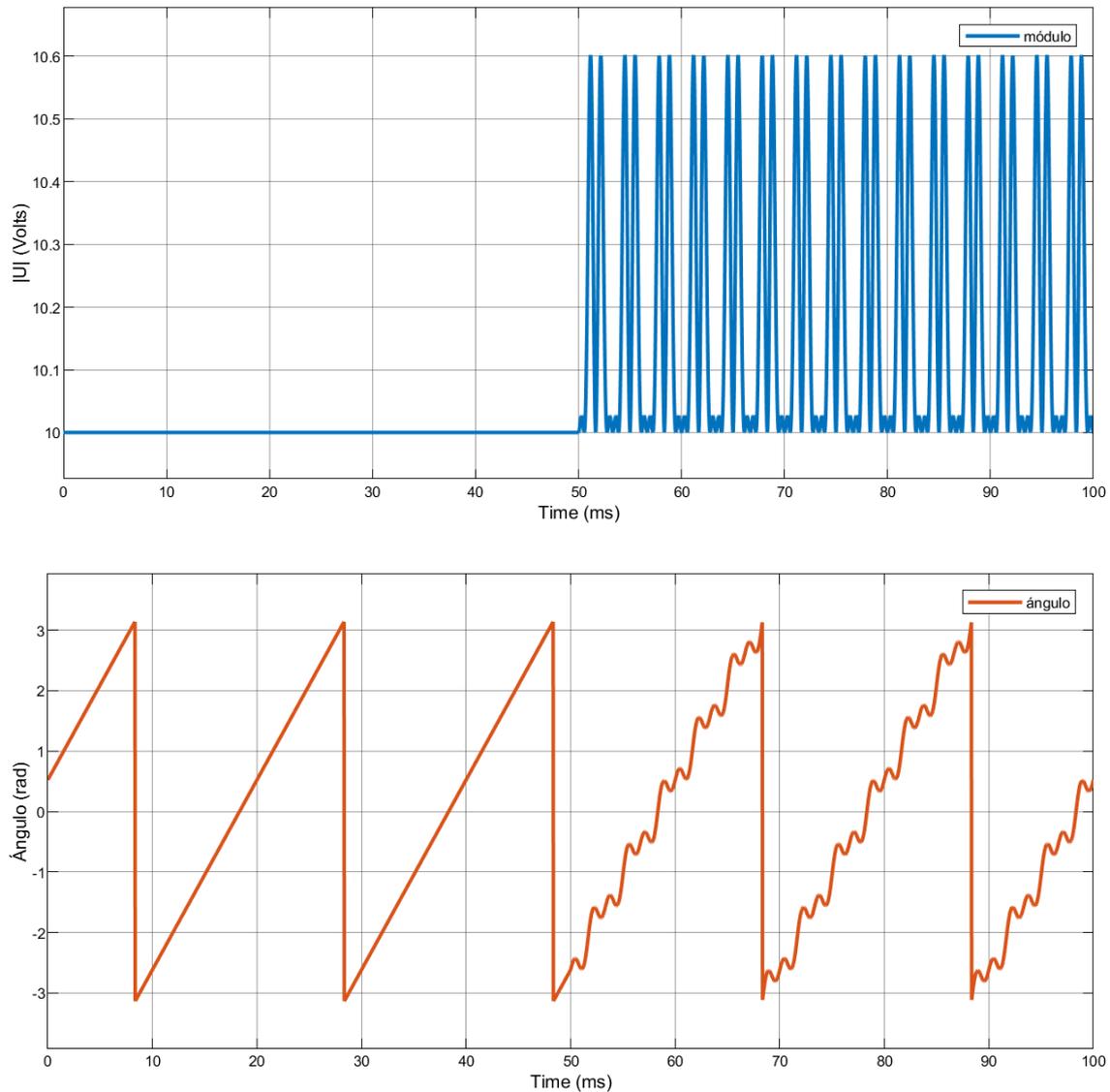


Figura 13. Influencia de los armónicos en el módulo y ángulo de la tensión

Al realizar la derivada de la señal del ángulo en función del tiempo obtenemos la velocidad de giro del fasor (ω). Esta velocidad angular depende de la frecuencia de la red:

$$\omega = 2\pi f \quad [7]$$

Si se calcula la frecuencia a partir de la señal de la velocidad angular y se realizan una serie de cálculos para obtener valores medios utilizando el cálculo integral se puede obtener la siguiente señal:

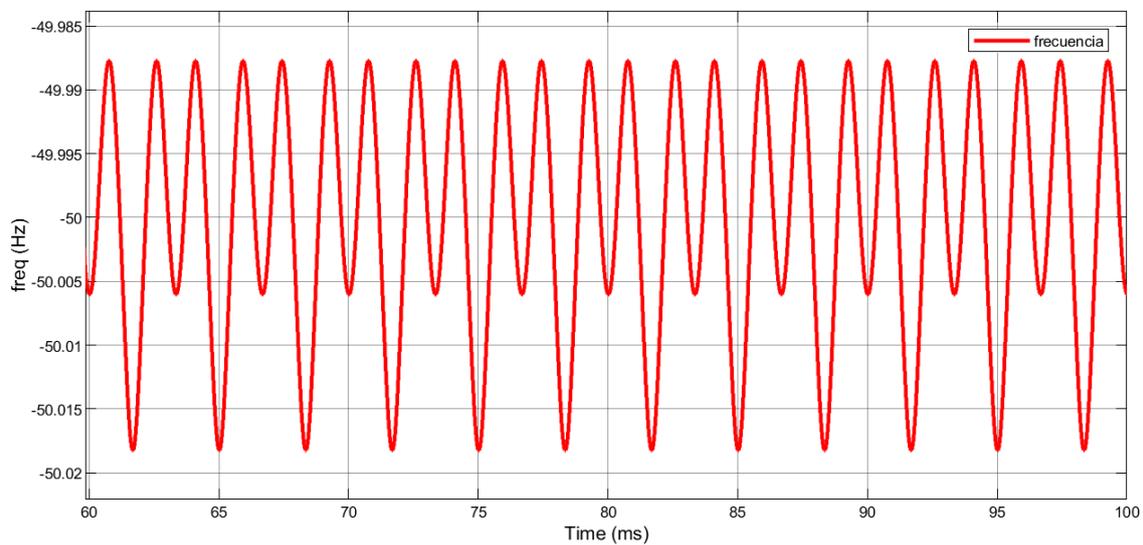
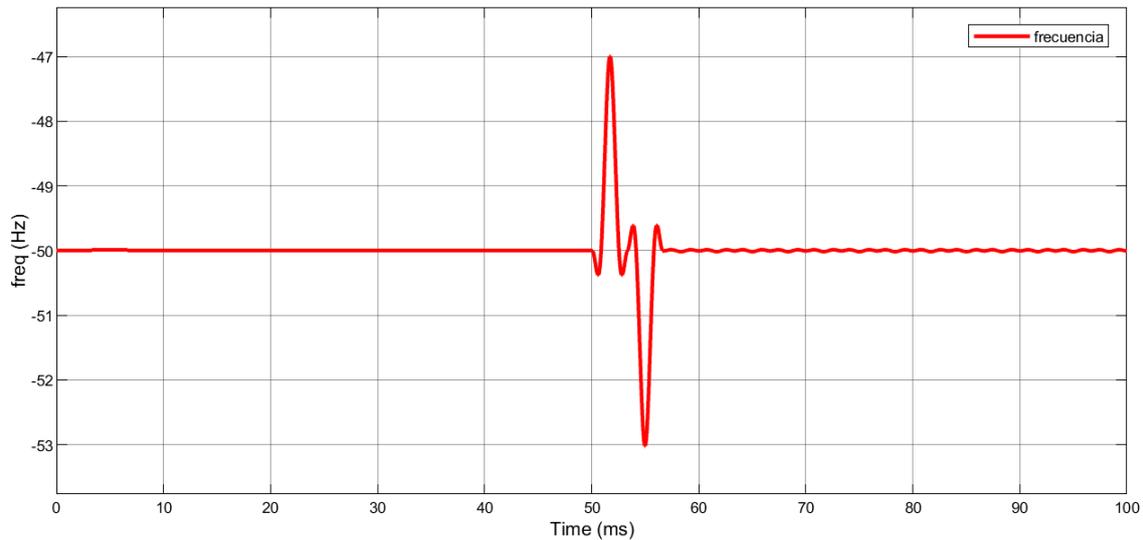


Figura 14. Influencia de los armónicos en la frecuencia

Se puede observar que después de un transitorio de cálculo de aproximadamente 6 ms la señal de la frecuencia alcanza un régimen permanente de oscilación entre valores muy próximos a la frecuencia original.

Por estas razones se puede concluir que la presencia de armónicos tendrá una especial relevancia en el módulo del vector espacial de tensión de la red y, por lo tanto, en el módulo del vector espacial resultante de la diferencia entre la referencia y la red. En cuanto a la velocidad de giro del fasor de referencia, se definirá como un valor constante e igual a la frecuencia nominal de la red. Por otro lado, conociendo la posición del vector espacial de tensión de la red, resulta sencillo sincronizar la tensión de red y la tensión de referencia. Una vez estas señales estén sincronizadas la señal generada por el equipo permanecerá sincronizada con la red.

8. MODELADO

A continuación, se explican las diferentes partes que componen el modelo diseñado y como se ha construido en un entorno de simulación para su validación y análisis de resultados.

Obtención de la señal de inyección

En primer lugar, se ha modelado la red con distorsión con una fuente de tensión trifásica capaz de generar componentes armónicas. En este caso, la red es de 400 V de tensión de línea (230 V de tensión de fase) y de 50 Hz. Los armónicos generados son del orden 5, 7, 11 y 13.

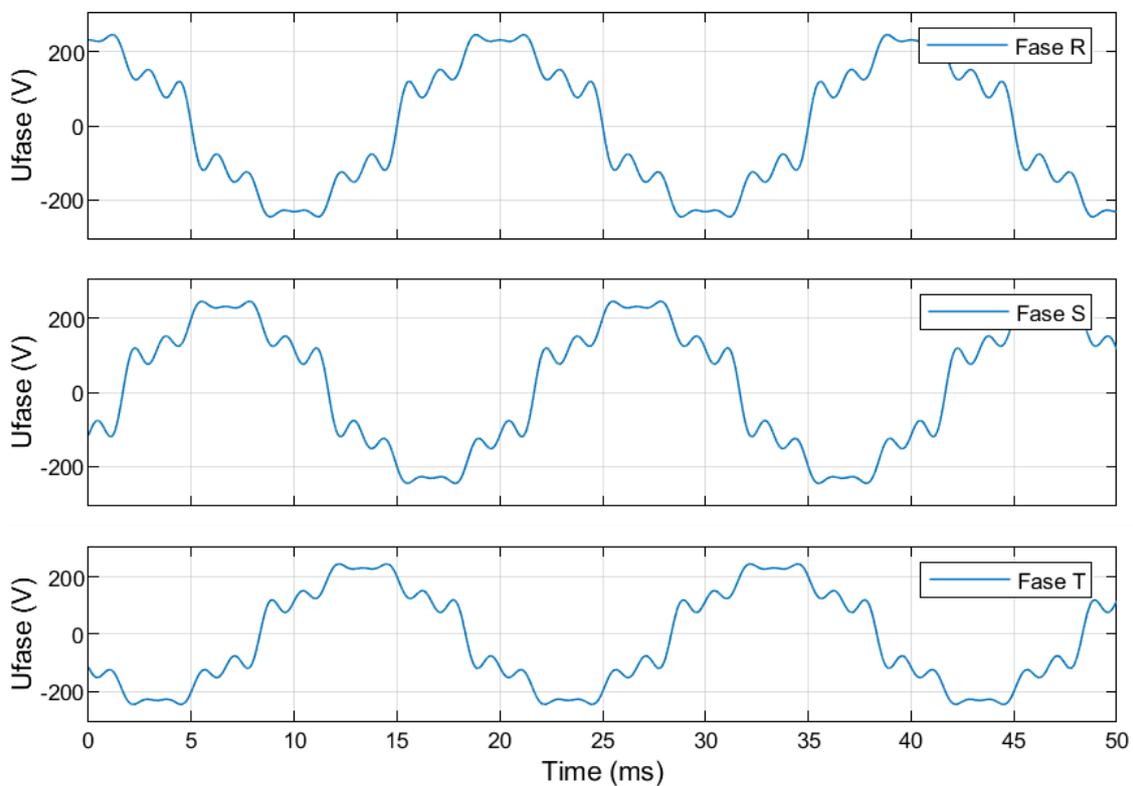


Figura 15. Señal de la red

Esta señal se mide con sensores de tensión que miden la tensión de fase en cada rama. Dicha señal en ejes “abc” se transforma mediante la transformada de Clarke a ejes “ $\alpha\beta$ ”.

Una vez la señal trifásica esta convertida a ejes Alpha y Beta se compara con la señal de referencia. La señal de referencia consiste en un fasor de 230 V de amplitud que gira a una velocidad constante de 50 Hz en sincronismo con la señal de la red en los ejes Alpha y Beta. Esta señal representa el comportamiento ideal de la red sin armónicos.

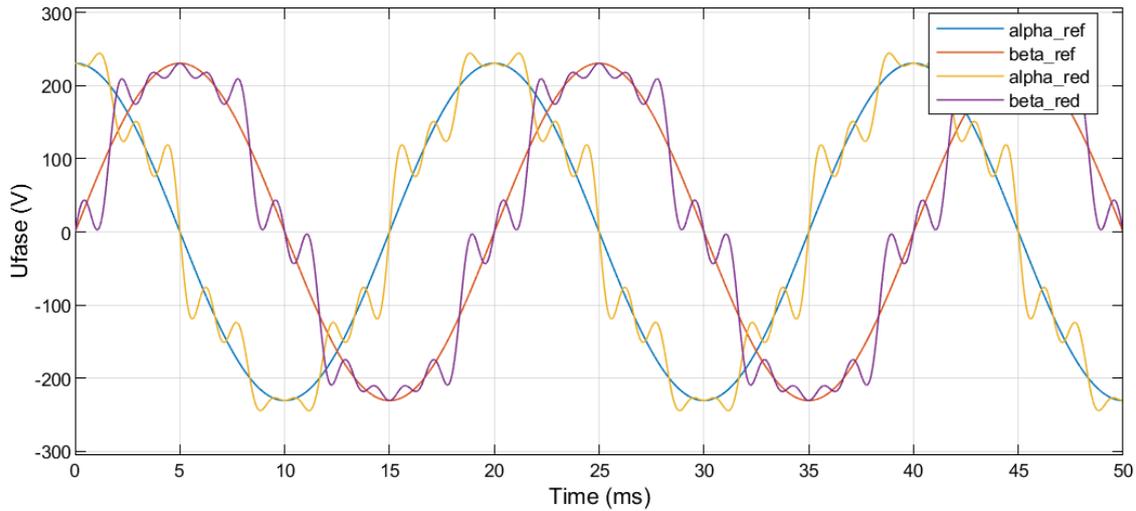


Figura 16. Comparación Señal de referencia y Señal de la red

Calculando la diferencia de ambas señales se obtiene la señal de inyección para la compensación. Esta señal es la que debe generar el inversor para que, al sumarla con la señal de la red, se anulen los armónicos e idealmente se obtenga una señal estable.

$$U_{inyección} = U_{referencia} - U_{red} \quad [8]$$

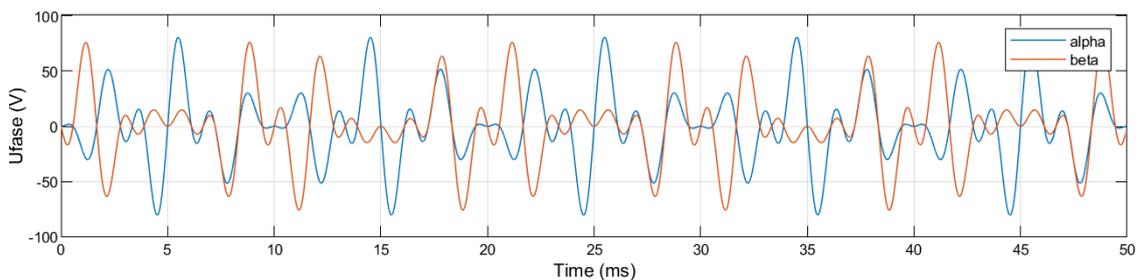


Figura 17. Señal ideal de inyección

Esta señal se ha discretizado posteriormente a una frecuencia de 40000 Hz para simular la frecuencia de muestro especificada en las condiciones del proyecto.

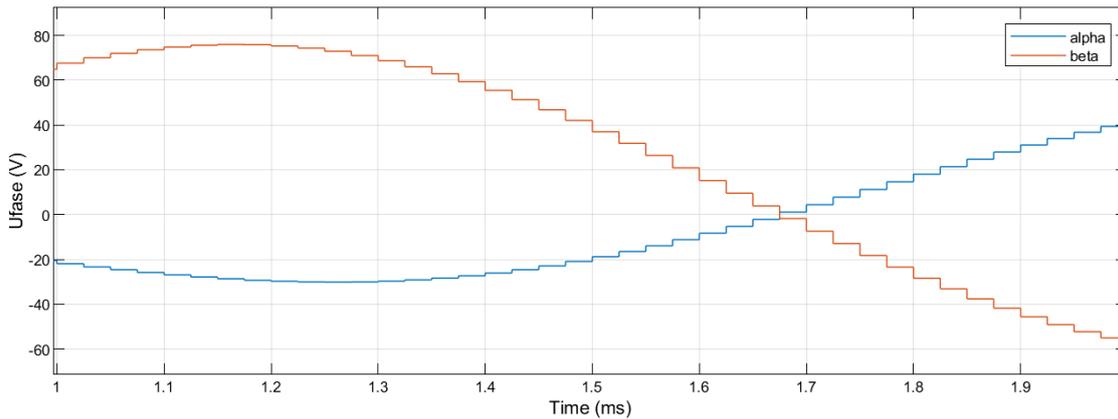
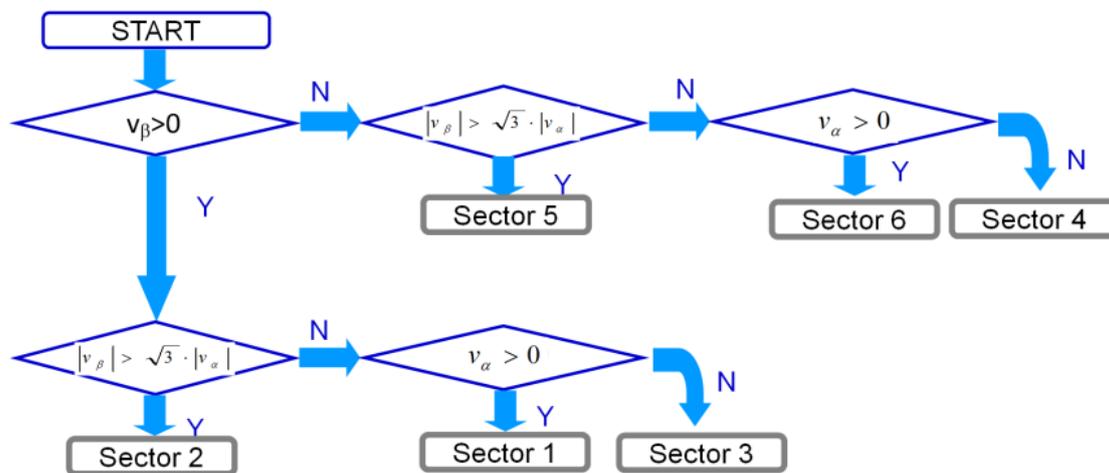


Figura 18. Señal ideal de inyección discretizada

Búsqueda del sector

Una vez se obtiene esta señal se introduce la información en una serie de bloques con algoritmos. El primer bloque es el de la búsqueda del sector. En este bloque se codifica un algoritmo para que a partir de la señal se obtenga el sector en el que se encuentra en todo momento el fasor.

El algoritmo utilizado en el código se representa a continuación:



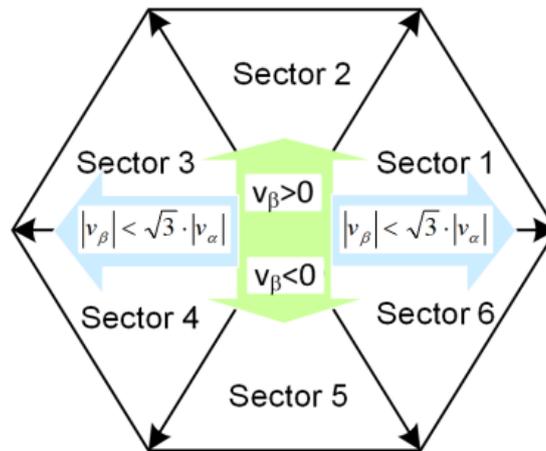


Figura 19. Algoritmo de búsqueda del sector

A partir de este algoritmo obtenemos a la salida del bloque la variable k que nos indica en que sector se encuentra el fasor de la señal que se debe generar. El funcionamiento correcto del bloque es fácilmente comprobable simulando que la señal de inyección fuera una senoidal perfecta. Es ese caso, el valor del sector debe recorrer de 1 hasta 6 sucesivamente en cada ciclo.

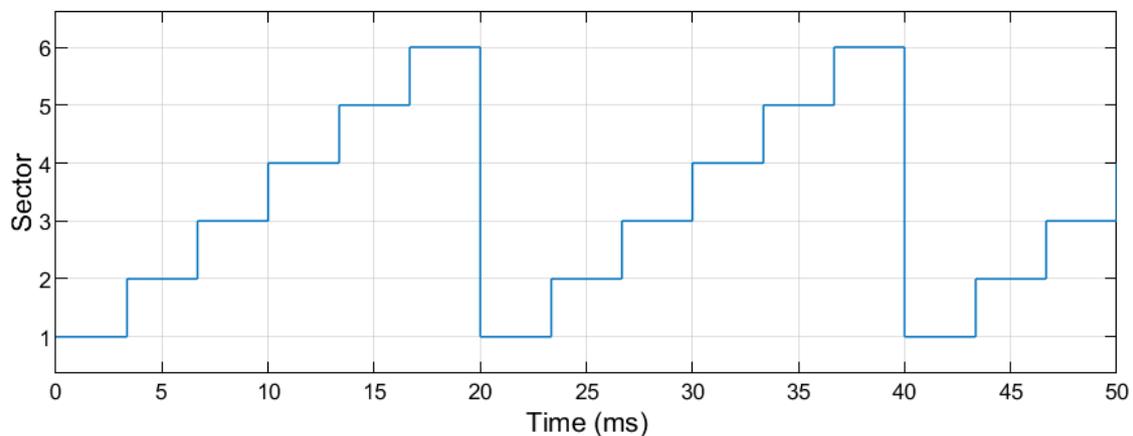


Figura 20. Validación del algoritmo de búsqueda del sector

Cálculo de los ciclos de trabajo (*Duty Cycles*)

A continuación, la información pasa por el bloque de cálculo de los ciclos. En este caso, debe entrar tanto la señal de inyección como la del sector. También es una entrada el valor de la tensión de continua (Vdc) utilizada como fuente en el inversor.

Con esta información se procede a escribir el código del bloque, en el cual se utiliza una expresión de cálculo de bajo coste computacional.

$$d_k = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \left[\sin \left(k \cdot \frac{\pi}{3} \right) \cdot V_{alpha} - \cos \left(k \cdot \frac{\pi}{3} \right) \cdot V_{beta} \right]$$

$$d_{k+1} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \left[-\sin \left((k-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right) \cdot V_{alpha} + \cos \left((k-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right) \cdot V_{beta} \right] \quad [9]$$

$$d_{nulos} = 1 - (d_k + d_{k+1})$$

Al igual que en el caso anterior, la funcionalidad del código es fácilmente comprobable con una señal perfectamente senoidal. Si no existe sobremodulación, las tres componentes deben tener valores positivos y no superar la unidad. Cuando el fasor este pasando por encima de uno de los vectores activos de conmutación, el tiempo de los vectores nulos debe ser máximo. Por otro lado, cuando el fasor este en el punto medio del sector, el tiempo de los vectores nulos es prácticamente cero.

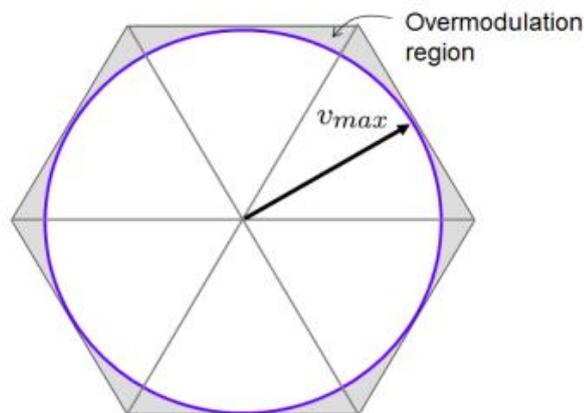


Figura 21. Rango de sobremodulación

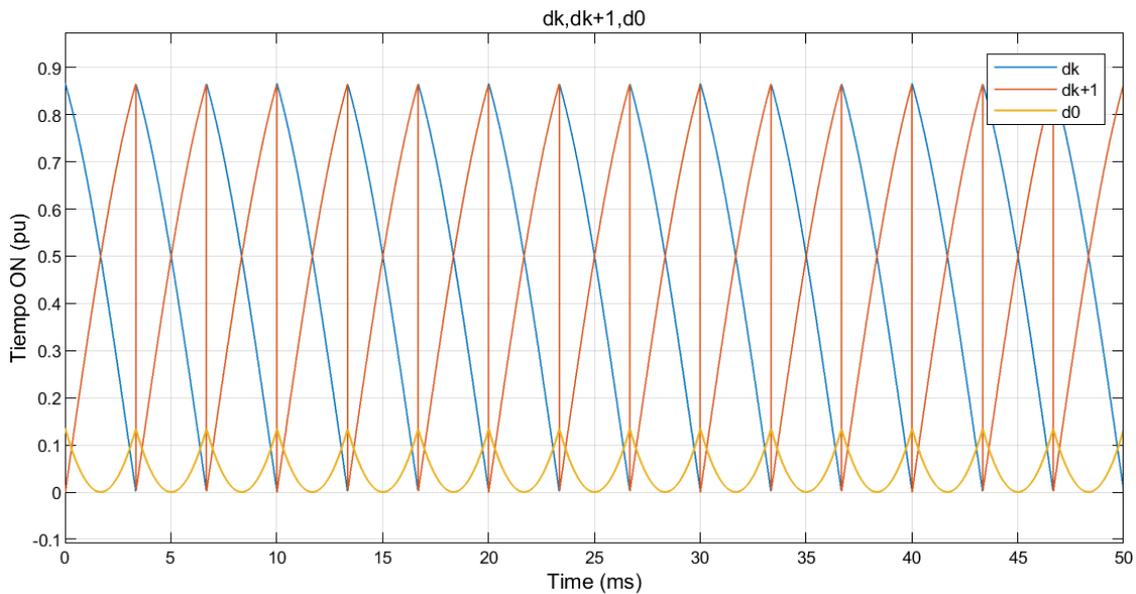


Figura 22. Validación del cálculo de los ciclos de trabajo

Cálculo de las funciones de conmutación

El último de los tres bloques es el de cálculo de las funciones de conmutación. Este es el más complejo de los tres. La entrada de información a este bloque es la señal del sector, las señales de los ciclos de trabajo y el periodo de muestreo.

El objetivo es conseguir tres señales S_a , S_b y S_c que indican cuando se abren y se cierran los interruptores de los tres puentes del inversor. Estas señales están referidas a los interruptores A_+ , B_+ y C_+ de la figura 2, mientras que la misma señal, pero conjugada esta referida al estado de los interruptores A_- , B_- y C_- .

El funcionamiento es relativamente simple. Durante un periodo de muestreo permanecen constantes el sector y los ciclos de trabajo. Este intervalo de tiempo se discretiza en instantes más pequeños. En el caso de este proyecto se ha dividido cada intervalo en 150 instantes de tiempo. El bloque analiza en cada iteración cuánto tiempo lleva cada estado de conmutación y cuando lo indique el ciclo de trabajo, cambia el estado de los interruptores en el siguiente instante de tiempo.

Sin embargo, el orden de los cambios de los estados de conmutación no es tan sencillo. La idea principal es realizar el menor número de cambios de estado en cada instante, por lo que, si se tiene que pasar del 000 al 111, una posibilidad sería:

$$000 \rightarrow 001 \rightarrow 011 \rightarrow 111$$

Además, la secuencia debe ser simétrica por varias razones:

- Minimizar los armónicos
- Equilibrio de las cargas en cada una de las fases de salida del inversor
- Reducir la tensión del bus de corriente continua
- Optimizar el rendimiento al permitir una mejor distribución de la potencia entre las fases
- Facilitar el control simplificando los algoritmos

Por estos motivos, lo más sensato es empezar y terminar en el mismo estado nulo.

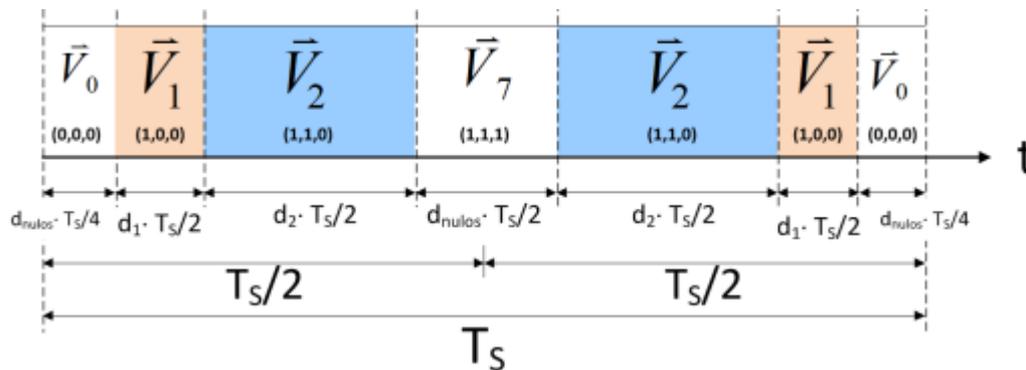


Figura 23. Orden de cambio de los estados de conmutación

Sin embargo, no se puede generalizar la secuencia anterior para todos los sectores. Esto es porque para los sectores impares (1, 3, 5) sí es correcta la secuencia anterior al tener en estos el vector activo k-ésimo+1 dos interruptores en estado *verdadero* ("1"). Por lo que la secuencia generalizada para los sectores impares es:

$$V_0 \rightarrow V_k \rightarrow V_{k+1} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{k+1} \rightarrow V_k \rightarrow V_0$$

No obstante, para los sectores pares (2, 4, 6) es el vector k-ésimo el que tiene dos estados en *verdadero*. Por lo tanto, para los sectores pares la secuencia es:

$$V_0 \rightarrow V_{k+1} \rightarrow V_k \rightarrow V_7 \rightarrow V_k \rightarrow V_{k+1} \rightarrow V_0$$

Gracias a estas secuencias se obtienen las correspondientes funciones Sa, Sb y Sc a lo largo del intervalo.

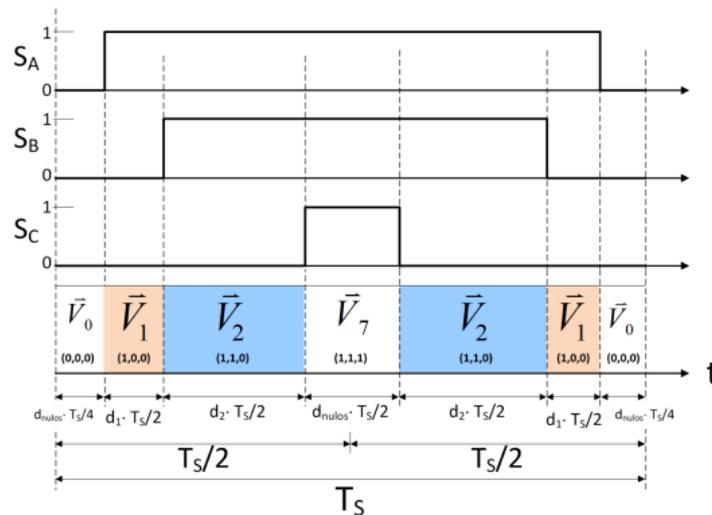


Figura 24. Señales S_a , S_b y S_c durante un periodo de muestreo (Ejemplo)

Con esta información se procede a escribir en el código del bloque el algoritmo para cumplir con lo explicado. A la salida del bloque se obtienen las tres señales de las funciones de conmutación.

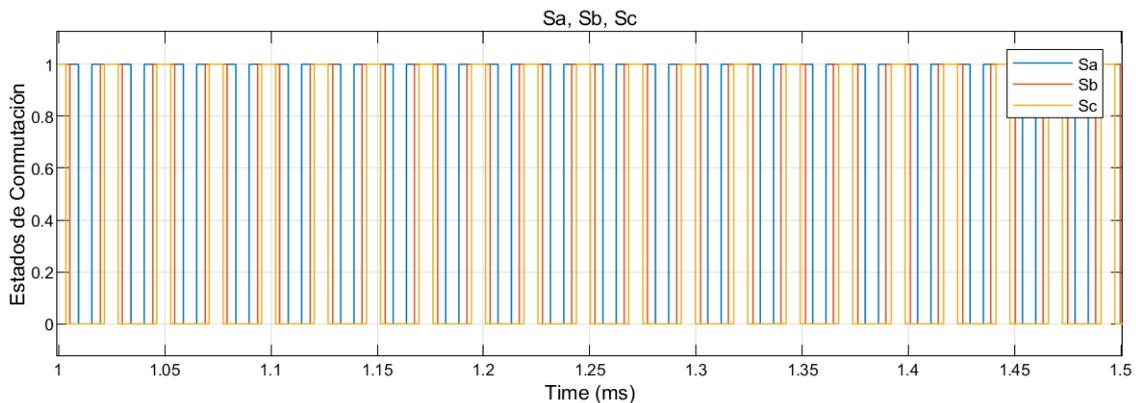


Figura 25. Funciones de Conmutación S_a , S_b y S_c

Posteriormente, se hace una copia de estas señales y se introducen a una puerta lógica NOT para obtener las señales conjugadas que controlarán los estados de los interruptores A-, B- y C-.

Inversor

Para modelar el inversor se han utilizado interruptores MOSFET ideales sin efectos térmicos asociados y con un diodo integrado.

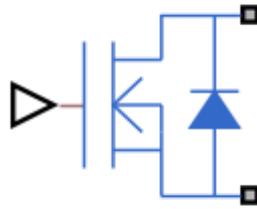


Figura 26. Transistor MOSFET ideal con diodo integrado

También se ha modelado la fuente de continua con una tensión V_{DC} de 230 V dado que este sería el valor máximo a compensar en el hipotético caso de que la tensión de la red cayera a cero.

A continuación, se introducen las señales de disparo de los interruptores a cada uno de ellos.

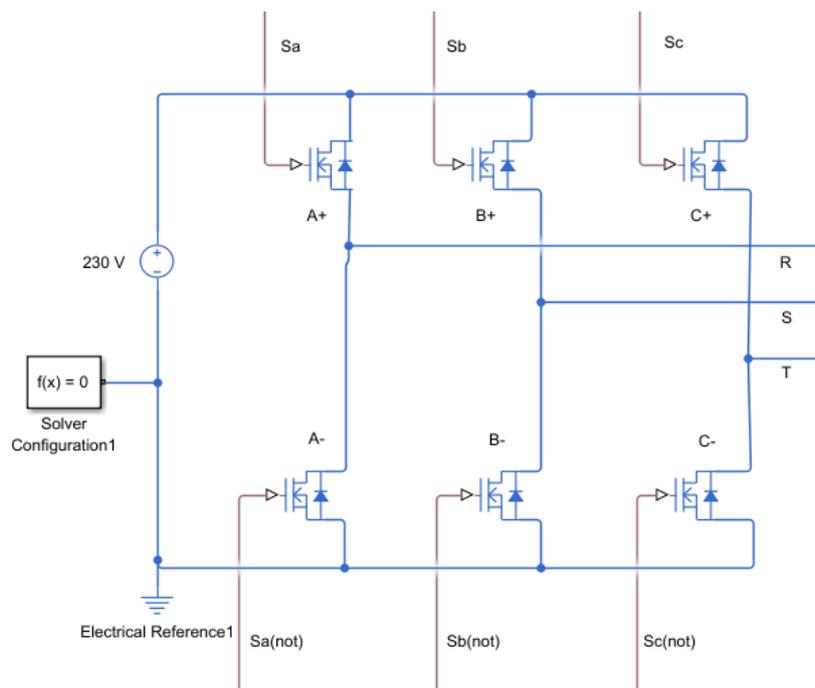


Figura 27. Modelo del inversor trifásico de 2 niveles

Para comprobar el funcionamiento del inversor se ha procedido midiendo la tensión en vacío de las ramas salientes R, S y T para una señal generada perfectamente senoidal de 100 V de amplitud.

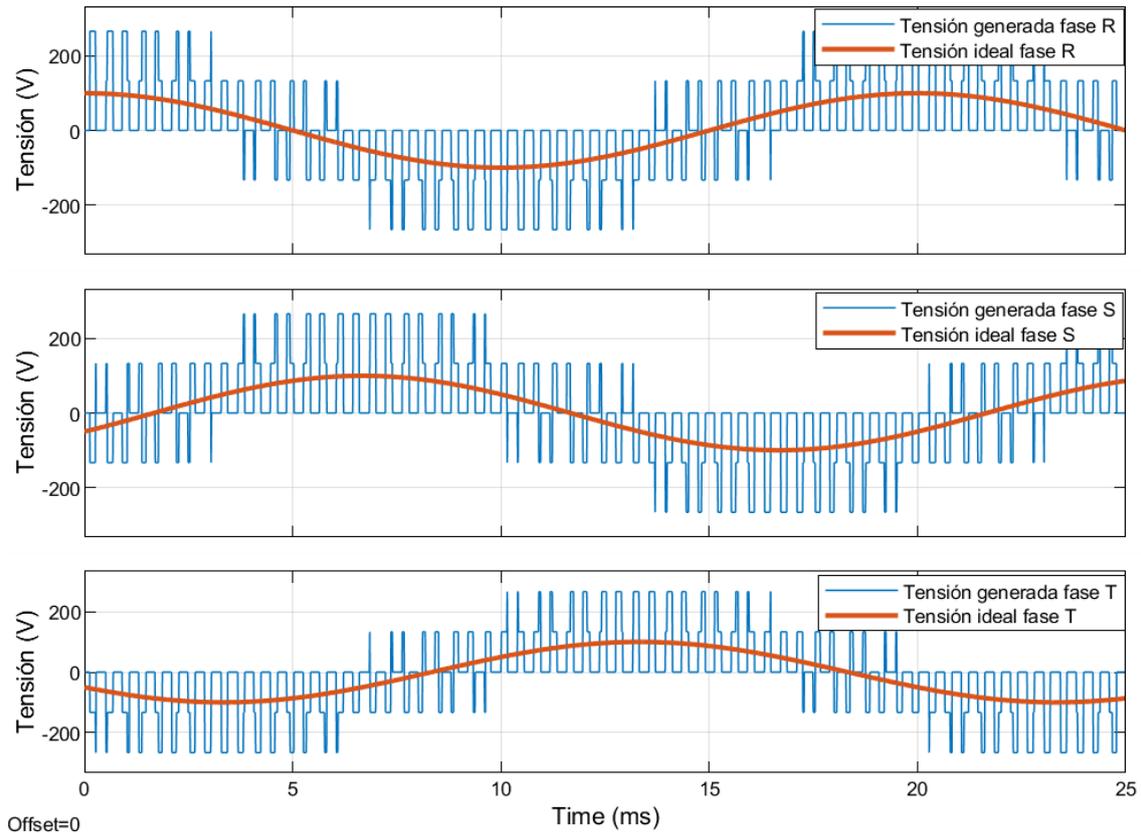


Figura 28. Tensió de salida de los puentes del inversor

Se puede comprobar a simple vista que la tensión generada está en fase con la tensión que idealmente se debería generar. Se observan fácilmente los cinco niveles de tensión fase-neutro que genera el inversor. Aunque parecen tener sentido los anchos de pulsos, no se puede confirmar que son correctos hasta que no se ha hecho el filtrado de la señal.

Filtro pasivo de armónicos

El inversor tiene como objetivo generar los armónicos conjugados que queremos compensar. Sin embargo, al estar conmutando los interruptores a altas frecuencias se producen otros armónicos que no son de interés. Por esta razón es esencial instalar un filtro paso bajo a la salida de las ramas del inversor.

Este filtro se compone de una bobina en serie y un condensador en paralelo. Su diseño depende de la frecuencia de corte y de los valores de C o L. La relación entre C y L depende de dicha frecuencia conocida como frecuencia de resonancia.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [10]$$

En este diseño se ha decidido cortar en 2000 Hz. Para poder calcular los valores de L y C óptimos, se ha supuesto un valor de C de 1 μF y se ha calculado L despejando de la expresión anterior. Después de un proceso iterativo de optimización se ha llegado a los valores siguientes:

$$C_{\text{filtro}} = 50 \text{ nF}$$

$$L_{\text{filtro}} = 126.7 \text{ mH}$$

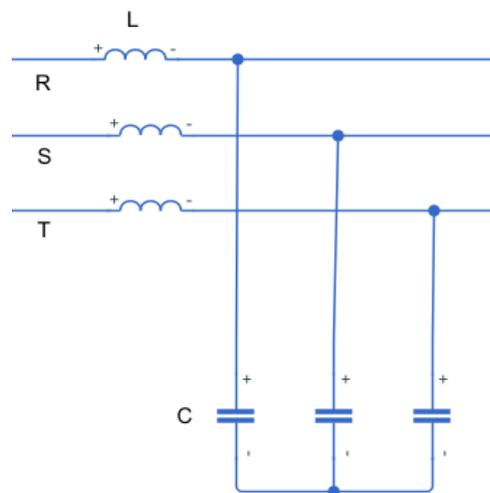


Figura 29. Filtro paso bajo

Una vez instalado el filtro, se obtiene una señal limpia de armónicos de altas frecuencias. Midiendo la tensión de fase en vacío para una señal generada idealmente senoidal de amplitud 100 V se obtienen los siguientes resultados:

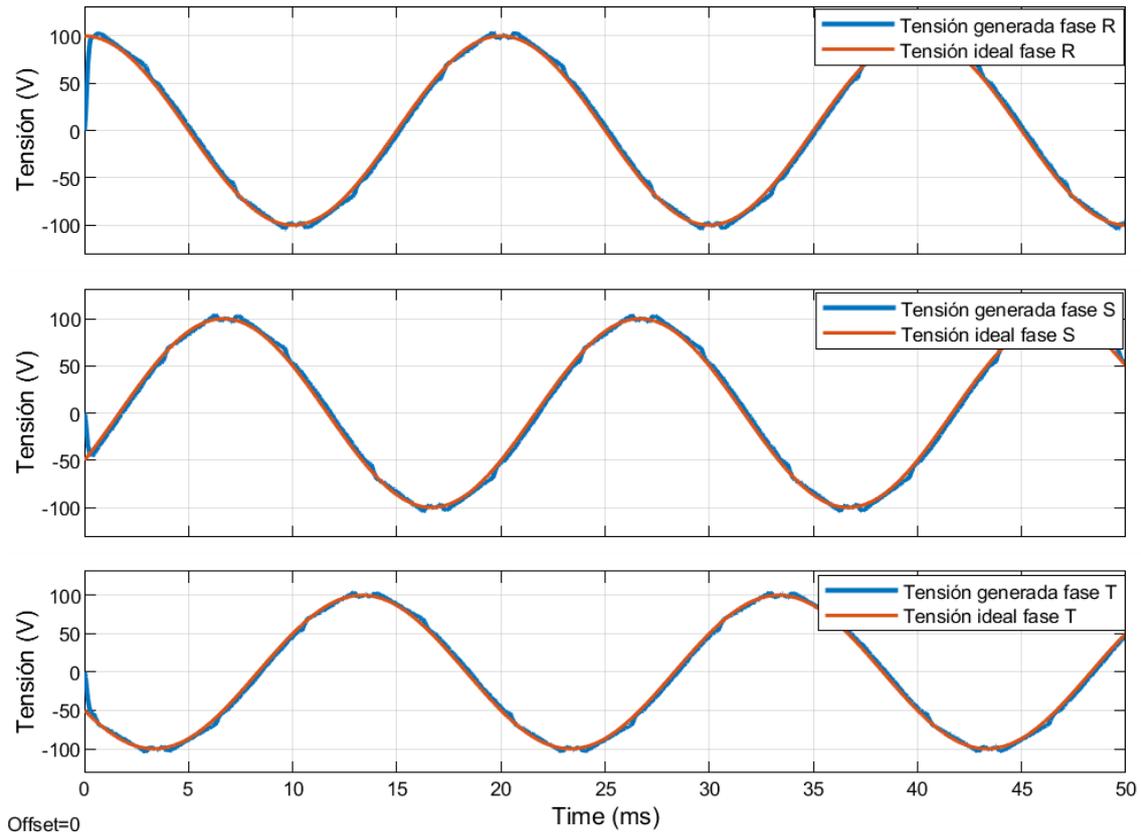


Figura 30. Tensió de salida del filtro paso bajo

Se realiza también la comprobación del funcionamiento con una señal de la red con armónicos 5, 7, 11 y 13

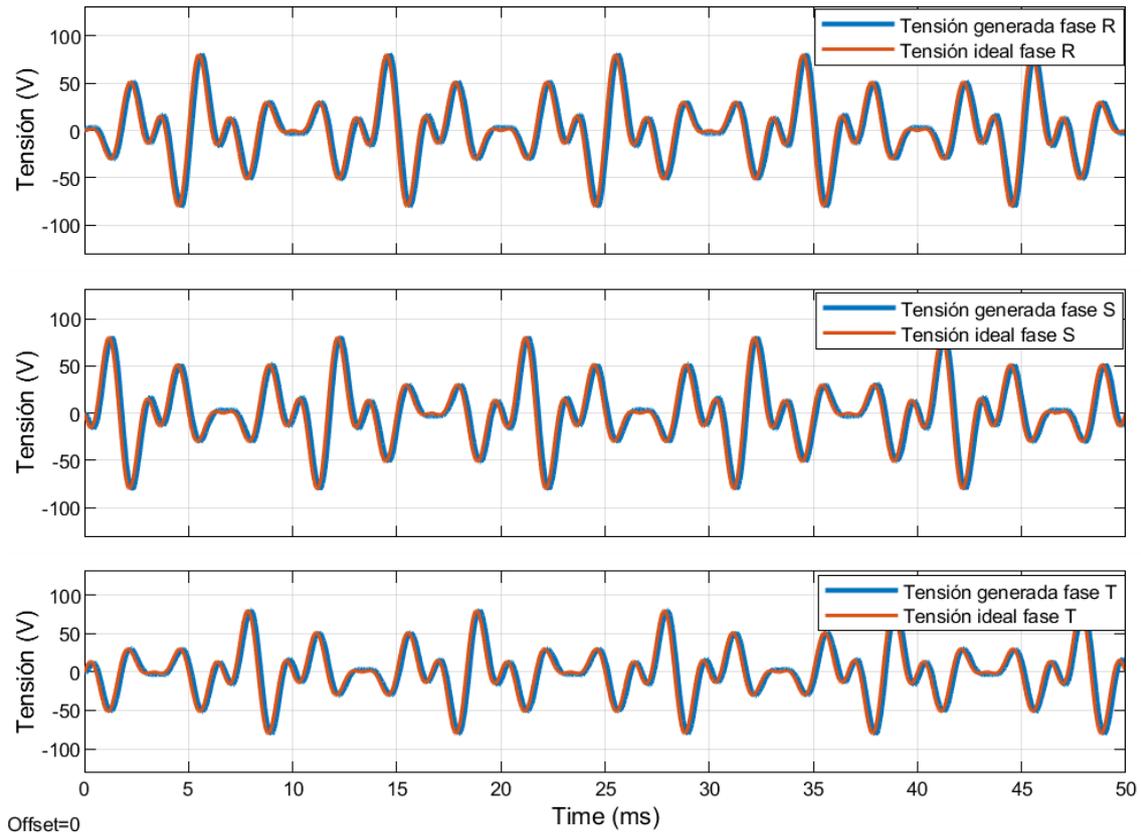


Figura 31. Tensió de salida del filtro paso bajo (con armónicos)

Se observa a simple vista que el funcionamiento es correcto ya que la señal generada sigue prácticamente sin error a la señal ideal de inyección. Se puede analizar más en detalle realizando el cálculo del espectro de frecuencias de ambas señales y comparándolas.

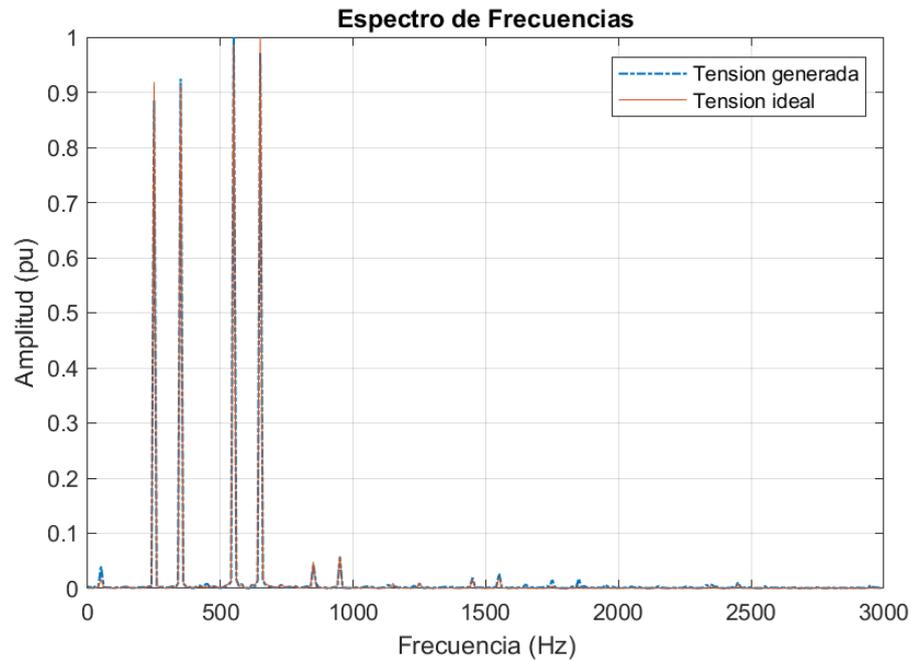


Figura 32. Espectro de frecuencias de la señal de salida del filtro paso bajo

Coinciden los picos de los armónicos 5, 7, 11 y 13 de la señal ideal de inyección y la generada por el inversor. También se observa que el resto de los armónicos tienen prácticamente una influencia nula y decreciente a medida que aumenta la frecuencia. A partir de los 2000 Hz no hay influencia de ningún armónico lo que valida el funcionamiento del filtro paso bajo.

Sistema de inyección a la red

Como se ha comentado anteriormente, la señal de tensión generada por el inversor debe ser “sumada” a la señal de tensión de la red de manera que se anulen los armónicos de tensión. Para realizar esta inyección se utilizan tres transformadores en serie, uno por cada fase.

El modelo utilizado es el de una inductancia mutua entre dos bobinas.

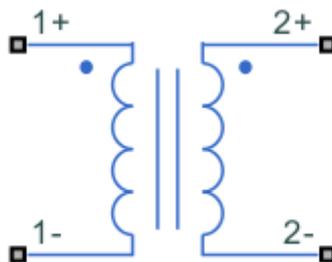


Figura 33. Modelo del transformador en serie

Este transformador cuenta con una inductancia en el primario, una en el secundario y un coeficiente de acoplamiento. Para este proyecto se ha supuesto un comportamiento ideal del transformador, por lo que el coeficiente de acoplamiento utilizado es la unidad. Por otro lado, como se quiere tener en bornas del secundario la misma tensión que se induce en las del primario, la relación de transformación es la unidad también por lo que $L_1=L_2$. No obstante, el valor de las inductancias no está claro.

La señal analizada en el punto anterior es una señal medida en vacío. Sin embargo, al cerrar el circuito mediante la bobina del primario del transformador interacciona con la bobina y los condensadores del filtro produciendo una serie de efectos, los cuales se comentan a continuación:

- **Efecto 1**

Si la inductancia del transformador es similar a la del filtro, aparecen unas caídas de tensión en la bobina del filtro pasivo, lo que lleva a una diferencia de tensión en las bornas del primario y del secundario menores. Esto conlleva a que la tensión que se está generando en el punto de inyección es notablemente menor a la referencia ideal por lo que no se consigue una buena compensación de armónicos.

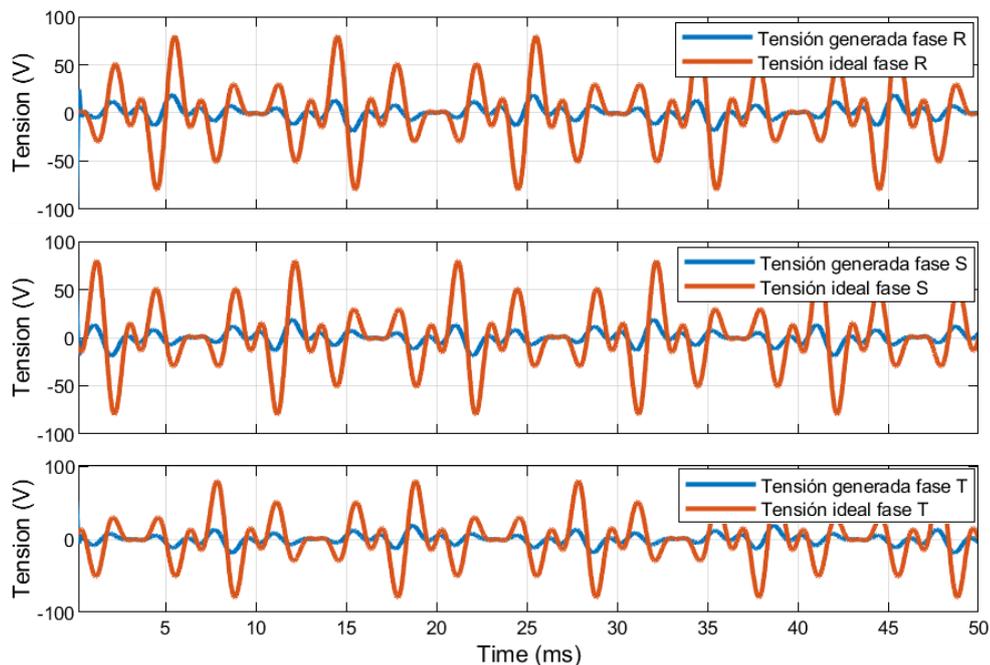


Figura 34. Señal en bornas del transformador con $L=50 \mu H$

- **Efecto 2**

También se observa que si la carga (R) de la red disminuye, se observa un retraso de la señal inyectada respecto de la señal original de la red.

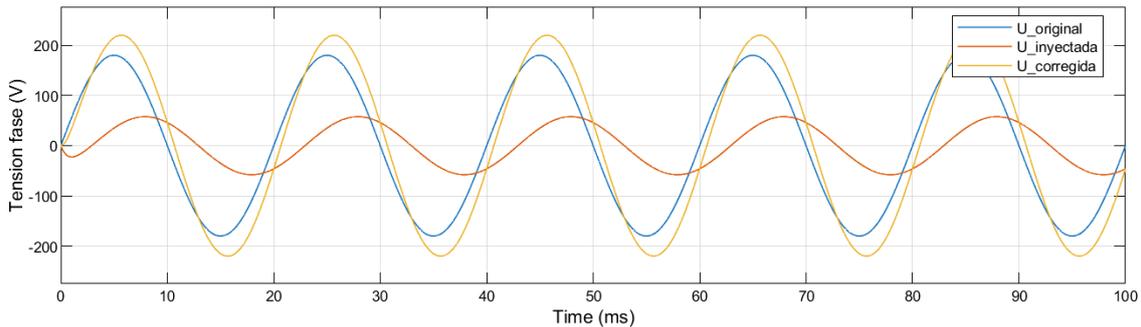


Figura 35. Señales de inyección con $R=0,1 \text{ Ohm}$

Esto se debe a la interacción que tiene la corriente con los condensadores del filtro. Tal y como se explica más adelante se produce una caída de tensión debido a dichos condensadores la cual provoca un retraso de la tensión inyectada.

Al aumentar la corriente que circula por las ramas de salida del inversor y, por ende, por los condensadores provoca una caída de tensión cada vez mayor que produce el retraso comentado anteriormente y por lo tanto disminuye el valor pico de la señal de tensión corregida.

Este retraso se puede eliminar disminuyendo las inductancias del filtro, lo cual disminuye la impedancia de los condensadores y por lo tanto disminuye también la caída de tensión

Se observa que si aumenta la carga R , el sistema sigue trabajando en sincronía y no hay retraso en la señal de tensión inyectada.

Teniendo en cuenta estos efectos se realiza el diseño del transformador. Como dato de partida se utiliza la potencia nominal de la línea de distribución para calcular la resistencia equivalente en el modelo.

$$R_{carga} = 3 \times \frac{U_f^2}{P_N} = 3 \times \frac{230^2}{320000} = 0,5 \Omega \quad [11]$$

$$(I_{línea} = 460 \text{ A})$$

Con esta información se realizan una serie de pruebas en un modelo sin componentes armónicas para corregir el retraso y minimizar el error de compensación de la señal corregida. Se trata de ir modificando ambas inductancias gradualmente hasta conseguir una señal corregida lo

más próxima al valor de referencia (en esta prueba son 230 V) estando todas las señales en sincronía.

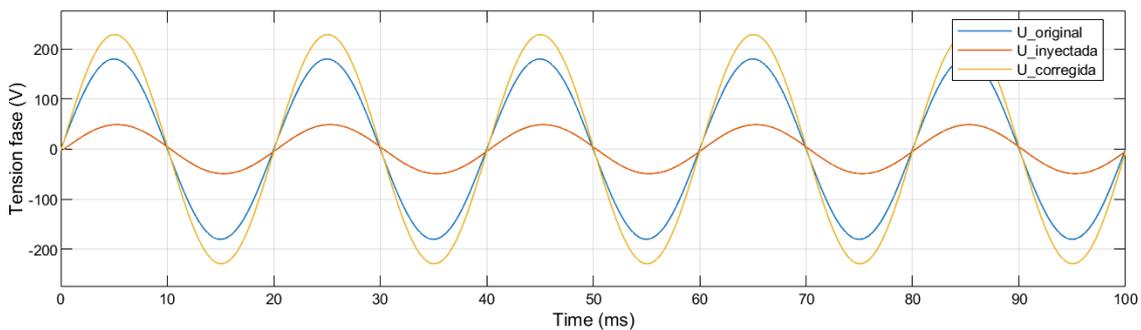


Figura 36. Señales de inyección con $L=3\text{ mH}$ y $S_{red}=320\text{ kVA}$

Finalmente se ha llegado a un correcto funcionamiento utilizando los siguientes valores:

$$L_{transformador} = 3\text{ mH}$$

$$L_{filtro} = 10\text{ }\mu\text{H}$$

Se sustituye el valor anterior de la inductancia del filtro y se calcula la capacidad correspondiente para el filtro paso bajo con corte a 2000 Hz obteniéndose:

$$C_{filtro} = 633,26\text{ }\mu\text{F}$$

Interacción del transformador con los condensadores del filtro

A continuación, se explica en profundidad la interacción que se produce con los condensadores que provocan el efecto 2.

Resulta que por la topología del filtro existe un circuito cerrado por los condensadores en el primario que provoca una notable caída de tensión del fundamental. El circuito es claramente identificable eliminando la influencia del inversor.



Figura 37. Circuito equivalente sin la influencia del inversor

Al tratarse de un transformador con relación de transformación unidad, la corriente que circula por la línea es la misma que circula por las ramas de salida del inversor. Si esta corriente se cierra por la conexión en estrella de los condensadores se produce una caída de tensión en estos. A nivel práctico, es idéntico a colocar condensadores en serie en la línea de distribución. Por esta razón, resulta de gran importancia disminuir la impedancia de los condensadores a un valor muy reducido. El cálculo de la impedancia que presenta el condensador depende inversamente de la frecuencia y la capacidad:

$$Z_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad [12]$$

Por este motivo, la influencia del fundamental es mucho mayor que la del resto de armónicos debido a su frecuencia y a su amplitud. Esto provoca que para corrientes de un valor considerable (400 A) se observa una componente fundamental en la diferencia de tensión en bornas del transformador desplazada aproximadamente 180 grados de la señal de la red.

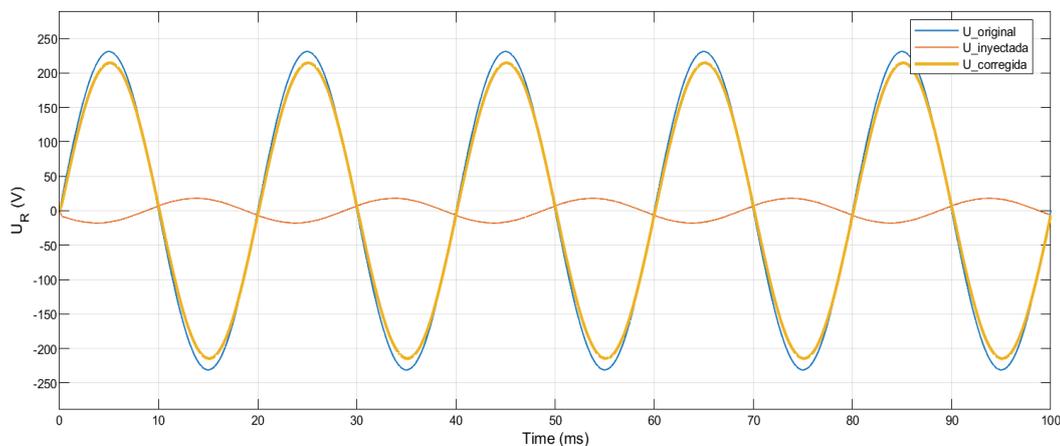


Figura 38. Influencia de los condensadores con el inversor desconectado

Para corregir este efecto se debe disminuir la impedancia de los condensadores o buscar otro tipo de conexionado por el que no se pueda cerrar la corriente. En este diseño se ha procedido a bajar la impedancia de los condensadores. En el apartado anterior se ha explicado que para corregir el comportamiento inadecuado del transformador se ha ido disminuyendo la inductancia del filtro, lo cual provocaba indirectamente que aumentara la capacidad y, por consiguiente, que bajara la impedancia de los condensadores. Sin embargo, aún no es lo suficientemente baja. Otra forma de bajar dicha impedancia es haciendo el corte del filtro paso bajo a una frecuencia más



pequeña. Finalmente, se ha cambiado dicha frecuencia de 2 kHz a 1 kHz obteniéndose un correcto funcionamiento para los valores del filtro:

$$L_{\text{filtro}} = 10 \mu H$$

$$C_{\text{filtro}} = 0.0025 F$$

Relación de transformación

Una vez se han obtenido los datos característicos para un correcto funcionamiento, se ha llegado a la conclusión que la corriente que circula por el circuito del inversor o circuito primario es demasiado elevada. Como se ha mencionado anteriormente, el diseño se ha realizado para una relación 1:1, lo cual hace que se induzca una corriente por el primario igual, pero en sentido contrario que la de la red (460 A).

Los elementos que componen el inversor como los interruptores o los propios conductores del circuito primario se encarecen cuanto mayor es la corriente que circula. Por este motivo, se ha decidido cambiar la relación de transformación para aumentar la tensión y disminuir la corriente. Por otro lado, aunque no se requiere en este proyecto, una corriente más reducida permite abrir el circuito con mayor facilidad en caso de fallo, además de abaratar el propio equipo de protección.

Para lograr este objetivo, se ha aumentado la inductancia de la bobina del primario hasta un valor de 400 veces el original, lo que equivale a una relación de transformación 20:1.

$$L_{1^{\circ} \text{ transformador}} = 1,2 H$$

$$L_{2^{\circ} \text{ transformador}} = 3 mH$$

De esta forma se consigue reducir la corriente que circula por el primario a tan solo 23 A de valor de pico. Por otro lado, la fuente de tensión continua necesaria para realizar la compensación solicitada debe aumentar hasta 1,6 kV, el cual resulta ser un valor típico de tensión de salida en las centrales fotovoltaicas.

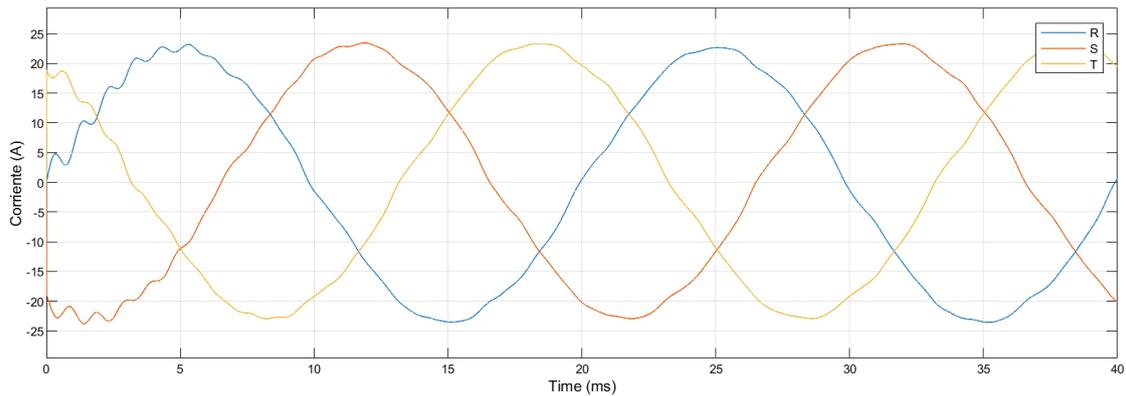


Figura 39. Corrientes del circuito primario

Conexión del neutro del transformador

Cabe destacar una cuestión respecto al tipo de conexión del transformador. El secundario del transformador está conectado en serie con las líneas de cada fase de la red de distribución. El primario está conectado en estrella. Es importante comentar que el neutro de la conexión en estrella debe ser flotante. En caso de que se conecte a tierra dicho punto, las tensiones que aparecen en las bobinas del primario no tienen componente negativa.

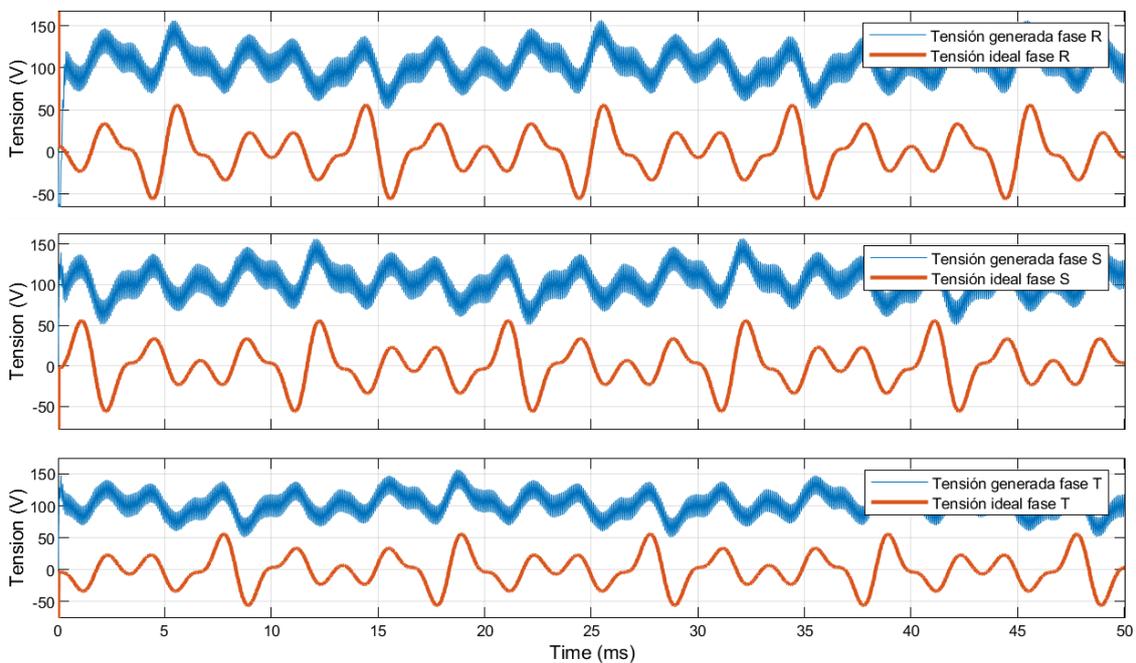


Figura 40. Tensiones en las bornas del transformador con neutro conectado a tierra

Lazo de control de tensión

Llegado a este punto el equipo se encuentra trabajando en lo que se conoce como lazo abierto. El sistema está calculando e inyectando la señal para compensar los armónicos en cada instante de tiempo, pero inevitablemente la señal inyectada no es idéntica a la que idealmente se debería suministrar para compensar completamente la distorsión. A esta diferencia entre la señal compensada y la de referencia se la denomina error.

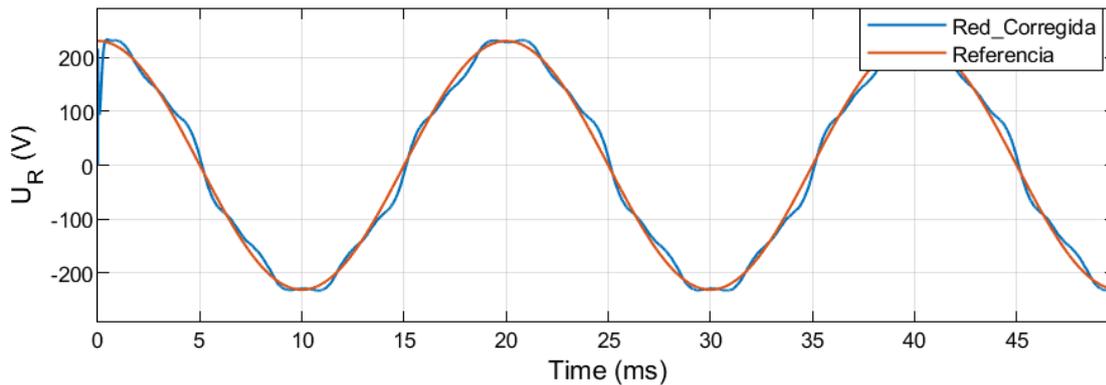


Figura 41. Comparación entre la señal de referencia y la señal corregida en lazo abierto

Para corregir este error se realiza un lazo de control de tensión. La idea es medir este error e inyectarlo a la señal de referencia que el inversor debe generar. Este error se controla a través de un controlador PID.

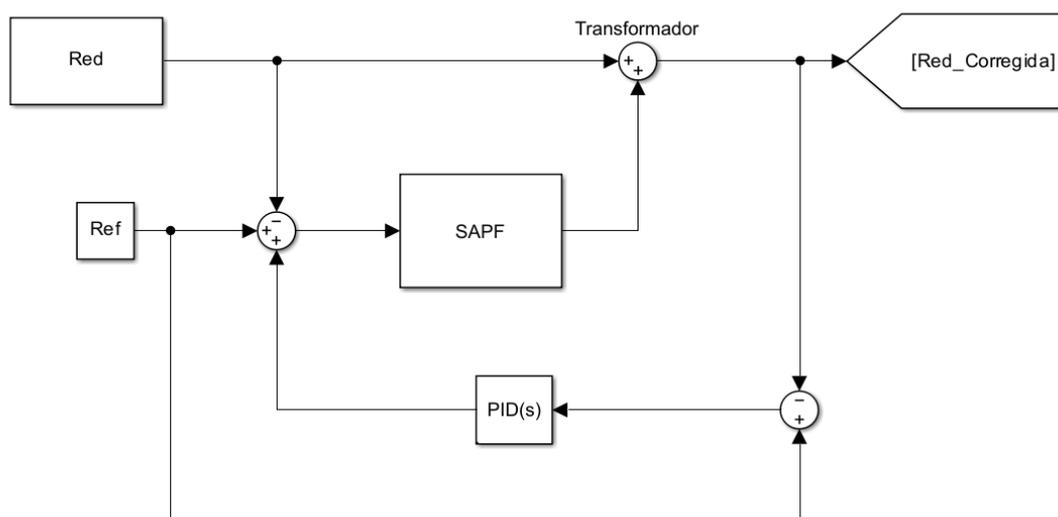


Figura 42. Bucle cerrado de control de tensión

Otra opción que se ha planteado es que solamente se introduzca al inversor la señal que proviene del PID y no la señal que se calcula a partir de la tensión antes de la inyección y la referencia. Se ha comprobado el funcionamiento y se observa un empeoramiento de los resultados obtenidos.

Para el control de tensión se han diseñado y valorado dos alternativas:

- **Alternativa 1: Control conjunto**

Es importante destacar que la señal de la red corregida se encuentra en ejes “abc” mientras que la señal que recibe el inversor está en ejes “ $\alpha\beta$ ”. En primer lugar, se ha procedido transformando la señal medida de la red corregida mediante la transformada de Clarke y calculando el error de las señales Alpha y Beta. Al realizar el ajuste del controlador se han encontrado problemas para linealizar la señal de error. Para intentar solucionarlo se ha procedido a hacer el control en ejes “dq” aplicando la transformada de Park a la señal de la red corregida y posteriormente la transformación de ejes “dq” a “ $\alpha\beta$ ”.

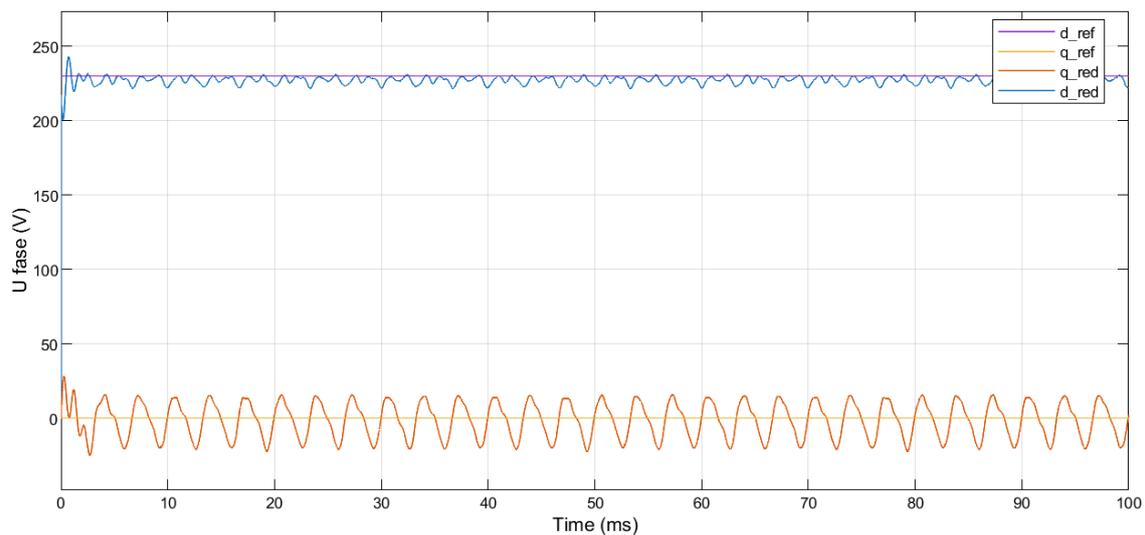


Figura 43. Tensión de red corregida y de referencia en ejes “dq”

Aunque se logra estabilizar la señal de error en un régimen oscilatorio permanente es imposible la linealización mediante las herramientas que proporciona Matlab. El procedimiento que se ha seguido para el ajuste de los controladores ha sido un sistema iterativo de comparación de resultados variando las componentes P, I y D.

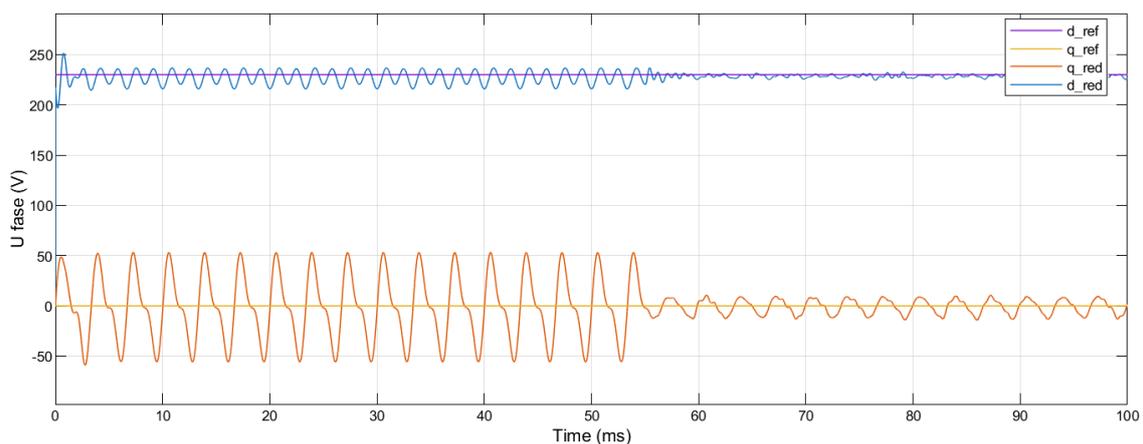
$$P \left(1 + I \cdot \frac{1}{z-1} + D \cdot \frac{N}{1 + N \cdot \frac{1}{z-1}} \right) \quad [12]$$

Para comprobar los resultados se han tenido que hacer dos pruebas con cada modificación de valores. La primera prueba consiste en observar cómo varia la THDv al modificar los parámetros del controlador. La segunda prueba consiste en comprobar la dinámica del control y la respuesta transitoria. Para ello se ha observado la tensión medida aguas abajo de la inyección en ejes “dq” para una señal de red con armónicos. Para generar la señal transitoria se ha conectado un *switch* a la señal de entrada del inversor, de manera que dicha señal sea cero hasta un determinado valor de tiempo (55 ms). De esta manera se simula el encendido del filtro activo.

En primer lugar, se ha diseñado el control solamente con la componente proporcional. Se ha observado que al aumentar el valor del proporcional la THDv disminuye. Sin embargo, al aumentarlo mucho también crece el valor de la sobreoscilación y el tiempo de establecimiento. Por otro lado, si es demasiado pequeña, el tiempo de establecimiento también aumenta. Después de varias pruebas con diferentes valores se ha llegado a obtener los siguientes valores con los cuales funciona mejor el equipo:

$$P_{eje d} = 1$$

$$P_{eje q} = 1$$



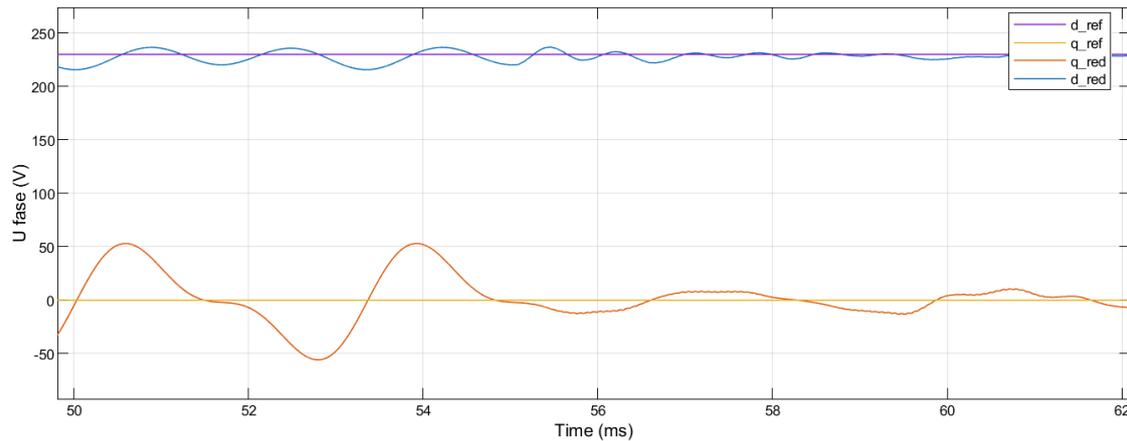


Figura 44. Respuesta transitoria del control conjunto en ejes dq

Como se puede observar el tiempo de respuesta del control en ambas señales es más pequeño que el tiempo límite especificado en las condiciones del proyecto (5 ms). En el caso de la respuesta en el eje “q” es prácticamente inmediata. Por otro lado, en el eje “d” el tiempo de respuesta es de aproximadamente 3 ms. Resulta complicado definir un tiempo exacto de respuesta dada la naturaleza de la señal que se pretende controlar.

A continuación, se ha añadido la componente integral. Esta componente sirve para mejorar los resultados estáticos del control. En otras palabras, cuando la señal alcanza un régimen permanente, la componente integrativa reduce el error al mínimo. Sin embargo, en señales oscilantes puede producir efectos negativos y complicar el ajuste del control. En este caso, aunque se ha realizado la transformada de Park, siguen existiendo componentes armónicas que perturban la señal que debería ser continua, produciendo el efecto oscilante que se observa en las figuras. Los problemas observados al añadir la componente integral al control de la señal que se quiere controlar son:

- Acumulación del error: la componente integral acumula el error a lo largo del tiempo. En un sistema oscilatorio, el error cambia de signo frecuentemente, lo que lleva a una acumulación de valores grandes positivos y negativos en el término integral. Esto causa que el controlador responda de manera más agresiva, aumentando la oscilación.
- Sobreimpulso y oscilación incrementada: cuando no está bien ajustado se aumenta el sobreimpulso y la oscilación del sistema. Sucede porque el término integral continúa actuando incluso cuando el error es pequeño, lo que puede llevar a un comportamiento inestable.
- Retardo de fase: la componente integral introduce un retardo de fase en el sistema, lo que puede desestabilizar un sistema ya oscilatorio.

Se han hecho diferentes pruebas para los valores de los proporcionales diseñados, pero no se han obtenido mejores resultados que en el caso anterior. Con las diferentes pruebas se han observado los problemas comentados anteriormente o un aumento del THD_v calculado. Por estos motivos se ha concluido que no se hará uso de la componente integral en el control de la señal tensión.

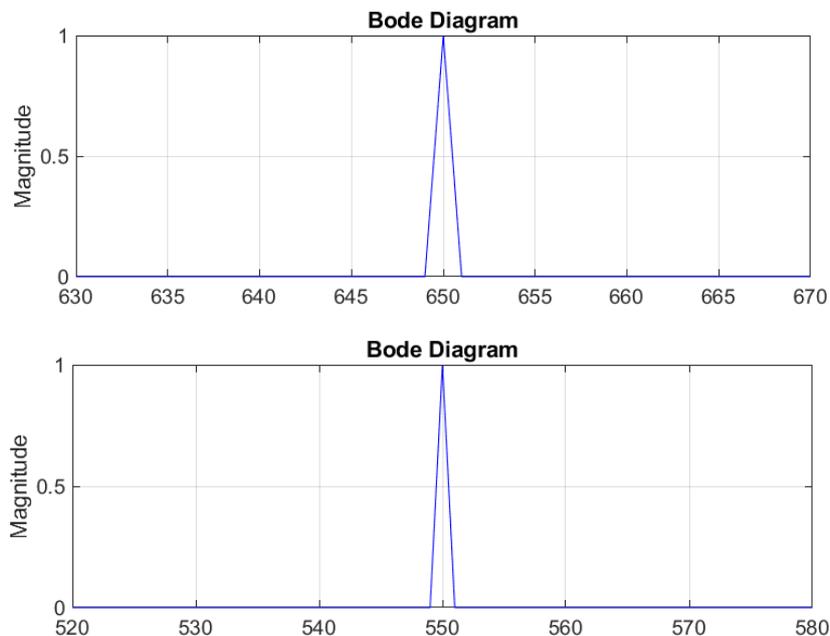
$$I_{eje\ d} = I_{eje\ q} = 0$$

Por otro lado, la componente derivativa del control es nula. Esta componente se utiliza principalmente para mejorar la dinámica del sistema. Sin embargo, el control es suficientemente rápido por lo que es innecesario añadir este parámetro.

$$D_{eje\ d} = D_{eje\ q} = 0$$

- **Alternativa 2: Control separado**

En este caso se procede en primer lugar separando las señales a, b y c en cada una de las bandas de frecuencias de los armónicos estudiados. Para ello se hace uso de una serie de filtros pasa banda. Los filtros utilizados en este modelo son de características teóricas, las cuales serían difícilmente alcanzables llevándolos a la realidad. De esta manera, se han utilizado filtros de un elevado orden con tal de separar lo mejor posible cada uno de los armónicos presentes en la red.



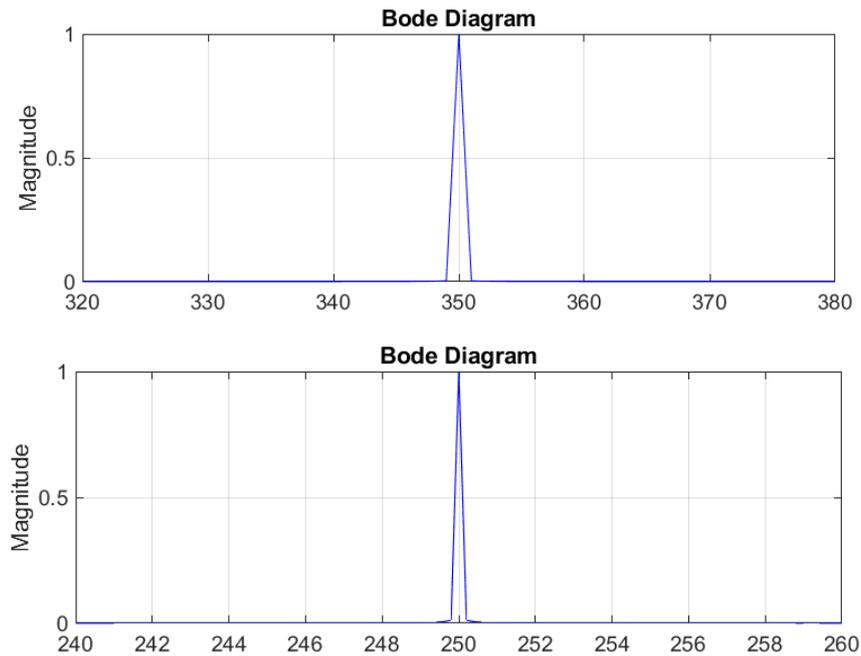


Figura 45. Diagramas de Bode de los filtros pasa banda

Una vez separadas cada una de las bandas se procede a realizar la transformada de Clarke y posteriormente la de Park, teniendo en cuenta que para el 5° armónico los ejes deben girar a la frecuencia de 250 Hz y así sucesivamente. Cada una de las señales dq se comparan con las señales de referencia que son en todos los casos cero. Una vez obtenido el error se regula mediante un controlador tipo P. La combinación de estos dos últimos puntos es equivalente a control *feedforward*, tomando el error en lazo abierto como una perturbación en el modelo.

Como en el caso anterior, se ha seguido un procedimiento iterativo para obtener valores de las ganancias que proporcionasen los mejores resultados. En este caso, se ha comparado la THDv resultante y la componente armónica en el espectro de frecuencias del controlador que se estaba ajustando para el armónico en cuestión. A continuación, se muestra un ejemplo del ajuste de la ganancia para el controlador del 5° armónico.

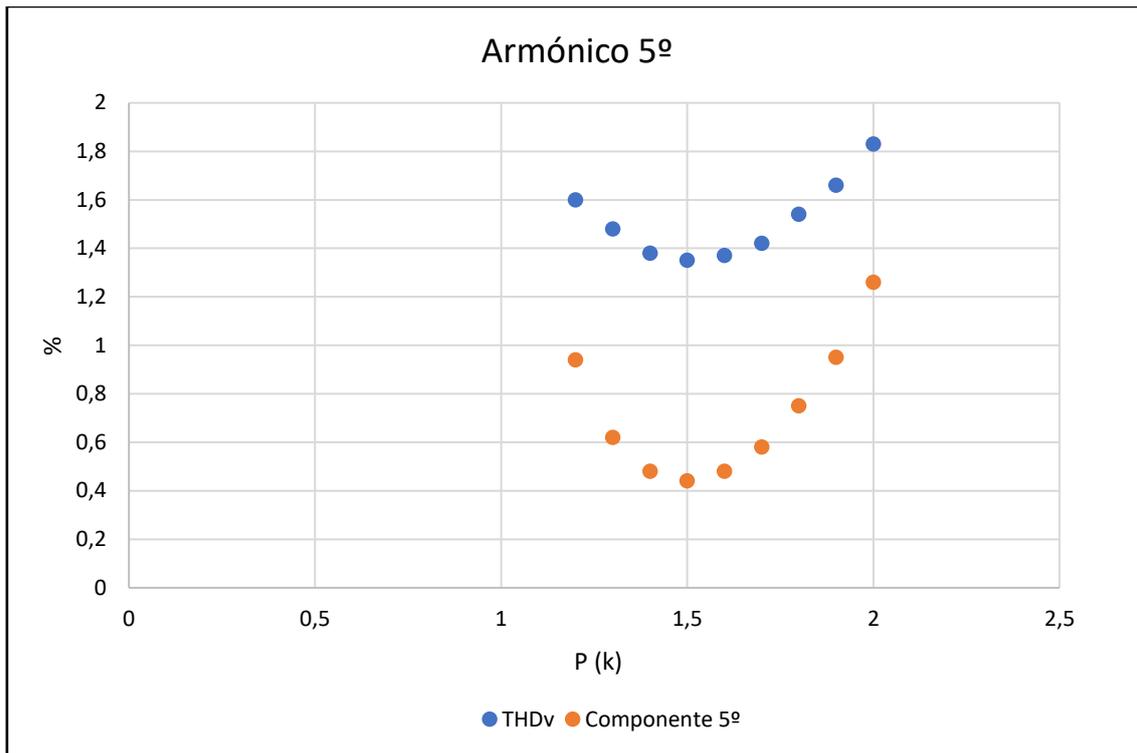


Figura 46. Ajuste de la ganancia del controlador del 5º armónico

De esta manera se ha llegado a obtener los distintos valores de ganancias para los diferentes controladores:

$$P_{5^\circ \text{ eje } d} = P_{5^\circ \text{ eje } q} = 1,5$$

$$P_{7^\circ \text{ eje } d} = P_{7^\circ \text{ eje } q} = 1,5$$

$$P_{11^\circ \text{ eje } d} = P_{11^\circ \text{ eje } q} = 0,8$$

$$P_{13^\circ \text{ eje } d} = P_{13^\circ \text{ eje } q} = 0,2$$

Una vez más se ha desestimado el uso de componente integral. Esto es porque, aunque los filtros se han caracterizado de forma teórica, siguen sin ser perfectos, lo cual permite que cierta componente de otros armónicos pase en la banda del armónico que se está intentando aislar. Por este motivo, sigue existiendo cierta oscilación en las señales de ejes dq, lo cual provoca un comportamiento inestable al aumentar la componente integral.

Con este ajuste se consigue un tiempo de establecimiento de la señal de alrededor de 6 ms, valor que coincide con el límite especificado en las condiciones del proyecto.

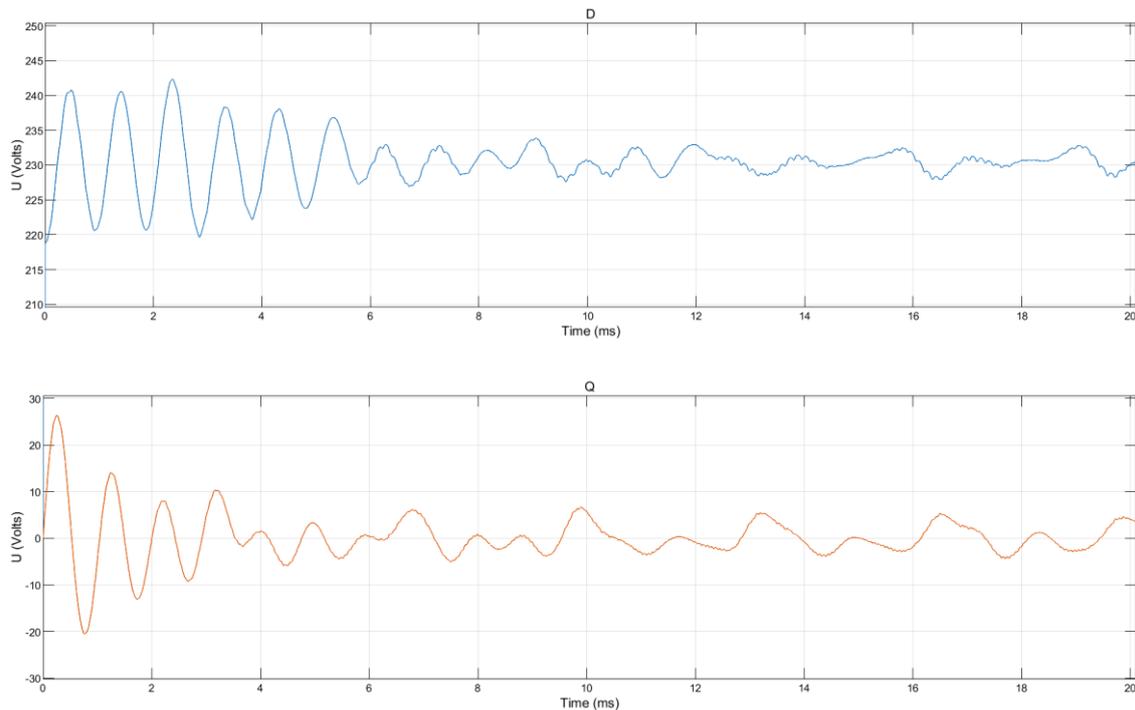


Figura 47. Respuesta transitoria del control separado en ejes dq

Filtros pasivos armónico 5^o y 7^o

En último lugar, se plantea añadir dos filtros pasivos a la señal corregida, uno para el quinto armónico y otro para el séptimo, tal y como se muestra en la figura 3. Se añaden solamente estos filtros y no otros porque las componentes de estos armónicos son las que tienen un mayor impacto sobre la tasa de distorsión armónica en comparación con el resto.

Estos filtros, a diferencia del filtro paso bajo a la salida del inversor son filtros conocidos como rechaza banda o filtros *notch*. En este caso se selecciona una frecuencia para la que se rechaza la señal filtrada. Las frecuencias elegidas son de 250 Hz y 350 Hz, correspondientes a los armónicos de orden quinto y séptimo respectivamente.

Los filtros en cuestión se componen de una inductancia y un condensador por fase conectados en estrella paralelamente con la red.

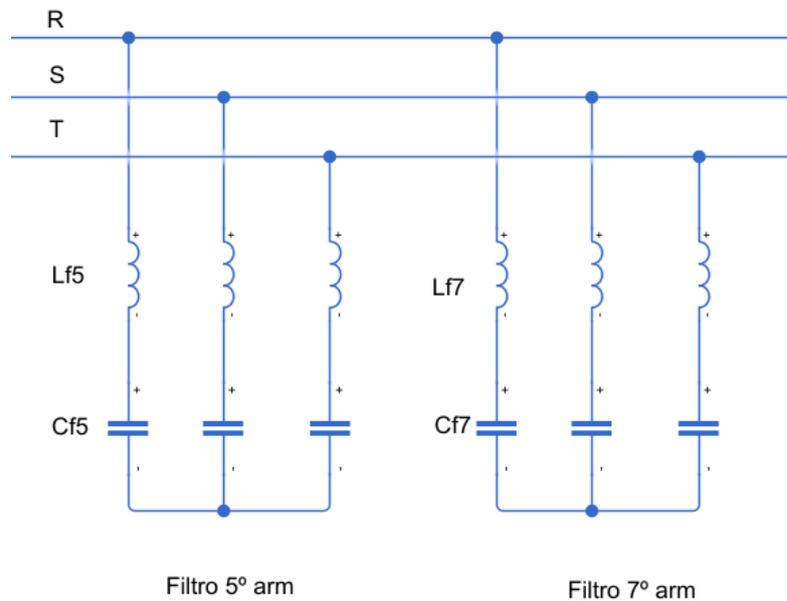


Figura 48. Filtros pasivos para 5º y 7º armónico

La inductancia y la capacidad de cada uno de los filtros se ha calculado de igual forma que para el caso del filtro paso bajo del inversor. Se han tomado ciertos valores de capacidad y se han calculado los respectivos valores de inductancia siguiendo la expresión [10].

Para conseguir hacer un rechazo significativo de los armónicos en dichas bandas se deben utilizar capacidades e inductancias bajas. Al utilizar estos ordenes de magnitud se refleja una distorsión en la señal de corriente causada por una demanda no lineal de las cargas además de un transitorio de varios segundos de tiempo de establecimiento.

Comparando los resultados de la THD_v obtenidos y teniendo en cuenta los efectos que produce en la corriente y en la potencia del inversor se ha llegado a la conclusión de que es una inversión de recursos innecesarios.

9. RESULTADOS

A continuación, se analizan los resultados obtenidos en las diferentes etapas desarrolladas a lo largo de la validación por simulación.

Para cuantificar los resultados se ha desarrollado un algoritmo de cálculo para obtener la tasa de distorsión armónica en las diferentes señales de tensión.

La tasa de distorsión armónica de tensión (THD_v) es la relación del valor eficaz de los armónicos y la del fundamental en tanto por cien.

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=2} V_k^2}}{V_1} \times 100 \quad [13]$$

Señal inicial de tensión de la red sin corrección

Inicialmente, según las especificaciones del proyecto, en la red existe una THD_v = 15% y una potencia máxima de 320 kVA. Para conseguir este valor se ha simulado una señal de red con las siguientes componentes armónicas:

$$V_5 = 0.1 \cdot V_1$$

$$V_7 = 0.09 \cdot V_1$$

$$V_{11} = 0.065 \cdot V_1$$

$$V_{13} = 0.025 \cdot V_1$$

Generando de esta forma la siguiente señal de red original sin corrección:

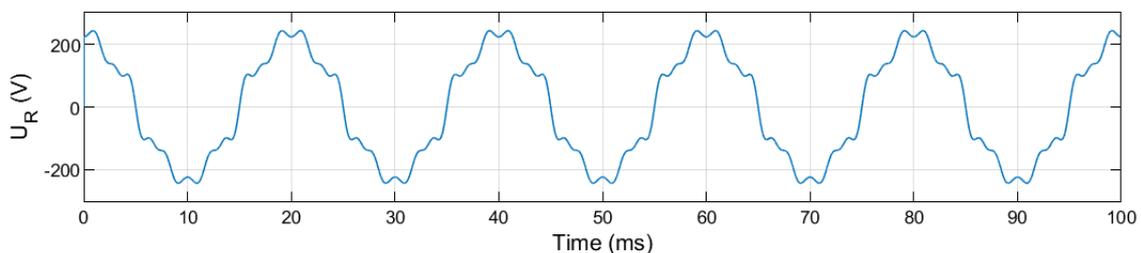


Figura 49. Señal inicial de tensión de la red

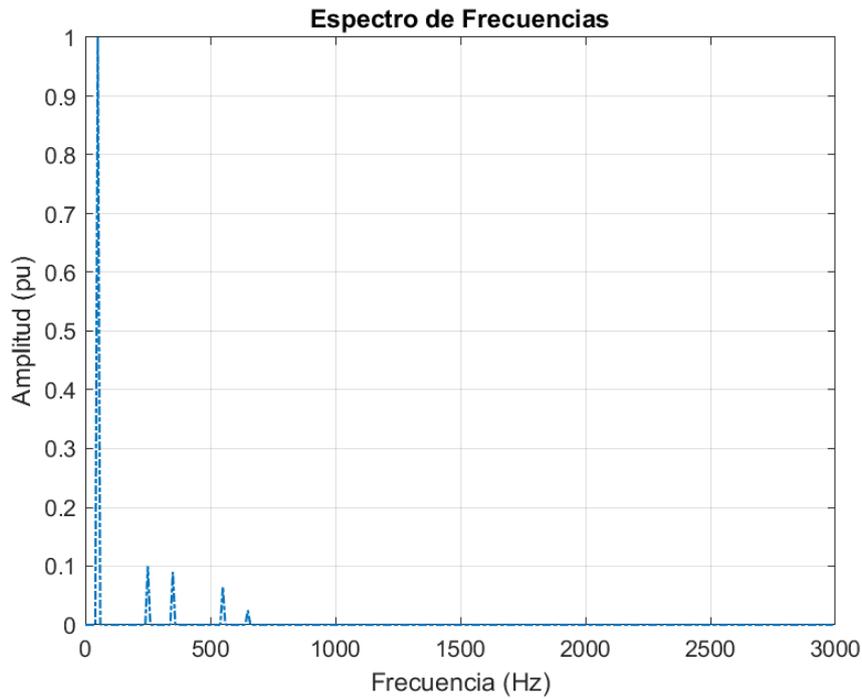


Figura 50. Espectro de frecuencias de la señal inicial de tensión de la red

$$THD_V = 15.166\%$$

Señal de tensión de la red corregida en lazo abierto

En este caso se mide la tensión de fase en la carga de $0,5 \Omega$ cuando el filtro está trabajando en lazo abierto, es decir, sin el control de tensión.

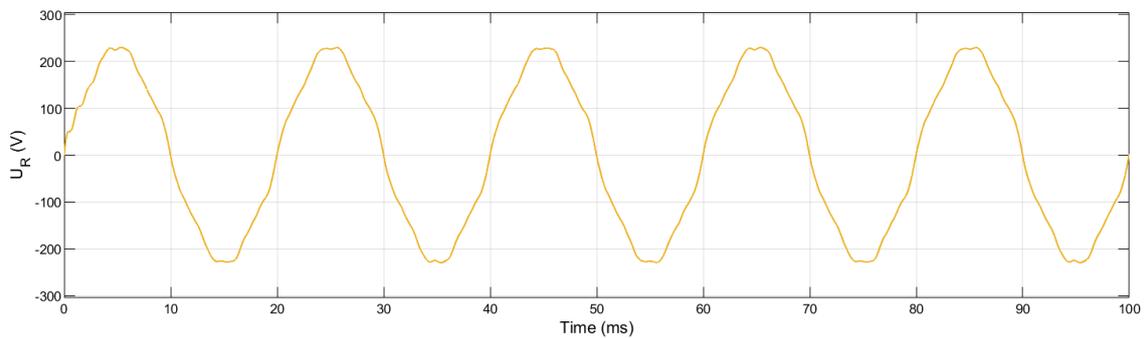


Figura 51. Señal de tensión de la red corregida en lazo abierto

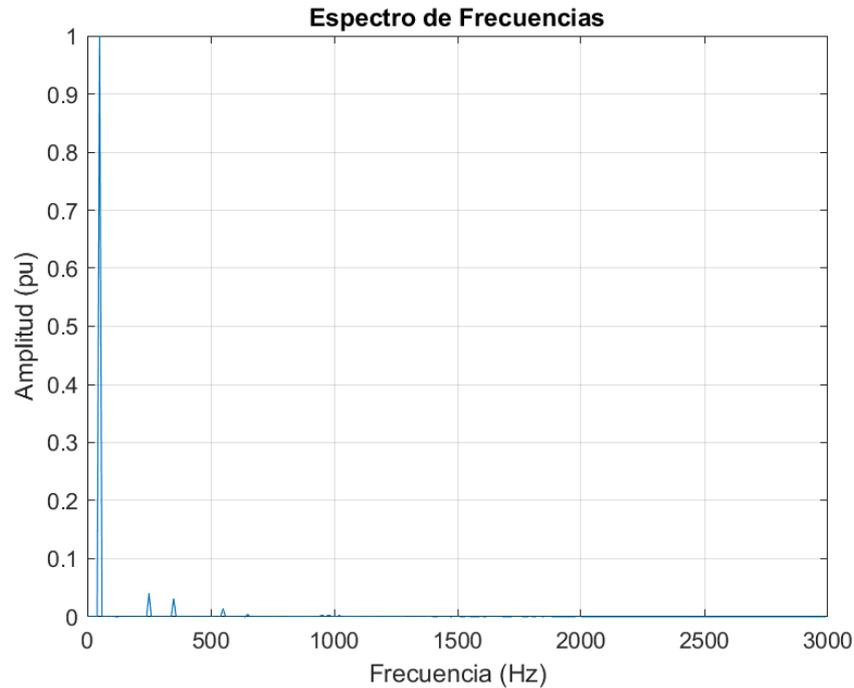


Figura 52. Espectro de frecuencias de la tensión de la red corregida con lazo abierto

$$THD_V = 5,37\%$$

Como se puede observar, en lazo abierto ya se reducen significativamente los armónicos existentes en la red. Sin embargo, no se logra alcanzar la tasa de distorsión especificada en las condiciones del proyecto.

Señal de tensión de la red corregida con control de tensión conjunto

En este caso, se añade el lazo cerrado de tensión utilizando la alternativa 1 y los controladores utilizando únicamente componente proporcional.

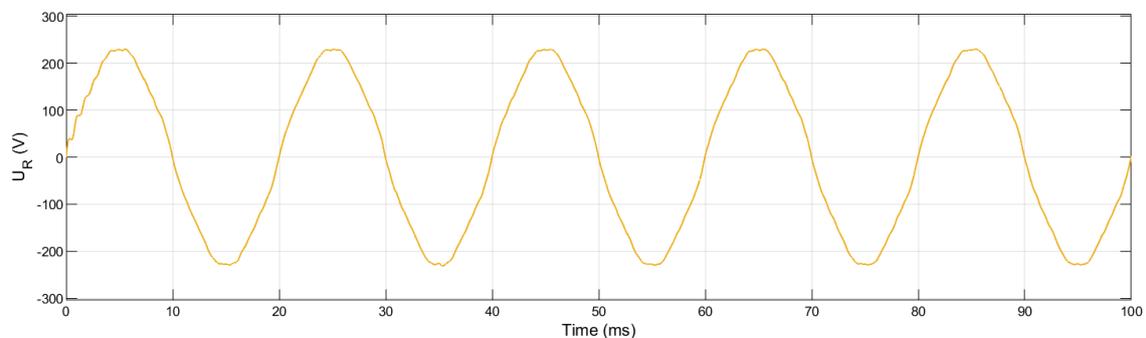


Figura 53. Señal de tensión de la red corregida con control de tensión conjunto

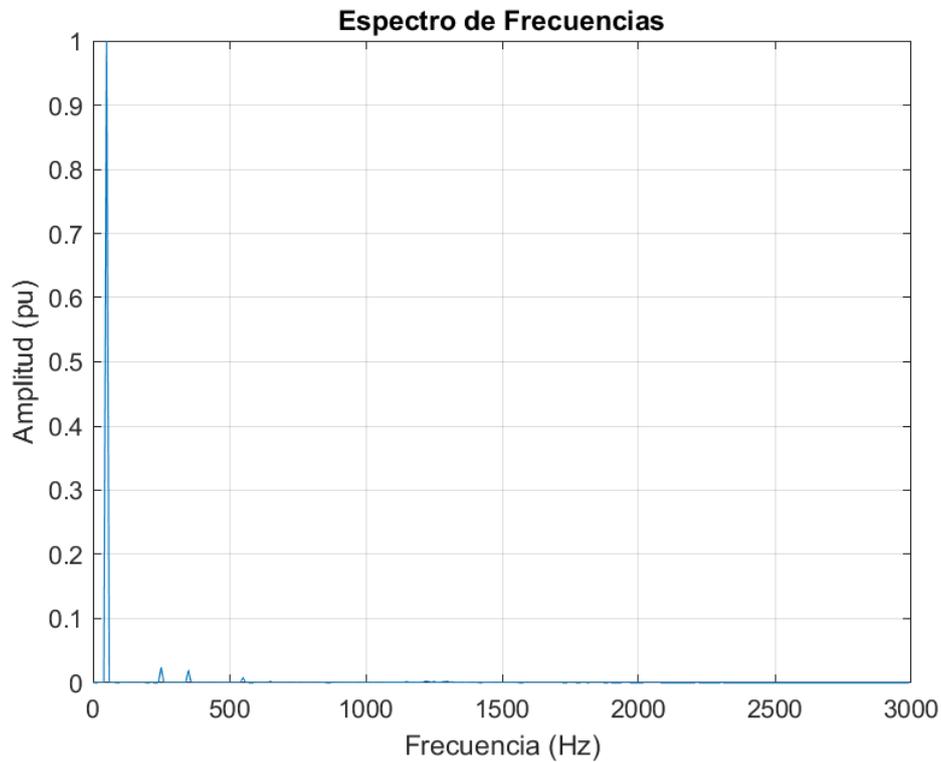


Figura 54. Espectro de frecuencias de la tensión corregida con control de tensión conjunto

$$THD_V = 3,34\%$$

En este modo de operación sí que se ha logrado disminuir la distorsión armónica de la red por debajo del nivel descrito en las especificaciones del proyecto (5%).

Señal de tensión de la red corregida con control de tensión separado

Como último caso, se utiliza la alternativa 2 para el control de tensión y los controladores utilizando únicamente componente proporcional.

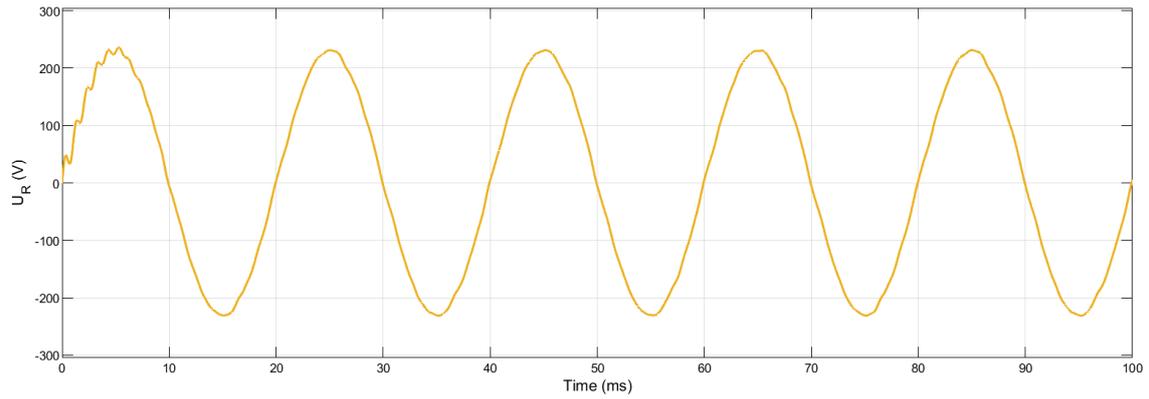


Figura 55. Señal de tensión de la red corregida con control de tensión separado

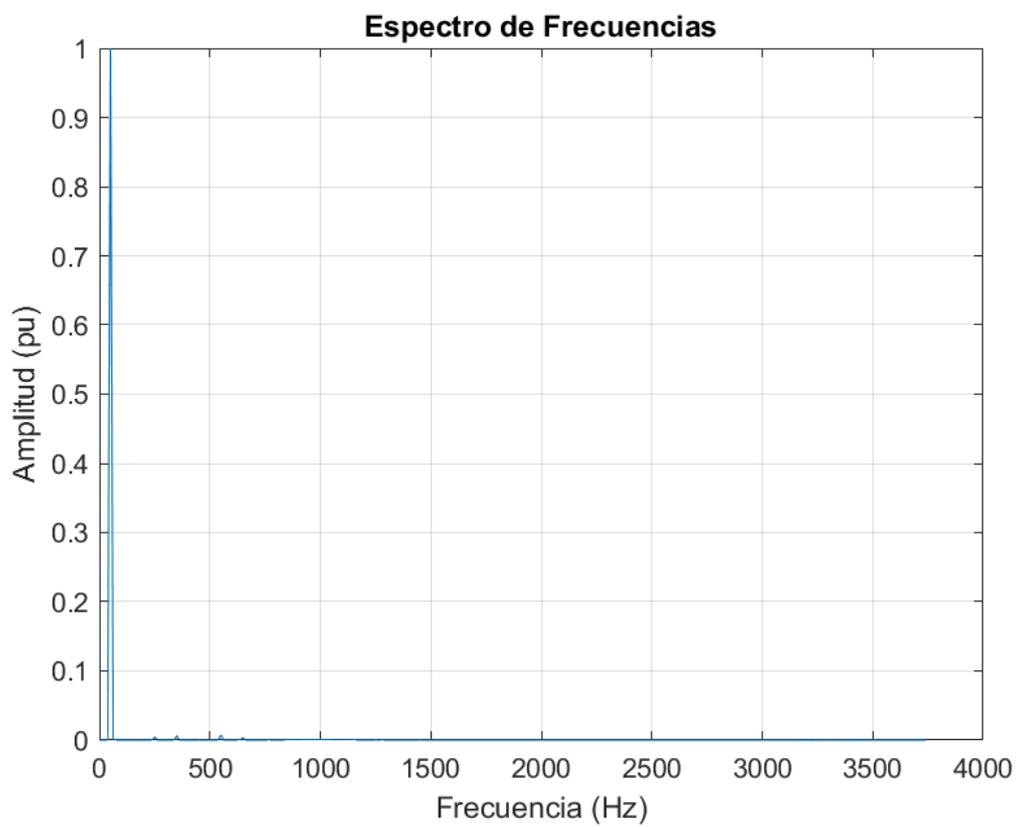


Figura 56. Espectro de frecuencias de la tensión corregida con control de tensión separado

$$THD_V = 1,20\%$$

Finalmente, en este último modo de operación se logra eliminar casi por completo las componentes armónicas en la red en cada una de las tres fases.

Corriente demandada a la red y potencia del inversor

Para este último caso se muestra a continuación la corriente que demanda la red aguas arriba de la inyección:

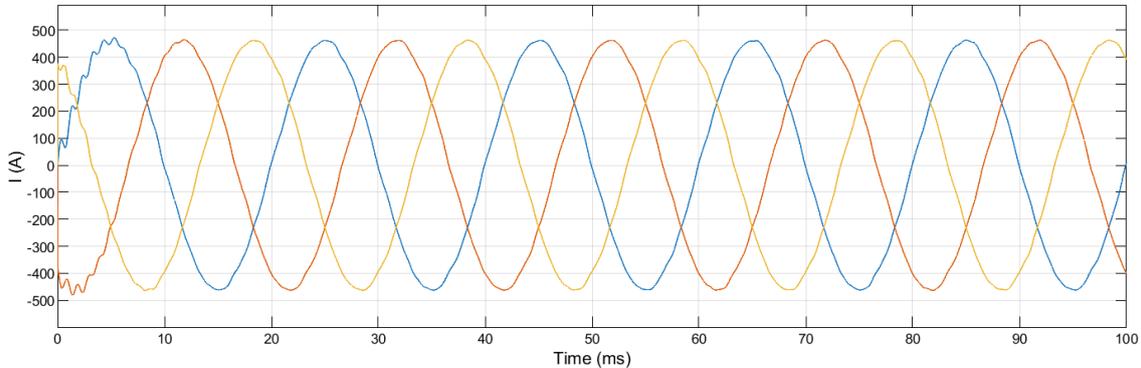


Figura 57. Señal de corriente demandada a la red

Como se puede observar la corriente tiene un bajo contenido de armónicos y alcanza el valor esperado de 460 A.

Sin embargo, en el circuito primario, gracias a la relación de transformación, el valor alcanzado por la corriente es de solamente 23 A.

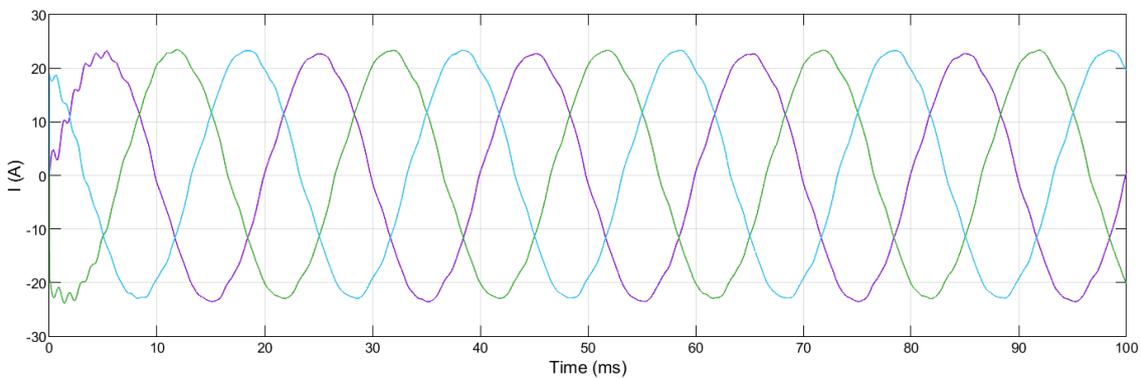


Figura 58. Señal de corriente demandada al inversor en el circuito primario

Para esta corriente y una tasa de distorsión armónica del 15% el inversor presenta la siguiente señal de potencia instantánea:

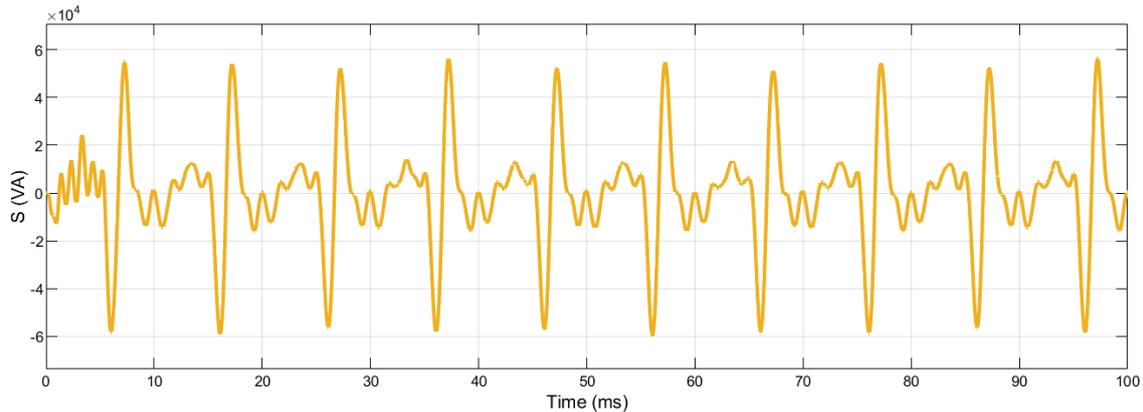


Figura 59. Señal de la potencia instantánea del inversor

Se puede observar a simple vista que existen picos que superan los 50 kVA. En específico, el valor máximo en esta señal es de 56 kVA y un mínimo de -59 kVA. Sin embargo, estos valores se alcanzan en un breve instante de tiempo. Si se realiza el cálculo del valor eficaz de la señal se obtiene un valor de 21 kVA el cual está ampliamente por debajo del límite especificado.

Conclusión

A lo largo del diseño del equipo se han visto tres diferentes modos de operación: lazo abierto, control conjunto de tensión y control separado de tensión.

Como se ha podido comprobar con los resultados anteriores, se cumplen las especificaciones del proyecto satisfactoriamente en dos de ellos. Tanto el tiempo de respuesta como la tasa de distorsión armónica total de la tensión corregida cumplen con las especificaciones del proyecto para los diseños con control de tensión. Fijándonos en las diferencias entre las alternativas del control de tensión, se observa que la alternativa 1 proporciona una peor corrección de los armónicos de la red, pero un mejor tiempo de respuesta. Por el otro lado, la alternativa 2 proporciona una corrección mejor, pero un tiempo de respuesta peor. También se debe destacar el grado de complejidad que presenta la alternativa 2 y la ampliación de recursos que encarecen el diseño como controladores o filtros. Por el contrario, el modo de operación en lazo abierto presenta el grado de complejidad más bajo y por tanto también el coste. Aunque esta opción no consigue disminuir los armónicos estrictamente por debajo del límite especificado, sí que logra disminuirlos mucho, hasta el punto de casi lograr dicho objetivo y presenta también la respuesta más rápida, cosas que hacen tener en cuenta este modo de operación en función de las necesidades del usuario final.

Como se ha comentado anteriormente, también la potencia del inversor se encuentra dentro del límite que se especifica. Aunque sí que se sobrepasa el límite especificado en ciertos instantes



de tiempo, al calcular el valor eficaz de la potencia generada por el inversor, se observa que está ampliamente por debajo de dicho límite.

La ganancia igual a la unidad en los controladores del lazo de tensión con control conjunto y la ausencia de componente integral y derivativa permite prescindir de los equipos PID de este lazo, consiguiendo consecuentemente una reducción de los costes de fabricación. En el caso de que se quisiera reducir a una THDv inferior podría realizarse un estudio en profundidad para el ajuste de estos controladores incluyendo componente integral en ambas alternativas de control, sin embargo, con el diseño actual se cumplen las condiciones especificadas por lo que no es necesario dicho estudio.

Después del planteamiento de los filtros *notch* y viendo la poca corrección que se consigue con estos, se llega a la conclusión que se puede prescindir también de ellos. Estos equipos tienen un coste elevado en comparación con la pequeña mejora que aportan a la compensación y en ausencia de estos se sigue cumpliendo satisfactoriamente con las especificaciones. De esta manera se consigue mantener un coste económico lo más ajustado posible.

Como posible ampliación se podría estudiar la implementación de protecciones de sobreintensidades como interruptores automáticos en las ramas de salida del inversor con tal de proteger al equipo frente a corrientes anormalmente elevadas que puedan circular por la red de distribución.

10. PRESUPUESTO

A continuación, se realiza el cálculo de los costes asociados al diseño de este proyecto y se presenta un presupuesto para el trabajo realizado.

Tablas de costes

Coste de Personal

Tarea	Horas (h)	Costes (€/h)	Coste final (€)
Etapa de investigación	67,5	70,00	4725,00
Etapa de diseño	168,75	70,00	11812,50
Etapa de validación	101,25	70,00	7087,50
TOTAL			23625,00

Coste del Software

Software	Coste licencia (€)	Tiempo licencia	Tiempo de uso	Coste parcial (€)
Windows 10 Pro	168,99	4 años	3 meses	10,56
Microsoft Office	69,00	1 año	3 meses	17,25
Matlab	900,00	1 año	3 meses	225,00
TOTAL				252,81

Coste del Equipo

Hardware	Coste adquisición (€)	Tiempo de explotación	Tiempo de uso	Coste parcial (€)
HP 250 G9celeron 4500	393,00	3 años	3 meses	32,75
HP Desktop M01-F3021ns	599,00	5 años	3 meses	29,95
TOTAL				62,70

Resumen del presupuesto

	Euros (€)
Coste de personal	23625,00
Coste de Software	252,81
Coste de Hardware	62,70
Presupuesto de ejecución material	23940,51
13% Gastos generales	3112,27
8% Beneficio industrial.....	1915,24
Suma GG y BI al PEM.....	28968,02



21% IVA 6083,28

Presupuesto de ejecución por contrata 35051,30

Asciende el presupuesto de ejecución por contrata a la expresada cantidad de TREINTA Y CINCO MIL CINCUENTA Y UN EUROS y TREINTA CÉNTIMOS.

11. BIBLIOGRAFIA

- *Control of series active power filters compensation for source voltage unbalance and current harmonics* – G.-Myoung Lee, Dong-Choon Lee and Jul-Ki Seok
- *Análisis mediante variables de estado de un filtro activo de potencia de conexión serie* – S. P. Litrán, P. Salmerón, R. S. Herrera
- *Power Electronics. Circuits, devices and applications* – M. H. Rashid, Pearson-Prentice Hall (2004)
- *High Power Converters and AC Drives* – Bin Wu, John Wiley & Sons (2006)
- *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications* – Kwang Hee Nam, CRC Press (2010)
- *Cálculo de instalaciones eléctricas* – Martín Riera Guasp, Carlos Roldán Porta
- *Series de Fourier: aplicaciones, ejemplos y ejercicios resueltos (2020)* – Fanny Zapata

Referencias de las ilustraciones

{1} - Fanny Zapata, “Los seis primeros armónicos no nulos de la serie de Fourier de una señal de forma de onda cuadrada”, sitio web, Lifeder, 27 de mayo de 2020, *Series de Fourier: aplicaciones, ejemplos y ejercicios resueltos*, <https://www.lifeder.com/series-de-fourier/>

{2} - M. H. Rashid, Pearson-Prentice Hall, “Voltage Source two level Inverter”, en *Power Electronics. Circuits, devices and applications (2004)*

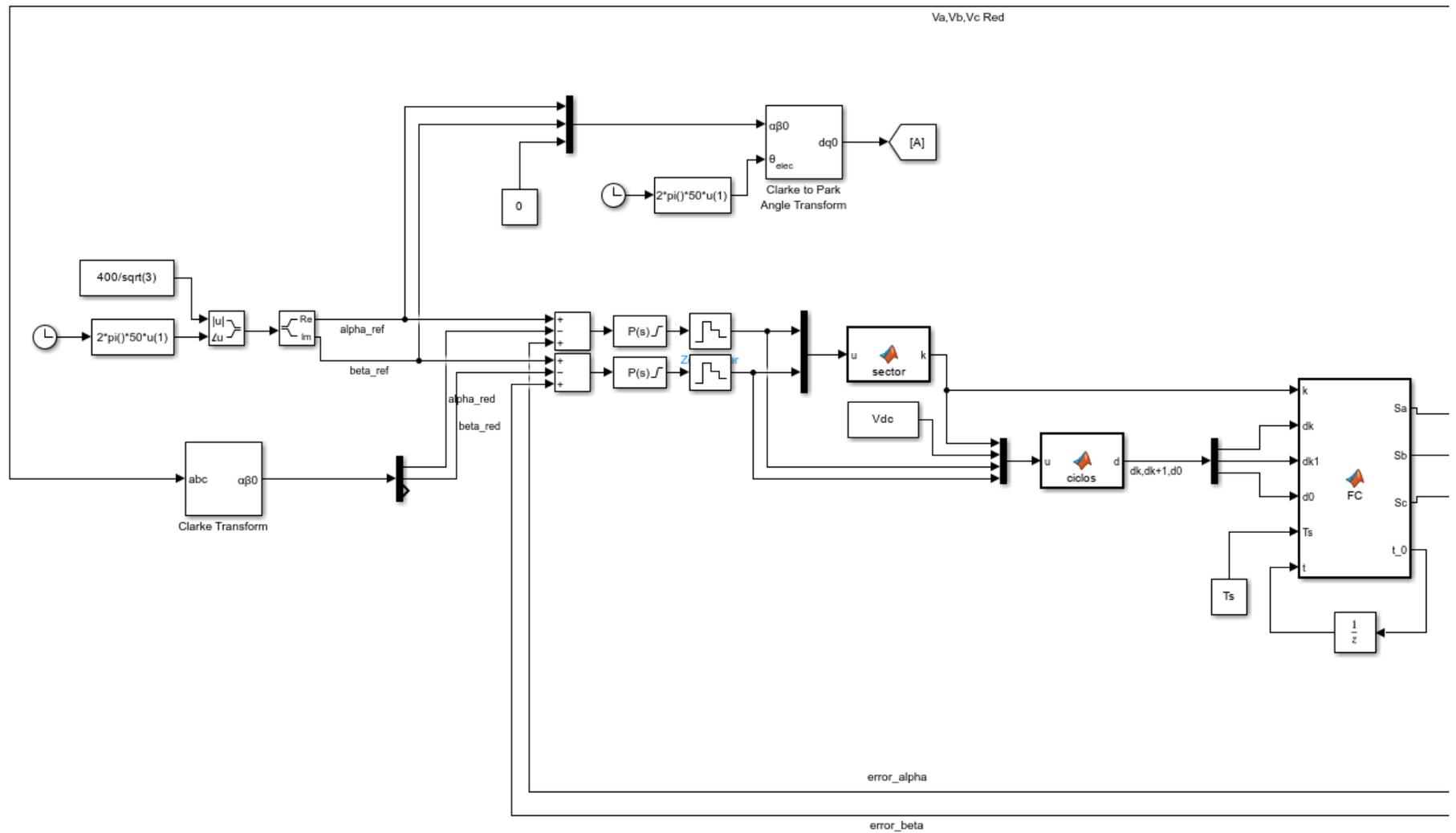
{3} - G.-Myoung Lee, Dong-Choon Lee and Jul-Ki Seok, “Series active power filter with shunt passive filter”, en *Control of series active power filter*

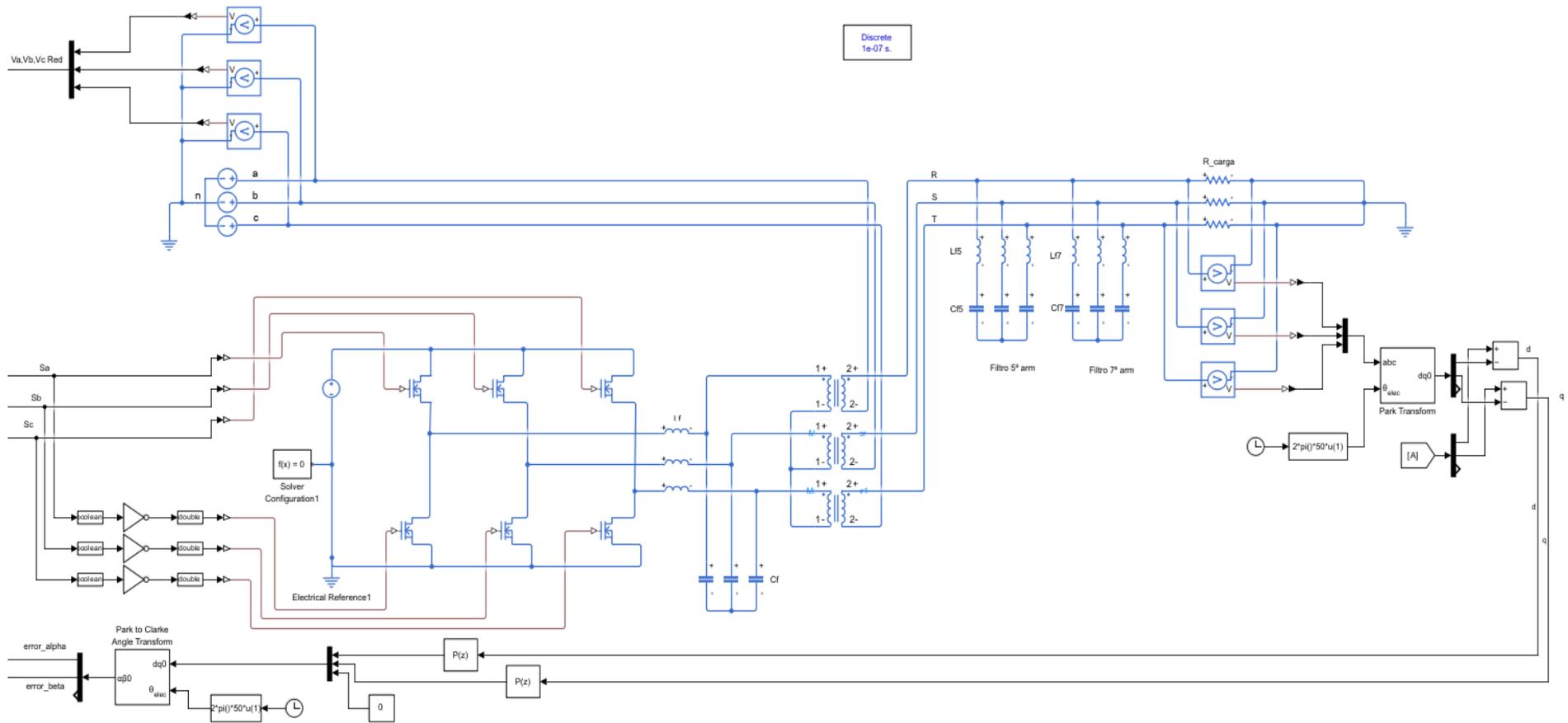
⁽¹⁾ Todas las figuras sin referencia específica en este documento son de elaboración propia



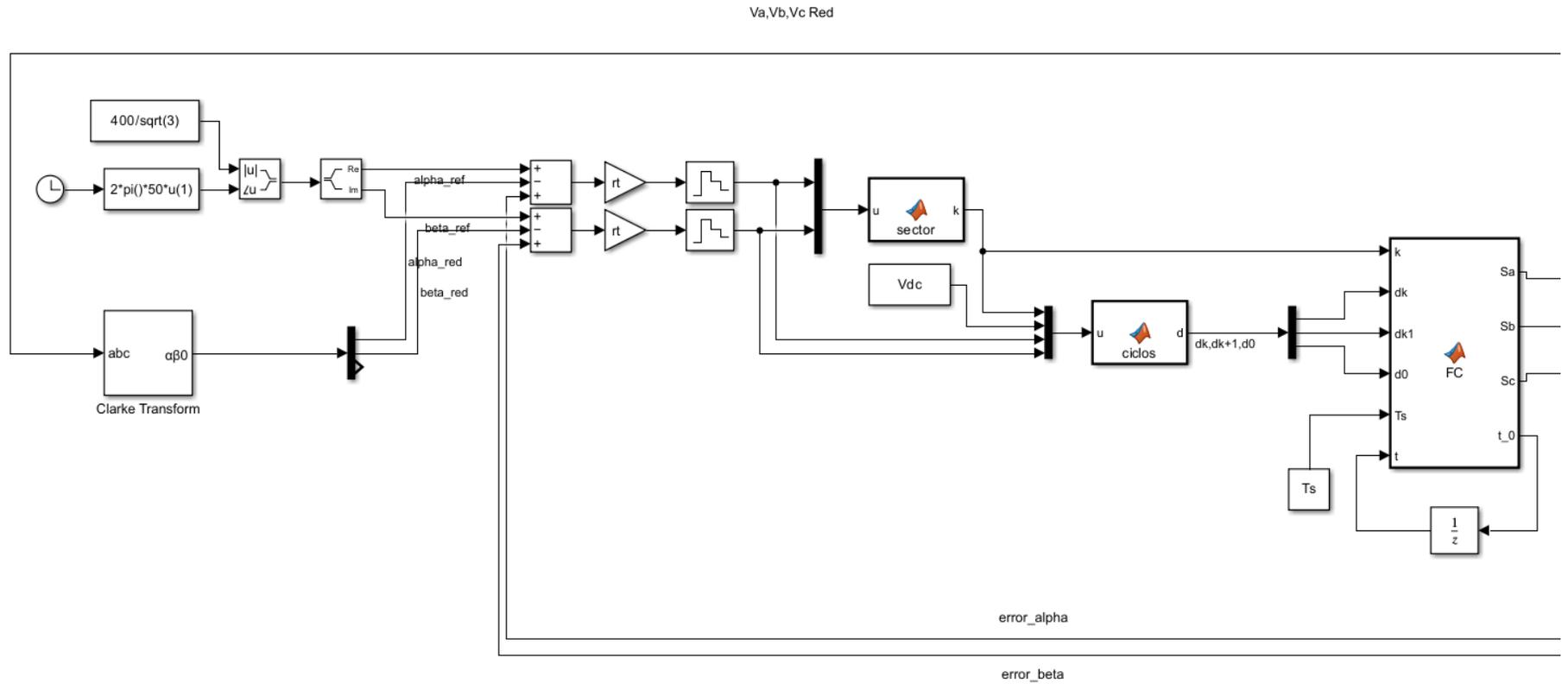
12. ANEXOS

Esquema del modelo con control de tensión conjunto





Esquema del modelo con control de tensión separado



Código “Búsqueda de sector”

```
function k = sector(u)
k=1;
if u(2)>=0
    if abs(u(2))>sqrt(3)*abs(u(1))
        k=2; %SECTOR 2
    end
    if abs(u(2))<=sqrt(3)*abs(u(1))
        if u(1)>0
            k=1; %SECTOR 1
        end
        if u(1)<=0
            k=3; %SECTOR 3
        end
    end
end
end
if u(2)<0
    if abs(u(2))>sqrt(3)*abs(u(1))
        k=5; %SECTOR 5
    end
    if abs(u(2))<=sqrt(3)*abs(u(1))
        if u(1)>0
            k=6; %SECTOR 6
        end
        if u(1)<=0
            k=4; %SECTOR 4
        end
    end
end
end
```

Código “Cálculo ciclos de trabajo”

```
function d = ciclos(u)
k=u(1);
Vdc=u(2);
alpha=u(3);
beta=u(4);
d=ones(1,3);
d(1)=(1/Vdc)*(sin(k*pi()/3)*alpha-cos(k*pi()/3)*beta); %d_k
d(2)=(1/Vdc)*(-sin((k-1)*pi()/3)*alpha+cos((k-1)*pi()/3)*beta); %d_{k+1}
d(3)=1-d(1)-d(2); %d_0
```

Código “Funciones de conmutación”

```
function [Sa, Sb, Sc, t_0]= FC(k, dk, dk1, d0, Ts, t)
Tsw=Ts/80; %Division de cada periodo de muestreo en 80 instantes de tiempo
```



```
if t>Ts-(Tsw) %cuando a t Le quede menos de Tsw para Llegar al final, se
reinicia
    t=0;
end
t_0=t+Tsw; %Recorrer en intervalos Tsw cada periodo de muestreo

tk=(dk*Ts); %Tiempo de cada periodo que deben estar activos Los vectores
tk1=(dk1*Ts);
t0=d0*Ts;

Sa=0; %Los estados empiezan y acaban en 0,0,0
Sb=0;
Sc=0;

% SECTOR 1
if k==1
    if
        ((t>=t0/4)&&(t<t0/4+tk/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk
1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))
            Sa=1;
            Sb=0;
            Sc=0;
        end
        if
            ((t>=t0/4+tk/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)&&(t<t0/4+tk
/2+tk1/2+t0/2+tk1/2))
                Sa=1;
                Sb=1;
                Sc=0;
            end
            if (t>=t0/4+tk/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)
                Sa=1;
                Sb=1;
                Sc=1;
            end
        end
    end
end

% SECTOR 2
if k==2
    if
        ((t>=t0/4)&&(t<t0/4+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk
1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))
            Sa=0;
            Sb=1;
            Sc=0;
        end
        if
            ((t>=t0/4+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)&&(t<t0/4+t
k/2+tk1/2+t0/2+tk/2))
                Sa=1;
                Sb=1;
                Sc=0;
            end
            if (t>=t0/4+tk/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)
                Sa=1;
                Sb=1;
                Sc=1;
            end
        end
    end
end
```



end

% SECTOR 3

if k==3

if

((t>=t0/4)&&(t<t0/4+tk/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))

Sa=0;

Sb=1;

Sc=0;

end

if

((t>=t0/4+tk/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2))

Sa=0;

Sb=1;

Sc=1;

end

if (t>=t0/4+tk/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)

Sa=1;

Sb=1;

Sc=1;

end

end

% SECTOR 4

if k==4

if

((t>=t0/4)&&(t<t0/4+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))

Sa=0;

Sb=0;

Sc=1;

end

if

((t>=t0/4+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))

Sa=0;

Sb=1;

Sc=1;

end

if (t>=t0/4+tk/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)

Sa=1;

Sb=1;

Sc=1;

end

end

% SECTOR 5

if k==5

if

((t>=t0/4)&&(t<t0/4+tk/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))

Sa=0;

Sb=0;

Sc=1;

end



```

if
((t>=t0/4+tk/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)&&(t<t0/4+tk
/2+tk1/2+t0/2+tk1/2))
    Sa=1;
    Sb=0;
    Sc=1;
end
if (t>=t0/4+tk/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)
    Sa=1;
    Sb=1;
    Sc=1;
end
end

% SECTOR 6
if k==6
    if
((t>=t0/4)&&(t<t0/4+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2+tk/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk
1/2+t0/2+tk1/2+tk/2))
        Sa=1;
        Sb=0;
        Sc=0;
    end
    if
((t>=t0/4+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2))||((t>=t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)&&(t<t0/4+t
k/2+tk1/2+t0/2+tk/2))
        Sa=1;
        Sb=0;
        Sc=1;
    end
    if (t>=t0/4+tk/2+tk1/2)&&(t<t0/4+tk/2+tk1/2+t0/2)
        Sa=1;
        Sb=1;
        Sc=1;
    end
end
end

```

Código “Espectro de frecuencias y THDv”

```

%close all;

tension_red=out.tension(:,1); %Datos extraidos de La simulación
tension_corregida=out.tension(:,2);

num_datos = length(tension_red); % Número de datos

% Crear el vector de tiempo
tiempo_total = 0.1; % tiempo de simulación
t = linspace(0, tiempo_total, num_datos);

%Quitar una parte de la señal (el primer ciclo por ejemplo)
indice_tiempo=find(t==0.02);
t=t(indice_tiempo:end);
tension_red=tension_red(indice_tiempo:end);
tension_corregida=tension_corregida(indice_tiempo:end);

```



```
num_datos=length(tension_corregida);
```

```
% Calcular La FFT
```

```
fft_red = fft(tension_red);
```

```
fft_corregida = fft(tension_corregida);
```

```
% Calcular el espectro de frecuencias
```

```
frecuencia_muestreo = 1 / (t(2) - t(1)); % Frecuencia de muestreo
```

```
f = linspace(0, frecuencia_muestreo / 2, num_datos / 2 + 1); % Frecuencias  
positivas
```

```
magnitudes_red = abs(fft_red(1:num_datos/2+1)); % Magnitudes de Las  
frecuencias positivas
```

```
magnitudes_corregida = abs(fft_corregida(1:num_datos/2+1));
```

```
% Convertir a tanto por uno
```

```
espectro_red = (magnitudes_red / max(magnitudes_red));
```

```
espectro_corregida = (magnitudes_corregida / max(magnitudes_corregida));
```

```
%Calculo THDv
```

```
indice_fundamental=find(f>=49 & f<=51,1);
```

```
V1_red=espectro_red(indice_fundamental)^2;
```

```
Varm_red=sum(espectro_red.^2)-V1_red;
```

```
THDv_red=sqrt(Varm_red/V1_red)*100
```

```
V1_corregida=espectro_corregida(indice_fundamental)^2;
```

```
Varm_corregida=sum(espectro_corregida.^2)-V1_corregida;
```

```
THDv_corregida=sqrt(Varm_corregida/V1_corregida)*100
```

```
% Graficar el espectro de frecuencias
```

```
figure;
```

```
plot(f(1:300), espectro_red(1:300), "-.", "LineWidth", 1);
```

```
hold on
```

```
plot(f(1:300), espectro_corregida(1:300));
```

```
legend('Tension red', 'Tension corregida')
```

```
xlabel('Frecuencia (Hz)');
```

```
ylabel('Amplitud (pu)');
```

```
title('Espectro de Frecuencias');
```

```
grid on;
```