

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

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED



Máster Universitario
en Ingeniería Industrial

Trabajo Fin de Máster

Asier Vertiz Gaztelumendi

Ernesto Luis Barrios Ripodas

Pamplona, 29/06/2021

upna
Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA
CONEXIÓN A RED

RESUMEN

Este proyecto se ha dirigido a diseñar y validar mediante simulaciones los diferentes controles que se realizan a la hora de inyectar energía a la red eléctrica mediante un inversor fotovoltaico de 200 W.

Así pues, el proyecto se divide en 4 apartados diferentes, en los cuales se han caracterizado los diferentes componentes que componen el inversor, se han analizado los diferentes métodos de control de la corriente inyectada a red por el inversor, se ha realizado el control de la tensión del condensador del propio inversor y se ha estudiado y validado experimentalmente el uso de una PLL monofásica mediante un microcontrolador de bajo coste.

De esta forma, dicho proyecto servirá para la realización de futuras prácticas docentes, pero obteniendo resultados extrapolables a potencias superiores.

ABSTRACT

This project has been aimed at designing and validating through simulations the different controls that are carried out when energy is injected into the electricity grid with a 200 W photovoltaic inverter.

Thus, the project is divided into 4 different sections, in which the different components that make up the inverter have been characterized, the different methods of control of the current injected into the grid by the inverter have been analyzed, the voltage of the capacitor of the inverter itself has been controlled and the use of a single-phase PLL has been studied and validated experimentally by means of a low-cost microcontroller.

In this way, this project will serve for the realization of future teaching practices, but obtaining results that can be extrapolated to higher powers.

PALABRAS CLAVE

Caracterización, control de corriente, perturbación, control de tensión, PLL monofásica

KEYWORDS

Characterization, current control, disturbance, voltage control, single-phase PLL

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA
CONEXIÓN A RED

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN.....	6
2.	CARACTERIZACIÓN DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO	7
2.2.	CARACTERIZACIÓN DEL CONDENSADOR DE BUS.....	9
2.3.	CARACTERIZACIÓN DEL CONDENSADOR DE DESACOPLO.....	11
2.4.	CARACTERIZACIÓN DE LA BOBINA DEL FILTRO LC	13
2.5.	CARACTERIZACIÓN DEL CONDENSADOR DEL FILTRO LC.....	17
2.6.	CARACTERIZACIÓN DEL TRANSFORMADOR DE SALIDA	19
2.6.1.	ENSAYO DE CORTOCIRCUITO	20
2.6.2.	ENSAYO DE CIRCUITO ABIERTO.....	22
2.6.3.	ENSAYO DE SATURACIÓN DEL TRANSFORMADOR.....	24
3.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED.....	27
3.1.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR	33
3.1.1.	CONTROL PROPORCIONAL	36
3.1.2.	CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL	38
3.1.3.	CONTROL PROPORCIONAL – RESONANTE	43
3.2.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO EN LA RAMA DEL FILTRO LC DE SALIDA.....	47
3.2.1.	CONTROL PROPORCIONAL	48
3.2.2.	CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL	50
3.2.3.	CONTROL PROPORCIONAL – RESONANTE	52
3.3.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE LA REALIMENTACIÓN DE LA TENSIÓN DEL CONDENSADOR	54
3.3.1.	CONTROL PROPORCIONAL	57
3.3.2.	CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL	59
3.3.3.	CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE	61
3.3.4.	ANÁLISIS DE LOS ARMÓNICOS IMPARES A LA FRECUENCIA DE RED	62
3.4.	CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE LA REALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR.....	67
3.4.1.	CONTROL PROPORCIONAL	72
3.4.2.	CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL	73
3.4.3.	CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE	75
3.5.	ESTUDIO DEL IMPACTO DE LA DIGITALIZACIÓN.....	76
3.5.1.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE CONTROLADOR PROPORCIONAL – RESONANTE.....	78

3.5.2.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL	79
3.5.3.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE	80
3.5.4.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR Y CONTROLADOR PROPORCIONAL.....	81
3.5.5.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL	83
3.5.6.	CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE CORRIENTE DEL CONDENSADOR Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE	84
3.6.	RESUMEN Y ELECCIÓN DE LAS DIFERENTES OPCIONES ESTUDIADAS.....	86
4.	CONTROL DE TENSIÓN	91
4.1.	ANÁLISIS DEL LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN	91
4.2.	SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN	94
5.	PLL	98
5.1.	SINTONIZACIÓN DEL LAZO DE CONTROL DE LA PLL.....	98
5.2.	CONFIGURACIÓN DEL MICROCONTROLADOR	100
5.2.1.	PUERTO B	102
5.2.2.	OSCILADOR.....	102
5.2.3.	CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL	103
5.2.4.	INTERRUPCIONES	105
5.3.	IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA DE LOS FILTROS DIGITALES EN EL BLOQUE C.....	107
5.4.	LENGUAJE DEL MICROCONTROLADOR	109
5.5.	VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE LA PLL.....	111
6.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	117
7.	PRESUPUESTO	118
8.	BIBLIOGRAFÍA.....	119
9.	ANEXOS	120
9.1.	CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN	120
9.2.	TUTORIAL USO ATTINY85	124
9.3.	TUTORIAL ARCHIVOS .dll PARA PSIM	125
9.4.	TUTORIAL POWER PHOTOVOLTAIC PROFILE EMULATION	126

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, la generación de energía renovable mediante tecnología solar fotovoltaica está creciendo continuamente gracias a la reducción de los precios de los componentes que componen una instalación solar.

Y es que, unido a las ayudas ofrecidas por algunos gobiernos provinciales, muchos hogares y empresas están optando por una generación renovable, buscando pequeñas inversiones que se rentabilicen debido a la minimización de los gastos energéticos.

Así pues, debido al autoconsumo energético, la generación se está dirigiendo hacia una generación más distribuida, en la que toda generación debe poder inyectar energía a red para así poder lograr los objetivos marcados en el acuerdo de París.

Enmarcado en este contexto, en el presente proyecto se expone el análisis y el diseño del control de un inversor fotovoltaico de 200 W, extrapolable a mayor potencia, que sea capaz de generar ahorro en el hogar. Para ello, se hará el estudio de los diferentes controles que componen el sistema de control global, optimizando las prestaciones del conjunto del control.

Para ello, en el presente trabajo se ha realizado la caracterización de los diferentes componentes que componen el inversor. De esta manera se podrá trabajar con mayor exactitud a la hora de implementar los controles de las diferentes variables del sistema.

En este caso, el inversor tendrá un filtro LC a la salida, y un transformador, el cual hará elevar la tensión para poder conectarse a la red. Así pues, se ha analizado y diseñado el control de la corriente inyectada en red mediante el uso de diferentes controladores y diferentes estrategias de control, seleccionando las opciones más interesantes de cara a la implementación de este tipo de inversores.

Además, se ha analizado y validado experimentalmente una PLL monofásica implementada en un microcontrolador de bajo coste. En este caso, también se ha realizado un estudio de la influencia que los armónicos de red tienen a la hora de determinar la fase de la variable de referencia.

Así pues, el objetivo de este proyecto es el diseño del control de un inversor fotovoltaico de 200 W para futuras prácticas docentes, pero haciendo que el estudio realizado y los resultados obtenidos sean extrapolables a inversores de mayor potencia.

2. CARACTERIZACIÓN DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO

Antes de empezar con los estudios teóricos o los ensayos del inversor, se ha querido caracterizar cada uno de los componentes que componen el inversor. De esta manera, se podrá conseguir un resultado lo más ajustado posible, teniendo en cuenta también la variabilidad que tienen las impedancias a diferentes frecuencias.

Para realizar la caracterización de las impedancias se ha hecho uso del analizador de impedancias E4990A de la casa KEYSIGHT, la cual muestra la respuesta de una impedancia para frecuencias de entre 20 Hz y 120 MHz. Este analizador consiste básicamente en que, mediante una señal de entrada (puede ser tanto de corriente como de tensión), se realiza un barrido de frecuencias determinando en todo momento la impedancia que presenta el elemento conectado en bornes del analizador.

Además, para hacer un buen uso del analizador, se tendrá en cuenta la señal que se le va a introducir a la impedancia (si es una señal en tensión o si lo es en corriente), y además se compensará el cableado necesario para hacer la conexión de los diferentes componentes al analizador de frecuencias.

Así pues, se han caracterizado los siguientes componentes:

- Condensador de bus: El condensador de bus es el encargado de mantener la tensión deseada a la entrada del inversor, de forma que consuma o inyecte la corriente necesaria en el circuito. Así pues, será el encargado de proporcionar las corrientes a 100 Hz necesarias para el correcto funcionamiento del inversor, y por tanto su análisis se realizará principalmente para bajas frecuencias.
- Condensador de desacoplo: Con el objetivo de que las inductancias parásitas de las conexiones no induzcan tensiones cuando se realizan las conmutaciones en los semiconductores, se colocan condensadores de desacoplo en paralelo a éstos. Debido a que las conmutaciones se dan a altas frecuencias, el análisis de este condensador se realizará a dichas frecuencias.
- Bobina del filtro LC: La bobina a la salida del convertidor, la cual tiene como fin el filtrado de las corrientes de salida del convertidor, presenta características diferentes en función de la frecuencia y en función de la corriente que circula por ella, por lo que resulta de especial interés estudiar dichos comportamientos. Para ello, se analizará el comportamiento a diferentes frecuencias mediante un analizador de frecuencias, y se

realizarán diferentes ensayos para intentar determinar la influencia que la corriente que circula por ella tiene en el valor de dicha impedancia.

- Condensador del filtro LC: El condensador del filtro de salida deberá filtrar las frecuencias indeseadas de la corriente de salida del convertidor. Así pues, se deberá determinar su valor para diferentes frecuencias, así como la resistencia parásita que actúa, el cual permite realizar un ligero amortiguamiento pasivo de las resonancias que se dan en el sistema.
- Transformador de salida: Aunque no se consideré una impedancia como tal, el transformador de salida actúa como una bobina desde el punto de vista del filtrado de la señal, por lo que se deberá hallar el valor aproximado de dicha bobina (además de las resistencia o capacidad parásita que pudiera representar). Para ello, se realizarán estudios con el analizador de frecuencias, por un lado, analizando la respuesta tanto desde el primario como del secundario del transformador, y, por otro lado, analizando el comportamiento del transformador para el caso en el que la salida se cortocircuite o se deje en circuito abierto. Por último, resulta de interés analizar la saturación del transformador, por lo que se realizará un último ensayo para determinar dicho fenómeno.

2.2. CARACTERIZACIÓN DEL CONDENSADOR DE BUS

En primer lugar, se va a realizar la caracterización del condensador de bus. Como ya se ha mencionado, el condensador de bus actuará para frecuencias de en torno a 100 Hz, por lo que se deberá hallar el comportamiento que éste presente para dichas frecuencias. En este proyecto, se va a hacer uso de capacidades de valor estimado de 1 mF, conectando condensadores de este tipo hasta obtener la capacidad deseada.

Realizando el barrido de frecuencias desde los 20 Hz hasta 1 MHz, se obtiene el resultado mostrado en Ilustración 1.

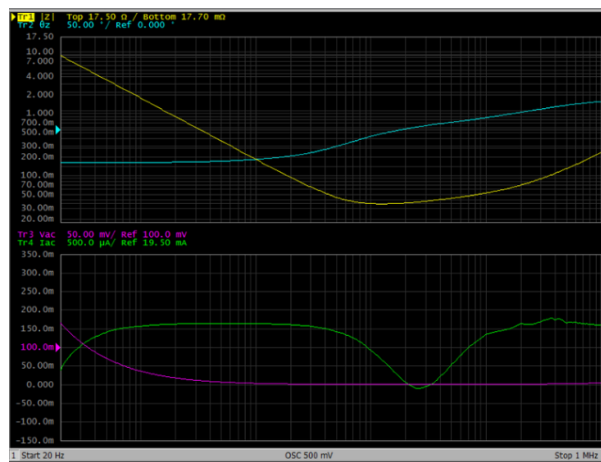


Ilustración 1. Análisis espectral del condensador de bus

Recopilando los datos, y graficando solamente la magnitud y la fase que la impedancia presenta, se obtiene el Gráfico 1.

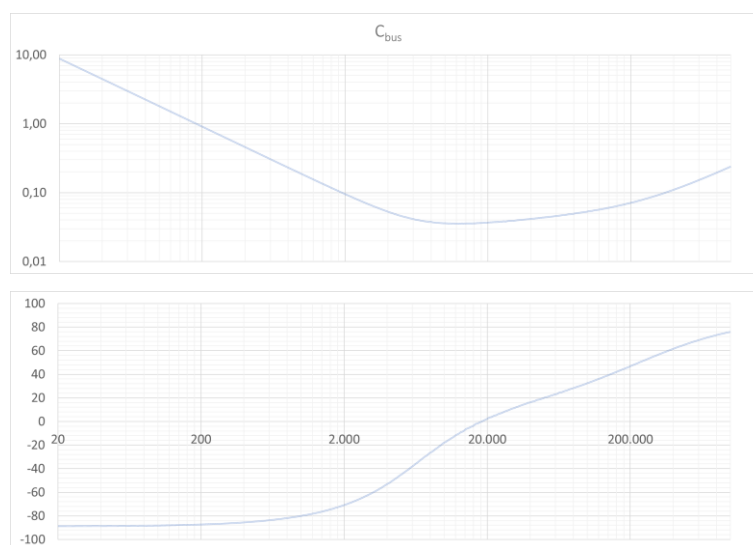


Gráfico 1. Análisis espectral del condensador de bus

Como se puede observar, el condensador de bus presenta un comportamiento prácticamente capacitivo hasta frecuencias de entorno a los 5000 Hz, donde la impedancia deja de comportarse como un condensador puro y empieza a aumentar de fase hasta que a los 18 kHz se da la resonancia. De esta forma, se observa que el condensador de bus está preparado para trabajar a bajas frecuencias, donde presenta un comportamiento capacitivo casi puro.

Así pues, se determina el valor de la impedancia para bajas frecuencias, que en este caso se va a determinar para una frecuencia de entorno a los 100 Hz:

$$Z = 1.76 \Omega, -88.1^\circ$$

De esta impedancia se obtienen la parte resistiva y la parte capacitiva de la impedancia:

$$R_{cbus} = 1.76 * \cos(88.1^\circ) = 58.35 \text{ m}\Omega$$

$$X_{cbus} = 1.76 * \sin(88.1^\circ) = 1.759 \Omega \rightarrow C = \frac{1}{2 * \pi * 100 * 1.759} = 905 \mu\text{F}$$

Como se puede observar, aunque el valor estimado del condensador fuera de 1 mF, en realidad se ha visto que el valor de la capacidad es de 0.905 mF, un 10 % menor al valor estimado, por lo que dicho resultado se tendrá en cuenta a la hora de realizar los estudios teóricos.

Por último, cabe destacar que el comportamiento del condensador usado para la estabilización de la tensión en la entrada del inversor tiene un mal comportamiento a altas frecuencias, y es debido a eso por lo que se hace uso de los condensadores de desacoplo, buscando condensadores que tengan una mejor respuesta a altas frecuencias.

2.3. CARACTERIZACIÓN DEL CONDENSADOR DE DESACOPLO

En este caso se va a realizar la caracterización del condensador de desacoplo, buscando la respuesta que estos condensadores ofrecen a altas frecuencias. En este caso el resultado obtenido desde los 20 Hz hasta los 120 MHz se muestra en la Ilustración 2.



Ilustración 2. Análisis espectral del condensador de desacoplo

Recopilando los datos, y graficando solamente la magnitud y la fase que la impedancia presenta, se obtiene el Gráfico 2.

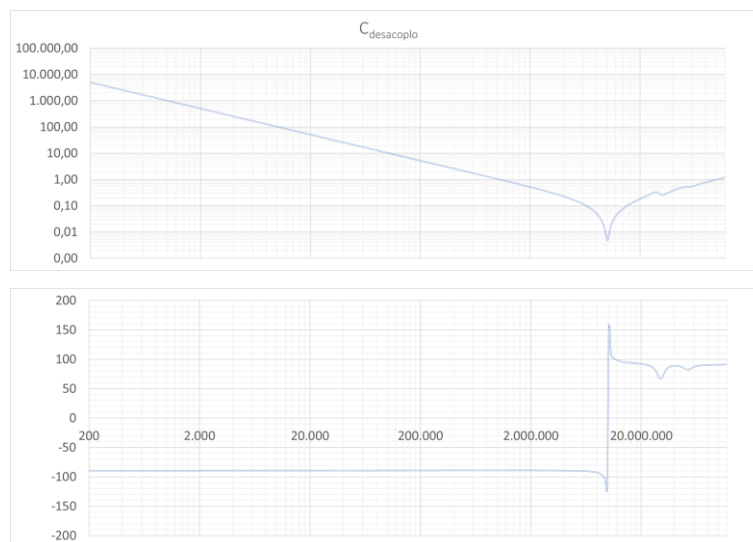


Gráfico 2. Análisis espectral del condensador de desacoplo

En este caso se observa que la respuesta a altas frecuencias mejora, pues la resonancia no se da hasta cerca de los 10 MHz. Además, a diferencia del caso anterior, esta resonancia se produce de manera muy brusca, pasando de ser una impedancia puramente capacitiva a ser una

impedancia puramente inductiva. No obstante, dicha resonancia no va a influir en el comportamiento del inversor, debido a ser una resonancia que se da a muy alta frecuencia.

De la misma manera que en el caso anterior, se va a determinar el valor de la impedancia a la frecuencia de interés. En este caso, debido a que los tiempos de subida y de bajada oscilan en torno a los 0.2 μ s, la frecuencia de interés en este caso es de entorno a los 5 MHz.

$$Z = 0.164 \Omega, -89.8^\circ.$$

De esta impedancia se obtienen la parte resistiva y la parte capacitiva de la impedancia:

$$R_{Cdesacoplo} = 0.164 * \cos(89.8^\circ) = 0.57 \text{ m}\Omega$$

$$X_{Cdesacoplo} = 0.164 * \sin(89.8^\circ) = 0.164 \Omega \rightarrow C = \frac{1}{2 * \pi * 5000000 * 0.164} = 0.194 \mu\text{F}$$

Una vez determinado el valor del condensador de desacoplo a la frecuencia de interés, se ha querido representar el comportamiento que se obtiene cuando los dos condensadores se ponen en paralelo. En este caso se ha obtenido la Ilustración 3.

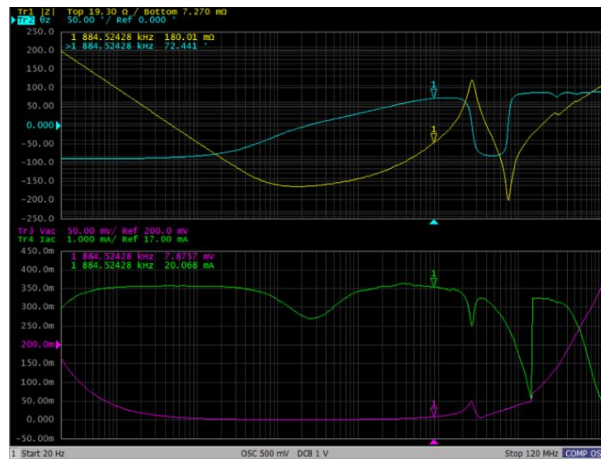


Ilustración 3. Análisis espectral del condensador de bus y el condensador de desacoplo en paralelo

En este caso se observa que el comportamiento predominante a bajas frecuencias es la del condensador de bus, mientras que, para altas frecuencias, el comportamiento predominante pasa a ser la del condensador de desacoplo. Aunque en realidad no se tenga esta disposición (se tienen más condensadores de bus en paralelo, y los condensadores de desacoplo distribuidos en los semiconductores), se ve que el comportamiento va a ser el adecuado, debido a que se va a tener un condensador capaz de estabilizar la tensión de entrada del inversor y para proporcionar las corrientes a 100 Hz para el correcto funcionamiento del inversor, a la vez que se opone a las variaciones bruscas de tensión debido a los disparos de alta frecuencia de ellos semiconductores.

2.4. CARACTERIZACIÓN DE LA BOBINA DEL FILTRO LC

En este caso se va a caracterizar la bobina del filtro a la salida del convertidor. El resultado obtenido desde los 20 Hz hasta 1 MHz en este caso se muestra en la Ilustración 4.

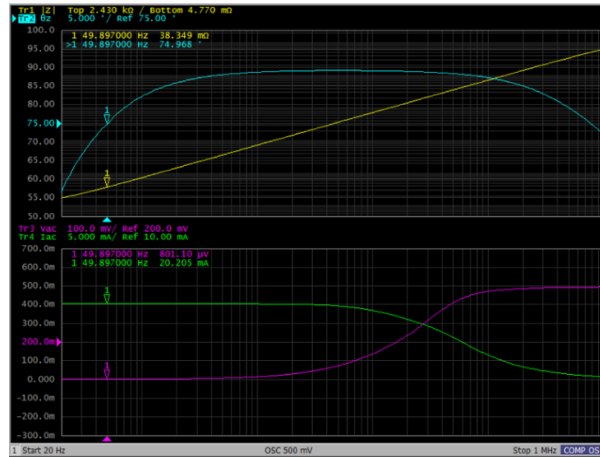


Ilustración 4: Análisis espectral de la bobina del filtro LC

Recopilando datos, y graficando solamente la magnitud y la fase que la impedancia presenta, se obtiene el Gráfico 3.

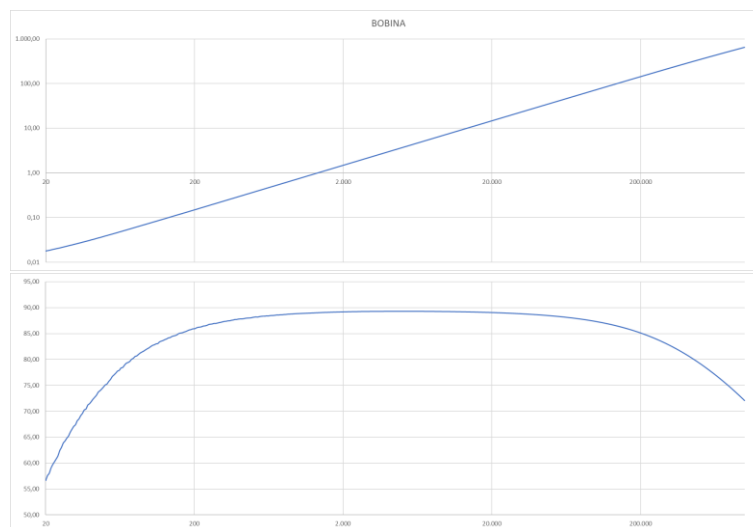


Gráfico 3: Análisis espectral de la bobina del filtro LC

Se observa en este caso que la bobina se comporta como tal en todo momento, exceptuando que a bajas frecuencias se tiene una componente resistiva muy alta, al igual que sucede a altas frecuencias. No obstante, no se llega a producir ninguna resonancia, y el módulo de la impedancia aumenta proporcionalmente con la frecuencia.

Así pues, si se toma como referencia una frecuencia de 50 Hz, se tiene la siguiente impedancia:

$$Z = 0.00386 \Omega, 75.1^\circ.$$

De esta impedancia se obtienen la parte resistiva y la parte capacitiva de la impedancia:

$$R_L = 0.0386 * \cos(75.1^\circ) = 9.9 \text{ m}\Omega$$

$$X_L = 0.0386 * \sin(75.1^\circ) = 0.0373 \Omega \rightarrow L = \frac{0.0373}{2\pi * 50} = 119 \mu\text{H}$$

Como se puede observar, el valor de la bobina según el analizador de impedancias es de 119 μH , pero se sabe que la bobina que se está usando en este proyecto es sensible a la corriente que circule por ella, y, por tanto, que dicho valor disminuye a medida que aumenta la corriente.

Así pues, se realizará un nuevo ensayo, en el que se analizará el comportamiento magnético de la propia bobina. Para ello, se someterá a la bobina a un ensayo escalón de tensión, para analizar la evolución de la corriente, para evaluar a partir de qué valor de corriente el flujo magnético deja de aumentar, provocando la disminución del valor de la bobina.

El ensayo a realizar será el siguiente:

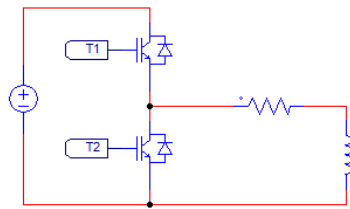


Ilustración 5: Montaje del ensayo escalón de la bobina del filtro LC

En este caso se quiere conseguir una corriente máxima de 18 A en la bobina, y debido a restricciones en el laboratorio, la resistencia mínima que se tiene para la realización de este ensayo es de 5 Ω , por lo que la tensión de entrada será de 90 V.

Así pues, inicialmente se tendrá el interruptor T1 abierto, mientras que el T2 estará cerrado. En el instante que se cierre T1 (y se abra T2), se tendrá una tensión de 90 V en la bobina, debido a que no circulará corriente. A partir de ese momento, la corriente empezará a crecer, hasta que dicha corriente llegue a los 18 A (la relación entre la tensión de entrada y la resistencia). En ese instante la tensión de la bobina pasará a ser 0 V. Se muestra el resultado del ensayo en la Ilustración 6.

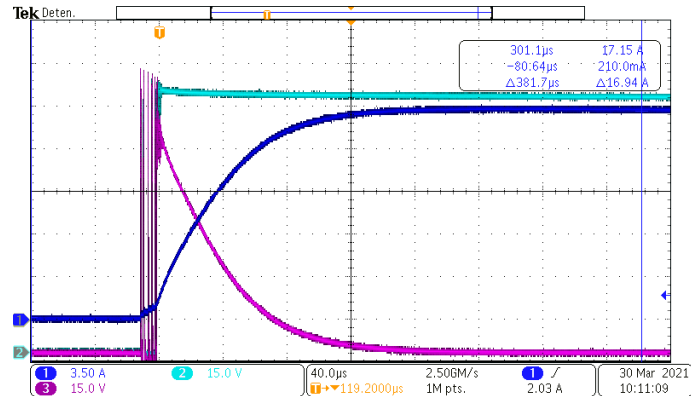


Ilustración 6: Ensayo escalón

La línea azul clara representa la tensión en el interruptor 2, la línea morada representa la tensión en la bobina y la línea azul oscura representa la corriente que circula por la bobina. Como se puede observar, tanto la línea azul oscura como la línea morada representan la dinámica del sistema, en el que la corriente crece a medida que pasa el tiempo y la tensión disminuye. Así pues, se tiene un tiempo de estabilización de en torno a 140 µseg, que suponiendo un tiempo de estabilización igual a 3τ, se tiene una constante de tiempo igual a 46 µseg, lo cual equivale a tener una bobina de en torno a 230 µseg.

Para calcular el valor de la inductancia se ha hecho uso del Trabajo de Fin de Grado de Mikel Lumbier, en el cual también caracterizaba una bobina mediante dicho ensayo. Así, se hace uso de la siguiente ecuación:

$$V(t) = R * I(t) + L * \frac{dI(t)}{dt}$$

A partir de dicha ecuación, evaluando la magnetización según la corriente que circula en cada momento por la bobina se obtiene el Gráfico 4.

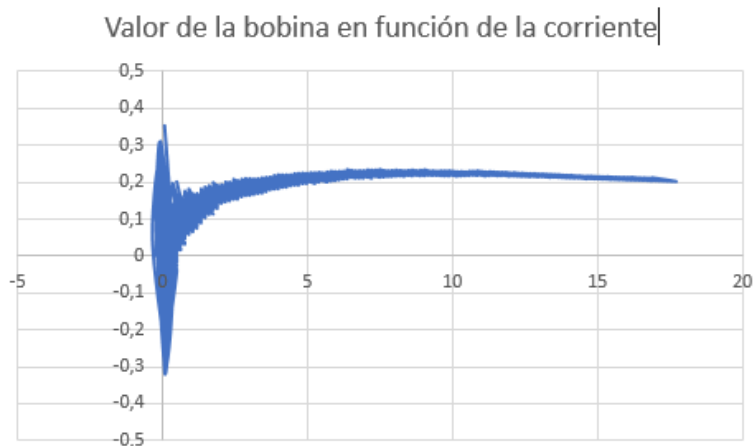


Gráfico 4: Valor de la bobina (mH) en función de la corriente

En este gráfico se muestra el valor de la bobina en función de la corriente que circula por ella. Como se puede observar, para corrientes prácticamente nulas (y si tomamos un valor medio como referencia, debido a que se tiene mucha distorsión en los valores), se tiene un valor de inductancia muy parecido al calculado anteriormente (está en torno a los 120 μH), pero a medida que la corriente aumenta, el valor de la inductancia crece, hasta que a partir de los

Así pues, no se ha conseguido caracterizar la bobina de forma adecuada, pues se intuye que el valor de dicha inductancia puede disminuir a medida que aumenta la corriente que circula por ella. De esta forma, se ha considerado un valor de inductancia de 60 μH , de tal forma que, se si consigue estabilizar el sistema para dicho valor de inductancia, el sistema seguirá siendo estable si el valor en realidad es mayor.

2.5. CARACTERIZACIÓN DEL CONDENSADOR DEL FILTRO LC

En este caso se va a caracterizar el condensador que actúa de filtro de salida del convertidor. Como ya se ha mencionado, la función de este filtro es absorber las corrientes de alta frecuencia de manera que se obtenga una corriente de salida más limpia. En este caso, el condensador tiene un valor estimado de 20 μF . El resultado obtenido desde los 20 Hz hasta 1 MHz se muestra en la Ilustración 7.

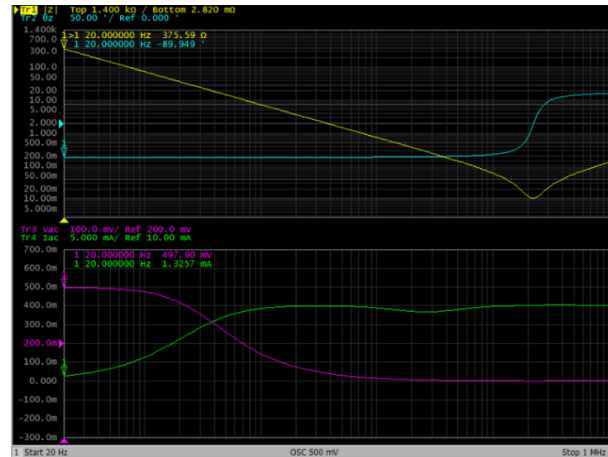


Ilustración 7. Análisis espectral del condensador del filtro de salida

Recopilando los datos, y graficando solamente la magnitud y la fase que la impedancia presenta, se obtiene el Gráfico 5.

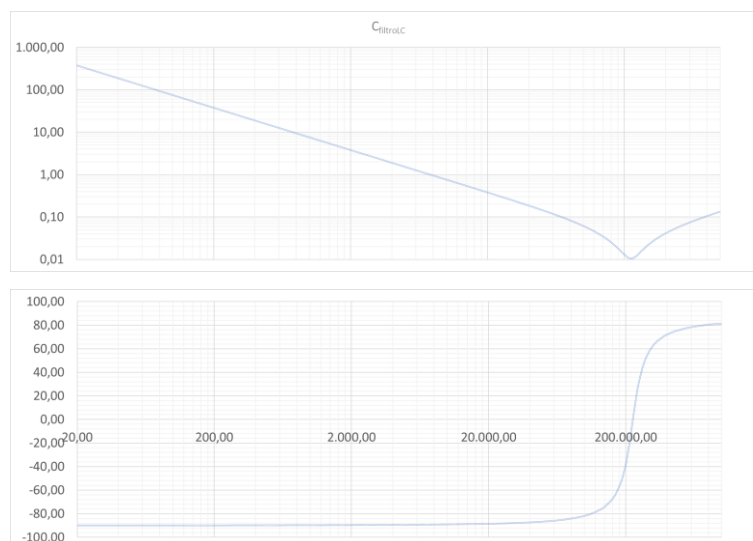


Gráfico 5. Análisis espectral del condensador del filtro de salida

En este caso se obtiene una respuesta muy capacitiva hasta los 20 kHz, y muy inductiva a partir de 1 MHz, mientras que la resonancia se da entorno a los 250 kHz. Como ya se ha comentado,

este condensador debe absorber las corrientes a altas frecuencias, y dejar pasar las corrientes a 50 Hz, por lo que resulta de interés analizar el valor del condensador para diferentes frecuencias, siendo siempre favorable tener una mayor capacidad para hacer que el filtrado de las componentes a alta frecuencia sea mayor.

Así pues, se obtendrá el valor del condensador para las siguientes frecuencias:

- 50 Hz, debido a ser la frecuencia de la red, y la frecuencia de la corriente a la salida.
- 5000 Hz, debido a ser una frecuencia cercana a la resonancia que se da entre la bobina y el condensador de salida.
- 40000 Hz, debido a ser la frecuencia de las componentes debidas a la conmutación de los semiconductores.

Frecuencia (Hz)	Z (Ω), Fase ($^\circ$)	Componente R (m Ω)	Componente C (μ F)
50	149 Ω , -89.9 $^\circ$	164 m Ω	21.2 μ F
5000	1.5 Ω , -89.4 $^\circ$	15.5 m Ω	21.0 μ F
40000	0.186 Ω , -87.4 $^\circ$	8.37 m Ω	21.6 μ F

Tabla 1. Valor de la impedancia del condensador del filtro LC para diferentes frecuencias

Como se puede observar, el valor de la componente capacitiva es prácticamente constante independientemente a la frecuencia a la que se analice. No obstante, la componente resistiva disminuye a medida que aumenta la frecuencia, y teniendo en cuenta que dicha resistencia actúa de manera que se atenúan las resonancias que se dan en el sistema, se toma el comportamiento a frecuencia de 40 kHz como el peor caso de los tres estudiados.

2.6. CARACTERIZACIÓN DEL TRANSFORMADOR DE SALIDA

Aunque el transformador de salida no sea una impedancia como tal, ésta tiene un comportamiento inductivo. Antes de proceder a realizar los ensayos del transformador, conviene recordar el circuito equivalente de un transformador como del que se dispone. Dicho circuito se puede observar en la Ilustración 8.

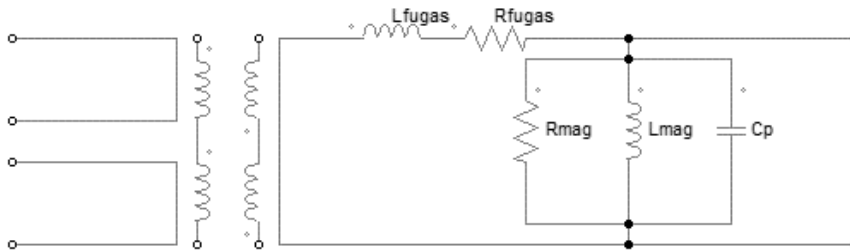


Ilustración 8. Circuito equivalente de un transformador, referido al secundario

En dicha Ilustración se observa que un transformador consta de una impedancia formada por una inductancia y una resistencia en serie (L_{fugas} y R_{fugas}) y otra impedancia formada por una Resistencia, una inductancia y una capacidad en paralelo (R_{mag} , L_{mag} y C_p). Dichas impedancias están todas ellas referidas al secundario del transformador (o al lado de alta tensión), aunque el valor que se va a visualizar dependerá del lado donde se tomen las medidas, siempre siendo la relación de transformación el cuadrado de la división de las tensiones del lado de alta tensión y de baja tensión.

Una vez determinado el circuito equivalente del transformador, se enumeran los diferentes ensayos:

- Ensayo de cortocircuito: En este ensayo se medirá la impedancia de fugas (tanto resistencia como inductancia) que ofrece el transformador.
- Ensayo de circuito abierto: En este ensayo predominará el efecto de la impedancia de magnetización (el formado por la resistencia, inductancia y capacidad en paralelo).
- Ensayo de saturación: En este tercer ensayo se determinará el valor real de la bobina de magnetización mediante la saturación del transformador.

2.6.1. ENSAYO DE CORTOCIRCUITO

Como ya se ha dicho, en este ensayo se medirá la impedancia de fugas del transformador. Para ello, se van a cortocircuitar los terminales de salida del transformador y se va a realizar la medida desde los terminales de entrada. Dicho ensayo se realizará tanto desde el lado de baja tensión como desde el lado de alta tensión.

En el Gráfico 6 se muestran los resultados obtenidos, siendo LF_PRIMARIO' las impedancias vistas desde el lado de alta tensión, pero referidas al lado de baja tensión, LF_SECUNDARIO1 y LF_SECUNDARIO2 las impedancias vistas de cada uno de ellos terminales de baja tensión y LF_TRAFO la impedancia vista desde el terminal de baja tensión, cuando se unen los dos terminales de baja tensión.

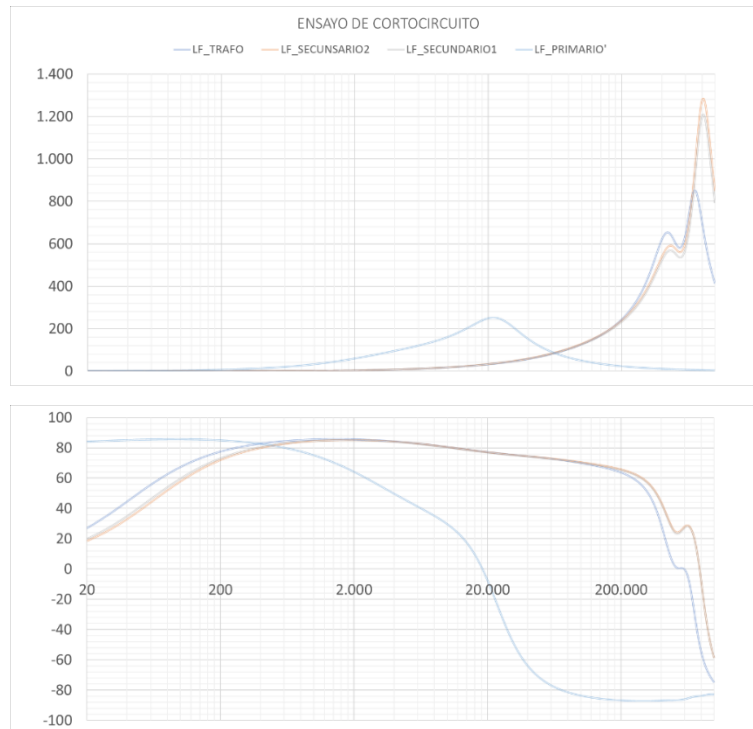


Gráfico 6. Análisis espectral del transformador de salida para el ensayo de cortocircuito

A partir del Gráfico 6 se determina la impedancia de fugas vista desde diferentes terminales, para una frecuencia de 50 Hz:

- Desde el terminal 1 del lado de baja tensión del transformador: La impedancia es de 161 mΩ, con una fase de 38.9°. Esto equivale a **una resistencia de 125.3 mΩ y una inductancia de 322 μH.**

- Desde el terminal 2 del lado de baja tensión del transformador: La impedancia es de 152 m Ω , con una fase de 41.1°. Esto equivale a **una resistencia de 114.5 m Ω y una inductancia de 318 μ H.**
- Desde los terminales 1 y 2 unidos del lado de baja tensión del transformador: La impedancia es de 125 m Ω , con una fase de 50.9°. Esto equivale a **una resistencia de 78.8 m Ω y una inductancia de 219.2 μ H.**

Por otro lado, para una frecuencia de 40 kHz (que es la frecuencia a la cual el transformador va a filtrar las señales de conmutación), el valor de la impedancia es de 57.1 Ω , con una fase de 74.75°. Esto equivale a **una resistencia de 15 Ω y una inductancia de fugas de 219.2 μ H.**

En un primer momento se ha pensado que la diferencia de impedancias vistas desde el terminal 1 y 2 del lado de baja tensión del transformador haría que la corriente circulara descompensada por ambas ramas, cargando más uno de los terminales y produciendo por tanto posibles saturaciones o calentamientos en el transformador. No obstante, la diferencia entre las impedancias es mínima, y, por tanto, los propios calentamientos de las impedancias harán aumentar el valor de la resistencia del conductor, compensando la corriente a circular por cada una de las ramas.

Además, se ha observado que la inductancia de fugas predominante en este sistema es la inductancia de fugas del terminal de salida, debido a que, como se puede observar, las inductancias vistas desde cada uno de los terminales y vista desde los dos terminales unidos es prácticamente la misma. La única razón para dar justificación a este hecho es que la inductancia del terminal de salida es predominante, y, por tanto, cuando se unen ambos terminales del lado del convertidor, se está viendo la suma en paralelo de las inductancias de fugas del lado de convertidor, sumada en serie a la inductancia de fugas del lado de red. Este hecho se debe principalmente a que se tiene un mayor número de espiras en el lado de red, y por tanto la inductancia de fugas es mayor.

2.6.2. ENSAYO DE CIRCUITO ABIERTO

En este segundo ensayo predominará el efecto de las impedancias de magnetización. Para la realización de este ensayo se medirá desde los mismos terminales que en el ensayo de cortocircuito, pero en este caso los terminales de salida se dejarán en circuito abierto. Los resultados obtenidos se muestran en el Gráfico 7.

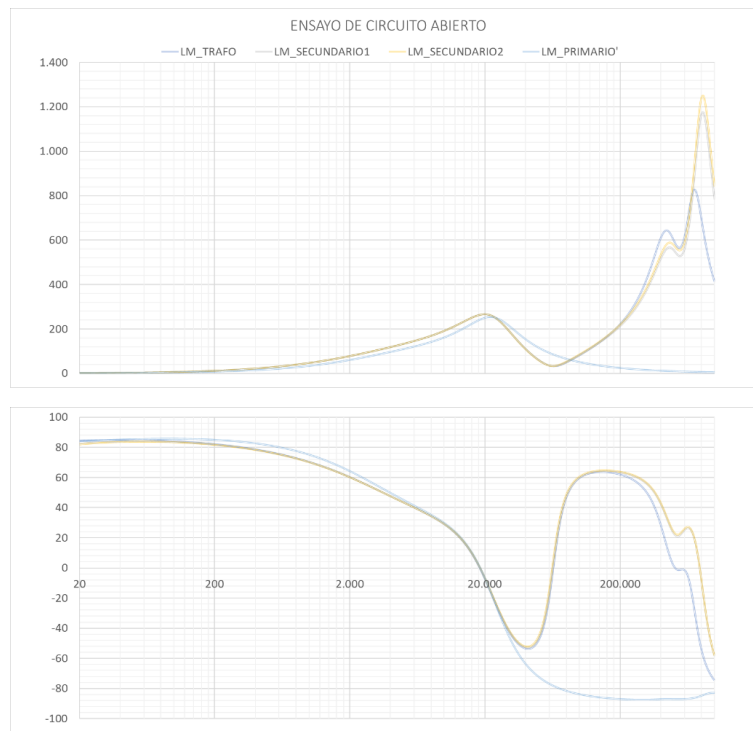


Gráfico 7. Análisis espectral del transformador de salida para el ensayo de circuito abierto

En este caso, se observa que el transformador actúa de manera diferente en función a la frecuencia que éste opere:

- A frecuencias inferiores a 18.6 kHz: A estas frecuencias, el comportamiento predominante se da entre la inductancia de magnetización del transformador y la resistencia de magnetización. Así pues, para una frecuencia de 50 Hz, el valor de la impedancia es de 3 Ω , con una fase de 84.75°. Esto equivale a **una resistencia de 274.5 m Ω y una inductancia de 9.51 mH.**
- A frecuencia de 18.6 kHz: A esta frecuencia se observa un cambio de tendencia en la impedancia del transformador. En este caso, se está dando una resonancia entre la inductancia de magnetización y el efecto capacitivo Cp.

- Entre frecuencias de 18.6 y 63 kHz: Entre dichas frecuencias, el efecto predominante es el de la capacidad parásita entre el núcleo y el devanado. Así pues, se tiene la capacidad en paralelo con la resistencia R_c .
- A frecuencia de 63 kHz: Al alcanzarse los 63 kHz, se da un nuevo cambio de tendencia en la impedancia, dando lugar a la resonancia entre la capacidad parásita y la inductancia de fugas del transformador.
- A frecuencias por encima de 63 kHz: Como puede observarse, el comportamiento a altas frecuencias se asemeja al caso en el que se ha realizado el ensayo de cortocircuito. Esto es debido a que el condensador parásito se comporta como un cortocircuito, y por tanto predomina el efecto de la inductancia de fugas en serie con la resistencia serie.

Este último fenómeno, en el que el condensador se cortocircuita y por tanto, se tiene un comportamiento prácticamente igual que en el caso de que se realiza el ensayo de cortocircuito, es un comportamiento que en el presente proyecto no incumbe, pero que sin embargo, resulta de interés analizar la razón por la que ocurre.

Como ya se ha comentado, la inductancia de fugas del terminal del lado de red es mucho mayor que la inductancia de fugas del terminal del lado de convertidor. De la misma forma, ocurre algo parecido con todas las impedancias, teniendo también un componente capacitivo mucho mayor en el terminal del lado de red que en el terminal del lado del convertidor.

Así pues, solo se observa la resonancia entre la inductancia de magnetización y la capacidad parásita, dándose la siguiente resonancia a frecuencias no visibles para el analizador de impedancias. Por tanto, se puede decir que a frecuencia inferiores a la frecuencia de resonancia el comportamiento será prácticamente la de la inductancia de magnetización con una resistencia en paralelo, mientras que el comportamiento a frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia el comportamiento será la de la capacidad parásita con la misma resistencia en paralelo.

2.6.3. ENSAYO DE SATURACIÓN DEL TRANSFORMADOR

En el apartado anterior se ha visto que la inductancia de magnetización era de 9.51 mH referido al terminal de baja tensión. Si esto fuera cierto, la impedancia que ofrece dicha inductancia a 50 Hz sería de 3 Ω , y teniendo una tensión de alimentación de 15 V, la corriente de magnetización sería de 5 A.

Teniendo en cuenta que la corriente cuando se está actuando a potencia nominal es de 13.3 A, parece desmesurado la corriente que entra para magnetizar el transformador y, por tanto, se piensa que no se está calculando bien la inductancia de magnetización.

Idealmente, la curva de magnetización B-H de un material ferromagnético es el que se muestra en el Gráfico 8.

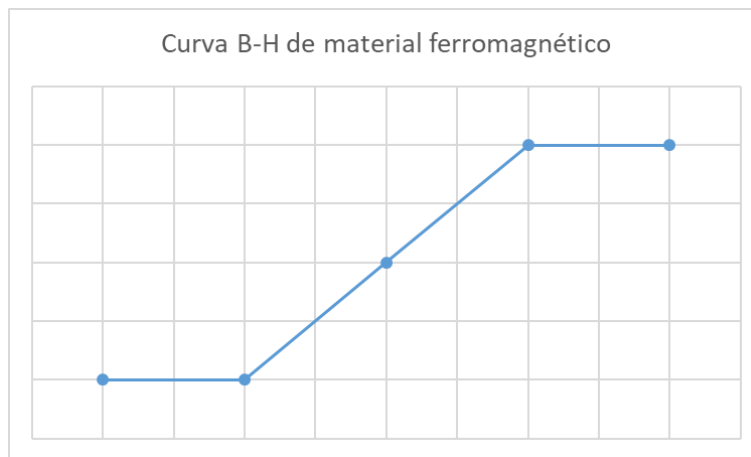


Gráfico 8. Curva ideal de magnetización de un material ferromagnético

Así pues, cuando se diseña un transformador, se diseña para que la corriente máxima a circular por el transformador haga que el transformador llegue al punto de saturación (dejando un coeficiente para hacer que el transformador no llegue a saturar).

De esta forma, se va a realizar un ensayo en la que se va a llegar a saturar el transformador para ver cuál es la inductancia de magnetización en ese punto. Para ello, se podría alimentar al transformador con una corriente en alterna y otra corriente en continua, aumentando la corriente en continua hasta llegar a saturar el transformador.

No obstante, como primera aproximación, se ha conectado el transformador a red y se ha visualizado la corriente que circula por el terminal del lado de red en la Ilustración 9.

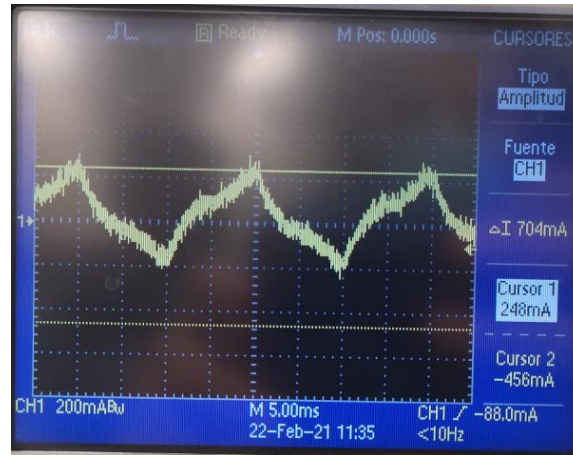


Ilustración 9. Corriente de magnetización del transformador cuando se conecta directamente a red

Como puede observarse en la Ilustración 9, el transformador está cerca de la saturación (se ve como la onda no es senoidal y tiene picos triangulares al llegar a su máximo y mínimo valor). Esta distorsión ocurre con una corriente pico de 250 mA en el terminal de red, por lo que la inductancia vista desde dicho terminal sería la siguiente:

$$X_L = \frac{230}{0,250} = 920 \Omega \rightarrow L_{mag} = 2.93 H$$

Dicha corriente referida al terminal del convertidor y pasada a su valor eficaz corresponde con un valor de corriente de 2.71 A, que es prácticamente la mitad de corriente que la que en un principio se había pensado. Por tanto, se puede dar por válido dicho resultado.

Así pues, la inductancia magnética del transformador referida al terminal del convertidor será de 12.46 mH (siendo la relación de transformación de 15 V/230 V).

Para dar justificación al fenómeno que se estaba dando para el mal cálculo de la inductancia de magnetización se va a hacer uso del Gráfico 9.

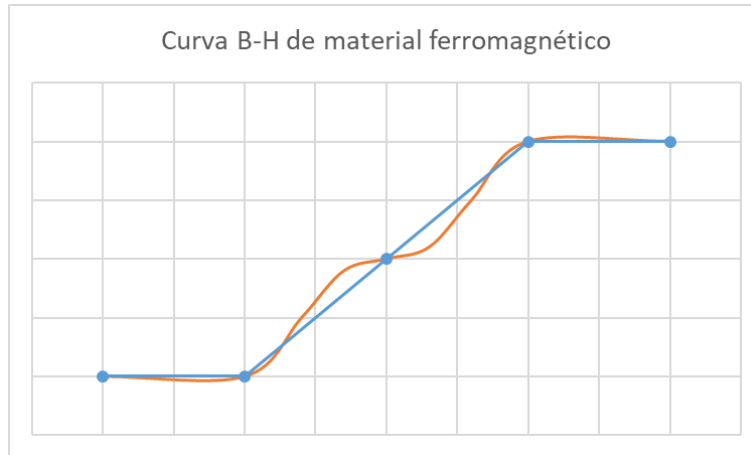


Gráfico 9. Curva ideal (azul) y curva real (naranja) de magnetización de un material ferromagnético

Como puede observarse, aunque el modelo ideal de la curva de magnetización de un material ferromagnético sea una recta (curva azul), en realidad se tiene que el material no se magnetiza linealmente, sino que lo hace según la curva que se muestra en color naranja. De esta forma, en el analizador de impedancias se estaba trabajando con una corriente muy pequeña, lo cual hacía que la impedancia que estaba viendo era una impedancia que se calculaba según una línea recta cerca del origen.

Esto significa que el material presenta una permeabilidad muy baja cuando el material está poco magnetizado, y una permeabilidad mayor cuando la magnetización crece. Así pues, se tiene que en el analizador de impedancias se estaba calculando una inductancia relativa a la permeabilidad cuando se tiene poca magnetización, y, por tanto, menor a la que se tiene en la realidad.

Cabe destacar además que la corriente de magnetización es bastante alta (2.71 A). Así pues, se tiene una potencia reactiva consumida de magnetización del transformador de 57.5 VA, que, inyectando una potencia activa nominal de 200 W, se tiene una potencia aparente de 208 VA, con una fase de 16°. Así pues, dicha fase se podría ver compensada (y así compensar la potencia reactiva consumida) en el cálculo del ángulo de la corriente de referencia, aunque en este trabajo no se ha considerado.

3. CONTROL DE CORRIENTE DE RED

Una vez definidas y caracterizadas las impedancias del sistema, se va a realizar el estudio para la búsqueda de la mejor opción en cuanto a control de corriente se refiere.

En la Ilustración 10 se muestra la planta del sistema a controlar.

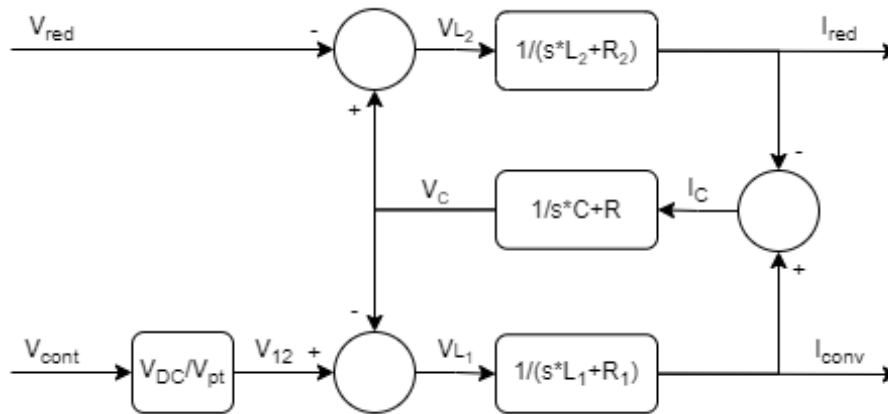


Ilustración 10: Planta del sistema de control de corriente

Como se puede observar en esta planta se pueden controlar tanto la corriente de red como la corriente del convertidor.

Tradicionalmente se ha tendido a realizar el control de la corriente del convertidor, por ser esta la corriente que sale del convertidor, y por ser más sencilla su implementación. Sin embargo, en este trabajo se ha querido desarrollar el control de la corriente de red, por ser ésta la corriente que en realidad interesa tener controlada.

A partir de la Ilustración 10 se puede hallar la función de transferencia entre la señal de control y la corriente de salida de red:

- 1^{era} ecuación:
$$\vec{I}_{conv} = \frac{\vec{V}_{12} - \vec{V}_C}{\vec{Z}_1}$$
- 2^a ecuación:
$$\vec{V}_C = \vec{I}_{conv} * \frac{\vec{Z}_2 * \vec{Z}_3}{\vec{Z}_2 + \vec{Z}_3}$$
- A partir de la 1^{era} y 2^a ecuación:
$$\vec{I}_{conv} * \vec{Z}_1 = \vec{V}_{12} - \vec{I}_{conv} * \frac{\vec{Z}_2 * \vec{Z}_3}{\vec{Z}_2 + \vec{Z}_3}$$

Desarrollando las ecuaciones se llega a la función de transferencia entre la tensión del aplicada a la salida del convertidor y la corriente de salida del convertidor:

$$\frac{\vec{I}_{conv}}{\vec{V}_{12}} = \frac{\vec{Z}_2 + \vec{Z}_3}{\vec{Z}_1 * (\vec{Z}_2 + \vec{Z}_3) + \vec{Z}_2 * \vec{Z}_3}$$

A partir de esta función, sabiendo que la relación entre la corriente de salida del convertidor y la corriente de red está formada por un divisor de impedancias y sabiendo que la relación entre la tensión de control y la tensión aplicada a la salida del convertidor es de una ganancia se llega a la función de transferencia entre la señal de control y la corriente de salida de red:

$$\begin{aligned}
 - \quad \vec{I}_{red} &= \vec{I}_{conv} * \frac{\vec{Z}_3}{\vec{Z}_2 + \vec{Z}_3} \\
 - \quad \vec{V}_{12} &= \vec{V}_{cont} * \frac{V_{DC}}{V_{pt}}
 \end{aligned}$$

$$\frac{\vec{I}_{red}}{\vec{V}_{cont}} = \frac{V_{DC}}{V_{pt}} * \frac{\vec{Z}_2}{\vec{Z}_1 * (\vec{Z}_2 + \vec{Z}_3) + \vec{Z}_2 * \vec{Z}_3}$$

Siendo:

$$\begin{aligned}
 - \quad \vec{Z}_1 &= L_1 * s + R_1 = 60 * 10^{-6} * s + 0.08 \\
 - \quad \vec{Z}_2 &= L_2 * s + R_2 = 220 * 10^{-6} * s + 0.01 \\
 - \quad \vec{Z}_3 &= \frac{1}{C*s} + R = \frac{1}{21.2*10^{-6}*s} + 0.0084
 \end{aligned}$$

A partir de la función de transferencia hallada, y los valores determinados en el apartado de caracterización, se llega al Diagrama de Bode 1.

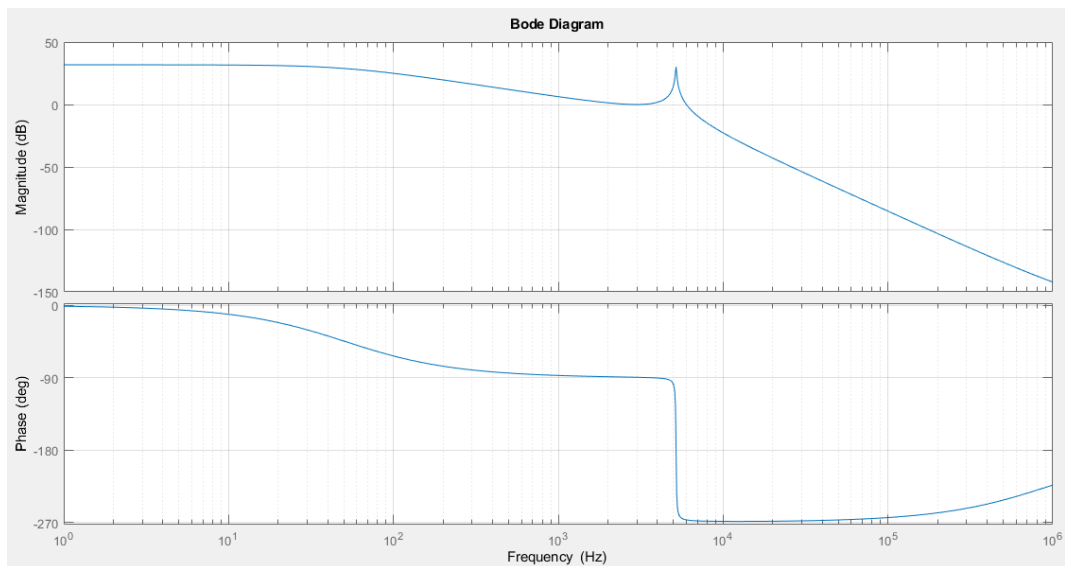


Diagrama de Bode 1: Planta del sistema de control de corriente

Como se puede observar, la planta del sistema es inestable en el caso de que no se actúe mediante algún tipo de controlador, pues la fase corta en -180° cuando el módulo de la función de transferencia es mayor a la unidad.

Para una mejor comprensión del diagrama de bode, se va a analizar el comportamiento de la planta para diferentes frecuencias:

- Baja frecuencia:

A frecuencias comprendidas entre los 0 y los 50 Hz, el comportamiento de la planta es prácticamente equivalente al comportamiento que presentan las resistencias R1 y R2 en serie, debido a que, a medida que la frecuencia aumenta, el valor del módulo de la función se mantiene prácticamente constante, y la fase se mantiene en los 0°.

A partir de los 50 Hz, cuando la fase cruza en -45°, las inductancias empiezan a tomar importancia, comportándose como si las inductancias L1 y L2 estuvieran en serie (baja el módulo a medida que aumenta la frecuencia y la fase se acerca a los -90°).

- Media frecuencia:

El comportamiento de las inductancias en serie se mantiene hasta los 5180 Hz, cuando se da la resonancia. En este punto, el módulo de la función pasa a ser positivo, y la fase cae desde los -90° hasta los -270°, cruzando los -180°, por lo que este punto se considera inestable.

Esta resonancia se está dando entre la inductancia equivalente en paralelo de las inductancias L1 y L2 y el condensador:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L * C}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} * C}} = 5183.2 \text{ Hz}$$

- Alta frecuencia:

A partir de la frecuencia de resonancia, el sistema se comporta como un filtro de tercer orden, cayendo el módulo de la función a 60 dB por década.

Por otro lado, se ha querido representar la función de transferencia entre la tensión de red y la corriente de red, para observar la influencia que esta perturbación tiene en la variable a controlar.

En este caso las operaciones que hay que seguir son las siguientes:

- 1^{era} ecuación: $\vec{I}_{red} = \vec{V}_{L_2} * \frac{1}{\vec{Z}_2}$
- 2^a ecuación: $\vec{V}_{L_2} = \vec{V}_c - \vec{V}_{red}$
- 3^{era} ecuación: $\vec{V}_c = \vec{I}_c * \vec{Z}_3$
- 4^a ecuación: $\vec{I}_c = \vec{I}_{conv} - \vec{I}_{red}$
- 5^a ecuación: $\vec{I}_{conv} = -\vec{V}_c * \frac{1}{\vec{Z}_1}$
- A partir de la 4^a y 5^a ecuación: $\vec{I}_{conv} = -\vec{I}_c * \frac{\vec{Z}_3}{\vec{Z}_1}$
- Introduciendo en la 3^{era} ecuación: $\vec{I}_{conv} = (\vec{I}_{red} - \vec{I}_{conv}) * \frac{\vec{Z}_3}{\vec{Z}_1} = \vec{I}_{red} * \frac{\vec{Z}_3}{\vec{Z}_1 + \vec{Z}_3}$
- Introduciendo en la 2^a ecuación: $\vec{V}_{L_2} = \left(-\frac{\vec{Z}_1 * \vec{Z}_3}{\vec{Z}_1 + \vec{Z}_3}\right) * \vec{I}_{red} - \vec{V}_{red}$
- Introduciendo en la 1^{era} ecuación: $\vec{I}_{red} = \left(-\frac{\vec{Z}_1 * \vec{Z}_3}{\vec{Z}_2 * (\vec{Z}_1 + \vec{Z}_3)}\right) * \vec{I}_{red} - \frac{\vec{V}_{red}}{\vec{Z}_2}$

Desarrollando la última ecuación se llega a la función de transferencia entre la perturbación y la corriente de red:

$$\frac{\vec{I}_{red}}{\vec{V}_{red}} = -\frac{\vec{Z}_1 + \vec{Z}_3}{\vec{Z}_1 * \vec{Z}_3 + \vec{Z}_2 * (\vec{Z}_1 + \vec{Z}_3)}$$

A partir de esta segunda función de transferencia se llega al Diagrama de Bode 2.

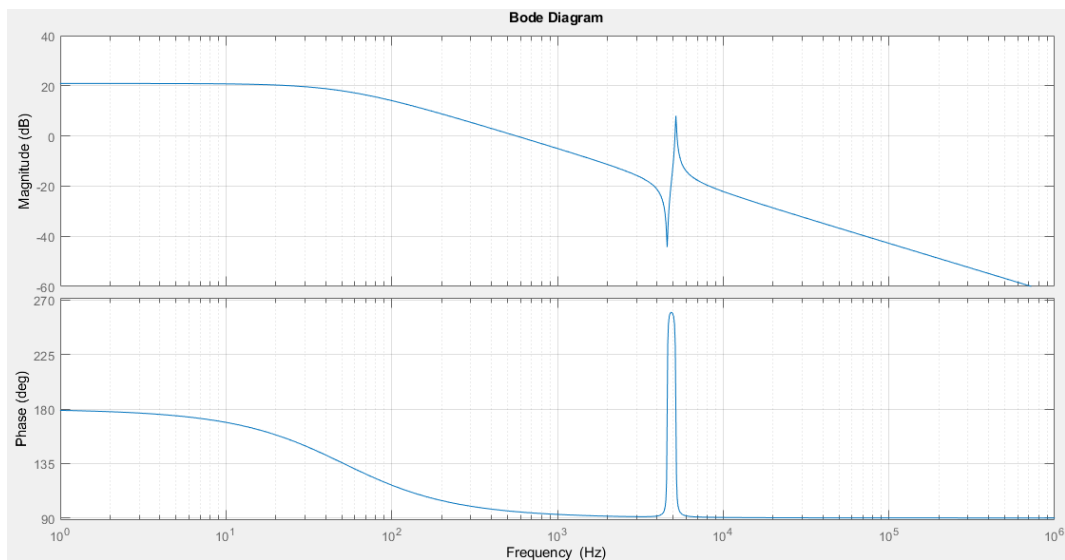


Diagrama de Bode 2: Planta de la perturbación del sistema de control de corriente

En este caso, el diagrama de bode de la perturbación representa una frecuencia de antiresonancia y otra de resonancia, dándose a una frecuencia de 4590 Hz y 5180 Hz, respectivamente.

El comportamiento de la función de transferencia de la perturbación es parecido a la vista anteriormente para la función de transferencia de la señal de control, pero con pequeñas diferencias. En este caso, se está dando una antiresonancia a una frecuencia inferior a la de resonancia, la cual se produce entre la inductancia de la bobina (L1) y el condensador del filtro:

$$f_{antires} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L * C}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L_1} * C} = 4594.4 \text{ Hz}$$

La resonancia se corresponde a la misma frecuencia que en el caso anterior, pues se vuelve a dar entre el paralelo de las inductancias y el condensador:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L * C}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} * C}} = 5183.2 \text{ Hz}$$

Una vez visto el comportamiento de la planta, se va a observar el comportamiento del sistema cuando se implementan el control y los filtros de sensado y acondicionamiento de la medida de las diferentes variables.

Para ello, primero se analizará la función de transferencia en lazo abierto (FTLA) de la planta a controlar, primero sin controlador. El lazo queda como se muestra en la Ilustración 11.

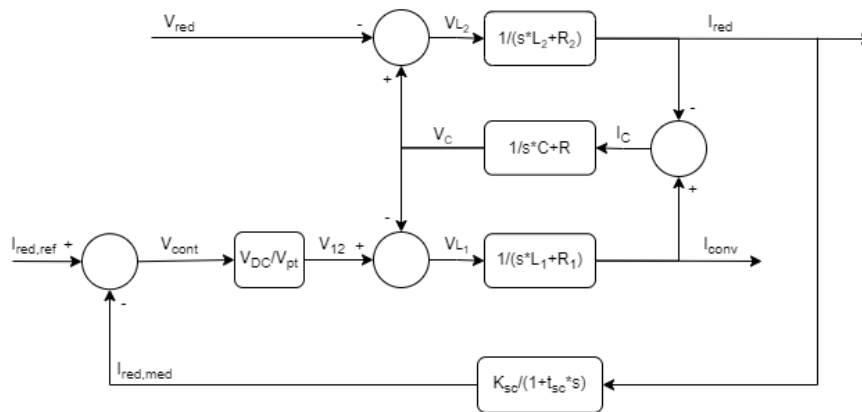


Ilustración 11: Lazo de control de corriente

A partir del diagrama de bloques de la Ilustración 11, y conociendo la función de transferencia entre la tensión de salida del convertidor y la corriente de salida de red, la FTLA del sistema es la siguiente:

$$FTLA = \frac{\overrightarrow{I_{red,ref}}}{\overrightarrow{I_{red}}} = PLANTA * \frac{K_{sc}}{1 + t_{sc} * s} = \frac{V_{dc}}{V_{pt}} * \frac{\overrightarrow{Z_2}}{\overrightarrow{Z_1} * (\overrightarrow{Z_2} + \overrightarrow{Z_3}) + \overrightarrow{Z_2} * \overrightarrow{Z_3}} * \frac{K_{sc}}{1 + t_{sc} * s}$$

En este caso, la función de sensado de la corriente se va a definir con una frecuencia de corte de 4000 Hz, y una ganancia de 0.5:

- $K_{sc} = 0.5$
- $t_{sc} = \frac{1}{2\pi * f_c} = \frac{1}{2\pi * 4000} = 0.0398 \text{ mseg}$

Se tiene el Diagrama de Bode 3, referente a la FTLA calculada.

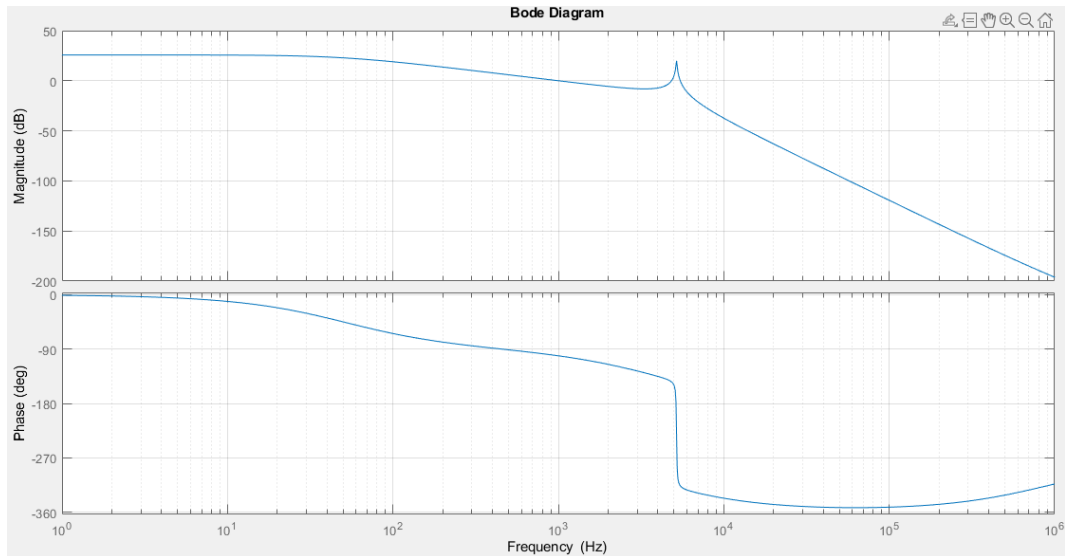


Diagrama de Bode 3: FTLA de control de corriente

Como se puede observar, el comportamiento del sistema sigue siendo prácticamente el mismo, dándose la resonancia en el mismo punto, manteniéndose el módulo positivo cuando la fase cruza los -180°, por lo que el sistema sigue siendo inestable.

Así pues, para poder realizar un correcto control de la corriente de red, se debe implementar un controlador, el cual haga que la corriente siga una referencia impuesta (será impuesta por el lazo de control de la tensión de bus), y rechace la perturbación que se ha analizado anteriormente. Además, mediante dicho controlador, se estabilizará el lazo, debido a que, como ya se ha mencionado, el lazo es inestable sin la implementación del control.

En los siguientes apartados se plantearán diferentes métodos de control para hacer estable la planta, analizando las ventajas y las desventajas que dichos métodos presentan, y decantándose por el método de control que mejores prestaciones ofrece.

3.1. CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR

En primer lugar, se va a analizar el comportamiento que el lazo ofrece mediante la implementación de un controlador que estabilice el sistema. Además, para mejorar el control, se implementará la compensación en ganancia de la tensión DC, como método de control predictivo. En este caso, se muestra el diagrama de bloques resultante en la Ilustración 12.

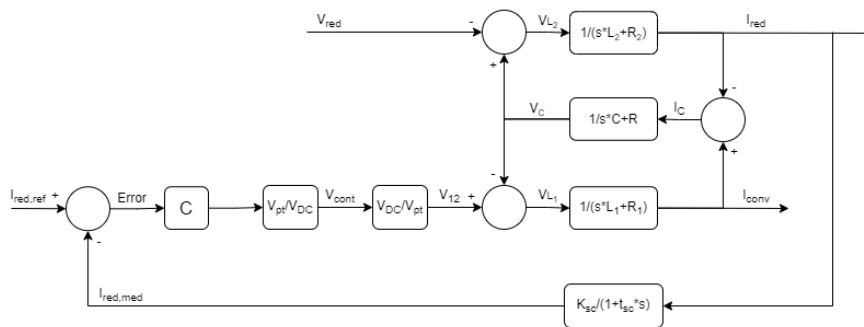


Ilustración 12: Lazo con controlador de control de corriente 1

Para hallar el mejor resultado posible, se realizará el estudio para diferentes tipos de controladores, buscando en cada uno de ellos la mejor opción posible a implementar. En este trabajo se estudiará el comportamiento para controladores del tipo proporcional (P), de tipo proporcional-integral (PI) y de tipo proporcional-resonante (PR).

Además, se observará influencia que tiene la perturbación a la salida del lazo (FTLCp), y se visualizará también la función de transferencia en lazo cerrado (FTLC). A continuación, se hallarán las funciones de transferencia de ambas.

Por un lado, se determinará la FTLC, la cual no es más que la función resultante cuando se realimenta la corriente medida restando:

$$FTLC = \frac{C * PLANTA}{1 + FTLA}$$

Por otro lado, se determinará la FTLCp. Se representa el lazo en la Ilustración 13.

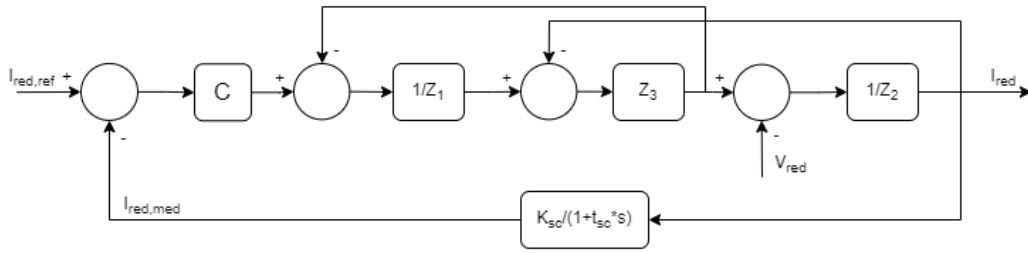


Ilustración 13: Lazo con controlador de control de corriente 2

Visto desde V_{red} , y suponiendo que $I_{red,ref} = 0$, se tiene la Ilustración 14.

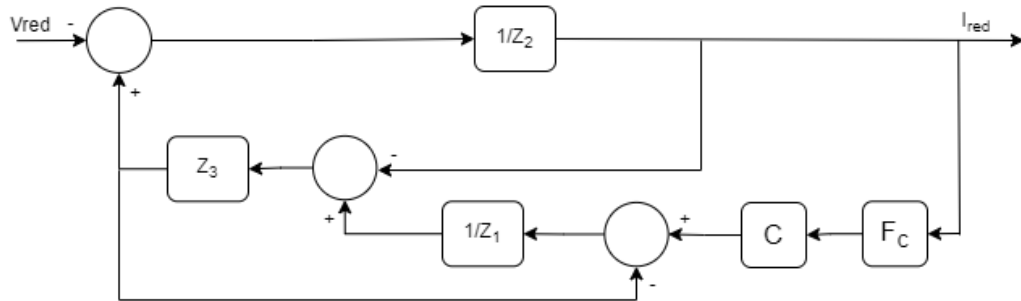


Ilustración 14: FTLCp de control de corriente

Y simplificando como se muestra en la Ilustración 15,

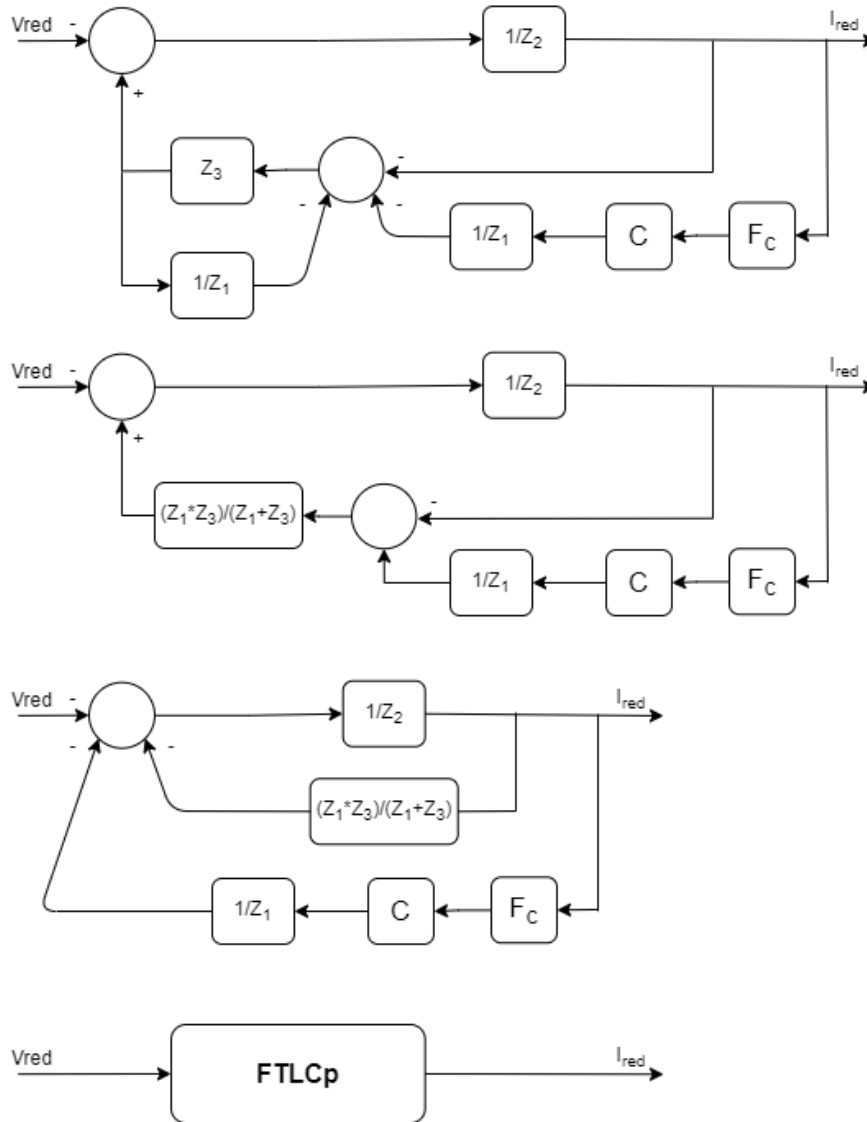


Ilustración 15: Simplificación de la FTLCp de control de corriente

Se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$FTLCp = - \frac{Z_1 + Z_3}{Z_2 * (Z_1 + Z_3) + Z_1 * Z_3 + Z_3 * C * F_c}$$

Una vez determinadas las funciones de transferencia se procede al estudio de los diferentes controladores.

3.1.1. CONTROL PROPORCIONAL

En primer lugar, se va a implementar un controlador proporcional para ver la respuesta que se tiene una vez se hace estable el lazo de control. Para ello, debido a que mediante dicho controlador no se puede modificar la fase del lazo, se debe hacer que cuando la fase de la función de transferencia cruce los -180° , el módulo sea menor que 0 dB.

En el punto donde se da la resonancia, el módulo de la función de transferencia es de 9 dB, por lo que la ganancia máxima posible será de:

$$k_p = 10^{-\frac{19.9}{20}} \approx 0.1$$

En este caso la estrategia de control es la siguiente; se debe establecer el valor de la ganancia lo mayor posible (manteniendo siempre la estabilidad) para así poder hacer un mejor seguimiento de la referencia (se quiere tener un módulo de 6 dB y una fase de 0° a 50 Hz) y hacer un rechazo de la perturbación lo mejor posible (se quiere tener un módulo lo menor posible a 50 Hz). De esta forma, la ganancia establecida será de 0.1.

$$C = k_p = 0.1$$

Se muestra la dinámica de la FTLA, FTLC y FTLCp en el Diagrama de Bode 4.

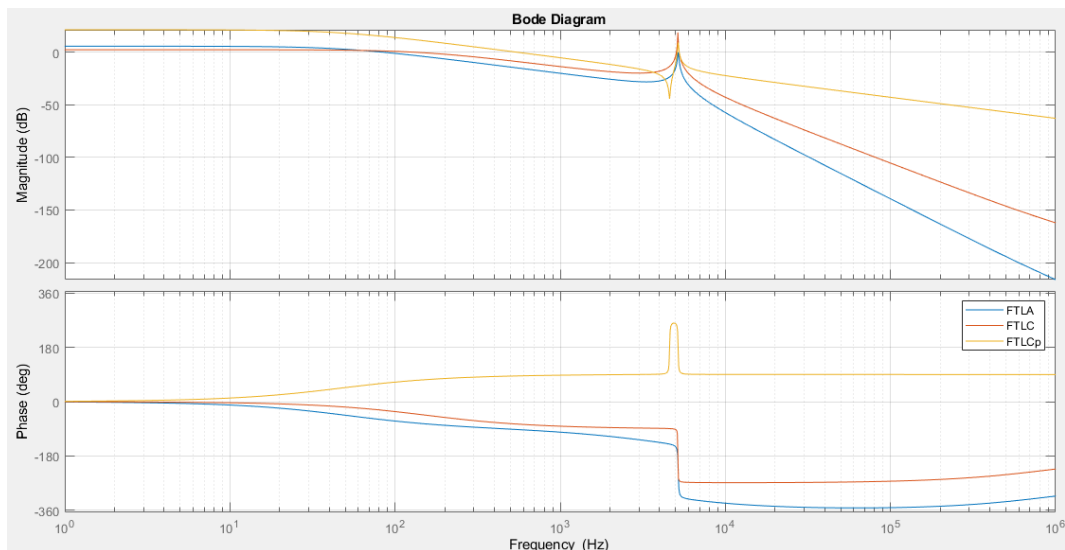


Diagrama de Bode 4: Controlador proporcional de control de corriente

Como se puede observar, una vez implementado el control, el lazo se estabiliza (el módulo de la FTLA disminuye y no se tiene un módulo mayor de los 0 dB cuando la fase cruza los -180°). No obstante, se observa que el módulo de la FTLCp es igual o mayor que la de la planta a control a una frecuencia de 50 Hz, por lo que parece que el rechazo va a ser malo. Además, la señal

quedará desfasada respecto de la referencia (a 50 Hz no se tiene una fase de 0° en ninguna de las funciones de transferencia).

Para comprobar si los resultados teóricos obtenidos son realmente ciertos se ha realizado una simulación en PSIM con las siguientes características:

- Un instante inicial de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 0 A.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 2.5 A_{ef}.
- Un instante de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 5 A_{ef}.
- Un instante final de 0.1 segundos donde la referencia de corriente es de 5 A_{ef} pero la tensión de red cae a 0 V.

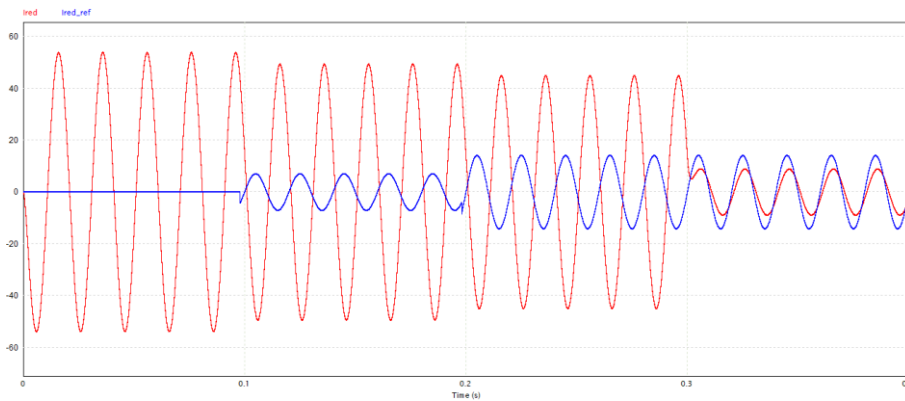


Ilustración 16: Simulación en PSIM: Controlador proporcional de control de corriente

En la Ilustración 16 se observa que la acción de la perturbación es muy superior a la acción de control del lazo, y por tanto el seguimiento de la referencia no se realiza en ningún momento.

Además, una vez que la tensión de red cae a 0 V (y, por tanto, no se tiene perturbación), se observa que tampoco se consigue realizar un seguimiento de referencia admisible, pues se tiene un módulo menor a la de la referencia y un pequeño retraso de la señal.

Así pues, se concluye con que dicho control no actuará de la forma correcta, debido a que cuando aumenta mucho la ganancia, el lazo se inestabiliza, y cuando disminuye, la perturbación aumenta considerablemente haciendo que el seguimiento de la referencia sea inadmisibles.

3.1.2. CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL

Una vez comprobado que el control proporcional no arroja buenos resultados, se va a realizar el estudio para el caso en el que el controlador a implementar sea un controlador PI. De esta manera, se podrá cambiar tanto el módulo como la fase, y así se podrá realizar un control más efectivo que con un controlador P.

Antes de empezar a dimensionar el controlador PI, se muestra la función de transferencia y el Diagrama de Bode de un controlador PI para entender mejor su funcionamiento:

$$C = k_p * \frac{T_n * s + 1}{T_n * s}$$

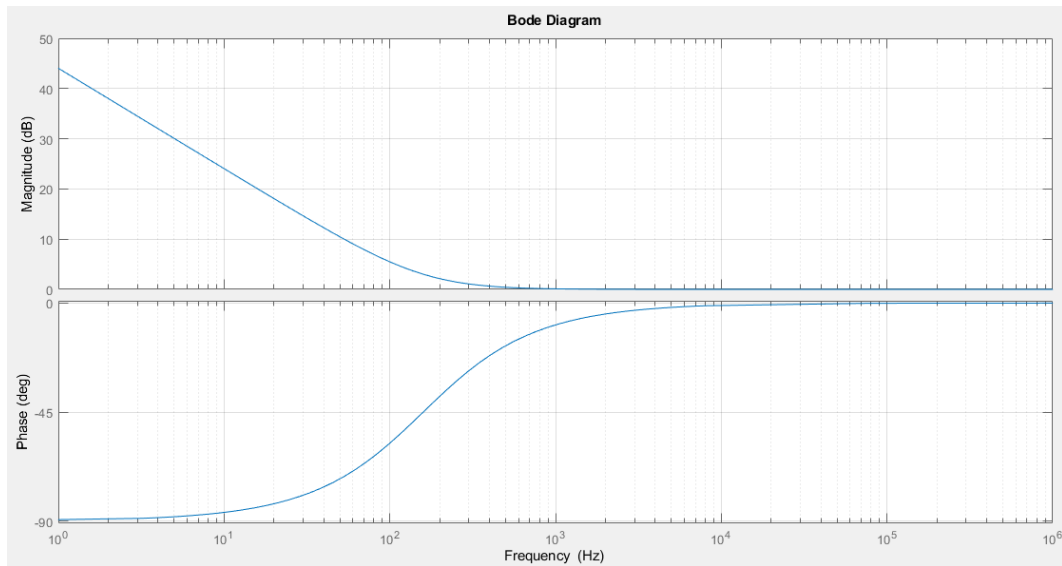


Diagrama de Bode 5: Controlador proporcional-integral

Como se puede observar, un controlador PI parte de una fase de -90°, que aumenta hasta 0° a medida que lo hace la frecuencia. Además, durante ese intervalo (o si se ajusta más, durante el intervalo de -90° a -45°), el módulo cae a medida que aumenta la frecuencia, y luego se estabiliza en un valor concreto.

Para determinar la transición de la fase del PI se debe establecer el valor de T_n, y para establecer el módulo, se actúa mediante la ganancia k_p. No obstante, cabe mencionar que mediante el valor de T_n también se puede modificar el módulo, y, además, en este caso, será determinante para hacer un buen rechazo de la perturbación.

Si se quiere cuantificar numéricamente el valor de k_p y T_n con el diagrama de bode, se sabe que:

- La frecuencia a la que la fase corte los -45° será $f_{45Hz} = \frac{1}{2 * \pi * T_n}$.
- El módulo a alta frecuencia de la FTLC será directamente la ganancia k_p : $k_p = 20 * \log_{10}|FTLC(f \uparrow)|$

Así pues, la estrategia de diseño de los parámetros del PI será el siguiente:

- Se establecerá el valor de T_n lo menor posible para tener un mayor módulo a bajas frecuencias (a 50 Hz), pero lo mayor posible para que la fase a alta frecuencia sea lo menor posible.
- Se establecerá el valor de k_p para hacer el sistema estable, y determinar el margen de fase y de ganancia del control.

Una vez entendido el funcionamiento del controlador, y establecido la estrategia de dimensionado de los parámetros, se procede a dar valor a éstos:

- Para hacer T_n lo menor posible, e influir lo menos posible en la fase (o en el corte de la fase en los -180°), se establecerá el corte de la fase del controlador con los -45° en una frecuencia algo inferior a la frecuencia de resonancia. Así pues, dicha frecuencia será de 4000 Hz:

$$T_n = \frac{1}{4000 * 2\pi} \approx 0.00004 \text{ seg}$$

- Una vez establecido el valor de T_n , se calcula el valor de k_p haciendo que el módulo de la FTLC sea negativo en el corte de la fase en -180° :

$$k_p = 0.08$$

Con estos valores, se muestra la dinámica de la FTLA, FTLC y FTLCp en el Diagrama de Bode 6.

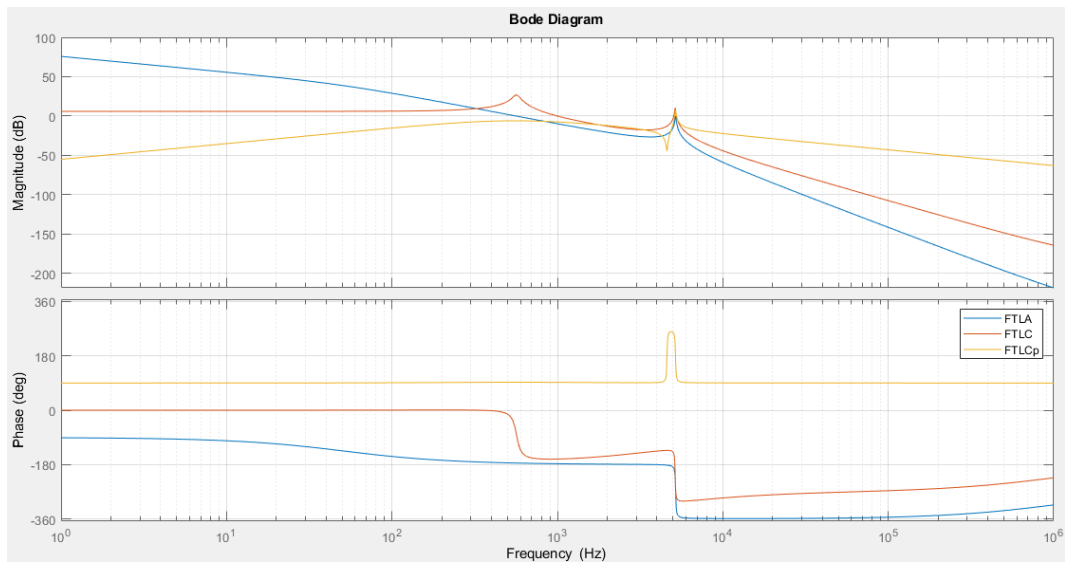


Diagrama de Bode 6: Controlador proporcional-integral de control de corriente 1

Como se puede observar, en este caso el lazo ya es estable, se consigue que el desfase introducido a la corriente sea de 0°, y además se consigue una atenuación de la perturbación más que suficiente. Se muestra en la Ilustración 17 la misma simulación que en el caso anterior, pero para este controlador

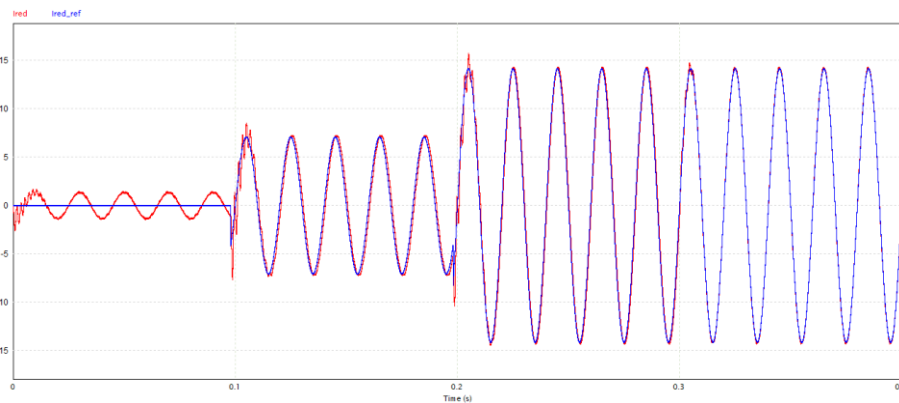


Ilustración 17: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente 1

Como se muestra en dicha ilustración, el lazo actúa bien, aunque se tenga un pequeño transitorio en los cambios bruscos de la referencia. Sin embargo, la influencia de la perturbación es muy pequeña, pero hace desfazar un poco la corriente respecto de la referencia, cosa que no ocurre cuando cae la tensión de red.

Además, aunque el sistema sea estable, en el diagrama de bode se observa que el margen de fase que se obtiene con estos valores es muy pequeño (de unos 5°), por lo que se debe disminuir la ganancia para que el margen de fase aumente.

Para un margen de fase de 30° , la nueva k_p será de 0.0022. Se muestra el Diagrama de Bode 7 para este caso.

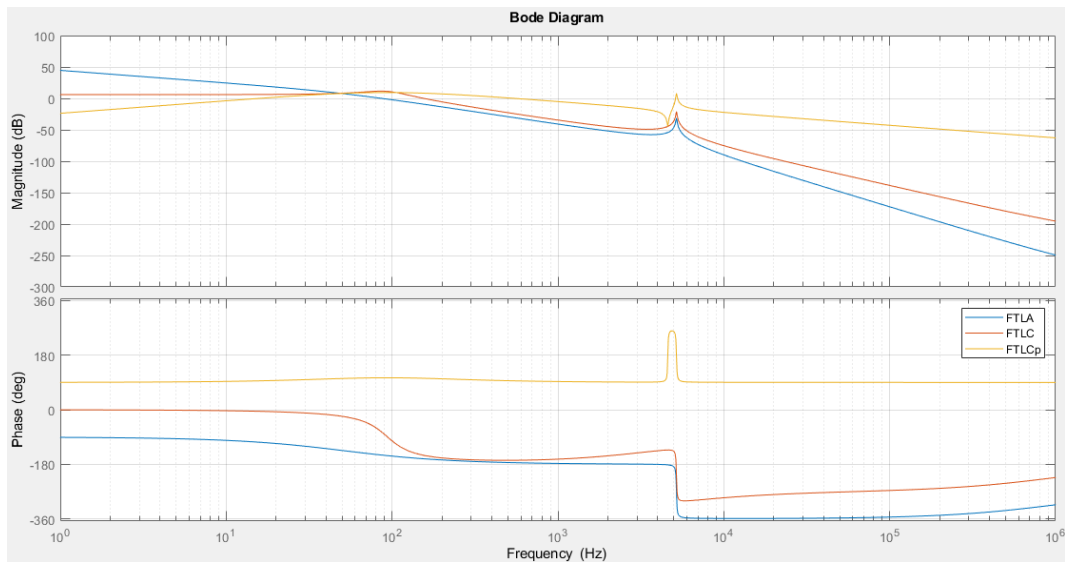


Diagrama de Bode 7: Controlador proporcional-integral de control de corriente 2

Se muestra en el Diagrama de Bode 7 que el margen de fase ha mejorado considerablemente, pero se pierde el rechazo a la perturbación que se tenía anteriormente, y en este caso, tanto el módulo como la fase de la corriente a controlar no seguirá la referencia. Se muestra la simulación en la Ilustración 18.

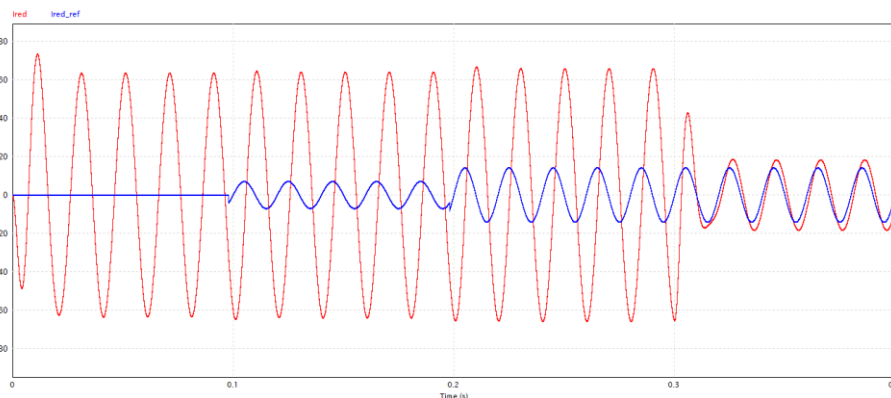


Ilustración 18: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente 2

Otra opción de control es hacer que el bloque integrador actúe a menores frecuencias, y así hacer que el margen de fase pueda ser mayor a mayores frecuencias. Sin embargo, el rechazo a la perturbación será menor, pues la ganancia a 50 Hz disminuirá. En esta ocasión se han establecido los siguientes parámetros:

- $k_p = 0.1$
- $T_n = 0.0004 \text{ seg}$

Con estos valores se obtiene el Diagrama de Bode 8.

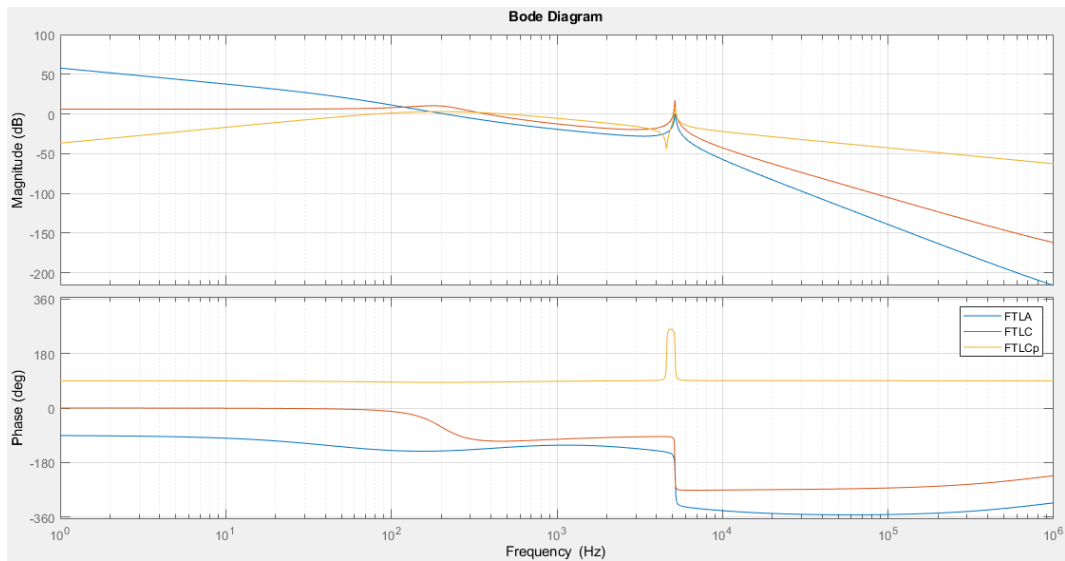


Diagrama de Bode 8: Controlador proporcional-integral de control de corriente 3

Se muestra en el diagrama que la frecuencia de corte es de 200 Hz, mientras que el margen de fase es de 38° , aunque el margen de ganancia se ve disminuido considerablemente. En la Ilustración 19 se tiene el resultado de la simulación:

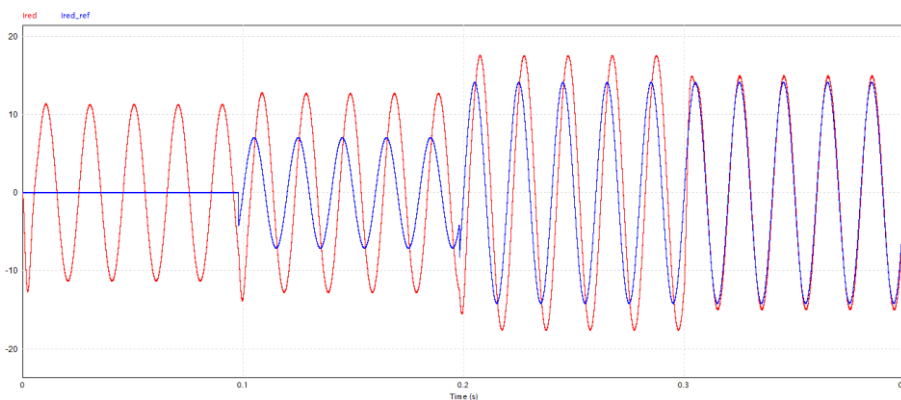


Ilustración 19: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente 3

En este caso se observa que se consigue atenuar el efecto de la perturbación frente al caso del controlador P, aunque se realiza de manera inadmisibles. No obstante, cuando desaparece la perturbación, se sigue la referencia de manera casi perfecta.

Una vez realizadas las simulaciones con el controlador PI se concluye con que dicho controlador no podrá ser utilizado, a no ser que se consiga compensar la acción de la perturbación de alguna manera. Una vez se compense la acción de la perturbación, parece que su uso podría ser adecuado, debido a que, aunque haya un pequeño error de seguimiento en módulo, el lazo exterior de tensión actuará de manera que se consiga mantener la tensión del bus, independientemente cual sea la corriente de referencia.

3.1.3. CONTROL PROPORCIONAL – RESONANTE

Por último, se va a realizar el mismo estudio que en los casos anteriores, pero en este caso mediante un controlador proporcional-resonante. La función de control del resonante tiene la característica de no variar ni el módulo ni la fase, menos para la frecuencia a la que se quiere controlar la variable. Así pues, la parte proporcional se sintonizará de la misma forma que en el primero de los casos, mientras que la parte resonante se sintonizará para que a 50 Hz se tenga una fase de 0º y una ganancia lo mayor posible. De esta forma, se consigue que se siga la variable a controlar a 50 Hz y se realice un rechazo de la perturbación más eficaz.

Apoyándose en los Trabajos de Fin de Grado anteriores, se tiene que la función de transferencia de este controlador queda de la siguiente manera:

$$C = k_p * \frac{s^2 + (\omega_c * (K_{rf} + 1)) * s + \omega_0^2}{s^2 + \omega_c * s + \omega_0^2}$$

Donde:

- Mediante la ganancia k_p se modifica la ganancia del controlador para las frecuencias a la que la parte resonante no actúa.
- Mediante la frecuencia ω_c se modifica el ancho de banda en el que el control resonante actúa. En este caso se establece su valor en 5.
- Mediante la frecuencia ω_0 se modifica la frecuencia a la que la parte resonante actúa y aumenta la ganancia del controlador. Como ya se ha comentado, la frecuencia de interés es de 50 Hz, por lo que su valor será de $\omega_0 = 2\pi * 50 \text{ rad}$.

- Mediante la ganancia K_{rf} se determina la ganancia que se tiene cuando se da la resonancia. En este caso, debido a problemas de implementación, su valor máximo será de 125.

Una vez determinada la función de transferencia del controlador, se observa el Diagrama de Bode 9 para entender mejor el funcionamiento de este controlador, para una ganancia proporcional de $k_p = 1$:

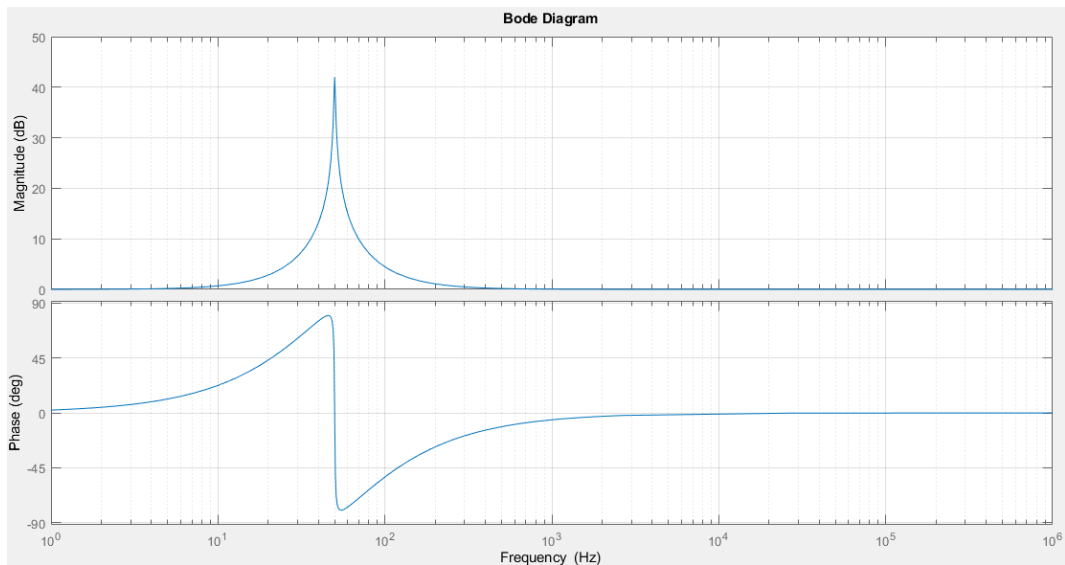


Diagrama de Bode 9: Controlador proporcional-resonante

Como ya se ha dicho, en el Diagrama de Bode 9 se observa que la función de este controlador es aumentar su ganancia a la frecuencia seleccionada, para que, de esta manera, se produzca un mejor seguimiento de la referencia y un mejor rechazo a la perturbación. Además, la fase será de 0° para dicha frecuencia.

Aunque para la sintonización de este controlador solo se toma como referencia la ganancia de la parte proporcional (se ve que la parte resonante no actúa para frecuencias por debajo y por encima de la frecuencia seleccionada), se debe tener cuidado si se sintoniza el control para una frecuencia de corte cercana a la frecuencia seleccionada para la parte resonante. Esto es debido a que, cuanto mayor sea el ancho de banda, más influye la ganancia y la fase que la parte resonante introduce, y por tanto podría hacer inestable el sistema.

Introduciendo este mismo controlador en el diagrama de bloques del sistema, se tiene el Diagrama de Bode 10 para la FTLA, la FTLC y la FTLCp:

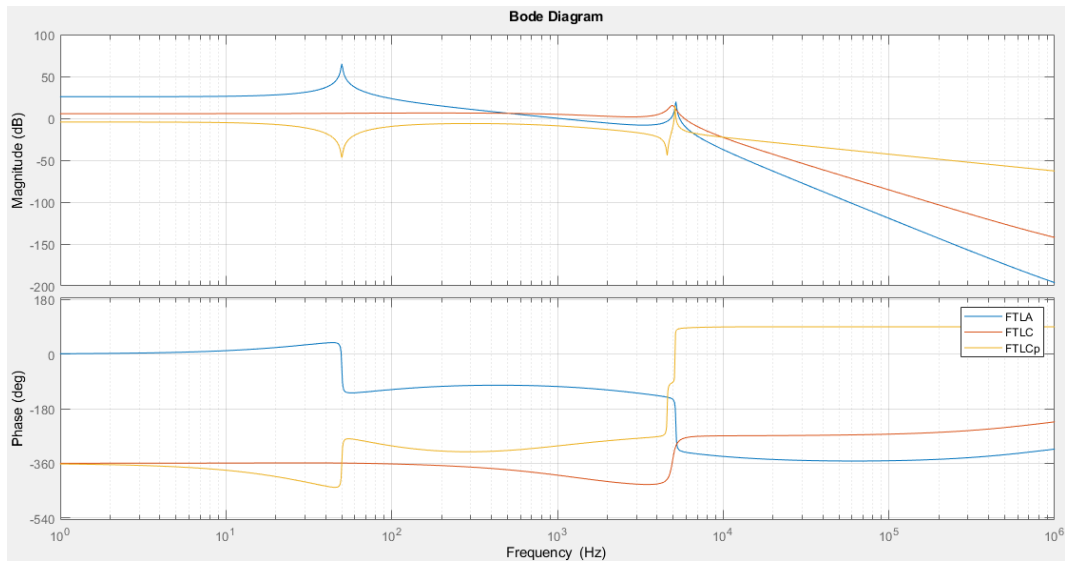


Diagrama de Bode 10: Controlador proporcional-resonante de control de corriente 1

Se observa que en este caso el lazo es inestable, pues se da la misma situación que se tenía en el primer caso (en el caso de introducir un controlador proporcional). De esta forma, para hacer estable el sistema, la ganancia deberá disminuir a 0.1. Para esta ganancia se tiene el Diagrama de Bode 11.

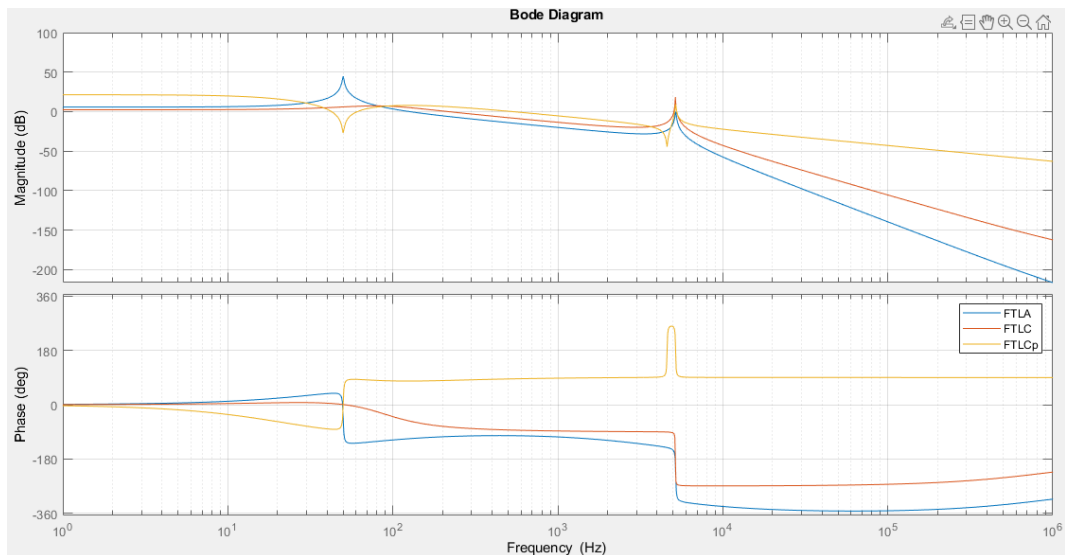


Diagrama de Bode 11: Controlador proporcional-resonante de control de corriente 2

Ahora sí, como se muestra el Diagrama de Bode 11, el lazo se hace estable. Si se observa qué pasa a 50 Hz, se ve que la FTLA aumenta mucho su ganancia, y por ello se consigue tener una ganancia en la FTLC de 6 dB (justo lo que se necesita). Por otro lado, en la FTLCp se tiene que la

ganancia disminuye mucho, y, por tanto, la influencia de la perturbación (que también es de 50 Hz), será prácticamente nula.

Se muestra la simulación realizada en la Ilustración 20.

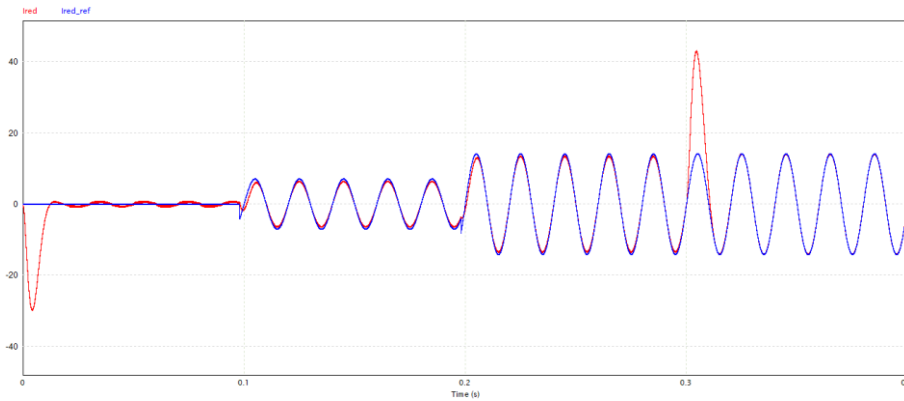


Ilustración 20: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente

Como ya se ha dicho, la influencia de la perturbación es prácticamente nula, y se consigue realizar un seguimiento de la referencia más que aceptable (tanto en módulo como en fase). Además, este seguimiento mejora cuando la perturbación es nula, pudiéndose seguir la referencia de manera perfecto.

La única pega es que al entrar y salir la perturbación (cuando la red entre o cae), se producen picos no deseados que se deberían de evitar, por lo que se debería actuar sobre ellos.

3.2. CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO EN LA RAMA DEL FILTRO LC DE SALIDA

Otra opción para hacer que el control de corriente se establezca es amortiguar la resonancia mediante elementos pasivos que hagan que el módulo de la función de transferencia en lazo abierto a la frecuencia de resonancia disminuya.

En este trabajo se plantea el uso de una rama de amortiguamiento pasivo en paralelo al condensador del filtro, el cual constará de un condensador y una resistencia. El uso del condensador de amortiguamiento será del mismo calibre que el utilizado para filtrar las señales de alta frecuencia, y la resistencia será la impedancia característica del propio filtro [1]. Así pues, los elementos pasivos serían los siguientes:

$$C_{31} = 20 \mu F$$

$$R = 2 \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_3 + C_{31}}} = \sqrt{\frac{(60 + 220) \mu}{(20 + 20) \mu}} = 2.65 \Omega$$

Con estos valores se procede a hallar los diagramas de bode, para entender el comportamiento del sistema, y así poder determinar mejor los controladores necesarios y poder calcular sus parámetros de forma eficaz.

En este caso, la función de transferencia queda de la misma manera, considerando la rama de amortiguamiento en la impedancia supuesta como Z_3 .

En primer lugar, se ha hallado la dinámica de la planta del sistema, en el Diagrama de Bode 12.

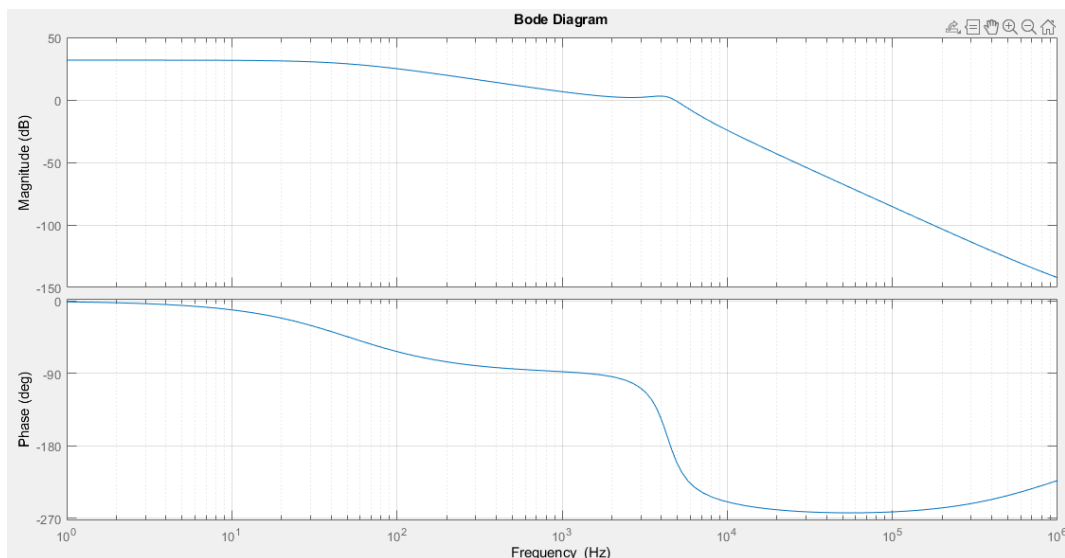


Diagrama de Bode 12: Planta de control de corriente con amortiguamiento pasivo

Como se puede observar, la planta del sistema no es estable por sí sola, aunque antes se debe observar el comportamiento de la planta realimentado con la función de filtrado de la corriente, en el Diagrama de Bode 13. No obstante, la resonancia se ve muy disminuida (ha bajado mucho el módulo a la frecuencia de resonancia, y el cambio de fase de -90 a -270 se realiza de una forma mucho más amortiguada).

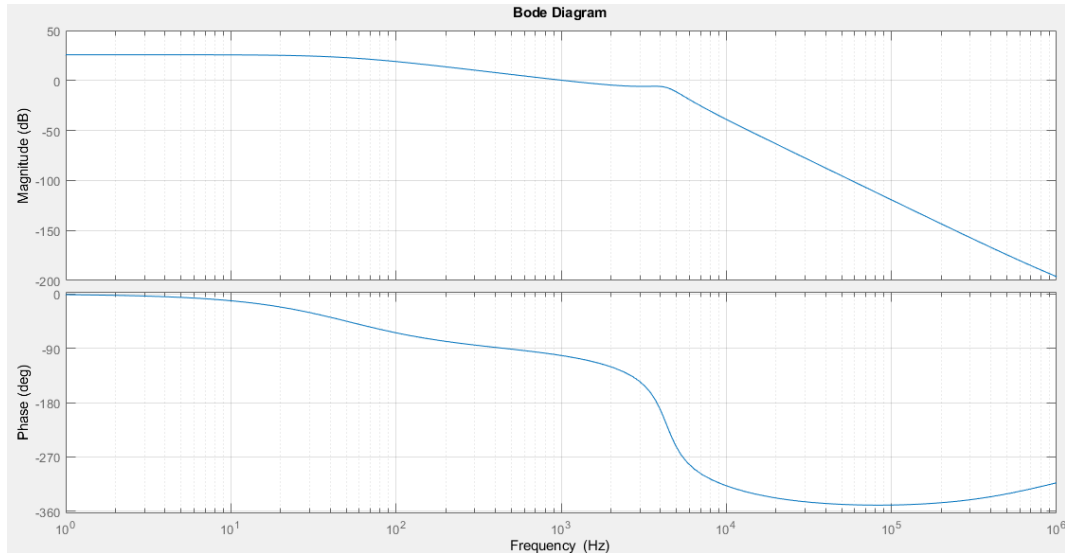


Diagrama de Bode 13: FTLA de control de corriente con amortiguamiento pasivo

En este diagrama de bode se observa que el diagrama de bode de la FTLA es estable, debido a que la función de filtrado de corriente tiene una ganancia de 0.5, por lo que se podría cerrar el lazo asegurando que el lazo no va a llegar a inestabilizarse.

No obstante, aunque se haya visto que el lazo es estable, se quiere obtener un control de corriente lo más preciso posible, por lo que se implementarán diferentes controladores, de la misma manera que se ha realizado en los casos anteriores.

3.2.1. CONTROL PROPORCIONAL

En primer lugar, se va a implementar un controlador proporcional. En este caso conviene tener una ganancia lo mayor posible, haciendo que el seguimiento de la referencia sea lo mejor posible, y evitando que la perturbación pueda modificar la señal de salida. No obstante, el lazo abierto se volvería inestable si la ganancia aumentara mucho, por lo que la ganancia máxima a implementar será de 1.

El Diagrama de Bode 14 muestra el comportamiento del del lazo abierto, lazo cerrado y lazo cerrado de la perturbación.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

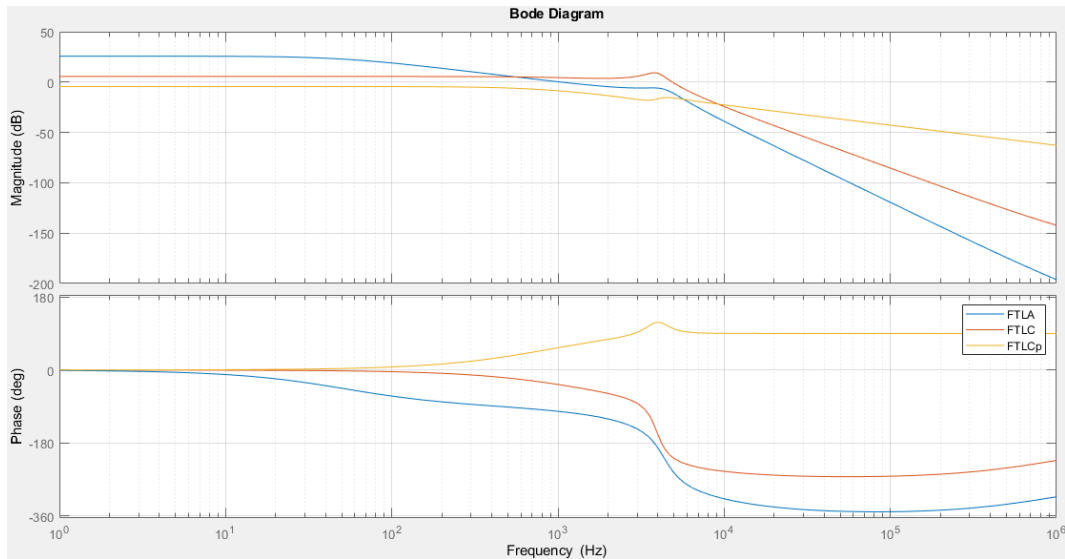


Diagrama de Bode 14: Controlador proporcional de control de corriente con amortiguamiento pasivo

Como se puede observar, el seguimiento de la referencia solo se realizaría correctamente en el caso de que no se tuviera ninguna perturbación, ya que con una ganancia unitaria no se consigue hacer que la perturbación no afecte en la corriente controlada.

A continuación, se muestran las simulaciones realizadas en la Ilustración 21.

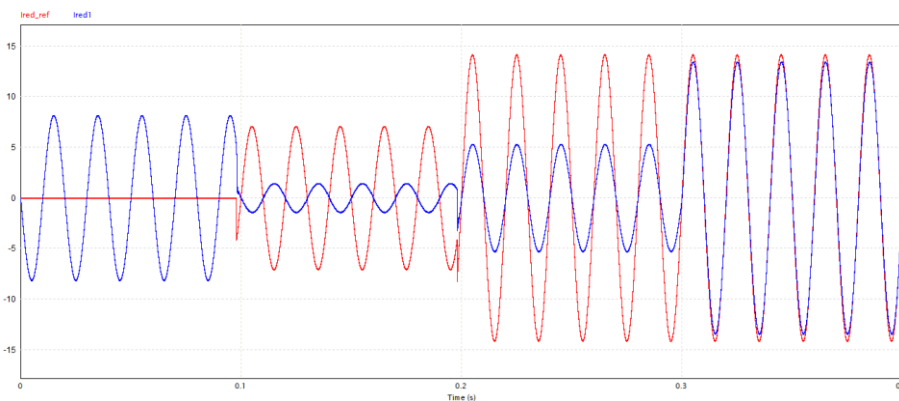


Ilustración 21: Simulación en PSIM: Controlador proporcional de control de corriente con amortiguamiento pasivo

En la Ilustración 21 se muestra que la respuesta obtenida obedece en todo lo anteriormente mencionado; cuando la tensión de red cae, y, por tanto, no se tiene perturbación, la variable sigue en todo momento a la referencia impuesta, pero cuando se tiene tensión de red, el seguimiento de la referencia es muy mala.

3.2.2. CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL

En segundo lugar, se va a estudiar el caso en el que se implementa un controlador PI. En este caso se va a seguir la misma técnica de sintonización que en los anteriores casos, reduciendo el valor de T_n todo lo posible, teniendo así un mejor seguimiento de la referencia y un mejor rechazo a la perturbación.

Así pues, los valores obtenidos en este caso son los siguientes:

- $k_p = 1$
- $T_n = 0.0003 \text{ seg}$

El Diagrama de Bode 15 es el correspondiente al comportamiento del lazo con dicho controlador:

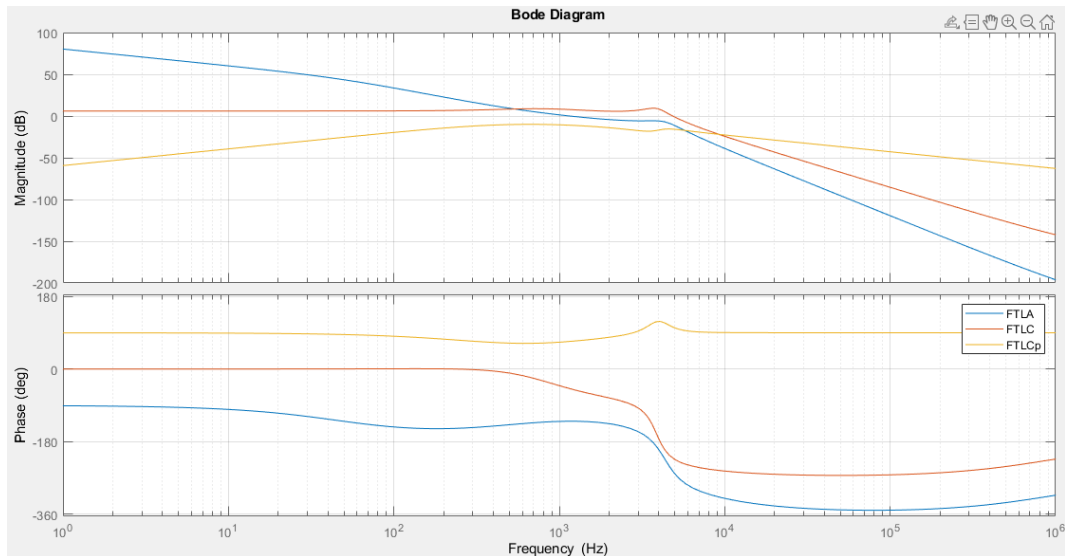


Diagrama de Bode 15: Controlador proporcional-integral de control de corriente con amortiguamiento pasivo 1

En dicho diagrama se muestra que el rechazo de la perturbación mejora considerablemente, manteniéndose el buen seguimiento de la referencia que se obtenía anteriormente.

Las simulaciones obtenidas se muestran en la Ilustración 22.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

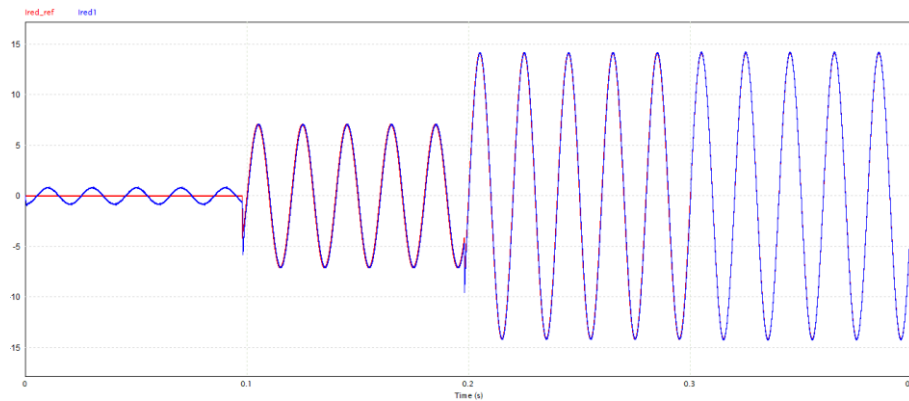


Ilustración 22: Simulaciones en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente con amortiguamiento pasivo 1

Como se muestra en la ilustración, las características mencionadas se cumplen, pues se observa que, aunque se tenga un pequeño desfase a medida que la referencia de corriente disminuye, dicho controlador hace que la variable a controlar siga la referencia de manera aceptable. Así pues, este controlador será uno de los que se tendrá en cuenta para seguir con futuros análisis.

No obstante, se ha querido analizar también el mismo controlador con una ganancia de 1.8, debido a que de este modo el sistema seguiría siendo igualmente estable y se conseguiría un mejor rechazo a la perturbación. Se obtiene el Diagrama de Bode 16.

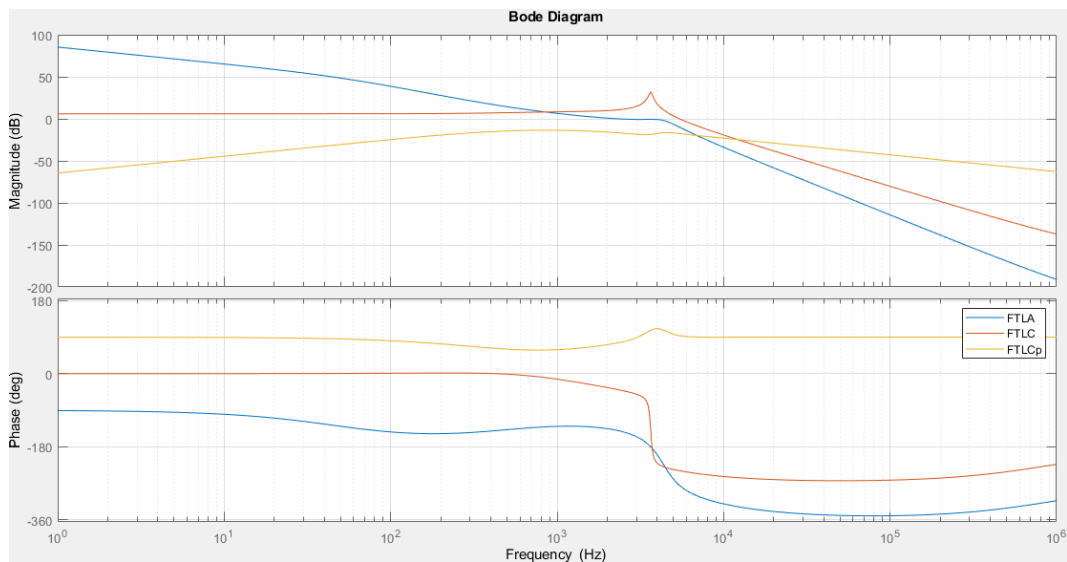


Diagrama de Bode 16: Controlador proporcional-integral de control de corriente con amortiguamiento pasivo 2

En este caso se observa que el sistema sigue siendo estable, pero el margen de ganancia disminuye mucho. La simulación se muestra en la Ilustración 23.

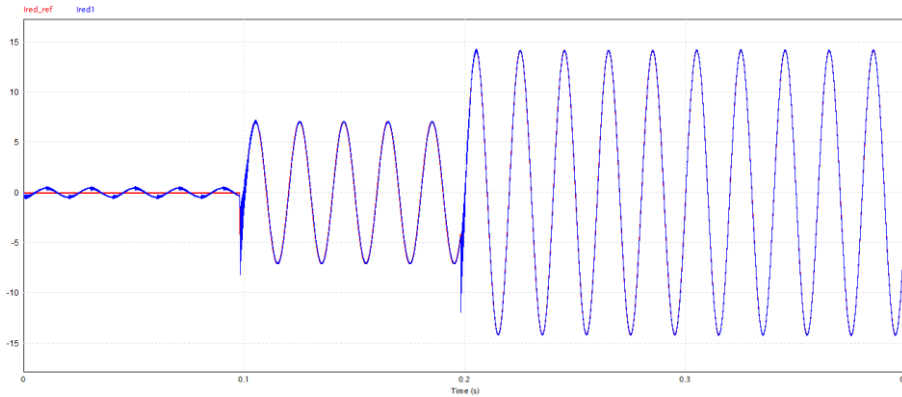


Ilustración 23: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente con amortiguamiento pasivo 2

Como se puede observar, el rechazo a la perturbación mejora para referencias de corriente más bajas, pero los transitorios en los cambios de referencia dan picos indeseados. Esto se debe a que se está operando cerca de la inestabilidad, y por tanto conviene trabajar con los parámetros calculados anteriormente.

3.2.3. CONTROL PROPORCIONAL – RESONANTE

Por último, aunque ya se ha visto que con un controlador PI el rechazo a la perturbación es más que suficiente, se va a realizar el estudio con el controlador PR.

Al igual que en apartados anteriores, el único criterio a seguir para calcular la ganancia es hacerlo estable, por lo que se trabajará con una ganancia unitaria.

En este caso, se obtiene el Diagrama de Bode 17.

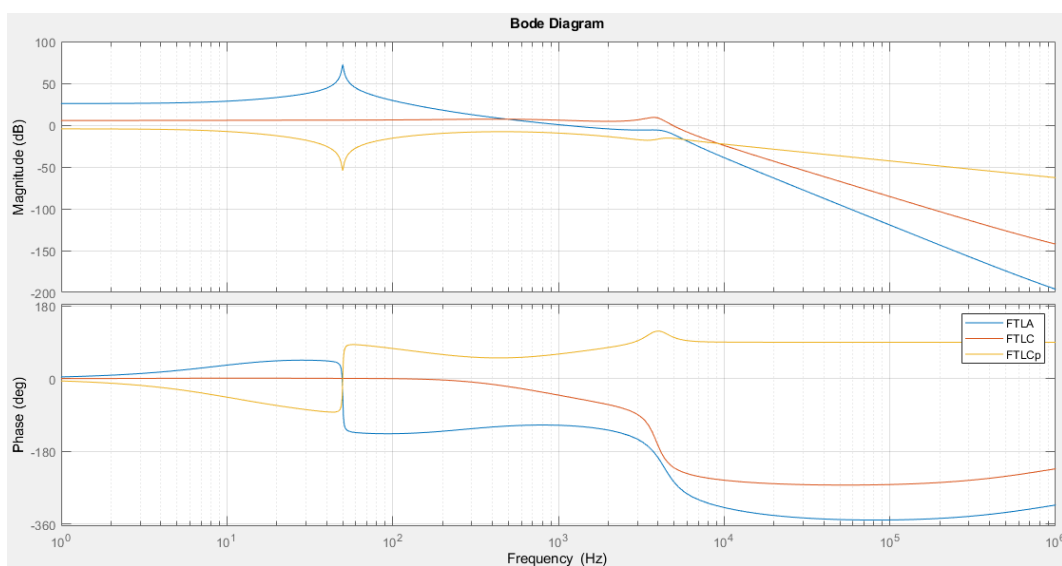


Diagrama de Bode 17: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con amortiguamiento pasivo

En este caso los resultados que se consiguen son prácticamente los mismo que para el caso en el que se realiza el control con un controlador P, pero mejorando significativamente el rechazo a la perturbación.

El resultado obtenido mediante la simulación se muestra en la Ilustración 24.

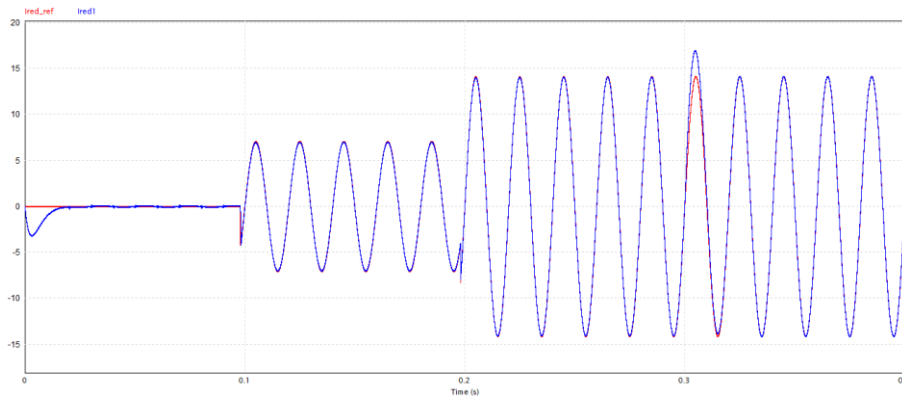


Ilustración 24: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con amortiguamiento pasivo

Se muestra en la ilustración que se consigue hacer que la perturbación no tenga influencia alguna en el seguimiento de la referencia, y se consigue un seguimiento de la referencia prácticamente perfecto. Además, los picos que se obtienen cuando la tensión de red entra o cae son mucho más bajos que en el caso anterior. Así pues, este controlador será otro controlador para analizar en fases futuras.

3.3. CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE LA REALIMENTACIÓN DE LA TENSIÓN DEL CONDENSADOR

Analizado el caso anterior, donde se realiza el control de la corriente mediante diferentes controladores, se ha visto que la influencia de la perturbación es el mayor causante de no poder hacer un control admisible para la presente aplicación. Es por ello por lo que se decide actuar de manera que la influencia de la perturbación en la corriente controlada disminuya.

Así pues, se decide implementar un nuevo lazo donde se realice la realimentación de la tensión del condensador, pues es esta variable la que más se acerca a la tensión de la red. El lazo, mediante la compensación de la tensión del condensador, queda de la siguiente forma:

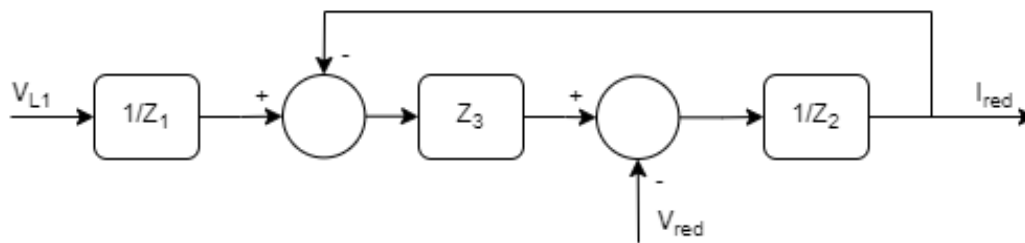


Ilustración 25: Planta de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Como se muestra en la Ilustración X, se ha conseguido evitar la realimentación de la tensión del condensador, por lo que parece que el sistema será más fácil de controlar. La función de transferencia de la planta queda de la siguiente manera:

$$PLANTA = \frac{I_{red}}{V_{L1}} = \frac{1}{Z_1} * \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

A partir de esta función de transferencia se obtiene el Diagrama de Bode 18.

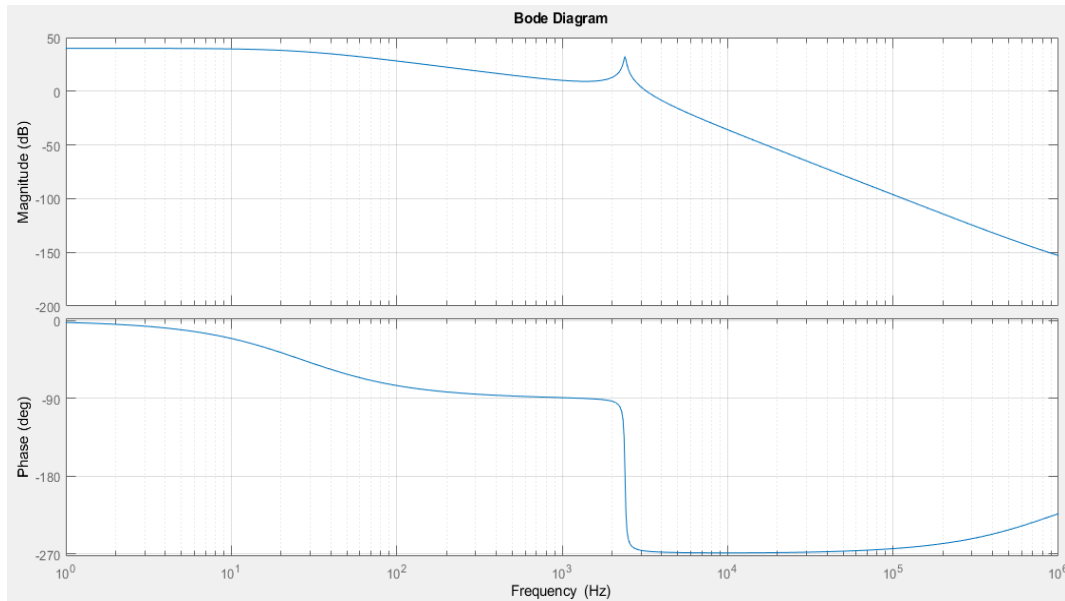


Diagrama de Bode 18: Planta de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Se observa que la planta es muy parecida al calculado en el apartado anterior, pero en este caso la resonancia se está dando de una manera mucho más leve que en el caso anterior. Además, la resonancia se produce a una frecuencia de 2400 Hz, lo cual indica que se está produciendo entre la inductancia de fugas del transformador y entre el condensador del filtro LC:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L * C}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{L_2 * C}} = 2399.4 \text{ Hz}$$

De la misma forma, se muestra el diagrama de bloques del sistema cuando se añade el controlador y se cierra el lazo mediante el filtrado de la señal en la Ilustración 26.

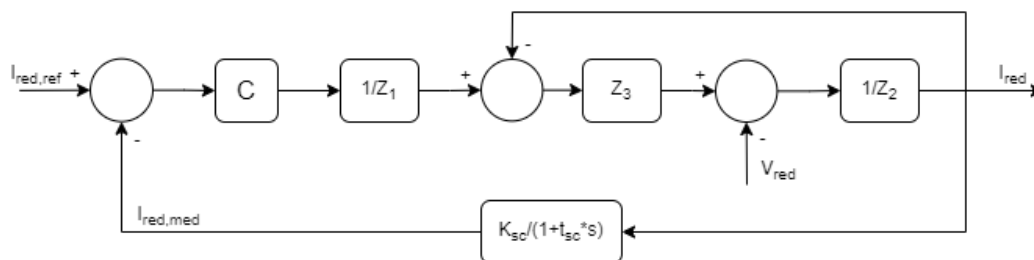


Ilustración 26: Lazo de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Ahora, para un controlador unitario, se tiene el Diagrama de Bode 19.

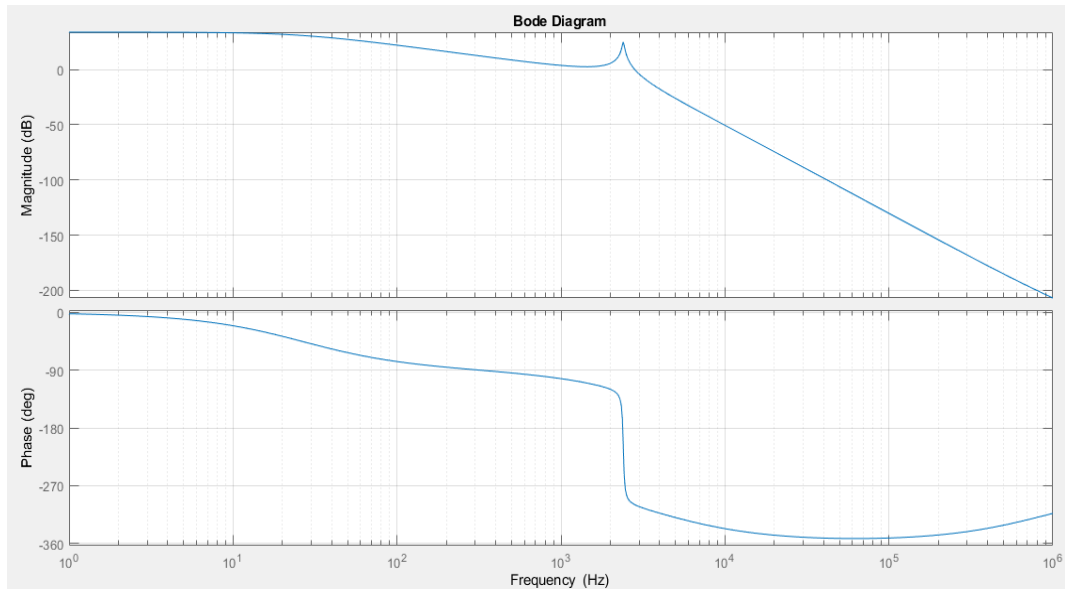


Diagrama de Bode 19: FTLA de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

De la misma manera que ocurría con el diagrama de bode de la planta, en la Ilustración X se muestra nuevamente que la resonancia ocurre en los 2400 Hz. No obstante, y, aunque tal y como se ha dicho el pico de la resonancia es más leve, el sistema sigue sin ser estable sin la presencia de un controlador, por lo que se deberá dimensionar uno para hacer estable el sistema.

Por último, se quiere hallar la FTLCp para que en los siguientes casos a analizar se pueda visualizar el diagrama de bode de cada uno de los casos. Para ello, se empieza representando en la Ilustración 27 el sistema desde la tensión de red, y suponiendo que la corriente de referencia es 0.

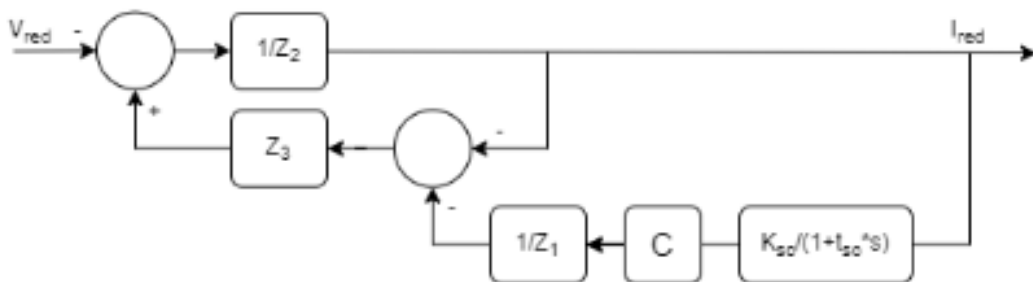


Ilustración 27: FTLCp de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

A partir de este diagrama, y simplificando los bloques se llega a la FTLCp, como se muestra en la Ilustración 28.

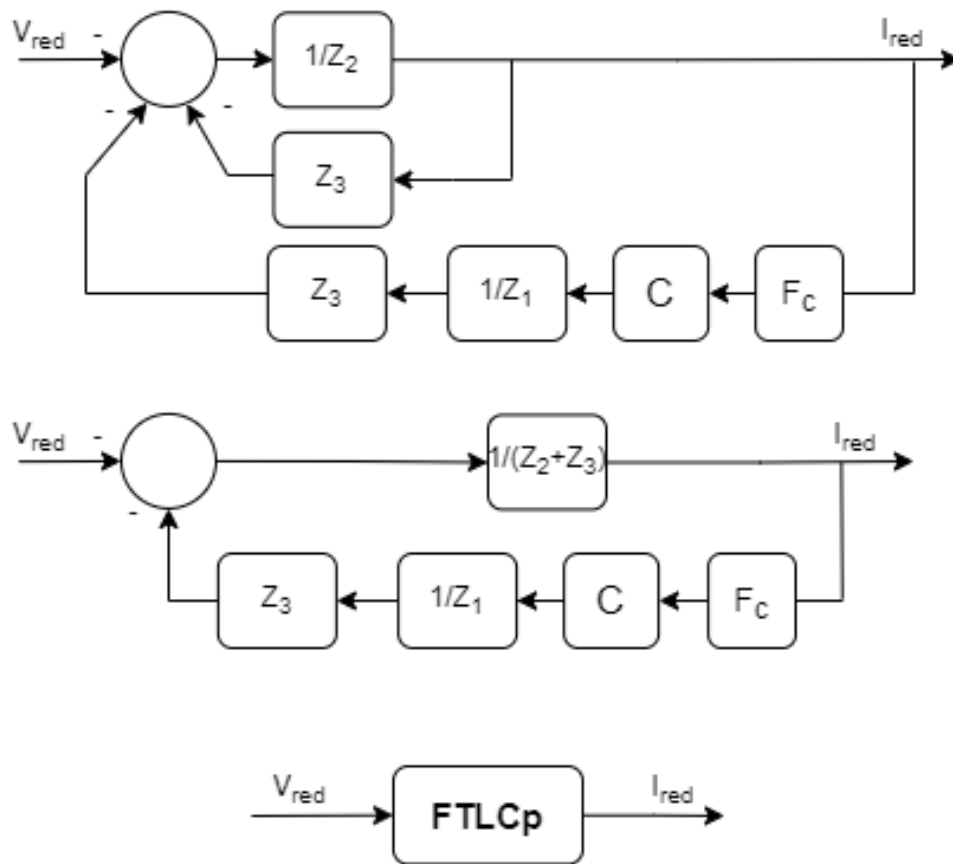


Ilustración 28: Simplificación de la FTLCp de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Dónde:

$$FTLCp = -\frac{Z_1}{Z_1 * (Z_2 + Z_3) + Z_3 * C * F_c}$$

Una vez determinadas las funciones de transferencia se procede al estudio de los diferentes controladores.

3.3.1. CONTROL PROPORCIONAL

Al igual que en el apartado anterior, en primer lugar, se va a implementar el control proporcional de manera que se establezca el lazo. Para ello se sintonizará la ganancia para hacer que el módulo de la FTLA sea negativo cuando la fase de la función cruza los -180° . En este caso, la ganancia es la siguiente:

$$k_p = 10^{-\frac{25}{20}} = 0.056$$

Con esta ganancia, las dinámicas se muestran en el Diagrama de Bode 20.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

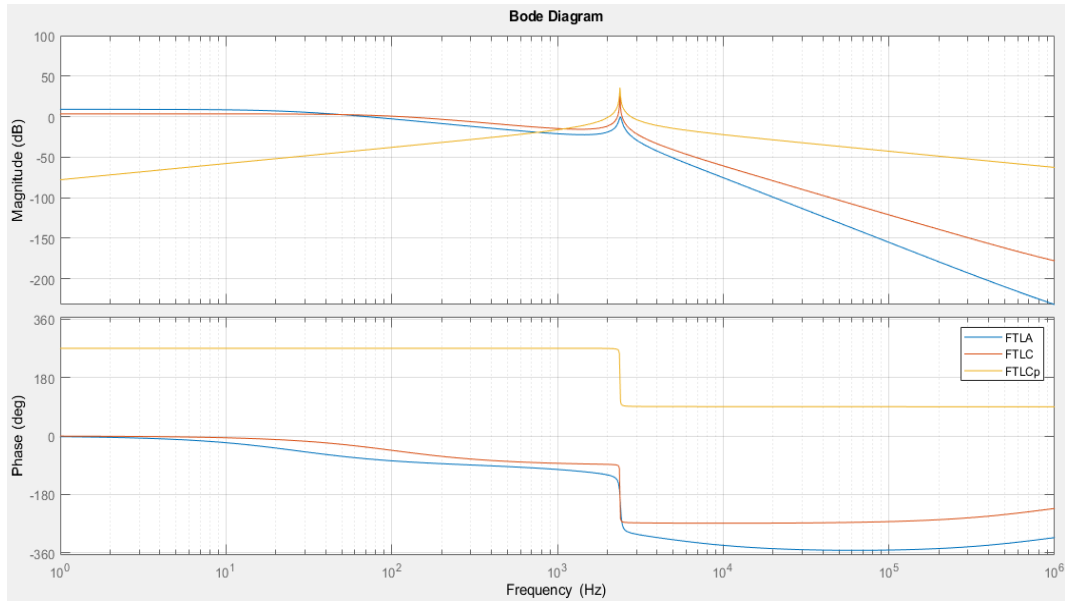


Diagrama de Bode 20: Control proporcional de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Según los diagramas obtenidos, parece que el rechazo de la perturbación será bueno, mientras que tanto el módulo como la fase de la corriente de salida no será el correspondiente al de referencia.

La simulación obtenida es la mostrada en la Ilustración 29.

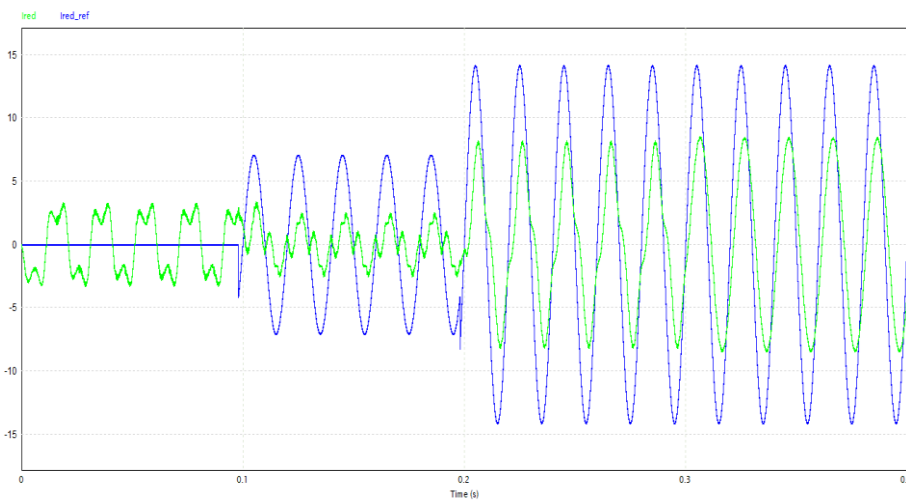


Ilustración 29: Simulación en PSIM: Controlador proporcional de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Como se puede ver en la Ilustración 29, cuando la perturbación no afecta al sistema, se tiene una ganancia inferior al requerido, y un desfase no deseado, que ya se veía en el diagrama de bode.

No obstante, la respuesta del control cuando la tensión de red está a su valor nominal, la perturbación es muy considerable, haciendo que se manifiesta en forma de armónicos, como podemos ver en la Ilustración 30.

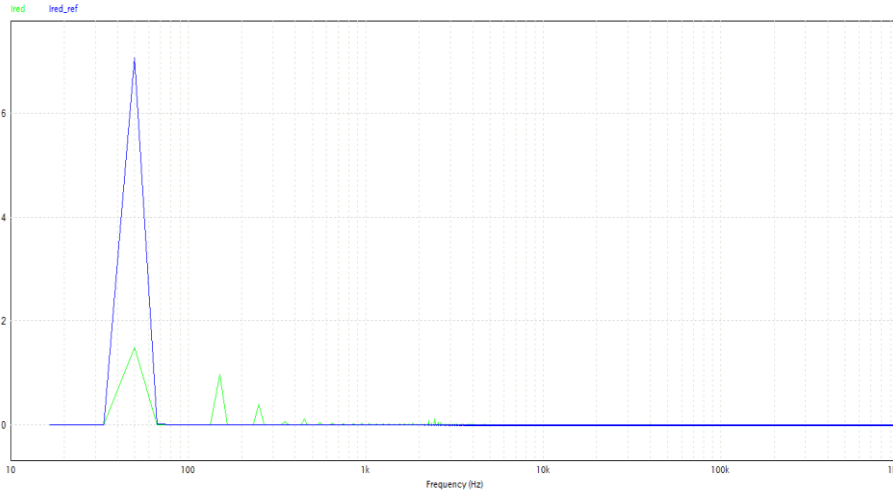


Ilustración 30: Armónicos obtenidos en la simulación para controlador proporcional de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Se estudiará la razón de la aparición de los armónicos posteriormente, después de analizar los diferentes controladores a implementar para esta solución. No obstante, parece evidente pensar que el controlador proporcional no va a llegar a dar buenas prestaciones, pues el seguimiento de la referencia no es bueno ni con ausencia de la perturbación.

3.3.2. CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL

En segundo lugar, se va a implementar un controlador PI, cuyo fin será proporcionar un mayor rechazo a la perturbación que en el caso anterior, y hacer un mejor seguimiento de la referencia.

Para ello, se ha seguido la misma estrategia de sintonización que en el caso anterior, buscando una alta ganancia a 50 Hz y un buen margen de fase. Los valores obtenidos son los siguientes:

- $k_p = 0.056$
- $T_n = 0.0005 \text{ seg}$

Con estos parámetros, se tiene una frecuencia de corte de 157 Hz, a la vez que un margen de fase de 34°. Las dinámicas de los lazo se muestran en el Diagrama de Bode 21.

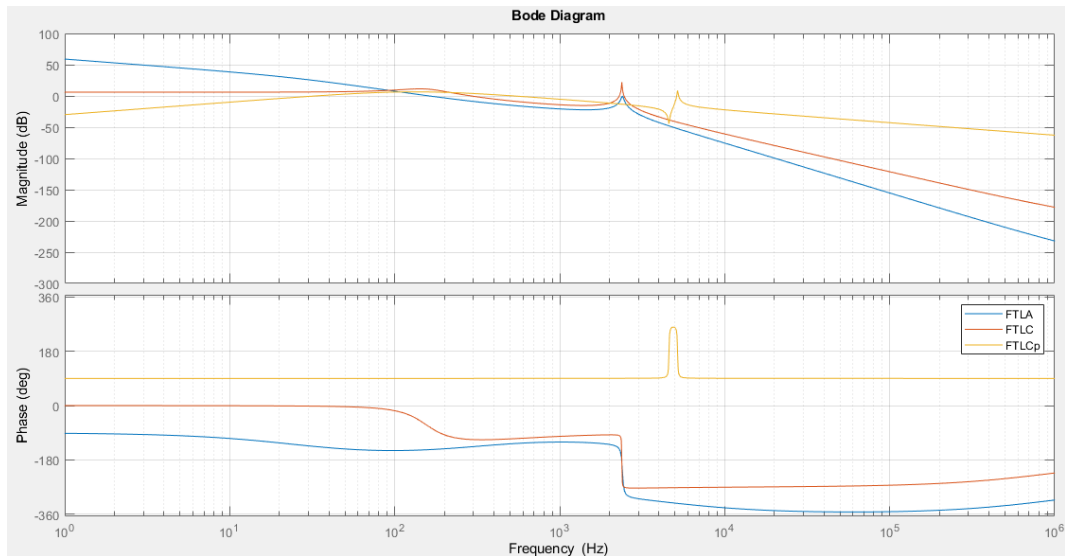


Diagrama de Bode 21: Controlador proporcional-integral de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Según el diagrama de bode, el rechazo de la perturbación será peor que en el caso anterior, pero se tendrá un mejor seguimiento de la referencia en ausencia de la perturbación (algo más de módulo, y con menor desfase). Los resultados de la simulación se muestran en la Ilustración 31.

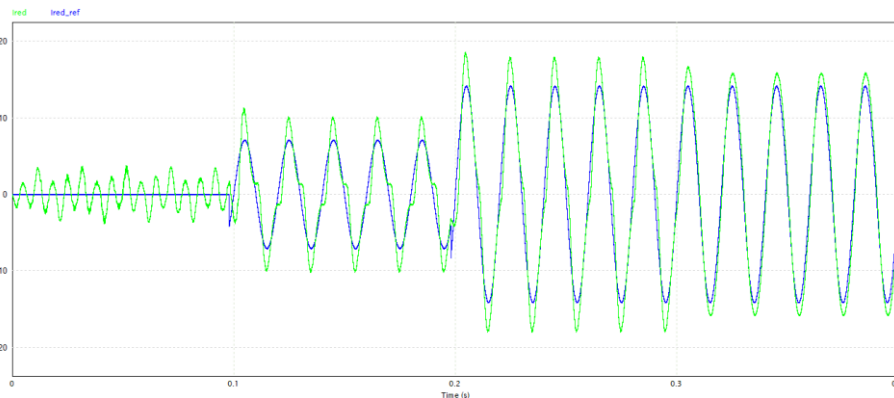


Ilustración 31: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Como se puede observar, en este caso se tiene un mejor seguimiento de la referencia, pero sin llegar a ser aceptable.

En primer lugar, la perturbación hace que se distorsione la señal, de manera que no se consigue una onda senoidal como se requiere, y en segundo lugar, la ganancia de la FTLC es mayor a la requerida (es de 2.21 en lugar de los 2 requeridos), además de que la señal queda retrasada respecto de la referencia (unos 3.5°).

Así pues, se concluye con que no se podrá realizar el control de la corriente mediante este controlador.

3.3.3. CONTROL PROPORCIONAL RESONANTE

Por último, se va a implementar un controlador PR, aunque en teoría, mediante la realimentación de la tensión del condensador, la perturbación quedaría más que rechazada.

De la misma manera que en el caso del controlador proporcional, se va a tener una ganancia de 0.056, para el cual se tiene el Diagrama de Bode 22.

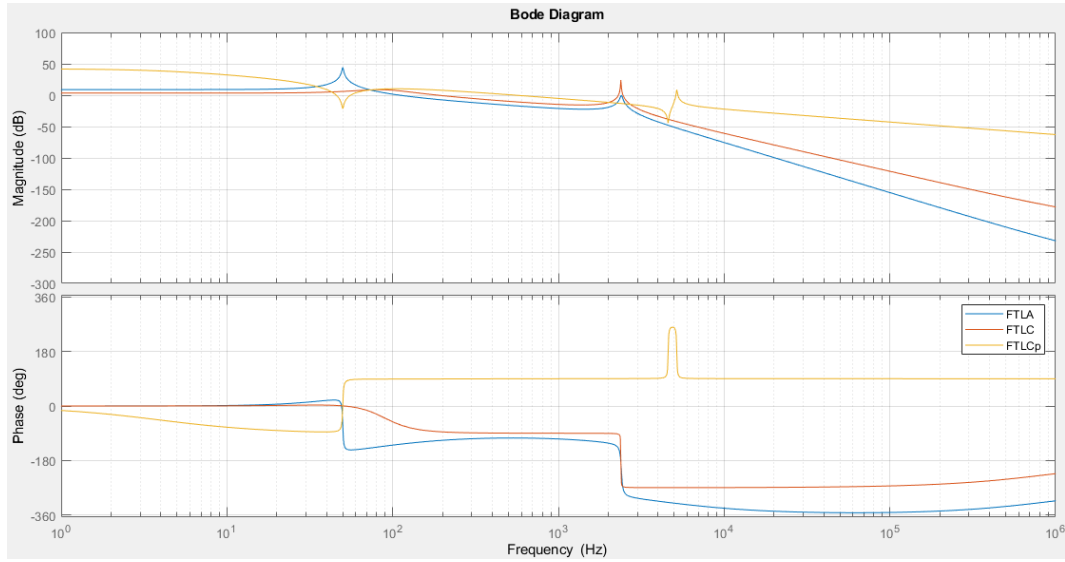


Diagrama de Bode 22: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

En este caso, se consigue aumentar la ganancia en lazo abierto a 50 Hz, mejorando así el seguimiento de la referencia. Además, el desfase a 50 Hz obtenido es nulo. No obstante, lejos de hacer un mejor rechazo de la perturbación, parece que en este caso el módulo de la perturbación también aumenta. El resultado de la simulación se muestra en la Ilustración 32.

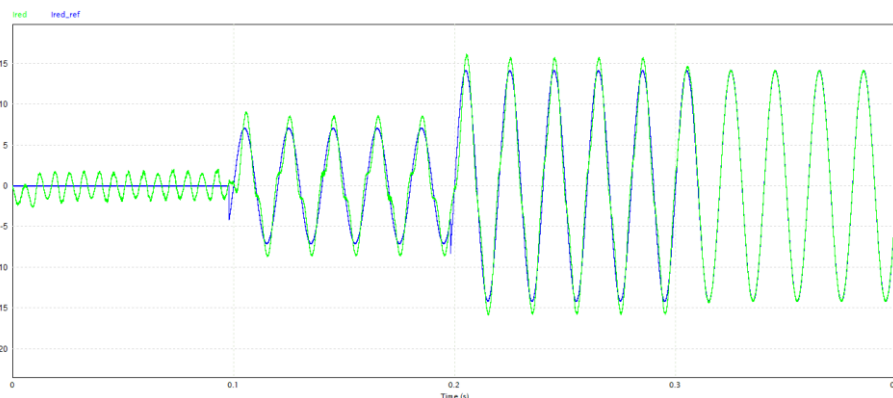


Ilustración 32: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

En este caso, se sigue manteniendo la perturbación que hace que la señal se vea armonizada, pero el seguimiento de la referencia cuando cae la tensión de red es prácticamente perfecto, por lo que parece el control más adecuado visto hasta el momento, junto con el control en el que no se realizaba la realimentación de la tensión del condensador.

3.3.4. ANÁLISIS DE LOS ARMÓNICOS IMPARES A LA FRECUENCIA DE RED

Como ya se ha visto en los apartados anteriores, cuando se realiza la realimentación de la tensión del condensador, se tiene una salida completamente armonizada.

En teoría, según los diagramas de bode obtenidos, el seguimiento de la referencia y el rechazo de la perturbación se deberían dar de forma más favorable, haciendo que el control fuera mejor en todos los casos.

No obstante, lejos de conseguir un buen seguimiento de la referencia, se están introduciendo componentes armónicas impares a frecuencia de red, por lo que cabe pensar que se tiene otra perturbación no considerada en el lazo de control.

Para estudiar más a fondo este fenómeno, se ha querido realizar la simulación de la conmutación de los semiconductores cuando se deja la salida del convertidor en vacío.

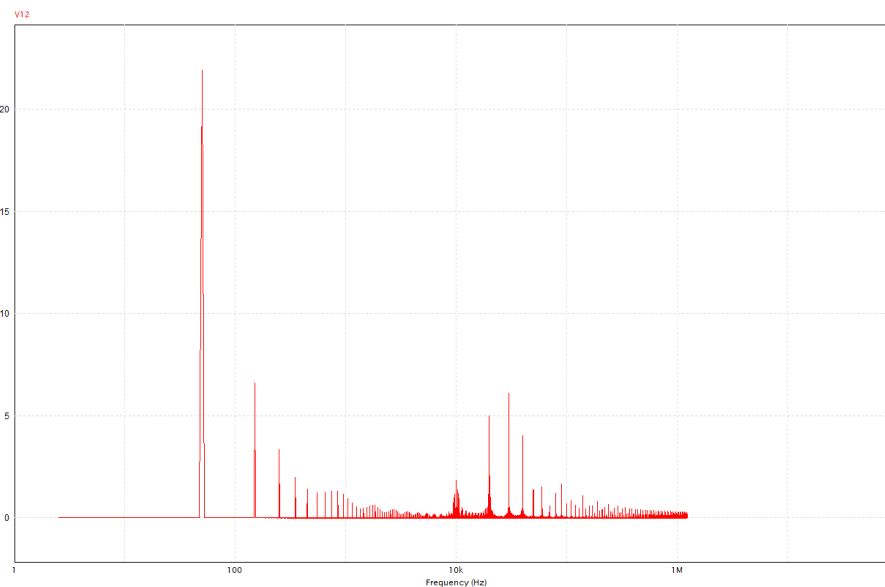


Ilustración 33: Simulación en PSIM: Armónicos en la conmutación de los semiconductores

Como se puede observar en la Ilustración 33, cuando se da la conmutación de los semiconductores aparecen señales de armónicos impares en la tensión de salida, y por tanto ya se ha determinado el origen de los armónicos observados. No obstante, estos armónicos han

tenido que aparecer también en los casos anteriores, por lo que se estima que, al realimentar la tensión del condensador, se están amplificando estas señales.

Éste fenómeno se suele dar debido a los tiempos muertos que se tienen en el encendido y apagado de los semiconductores, pero en este caso ocurre debido al paso de simulación del propio programa. No obstante, se tendrá en cuenta debido a que, en realidad, al implementar los tiempos muertos, los armónicos sí van a aparecer, y por tanto resulta interesante su estudio. Este error es debido al producto de una función signo por una función peine:

$$\varepsilon = -\text{sign}(i) V_{DC} \left(\frac{T_m}{T_{con}} + \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{2}{\pi h} * \sin \left(h\pi \frac{T_m}{T_{con}} \right) * \sin \left(\frac{h2\pi}{T_{con}} t + \varphi_h \right) \right) \right)$$

Como se puede observar, la función es una función no lineal, y por tanto su estudio se realizará como si de una perturbación se tratara. Así pues, se comprobará dicho fenómeno según el lazo de control de la Ilustración 34.

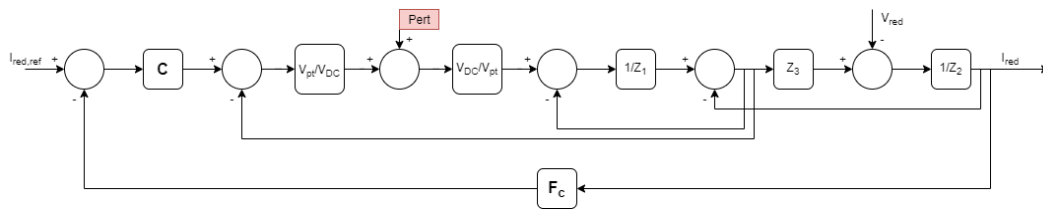


Ilustración 34: FTLA de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador con perturbación de conmutación

Realizando las simplificaciones oportunas, según se observa en la Ilustración 35, se llega al lazo de control mostrado.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

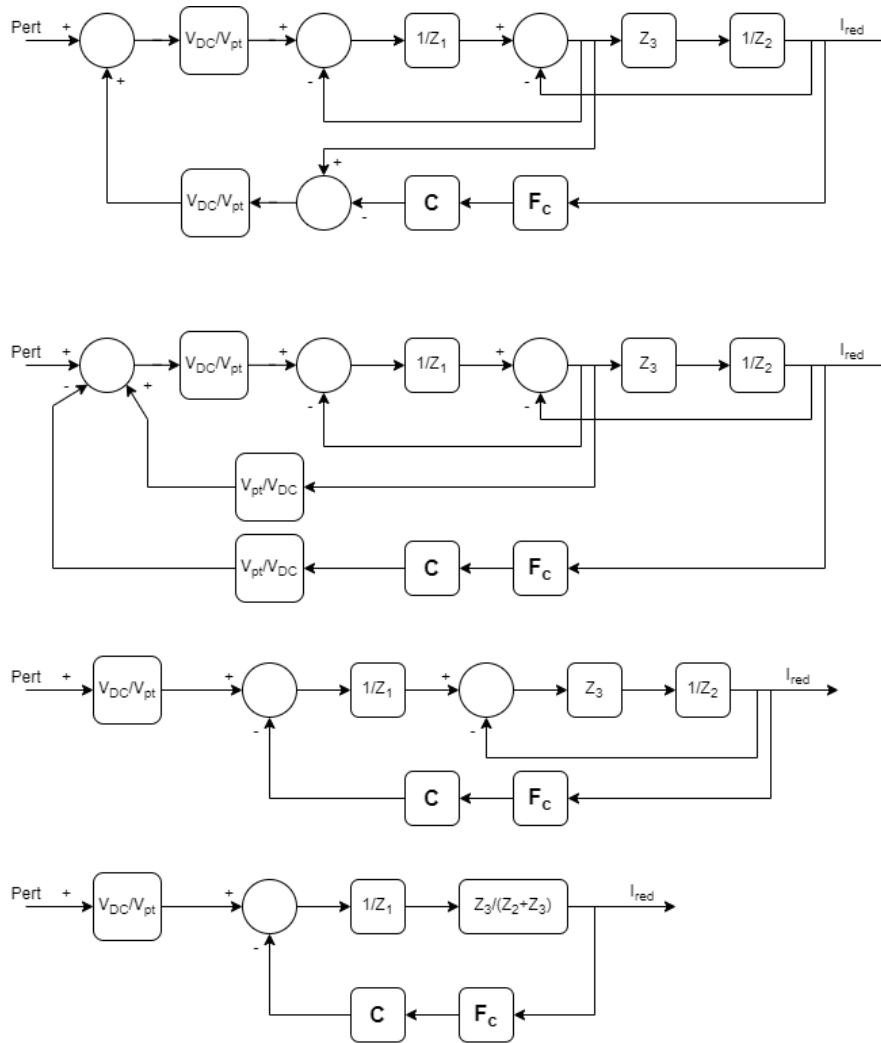


Ilustración 35: Simplificación del lazo de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador con perturbación de conmutación

Una vez analizado el diagrama de bloques, se va a estudiar la estabilidad de dicho lazo para ver la influencia que esta perturbación pueda tener en los armónicos que se dan en el control de la corriente. Para un controlador proporcional de ganancia unitaria, se tiene el Diagrama de Bode

23.

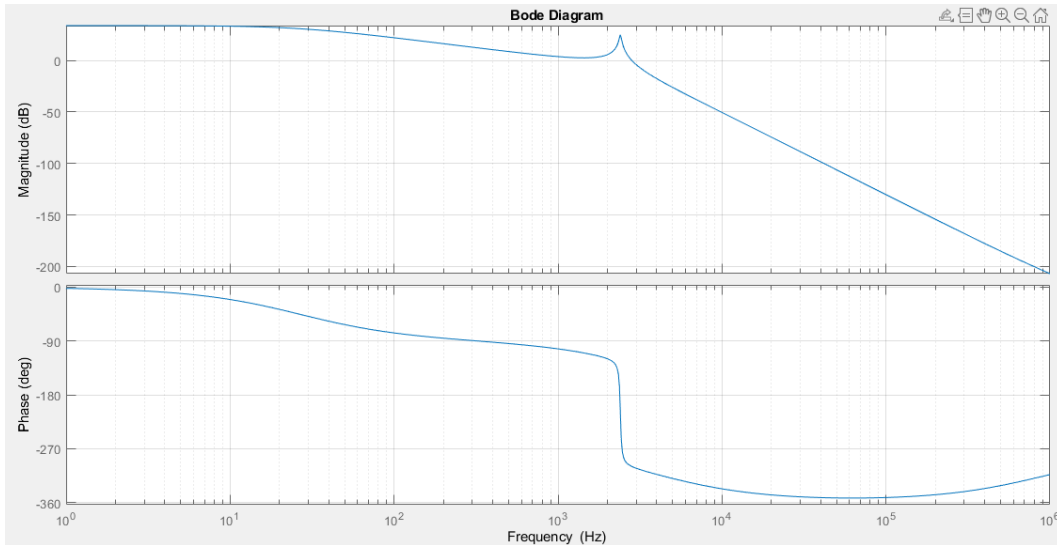


Diagrama de Bode 23: FTLap de conmutación de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

Como se puede observar, la función en lazo abierto para un controlador con una ganancia unitaria es inestable, por lo que se debe disminuir la ganancia del controlador hasta hacer el lazo estable. En este caso, la ganancia máxima para que el lazo sea estable es el mismo que para el lazo de la corriente de referencia (0.056) por lo que la estabilidad de este lazo no debería influenciar en una posible inestabilidad en el control de la corriente.

Si se observa la respuesta obtenida cuando se realimenta la tensión del condensador, efectivamente se ve que el lazo no se inestabiliza, pero sí aparecen los armónicos muy amplificados. Así pues, se observa el Diagrama de Bode 24 de la función en lazo cerrado de la perturbación, para una ganancia de 0.056:

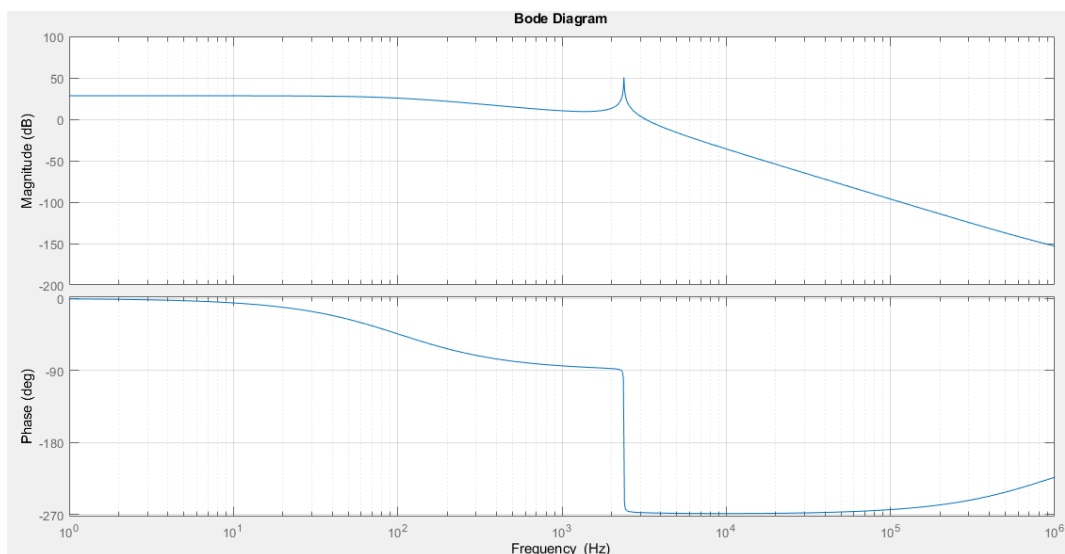


Diagrama de Bode 24: FTLap de conmutación con controlador proporcional de control de corriente con realimentación de la tensión del condensador

En el Diagrama de Bode 24 se observa que todas las señales de bajas frecuencias se ven amplificadas considerablemente (principalmente los dos primeros armónicos, amplificados 50 y 35 veces, respectivamente). Por tanto, se justifica el hecho de que aparezcan los armónicos, primero, por la aparición de estas señales cuando se realiza la conmutación de los semiconductores, y segundo, debido a la amplificación de las señales a bajas frecuencias de la perturbación analizada.

3.4. CONTROL DE LA CORRIENTE DE RED MEDIANTE LA REALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR

Por último, se ha querido hacer el estudio del control cuando se realimenta la corriente del condensador del filtro multiplicado por una ganancia.

Debido a que la corriente que circula por el condensador tiene las componentes filtradas en el filtro, mediante la realimentación de la corriente del condensador se consigue reducir el amortiguamiento que se produce, siendo el amortiguamiento producido mayor cuanto mayor sea la ganancia de la realimentación[2].

Así pues, el sistema de control que se plantea en este apartado es el mostrado en la Ilustración 36.

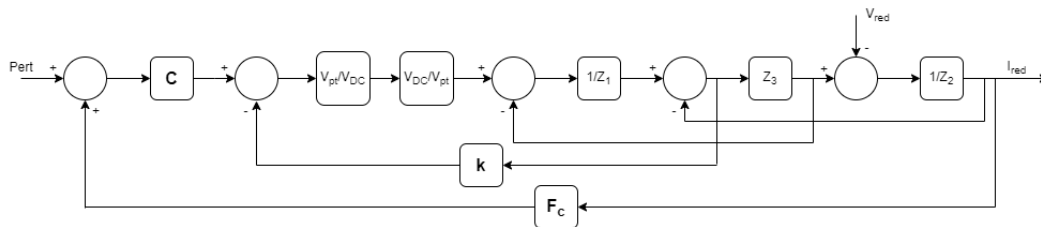


Ilustración 36: Lazo de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

A partir de la ilustración, suponiendo la planta del sistema desde la salida del controlador hasta la corriente I_{red} obtenida, y mediante las simplificaciones oportunas, se llega a la siguiente función de transferencia:

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

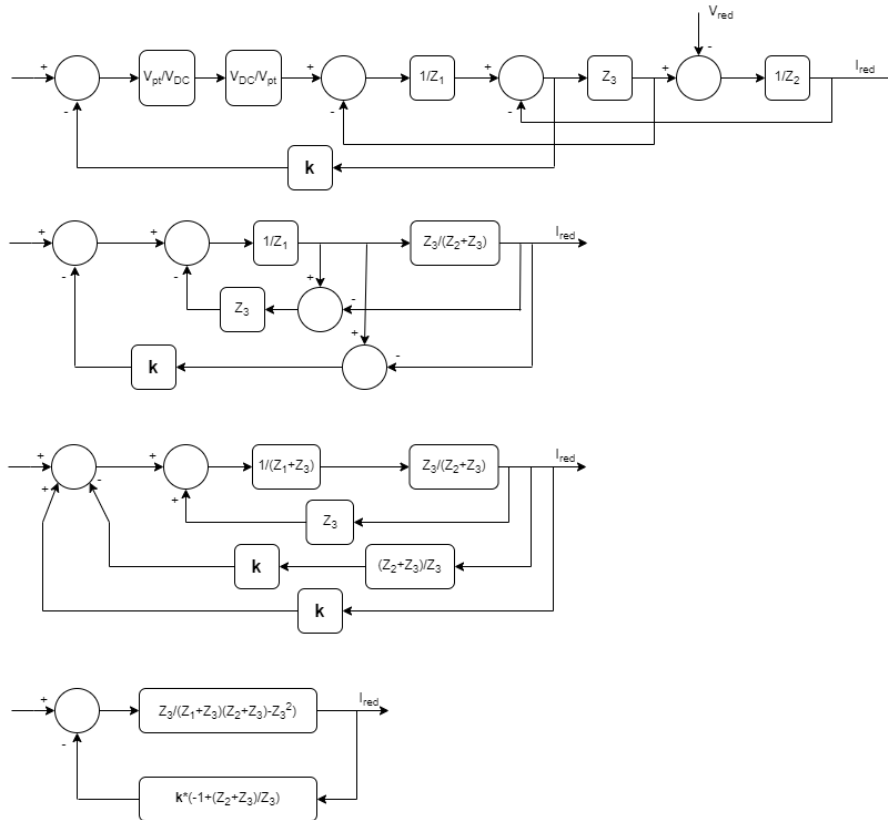


Ilustración 37: Simplificación del lazo de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

De la Ilustración 37 se llega a la siguiente función de transferencia:

$$PLANTA = \frac{\frac{Z_3}{(Z_1 + Z_3) * (Z_2 + Z_3) - Z_3^2}}{1 + \frac{Z_3}{(Z_1 + Z_3) * (Z_2 + Z_3) - Z_3^2} * \left(k * \left(-1 + \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} \right) \right)}$$

A partir de esta función de transferencia, se quiere evaluar la influencia que tiene la variable que multiplica la corriente de realimentación (k). Para ello, se ha obtenido el Diagrama de Bode 25 de esta planta para diferentes valores k:

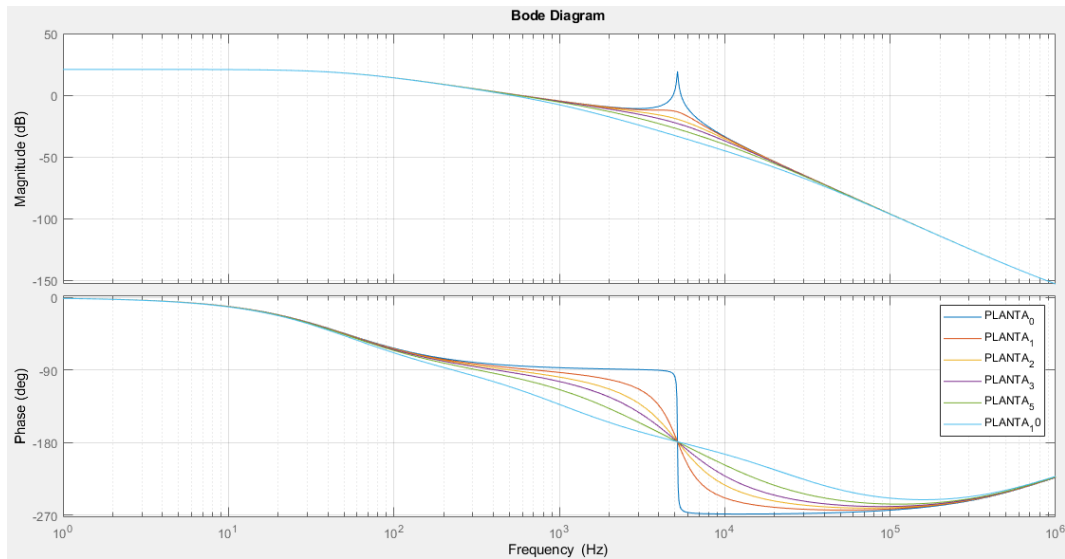


Diagrama de Bode 25: Influencia de la k de realimentación en la resonancia del sistema

Como se puede observar, a medida que aumenta el valor de k , mayor será el amortiguamiento, y la resonancia se dará a una frecuencia menor. No obstante, el cruce de fase por los -180° se seguirá dando en el mismo punto.

Así pues, se debe determinar el valor de k , el cual, si aumenta, se obtiene un mayor amortiguamiento, y si disminuye, se obtiene un mayor margen de fase a frecuencias cercanas a la resonancia. De esta forma, parece que los valores de entorno a $k=3$ pueden ser una buena opción, pues se tiene un buen amortiguamiento a la vez que se obtiene un buen margen de fase a frecuencias cercanas a la resonancia.

Por otro lado, es interesante analizar las funciones de transferencia en lazo abierto para todas las k anteriormente mostradas. Para ello, se muestra el Diagrama de Bode 26.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

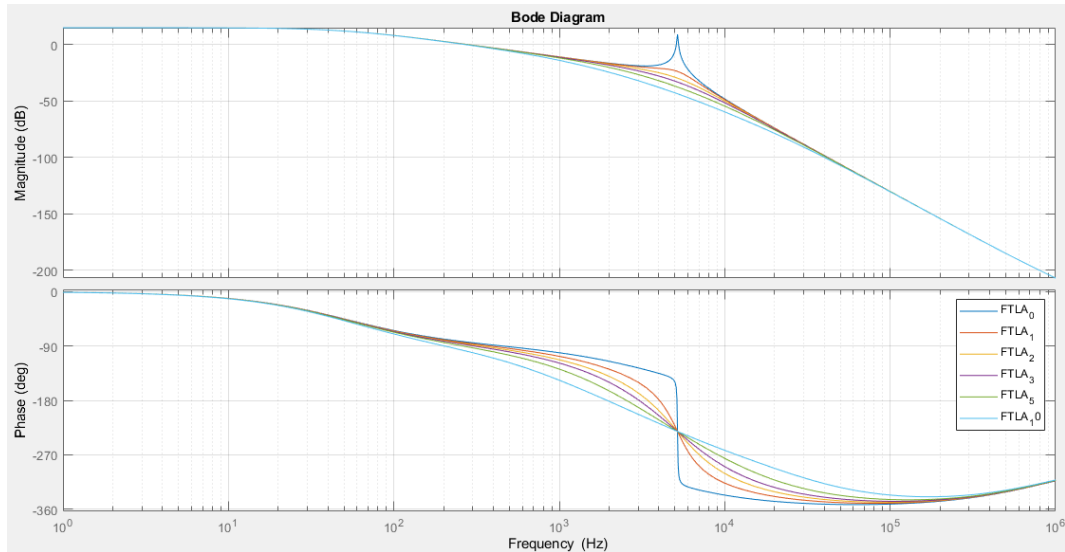


Diagrama de Bode 26: FTLA para diferentes valores de k de realimentación

En este caso se siguen cumpliendo las características anteriormente mencionadas, pero en este caso el cruce de fase con -180° se produce a frecuencias diferentes; a mayor k , menor frecuencia. Así pues, se sigue manteniendo la k calculada, que a priori puede parecer la mejor opción.

Además, se calcula la FTLC de la perturbación para diferentes k , para ver la influencia que la k puede tener en esta perturbación. Se muestra la dinámica de este lazo, sin controlador, en el Diagrama de Bode 27.

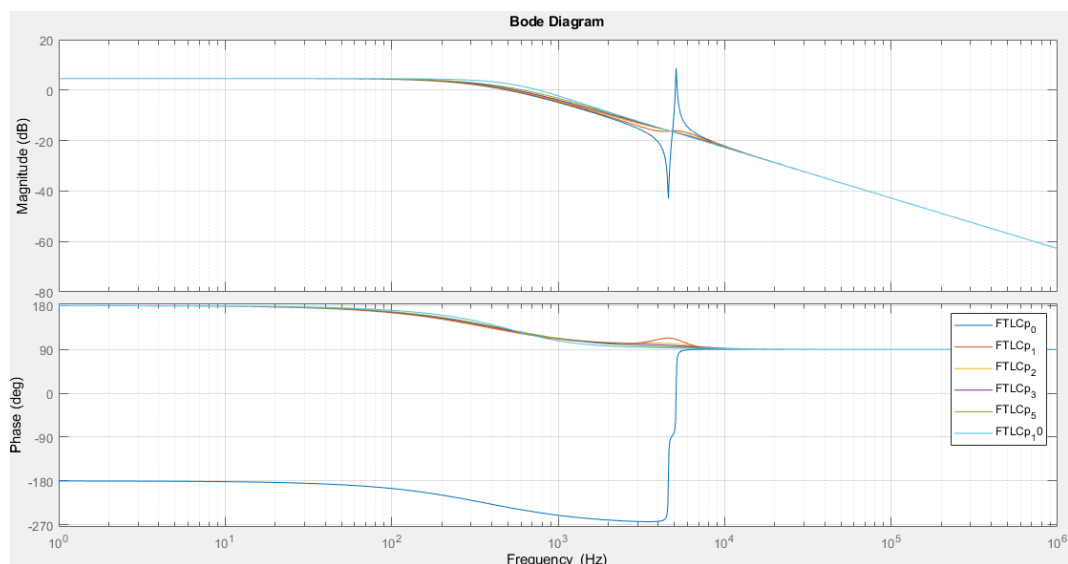


Diagrama de Bode 27: FTLCp para diferentes valores de k de realimentación

En este caso se observa que la influencia de la k se concentra solo en las frecuencias donde se dan las resonancias. Así pues, el módulo de la FTLCp seguirá siendo la misma a 50 Hz, lo cual

perjudica notablemente el rechazo a la perturbación, debido a que se mantiene el módulo de la función de transferencia de la perturbación y se disminuye el módulo de la función de transferencia de la referencia. No obstante, se intentará conseguir un buen seguimiento de la referencia y un buen rechazo de la perturbación mediante diferentes controladores.

Así pues, se concluye con que la mejor opción para la realimentación es mediante una k de 2, y se procede a analizar el control de la corriente mediante diferentes controladores.

Por último, resulta interesante analizar la influencia de la perturbación que aparece cuando se hacen conmutar los semiconductores. En el caso de que se realimente la corriente del condensador con una k de 2, y cerrando el lazo con un controlador proporcional de ganancia unitaria, se obtiene el Diagrama de Bode 28.

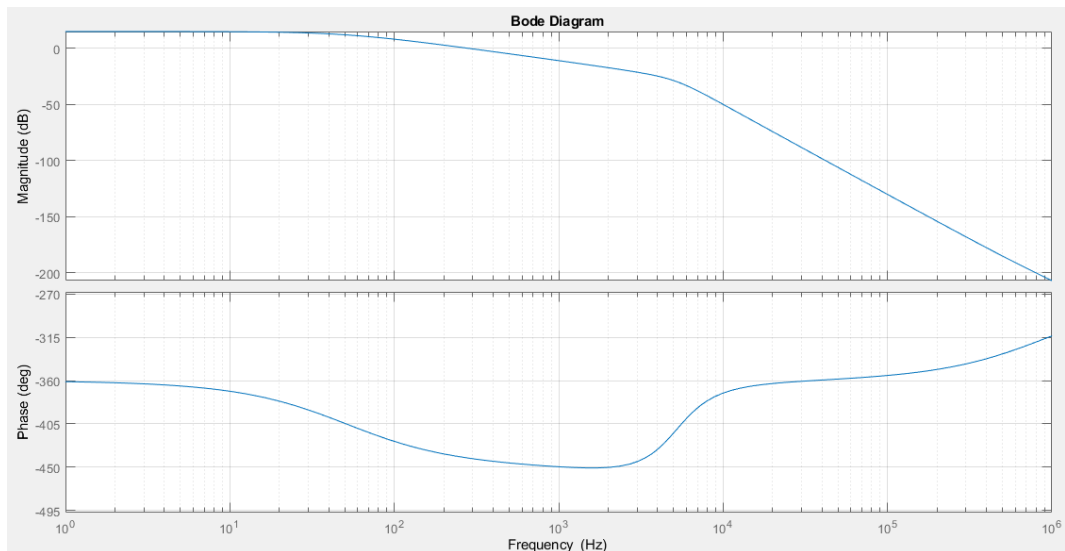


Diagrama de Bode 28: FTLCp de la conmutación de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

Como se puede observar, la función es estable para cualquier ganancia, y notablemente, el módulo a bajas frecuencias disminuye respecto al analizado en el apartado de la realimentación de la tensión del condensador.

Por otro lado, se muestra el Diagrama de Bode 29 de la función de transferencia en lazo cerrado de la perturbación para una ganancia de 5:

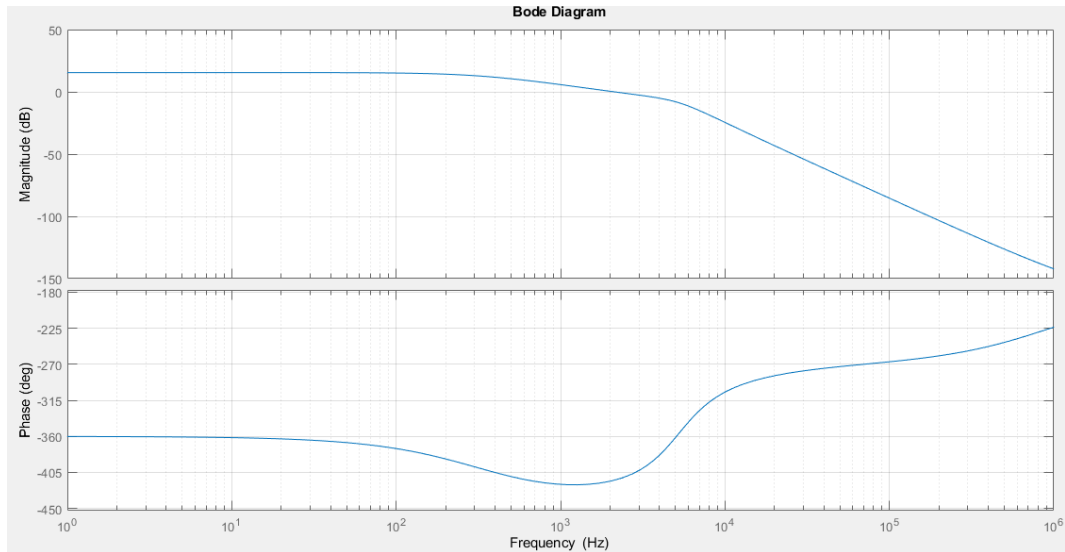


Diagrama de Bode 29: FTL_{Cp} de la conmutación con controlador proporcional de ganancia 5 de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

En este caso, se tiene una ganancia de 1.4 para bajas frecuencias, lo cual indica que los armónicos apenas se van a ver amplificados, aunque habrá que tener en cuenta la ganancia a la que se sintonizan los controladores para prestar atención a esta perturbación.

3.4.1. CONTROL PROPORCIONAL

En primer lugar, se va a comprobar la respuesta del control frente a un controlador proporcional. El criterio de sintonización del controlador será el mismo que el de los anteriores casos; poner la mayor k_p posible sin hacer inestable el sistema. Así pues, esta k_p será de 6.62. Se muestra el comportamiento de los diferentes lazos en el Diagrama de Bode 30.

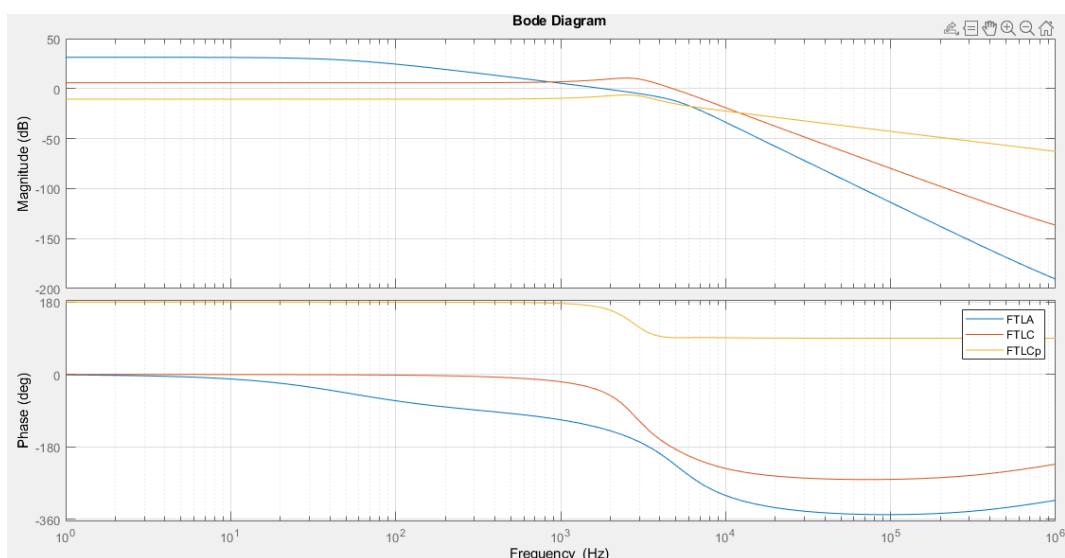


Diagrama de Bode 30: Controlador proporcional de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

Como se puede observar, con una ganancia alta se consigue hacer el seguimiento de la referencia de manera casi exacta, y se consigue un rechazo a la perturbación aceptable. Además, la perturbación actuará en contra fase, lo cual se podrá ver corregida mediante el lazo exterior de la corriente del condensador, debido a que el seguimiento de la referencia solo se verá fallada en módulo. Mediante la simulación se consigue el resultado mostrado en la Ilustración 38.

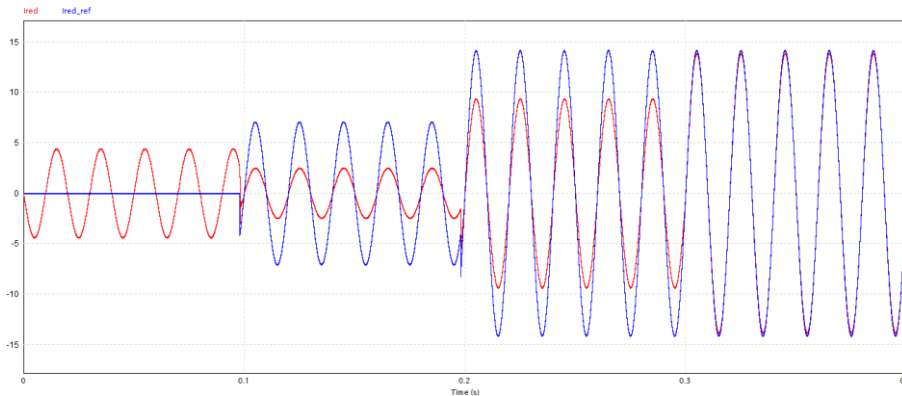


Ilustración 38: Simulación en PSIM: Controlador proporcional de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

Se comprueba lo mencionado; buen seguimiento a la referencia y perturbación actuando en contra fase. Por tanto, mediante el lazo exterior se podría conseguir hacer un buen control de la corriente, pues se demandará más corriente haciendo que la corriente a extraer sea la correcta.

3.4.2. CONTROL PROPORCIONAL – INTEGRAL

En segundo lugar, como ya se ha visto, en el anterior caso ya se consigue un buen seguimiento de la referencia, pero no se consigue un buen rechazo a la perturbación, por lo que en este apartado se buscará dicho hecho.

Así pues, se sintonizará T_n para obtener una ganancia alta a bajas frecuencias, y así tener un menor módulo en la función de transferencia en lazo cerrado de la perturbación, y por otro lado se determinará k_p para hacer estable el lazo. Se sintonizará el controlador con una T_n de 0.0005 segundos y una k_p de 5. Con estos valores, se obtiene el Diagrama de Bode 31.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

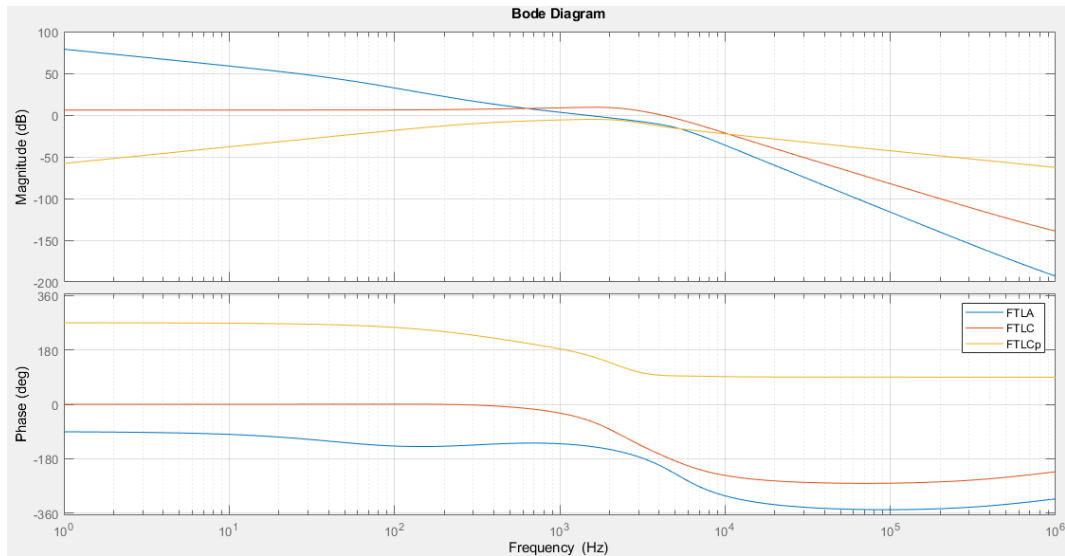


Diagrama de Bode 31: Controlador proporcional-integral de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

Mediante dicho controlador se consigue una frecuencia de corte de 1420 Hz, a la vez que un margen de fase de 43° . Además, se mejora considerablemente el rechazo a la perturbación, y el seguimiento de la referencia se sigue dando igual de bien. La respuesta obtenida en la simulación es la mostrada en la Ilustración 39.

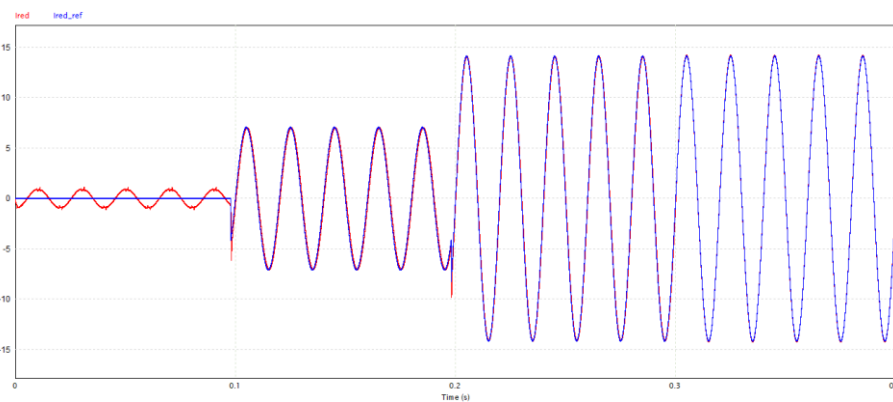


Ilustración 39: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

Como se puede observar, en este caso se consigue hacer un seguimiento de la referencia prácticamente perfecto, a la vez que se rechaza la perturbación de manera muy efectiva. Así pues, vistas las características de este control, parece hasta el momento el control más adecuado a implementar.

3.4.3. CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE

Por último, se va a realizar el análisis en el caso de que el controlador fuese uno del tipo PR. El método de cálculo de las variables será el mismo, por lo que la ganancia de dicho controlador será nuevamente de 5. Se obtiene el Diagrama de Bode 32.

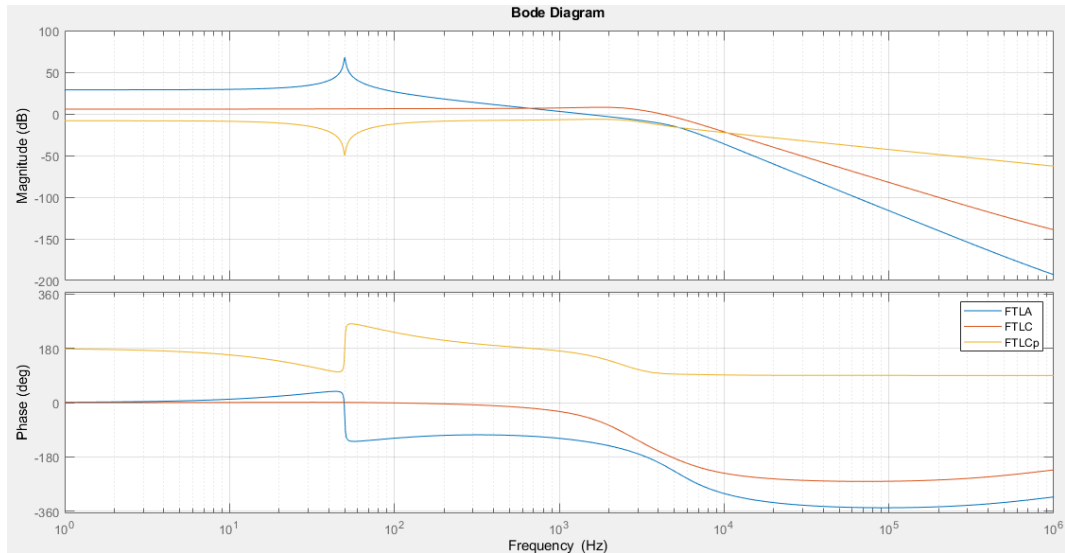


Diagrama de Bode 32: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

Como se puede observar, en este caso la frecuencia de corte es de 1380 Hz, mientras que el margen de fase es de 52°. Así pues, nuevamente, se consigue hacer un controlador con buenas características, y con un rechazo de la perturbación mejor todavía que en el caso anterior. Las simulaciones realizadas se muestran en la Ilustración 40.

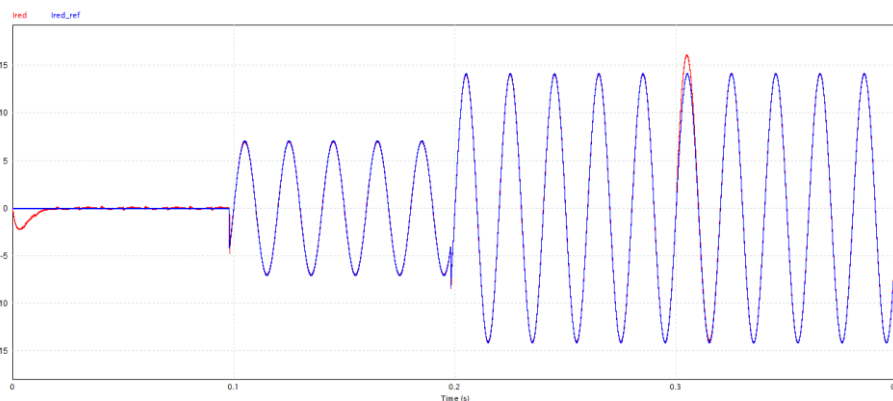


Ilustración 40: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con realimentación de corriente del condensador

En la ilustración se observa que el control de la corriente cuando se realimenta la corriente del condensador y se controla el sistema con un controlador PR es sin duda el más adecuado visto

hasta el momento; muy buen seguimiento de la referencia, y prácticamente, total rechazo de la perturbación.

3.5. ESTUDIO DEL IMPACTO DE LA DIGITALIZACIÓN

Una vez analizados todos los métodos de control, y con intención de hacer más real el control de la corriente, se va a añadir un bloque de digitalización propio del control digital que se aplica en la mayoría de las plantas fotovoltaicas. Así pues, para modelizar dicho retraso se tiene la siguiente función de transferencia:

$$DIGITALIZACIÓN = e^{T_m * s} * \frac{1}{T_m} * \frac{1 - e^{-T_m * s}}{s}$$

No obstante, dicha función de transferencia dificulta el análisis de la estabilidad del lazo de control, por lo que se sustituye dicha función por la siguiente aproximación:

$$DIGITALIZACIÓN' = \frac{1 - 0.5 * T_m * s}{(1 + 0.5 * T_m * s)^2}$$

Se observa en el Diagrama de Bode 33 la influencia que tiene la digitalización del control para una frecuencia de muestreo de 20 kHz, para ambas funciones.

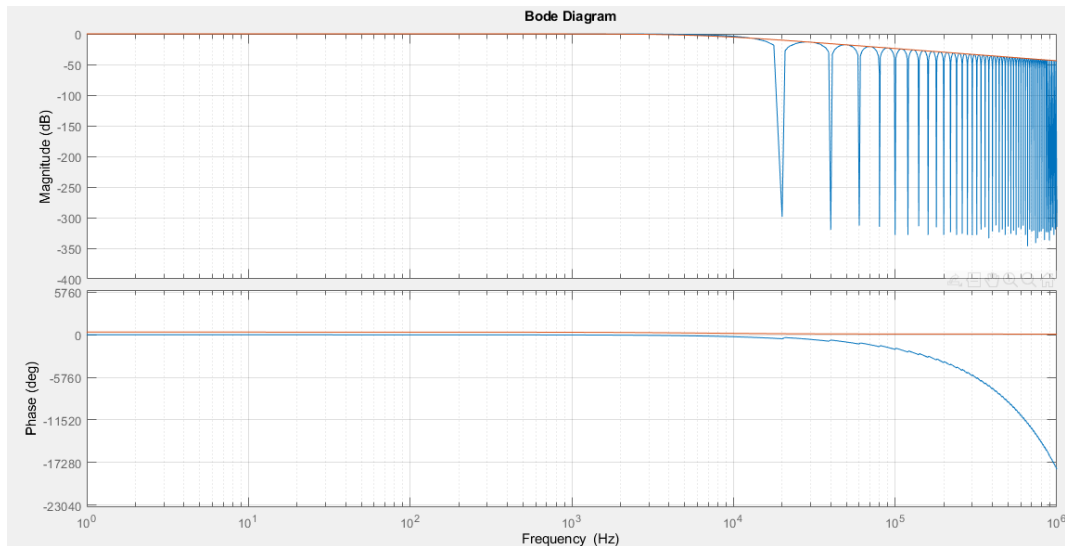


Diagrama de Bode 33: Digitalización a 20 kHz

Como se puede observar, dicho bloque no ofrece ninguna ganancia hasta cerca de los 2000 Hz, a partir del cual se produce un filtrado de la señal de 20 dB/dec. Por otro lado, el desfase introducido se da a partir de los 10 Hz, pero es a partir de los 200 Hz cuando de verdad se nota la influencia del bloque, pasando desde los 0º hasta los -270º.

Además, se comprueba que para frecuencias de hasta los 10 kHz, ambas funciones de transferencia tienen un comportamiento muy parecido, por lo que la aproximación puede darse por válida. No obstante, dicha aproximación solo sería válida para frecuencias por debajo de los 2000 Hz (una década por debajo de la frecuencia de digitalización), como se muestra en el Diagrama de Bode 34.

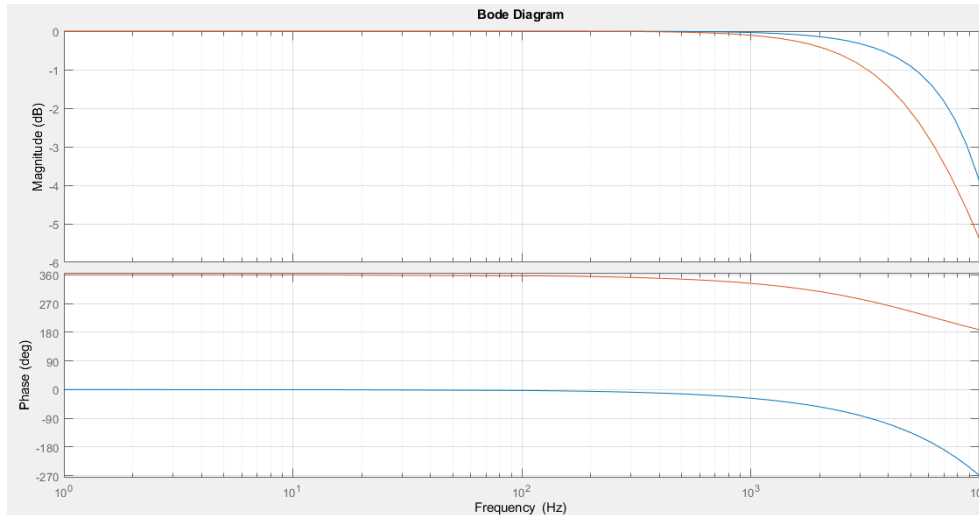


Diagrama de Bode 34: Digitalización a 20 kHz para frecuencias menores de 10 kHz

Una vez analizado el bloque de digitalización se va a analizar el control de la corriente de red una vez se añade dicho bloque para los siguientes casos:

- Control de corriente de red mediante controlador proporcional-resonante.
- Control de corriente de red mediante amortiguamiento pasivo y controlador proporcional-integral.
- Control de corriente de red mediante amortiguamiento pasivo y controlador proporcional-resonante.
- Control de corriente de red mediante realimentación de la corriente del condensador y controlador proporcional.
- Control de corriente de red mediante realimentación de la corriente del condensador y controlador proporcional-integral.
- Control de corriente de red mediante realimentación de corriente del condensador y controlador proporcional-resonante.

3.5.1. CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE CONTROLADOR PROPORCIONAL – RESONANTE

En primer lugar, se realizará la comprobación del control de la corriente de red mediante un controlador proporcional resonante añadiendo la digitalización, en el caso de que se actúe directamente sobre la planta. Se muestra el Diagrama de Bode 35, en el cual se muestra la dinámica del lazo abierto, lazo cerrado y lazo cerrado de la perturbación para el mismo controlador sintonizado en el caso de no añadir digitalización.

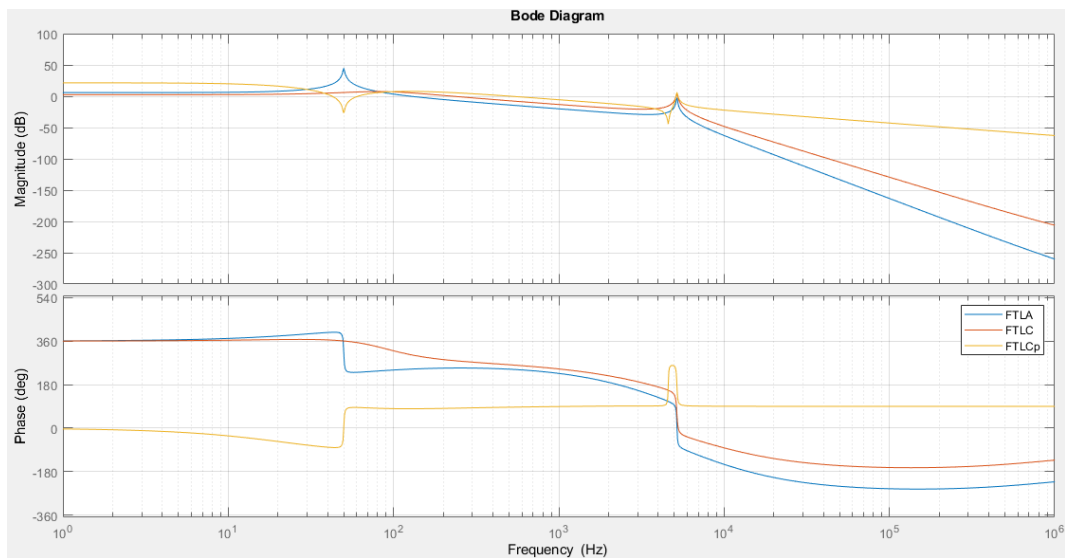


Diagrama de Bode 35: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con digitalización

Como se puede observar, el sistema sigue siendo estable, y además se sigue manteniendo un margen de fase alto (64°), aunque a una frecuencia de corte algo baja (127 Hz). Se comprueba el seguimiento de la referencia en la simulación mostrada en la Ilustración 41.

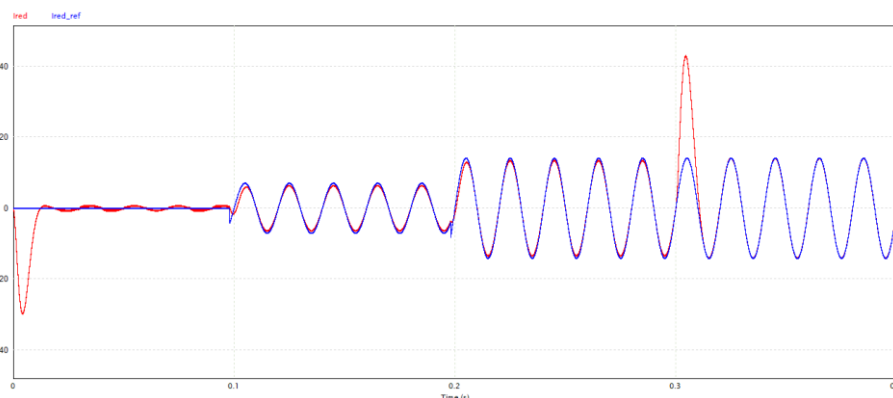


Ilustración 41: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con digitalización

Como se puede observar, el seguimiento de la referencia se realiza prácticamente a la perfección, exceptuando el pequeño rizado que se da a la frecuencia de resonancia, y el pequeño

desfase que se produce debido a la perturbación. No obstante, dicho control tiene buenas prestaciones, y será uno de los controles a implementar en el lazo de control de corriente.

3.5.2. CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL

En cuanto al control de corriente mediante amortiguamiento pasivo, anteriormente se ha visto que se obtenido un buen resultado mediante la utilización de un controlador PI. En este apartado, se ha querido ver el comportamiento que dicho controlador tiene cuando se añade el bloque de digitalización.

Así pues, añadiendo dicho bloque, y disminuyendo la ganancia del controlador desde 1.8 hasta 0.0123, se tiene el Diagrama de Bode 36.

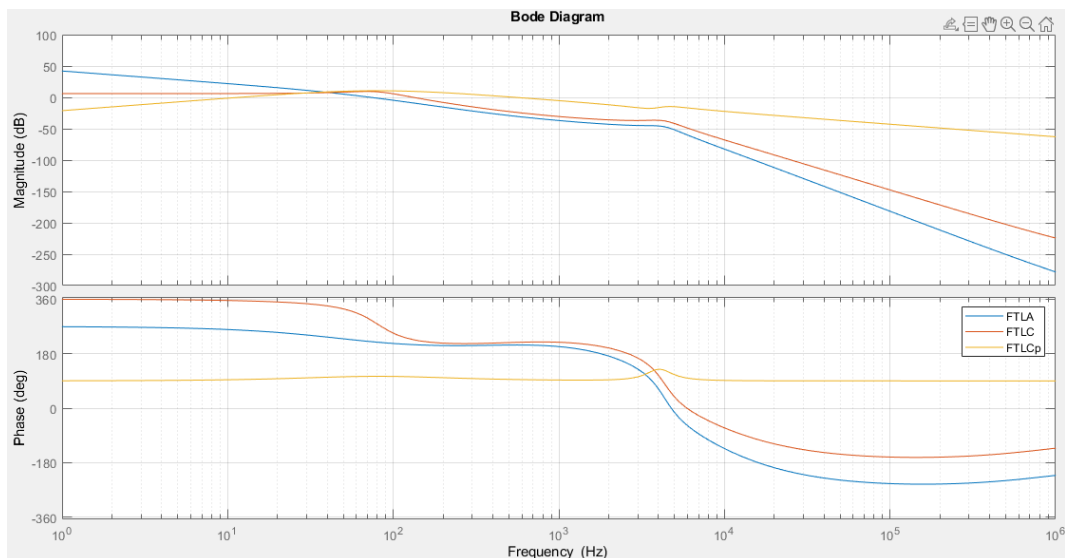


Diagrama de Bode 36: Controlador proporcional-integral de control de corriente con amortiguamiento pasivo y con digitalización

En este caso se ha conseguido estabilizar al sistema, consiguiendo un margen de fase de 40° , y una frecuencia de corte de 73 Hz.

Se puede adelantar que el seguimiento de la referencia no va a ser correcto, pues se ha disminuido mucho la ganancia de la FTLa a bajas frecuencias, lo cual empeora tanto el seguimiento de la referencia como el rechazo a la perturbación. El resultado de la simulación se muestra en la Ilustración 42.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

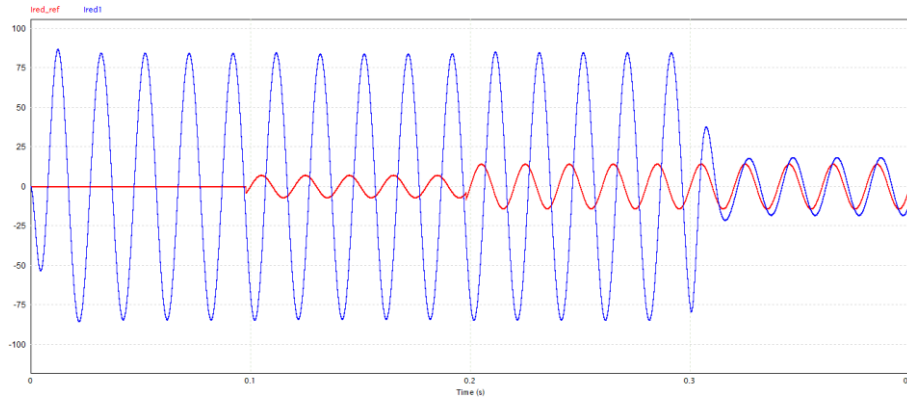


Ilustración 42: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente con amortiguamiento pasivo y con digitalización

Aunque ya se adelantaba que no se iba a conseguir un buen seguimiento de la referencia, en la simulación se observó que el seguimiento no se cumplía ni en fase ni en módulo (ni en el caso de que caiga la tensión de red), por lo que el uso de dicho controlador se descarta para el caso en el que se tenga digitalización.

3.5.3. CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE AMORTIGUAMIENTO PASIVO Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE

En este caso, se tiene para la misma ganancia que en el caso anterior el Diagrama de Bode 37.

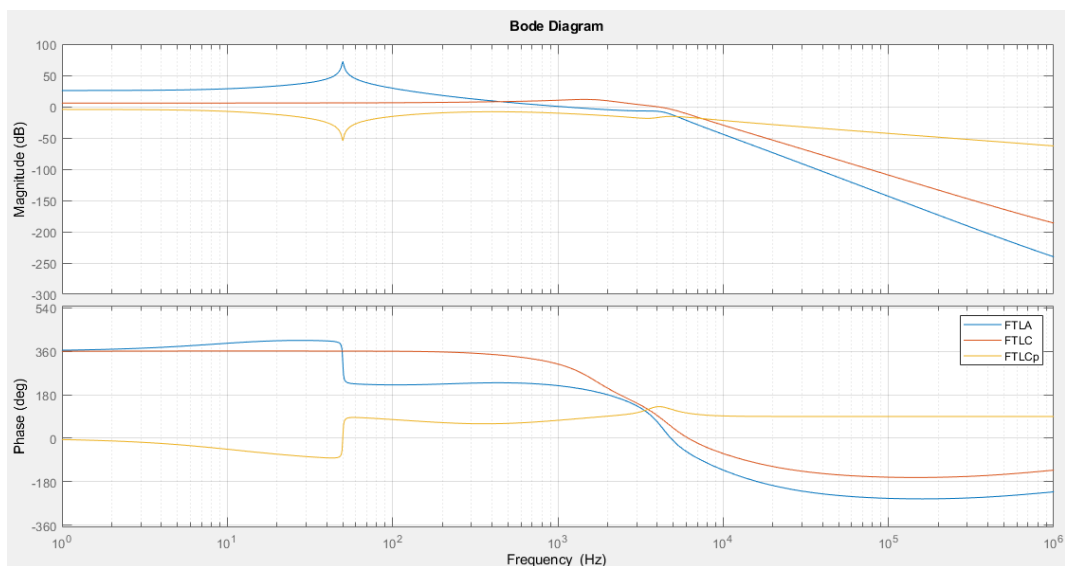


Diagrama de Bode 37: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con amortiguamiento pasivo y con digitalización

Como se puede observar, la estabilidad del lazo se mantiene, obteniéndose un margen de fase de 36° a una frecuencia de 1050 Hz. Además, se tiene un alto módulo a 50 Hz, por lo que parece que tanto el seguimiento de la referencia como el rechazo de la perturbación serán buenos.

Realizando las simulaciones en PSIM se obtienen el resultado mostrado en la Ilustración 43.

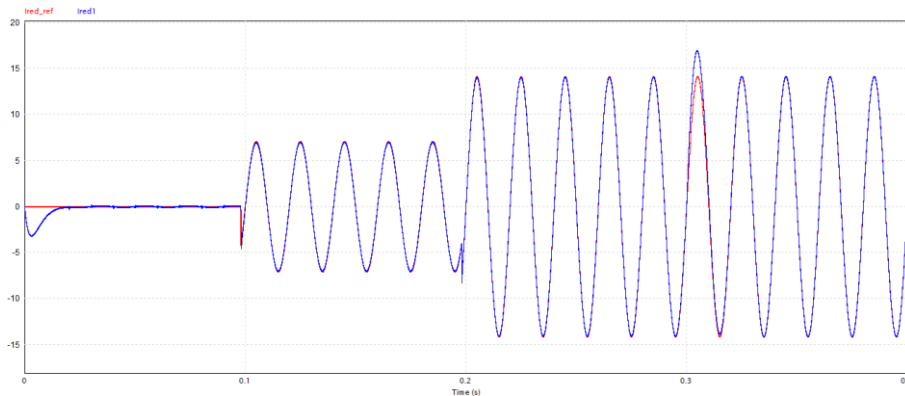


Ilustración 43: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con amortiguamiento pasivo y con digitalización

Como se puede observar, el control sigue siendo bueno, aunque se tenga la digitalización, manteniéndose el buen seguimiento de la referencia tanto cuando hay presencia de la perturbación como para cuando desaparece. Así pues, este controlador será otro controlador a implementar, debido a sus buenas prestaciones.

3.5.4. CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR Y CONTROLADOR PROPORCIONAL

En cuanto a los controladores del lazo en el que se realimenta la corriente del condensador, en primer lugar, se verá si se podrá hacer uso de un controlador proporcional.

Para ello, se ha sintonizado la ganancia del controlador proporcional en 3.65, obteniéndose el Diagrama de Bode 38.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

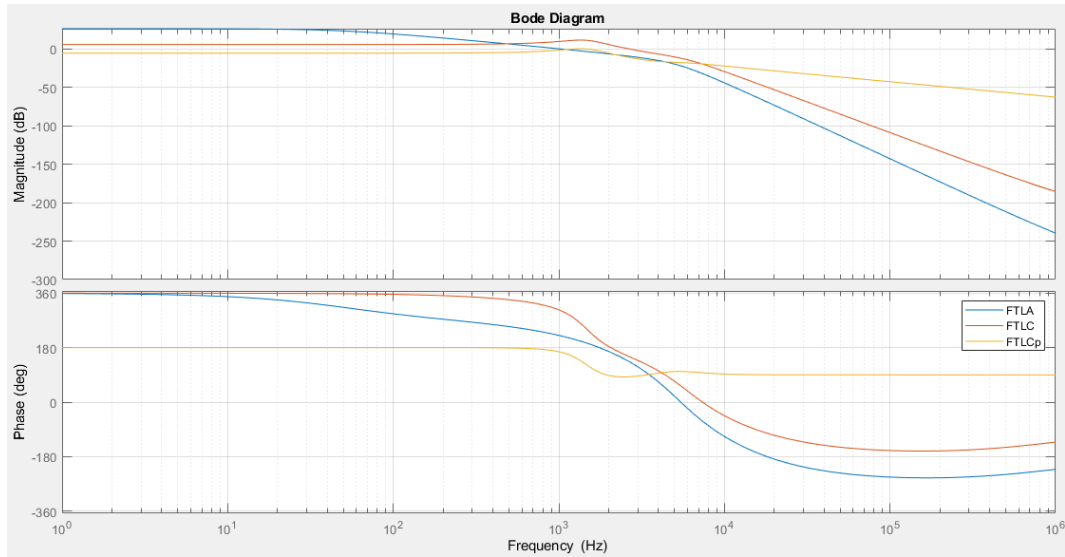


Diagrama de Bode 38: Controlador proporcional de control de corriente con realimentación de la corriente del condensador y con digitalización

Se puede observar que en este caso se tiene un margen de fase de 40° , mientras que la frecuencia de corte es de 1010 Hz. En este caso, se tendrá un buen seguimiento de la referencia, pero solo en ausencia de la perturbación, pues el rechazo de la perturbación no es bueno (se tiene una ganancia de 0.5 para la perturbación).

El resultado de la simulación se muestra en la Ilustración 44.

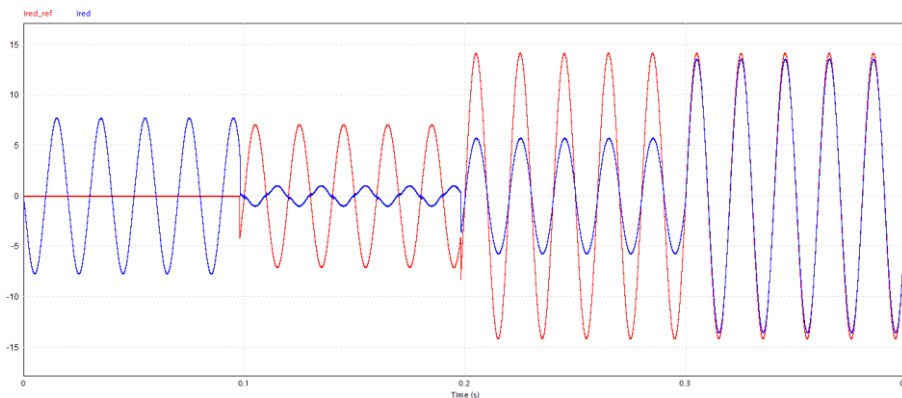


Ilustración 44: Simulación en PSIM: Controlador proporcional de control de corriente con realimentación de la corriente del condensador y con digitalización

Como ya se ha adelantado, el rechazo de la perturbación no es bueno, y por tanto no se tiene un buen seguimiento de la referencia. Se descarta el uso de este controlador.

3.5.5. CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL

En este caso, se ha disminuido la ganancia del controlador a 1.27. Se obtiene el Diagrama de Bode 39.

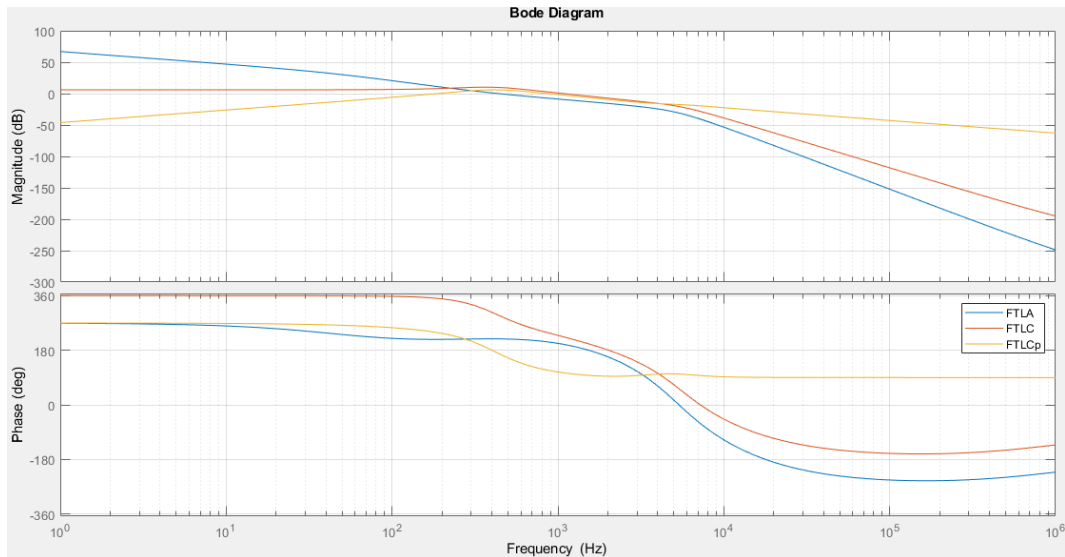


Diagrama de Bode 39: Controlador proporcional-integral de control de corriente con realimentación de la corriente del condensador y con digitalización

Como se puede observar, en este caso se consigue un margen de fase de 38°, con una frecuencia de corte de 440 Hz. Además, aunque tanto el seguimiento de la referencia como el rechazo de la perturbación hayan empeorado, se tiene una ganancia en la FTLA para frecuencia de 50 Hz que sigue manteniendo su buen comportamiento.

Las simulaciones realizadas en PSIM arrojan los resultados mostrados en la Ilustración 45.

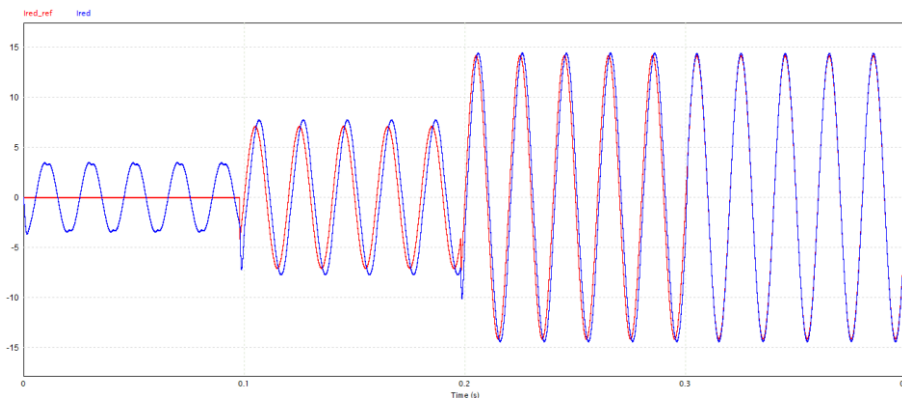


Ilustración 45: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-integral de control de corriente con realimentación de la corriente del condensador y con digitalización

Aunque el buen seguimiento de la referencia en ausencia de la perturbación se mantenga, en este caso se tiene un retraso cuando se tiene presencia de la perturbación, por lo que, en principio, no se podrá actuar mediante este controlador.

3.5.6. CONTROL DE CORRIENTE DE RED MEDIANTE REALIMENTACIÓN DE CORRIENTE DEL CONDENSADOR Y CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESONANTE

Por último, se va a realizar el mismo estudio para el caso del controlador PR. En este caso se ha disminuido la ganancia a 3.15. Se obtiene el Diagrama de Bode 40.

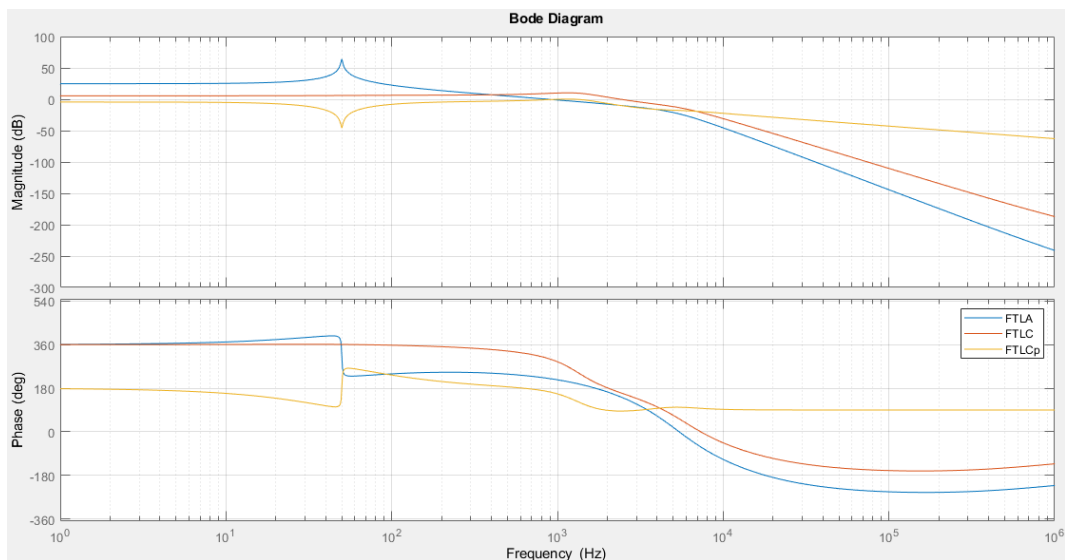


Diagrama de Bode 40: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con realimentación de la corriente del condensador y con digitalización

Como se puede observar, en este caso se tiene un lazo con un margen de ganancia de 40^o, con una frecuencia de corte de 880 Hz. Además, se sigue manteniendo el buen comportamiento del controlador frente al seguimiento de la referencia y el rechazo de la perturbación.

La simulación en PSIM arroja los resultados mostrados en la Ilustración 46.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

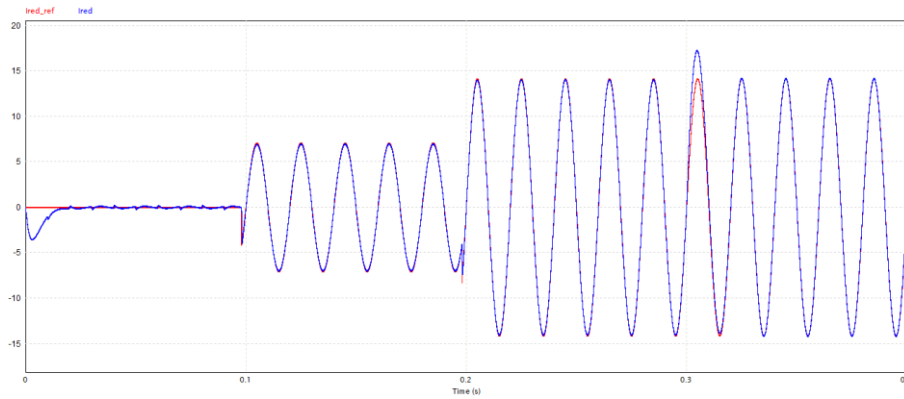


Ilustración 46: Simulación en PSIM: Controlador proporcional-resonante de control de corriente con realimentación de la corriente del condensador y con digitalización

Como se puede observar, el seguimiento de la referencia sigue siendo prácticamente perfecto, por lo que este controlador sigue siendo el más adecuado para el correcto control de la corriente de salida de red.

3.6. RESUMEN Y ELECCIÓN DE LAS DIFERENTES OPCIONES ESTUDIADAS

Una vez analizadas las diferentes opciones a implementar, se han querido resumir las características de cada una de estas opciones en diferentes tablas para hacer una mejor comparativa de todas ellas. Así, en las tablas se mostrarán los parámetros de los controladores (k_p , T_n , K_{rf}), las características del control (frecuencia de corte y margen de fase) y el módulo y la fase que introduce dicho control a la variable a controlar.

Así, se quiere sintonizar el controlador para obtener una frecuencia de corte alta, y un margen de fase alto, para así poder hacer un control rápido y estable al mismo tiempo. Además, se quiere tener un módulo (o ganancia a 50 Hz) de 2 (el sensor tiene una ganancia de 0.5, por lo que se deberá compensar), y una fase lo más cercana a 0° .

Se tendrá en cuenta que el módulo puede ser corregido por el lazo externo de control de tensión mediante una mayor o menor referencia de corriente, pero la fase no puede ser corregida.

En primer lugar, se ha querido observar la respuesta de cada una de ellas (con y sin digitalización) en cuanto a seguimiento de referencia se refiere (en ausencia de la perturbación). Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 2.

SEGUIMIENTO DE LA REFERENCIA:		P					PI						PR					
		k_p	ω_c	MF	Módulo	Fase	k_p	T_n	ω_c	MF	Módulo	Fase	k_p	K_{rf}	ω_c	MF	Módulo	Fase
SIN DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	0.1	85	120	1.26	-17.6	0.1	0.0004	209	39	2.11	-3.6	0.1	125	127	68	2	0.4
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	1	1040	77.3	1.90	-2.06	1.8	0.0003	2350	39.1	2.00	0.55	1	125	1050	72	2	0.7
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO I_c	6.62	1800	45	1.95	-0.8	5	0.0005	1420	43	2.01	0.36	5	125	1380	52	2	0.7
CON DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.1	125	127	64	2	0
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	-	-	-	-	-	0.0123	0.0003	73.3	39.7	2.63	-32	1	125	1030	44	2	1
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO I_c	3.64	1000	40	1.91	-2	1.51	0.0005	500	37	2.03	0	2.84	125	800	44	2	1

Tabla 2: Resumen de la respuesta de seguimiento de la referencia de todos los controles analizados

Como se puede observar, cuando se está realizando el control analógico, se puede obtener una buena respuesta para el caso en el que sin amortiguamiento se use un controlador PR, para el caso en el que, mediante el amortiguamiento pasivo, se use un controlador PI o para el caso en el que, mediante la realimentación de la corriente del condensador, se use un controlador P.

No obstante, cuando se añade la digitalización, las opciones más favorables son el uso del controlador PR cuando no se tiene amortiguamiento, y el uso del PI cuando se tiene amortiguamiento activo mediante la realimentación de la corriente del condensador.

En segundo lugar, se ha hecho la misma comparativa, pero esta vez comparando el rechazo de la perturbación de cada una de las opciones. En este caso, se quiere un módulo lo más cercano a 0º posible, mientras que, en cuanto a la fase, interesa más tenerlo en 0º o en 180º (de esta forma no perturbará la fase de la respuesta del seguimiento de la referencia). Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.

RECHAZO DE LA PERTURBACIÓN:		P					PI					PR						
		kp	ω_c	MF	Módulo	Fase	kp	Tn	ω_c	MF	Módulo	Fase	kp	Krf	ω_c	MF	Módulo	Fase
SIN DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	0.1	85	120	8.04	46.6	0.1	0.0004	209	39	0.67	87.4	0.1	125	127	68	0.046	1.47
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	1	1040	77.3	0.6	3.8	1.8	0.0003	2350	39.1	0.03	85.5	1	125	1050	72	0.004	0
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO I _c	6.62	1800	45	0.3	180	5	0.0005	1420	43	0.063	262	5	125	1380	52	0.0032	181
CON DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.1	125	127	64	0.046	2.02
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	-	-	-	-	-	0.0123	0.0003	73.3	39.7	3.07	104	1	125	1030	44	0.004	0.14
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO I _c	3.64	1000	40	0.52	180	1.51	0.0005	500	37	0.21	263	2.84	125	800	44	0.006	182

Tabla 3: Resumen de la respuesta de rechazo de la perturbación de todos los controles analizados

En este caso, las mejores respuestas cuando no se tiene digitalización se obtienen para los casos en el que se realiza el amortiguamiento (ya sea de manera pasiva o activa). Así pues, las mejores opciones son el uso del controlador PR con amortiguamiento pasivo, y el uso del control PI con amortiguamiento activo.

Por otro lado, para el caso en el que se tiene digitalización, la respuesta empeora, aunque se mantienen las mismas opciones seleccionadas que sin digitalización.

Por último, debido a que en la realidad se tiene un sistema en el que el control debe actuar en presencia de dicha perturbación, se ha querido analizar la respuesta del sistema, suponiendo una referencia de corriente a seguir de 5 A eficaces, y una tensión de red de 15 V eficaces. En este caso, además, se ha analizado el pico que se produce en el transitorio, siendo perjudicial que el pico aumente en exceso. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.

REFERENCIA + PERTURBACIÓN:		P						PI						PR							
		kp	ω_c	MF	Módulo	Fase	Pico	kp	Tn	ω_c	MF	Módulo	Fase	Pico	kp	Krf	ω_c	MF	Módulo	Fase	Pico
SIN DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	0.1	85	120	24.75	44	1	0.1	0.0004	209	39	2.89	40.5	1.06	0.1	125	127	68	2.14	0.5	1
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	1	1040	77.3	3.69	0.8	1	1.8	0.0003	2350	39.1	2.01	3.1	1	1	125	1050	72	2.01	0.7	1
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO I_c	6.62	1800	45	1.05	-1.5	1	5	0.0005	1420	43	1.99	-5	1.22	5	125	1380	52	1.99	0.7	1.16
CON DIGITALIZACIÓN	SIN AMORTIGUAMIENTO	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.1	125	127	64	2.14	0.1	1
	CON AMORTIGUAMIENTO PASIVO	-	-	-	-	-	-	0.0123	0.0003	73.3	39.7	7.54	90	-	1	125	1030	44	2.01	1	1
	CON AMORTIGUAMIENTO ACTIVO I_c	3.64	1000	40	0.35	-11	1.12	1.51	0.0005	500	37	2.05	-18	1.15	2.84	125	800	44	1.98	1	1

Tabla 4: Combinación de las respuestas de seguimiento de la referencia y rechazo de la perturbación

Como se puede observar, al añadir la digitalización a los diferentes controles, se debe actuar sobre los parámetros de los controladores para hacer que las características de lazo (frecuencia de corte, y margen de fase), sean aceptables.

Como se puede observar, si se está actuando sin digitalización, la mejor opción (considerando la complejidad de implementación del controlador PR analógico) es el uso de un controlador P con amortiguamiento activo, pues el lazo exterior hará corregir el error en módulo, mientras que el error de fase es prácticamente despreciable. Así, también se podría actuar con el mismo controlador para el caso en el que se realice amortiguamiento pasivo, pero teniendo en cuenta que se debe añadir una rama de amortiguamiento con el coste que pueda suponer.

De todas formas, en el caso de no poder realizar un lazo externo para compensar el error en módulo, la mejor opción será el uso de un controlador PI con amortiguamiento pasivo, asumiendo el error en fase que se produce.

No obstante, para el caso en el que el control se realice digitalmente, la mejor opción es la del uso de un controlador PR, pues la implementación del controlador se simplifica mucho, y la respuesta obtenida es considerablemente mejor que con los otros controladores. Además, mediante este controlador, se podría actuar con cualquiera de las opciones analizadas, aunque la mejor respuesta se dará para el caso en el que no se implemente amortiguamiento, obteniendo un error de fase menor, y corrigiendo el error en módulo mediante el lazo exterior.

4. CONTROL DE TENSIÓN

Una vez estudiadas y analizadas las diferentes variantes de control de corriente, se procede a realizar el control de la tensión del condensador.

Como en todas las topologías de conversión de energía eléctrica mediante electrónica de potencia, el generador eléctrico genera una energía, la cual debe convertirse en el convertidor para poder inyectar dicha energía en la red. De esta forma, para hacer que la energía extraída por el generador sea la misma que la potencia inyectada a la red (despreciando pérdidas), se controla la tensión del condensador, actuando sobre la corriente de referencia a extraer para cargar o descargar el condensador de entrada, y así, variar la tensión hacia el valor que se determine.

Así pues, en este apartado se determinará como realizar el control de la tensión del condensador, para así conseguir extraer toda esa energía generada por el generador eléctrico.

4.1. ANÁLISIS DEL LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN

Para ello, en primer lugar, se conocerá el lazo de control a implementar. Dicho lazo se muestra en la Ilustración 47, el cual es el mismo que el mostrado en el Tema 7 de la asignatura Sistemas Fotovoltaicos.

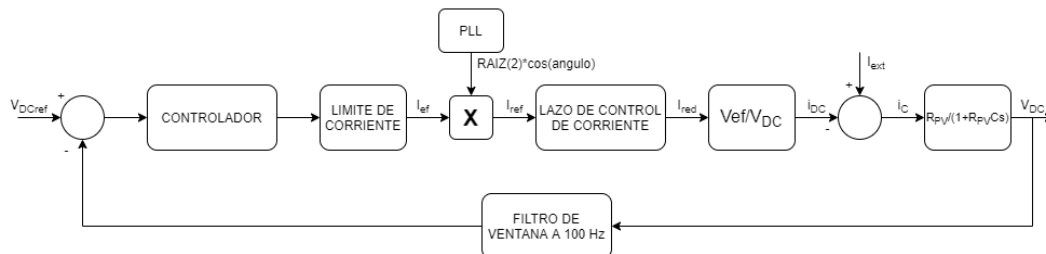


Ilustración 47: Lazo de control de tensión

Se analizarán cada uno de los bloques mostrados en dicha ilustración:

- Controlador:

En este caso, el controlador a utilizar será un controlador PI, debido a que la referencia a seguir será una señal continua, por lo que se hará que el error sea nulo en estado estacionario mediante el bloque integrador. Se determinarán los parámetros de dicho controlador en siguientes apartados.

- Límite de corriente:

El limitador de corriente es un bloque mediante el cual se limita el valor de corriente a introducir. Ya sea en periodos de transición o en estado estacionario, la referencia de corriente calculada por el controlador de tensión puede aumentar por encima de la capacidad de conducción de los elementos del convertidor, por lo que se debe limitar la corriente de referencia.

En este caso, debido a que el convertidor es de una potencia de 200 W con una tensión eficaz de salida de 15 V, el límite de corriente eficaz será de 15 A, siempre y cuando los semiconductores seleccionados puedan conducir dicha corriente.

- PLL:

En todas las aplicaciones donde se inyecte energía a la red, se dispone de un bloque llamado "Phase-Locked Loop" (PLL) o Lazo de Seguimiento de Fase, mediante el cual se sincroniza la corriente inyectada en red con la tensión de la propia red. En los siguientes apartados se hablará más de este bloque.

- Lazo de control de corriente:

Este bloque representa el control de corriente anteriormente visto. Como se ve, este control está dentro del lazo de control de tensión, y, por tanto, se debe determinar su función de transferencia equivalente.

Para ello, se ha visto en el apartado anterior que las frecuencias de corte más altas rondaban los 1000 Hz, y que la ganancia total del sensor requerida para un buen funcionamiento del lazo era de 0.5. Así pues, la función equivalente constaría de un retraso a la frecuencia de corte, con la ganancia que se requiere (como ya se ha dicho, de 0.5).

Debido a que el lazo de control de tensión no se dimensiona para que su dinámica sea rápida, y, por tanto, se busca una frecuencia de corte de entorno a los 10 o 20 Hz, el retraso introducido por el control de corriente es prácticamente despreciable (está parametrizado dos décadas por encima de dicha frecuencia), la función de transferencia equivalente será la siguiente:

$$FT_{control\ de\ corriente} = \frac{1}{K_{si}} = \frac{1}{0.5} = 2$$

- Planta del sistema:

La planta del sistema engloba los bloques desde la salida del control de corriente hasta la señal de V_{DC} . Se puede observar que en esta planta toman importancia las características del propio panel fotovoltaico conectado, pues, como ya se sabe, la potencia extraída del panel fotovoltaico respecto a la tensión aplicada no es lineal, y, por tanto, se aproxima dicha función por la función mostrada en la Ilustración 47.

- Filtro de ventana deslizante:

Por último, el filtro de ventana deslizante es un filtro para el filtrado de las señales a 100 Hz. Como ya se sabe, en aplicaciones monofásicas se tiene una componente a 100 Hz en la tensión del condensador, por lo que se debe filtrar dicha componente para evitar que la corriente de referencia calculada no tenga componentes a dicha frecuencia, pues de lo contrario, la corriente de referencia a introducir en el lazo de control de corriente tendría componentes de tercer armónico no deseados (la multiplicación de una componente senoidal de 50 Hz y otra de 100 Hz da como resultado una componente a 150 Hz), pudiendo incumplir la normativa vigente en lo que a distorsión armónica se refiere.

Para realizar este filtrado, simplemente se debe almacenar el valor de tensión del condensador durante 10 milisegundos, para luego calcular el valor medio de los valores almacenados. De esta forma, se tiene un retraso debido a que se obtiene una señal más tardía que la actual.

Así pues, para analizar la estabilidad del lazo, dicho filtro digital puede aproximarse por un filtro analógico paso bajo de una frecuencia de corte de 32 Hz:

$$FT_{\text{filtro de ventana deslizante}} = \frac{1}{\tau_f * s + 1} = \frac{1}{\frac{s}{2\pi * 32} + 1}$$

Una vez determinados los diferentes bloques del lazo de control, ya se pueden calcular los diferentes parámetros del controlador del lazo de control de tensión.

4.2. SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN

Para la sintonización del controlador, en primer lugar, se debe hallar el diagrama de bode de la FTLA del lazo de control de tensión.

Ya se ha dicho que la planta del sistema se ha linealizado mediante el bloque visto en el anterior apartado, aunque dicho comportamiento se halla para cada punto de la curva I-V de generación de un panel fotovoltaico. Por tanto, se tienen dos opciones:

- Sintonizar los parámetros del controlador para una resistencia determinada.
- Realizar un control adaptativo para hallar el valor de la resistencia R_{PV} en cada momento, y modificar los parámetros del PI en base al punto de funcionamiento.

En este proyecto no se va a realizar un control adaptativo, pues se tendría un sistema mucho más complejo de implementar, además de que, en realidad, no se precisa rapidez de control.

Así pues, para hacer que el sistema sea estable siempre, se debe suponer que la resistencia R_{PV} tiende a infinito, quedando la siguiente función resultante:

$$\frac{1}{C_{PV} * s}$$

De esta forma, se consigue estabilizar el control para cada uno de los puntos de la curva de generación, aunque se vuelva más lento a medida que aumenta la tensión de generación. En este caso, el condensador de la presente aplicación será de 8 mF (un valor elevado), por lo que el condensador parásito del panel fotovoltaico es prácticamente despreciable.

Por otro lado, se va a compensar el bloque de ganancia V_{ef}/V_{DC} , pues de esta forma, el control diseñado realizará un control adaptativo a los cambios en la tensión del condensador.

Por tanto, la función de transferencia resultante es la siguiente:

$$FTLA = k_p * \frac{Tn * s + 1}{Tn * s} * \frac{1}{K_{Si}} * \frac{1}{C_{PV} * s} * \frac{1}{\tau_f * s + 1}$$

Para un controlador de ganancia unitaria, se muestra la dinámica de la función de transferencia en lazo abierto y de la función de transferencia en lazo cerrado en el Diagrama de Bode 41.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

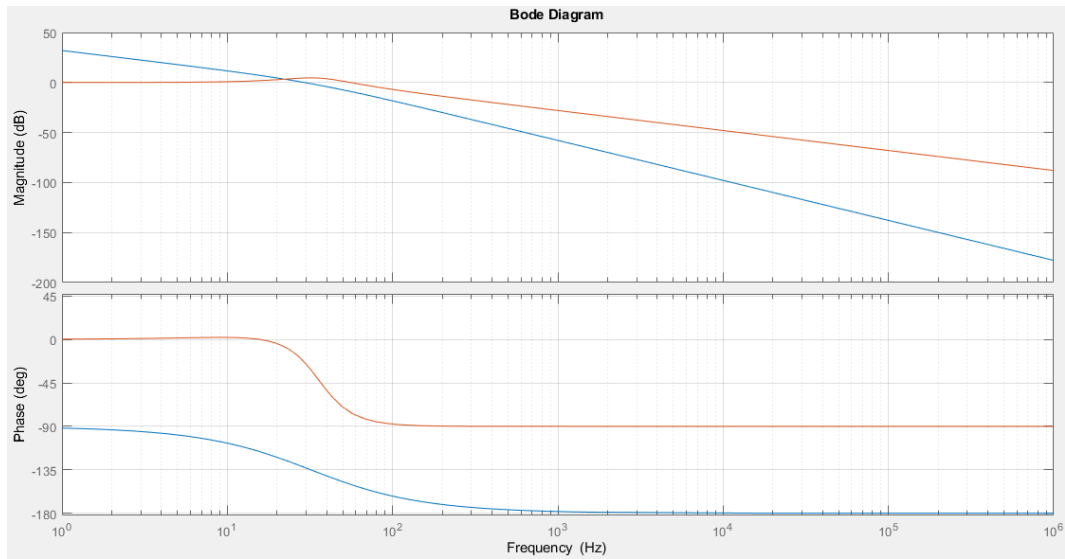


Diagrama de Bode 41: FTLA y FTLC de control de tensión

Como se puede observar, se tiene un sistema estable, en el que el margen de fase es de 47° , y la frecuencia de corte cercana a los 30 Hz. De esta forma, aunque el lazo tenga una buena respuesta, se quiere tener un sistema con un margen de fase de 55° , y con una frecuencia de corte de 20 Hz. Además, mediante la parte integral del PI se hará que el error en régimen estacionario sea nulo.

Los parámetros calculados para las características mencionadas son las siguientes:

- $k_p = 0.592$
- $Tn = 0.1521$

Para estos parámetros, se obtiene el Diagrama de Bode 42.

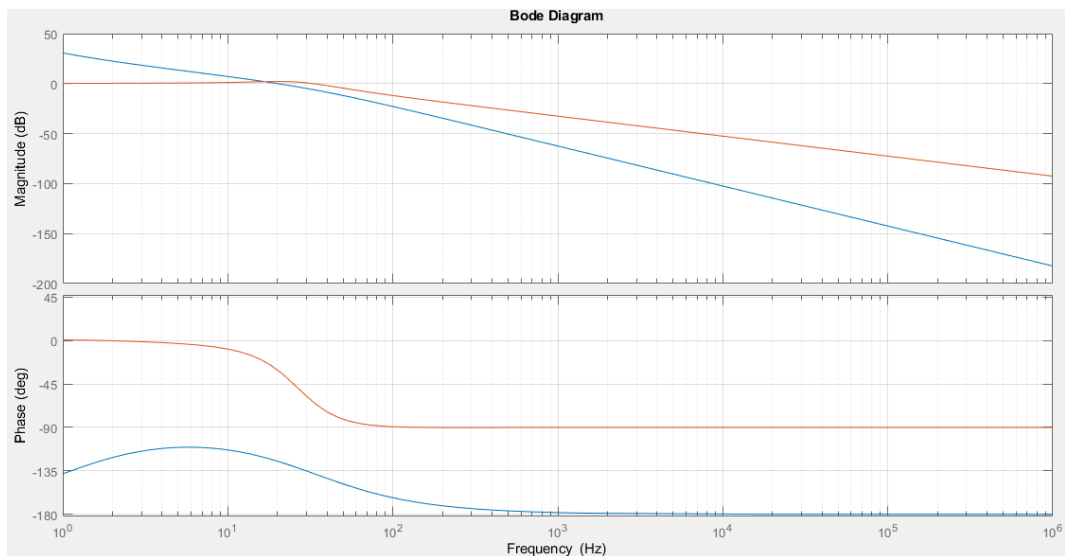


Diagrama de Bode 42: FTLA y FTLC de control de tensión con controlador PI

En este caso, se obtienen las características mencionadas, por lo que, se procede a realizar las simulaciones en PSIM para comprobar el buen comportamiento del lazo. Para ello, se va a mantener una tensión en el condensador de referencia de 35 V, mientras que la corriente de entrada al convertidor (o la generación del panel fotovoltaico) será la siguiente:

- Una transición de corriente desde los 0 A hasta los 5 A desde el instante inicial hasta el segundo 0.15.
- Una corriente constante de 5 A hasta el segundo 1.

Además, para esta simulación, se ha hecho uso del control de corriente de red con controlador proporcional-resonante y con realimentación de la corriente del condensador, considerando la digitalización.

El resultado de la simulación se muestra en la Ilustración 48.

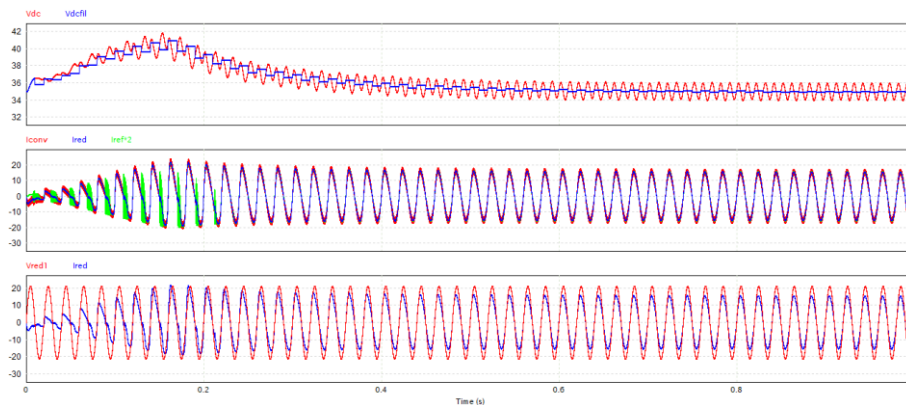


Ilustración 48: Simulación en PSIM: Control de tensión del condensador

En esta ilustración se muestran tres gráficos:

- En la primera de ellas se muestra la transición que la tensión del condensador tiene en color rojo, y el filtrado mediante el filtro de ventana en color azul. Como se puede observar, la tensión aumenta en un primer momento debido a que la corriente de referencia del control de corriente es 0 en el instante inicial, y no es hasta el segundo 0.16 cuando la tensión empieza a disminuir. Así, se tiene una sobretensión de entorno al 117%.

No obstante, se observa que la tensión se estabiliza en unos 0.5 segundos, lo cual indica que, aunque no sea un control rápido, es un control estable y suficiente para la presente aplicación, pues la corriente generada no cambiará de forma tan repentina.

Por último, cabe mencionar el rizado a 100 Hz que se ha comentado anteriormente, y su filtrado mediante el filtro de ventana. Se ve claramente como el filtrado hace retrasar la señal introducida en el lazo de control.

- En la segunda gráfica, se muestra la corriente de salida a la red, la corriente de salida del convertidor, y la corriente de referencia. En este caso se ha querido mostrar la corriente del convertidor, pues se tiene una corriente idéntica a la corriente de salida a red, aunque con un mayor rizado debido a la conmutación de los semiconductores. Se observa que, efectivamente tal y como se había diseñado, el seguimiento de la corriente de referencia se realiza prácticamente a la perfección.
- Por último, en la tercera gráfica, se ha querido representar la sincronización de la corriente de red con la tensión de red, debido a la implementación de una PLL. Nuevamente se observa que la sincronización con la red es prácticamente perfecta, teniendo un error de adelanto de la corriente respecto de la tensión de 1.42° .

5. PLL

En este apartado se va a diseñar teórica y experimentalmente la PLL monofásica necesaria para implementar en este proyecto.

Las PLL monofásicas son controles que todavía están en fase de investigación, y que, por tanto, no se tiene una solución concreta. No obstante, se ha hecho un análisis profundo de una posible solución de PLL monofásica en el Complemento del Trabajo de Fin de Máster, adjuntado a este mismo trabajo.

En esta solución se plantea el filtrado paso banda de la tensión de red para paliar los efectos de las componentes armónicas de la red, y eliminar las componentes DC, y su posterior filtrado mediante un filtro paso bajo para poder generar una componente beta artificial, y mediante dicha componente calcular la fase de la tensión de red. Así pues, dicha fase calculada será la que se introducirá a la corriente de referencia calculada para así poder sincronizar dicha corriente con la tensión de red.

5.1. SINTONIZACIÓN DEL LAZO DE CONTROL DE LA PLL

En primer lugar, se van a sintonizar los parámetros del controlador de la PLL. Para ello, se tiene el lazo de control mostrado en la Ilustración 49.

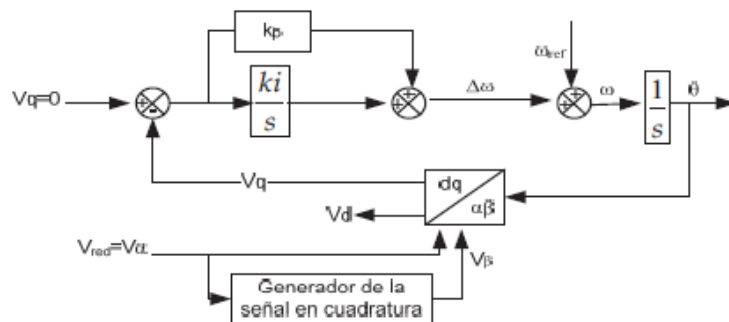


Ilustración 49: Lazo de control de la PLL (Fuente: [3])

Además, aunque ya se muestra en el Complemento al Trabajo de Fin de Máster, antes de la generación de la señal beta, debería aparecer un filtro paso banda para el filtrado de la tensión de red.

Para el lazo de control mostrado, y suponiendo el retraso por digitalización introducido, se tiene la siguiente función de transferencia en lazo abierto:

$$FTLA = k_p * \frac{Tn * s + 1}{Tn * s} * \frac{1}{s} * \frac{1 - 0.5 * Tm * s}{(1 + 0.5 * Tm * s)^2} * \frac{2\pi * 50 * s}{s^2 + 2\pi * 50 * s + (2\pi * 50)^2} * \frac{10}{1 + \frac{s}{2\pi * 5}}$$

Para un frecuencia de muestreo de 976.56 Hz, y un controlador de ganancia unitaria, se tiene el Diagrama de Bode 43.

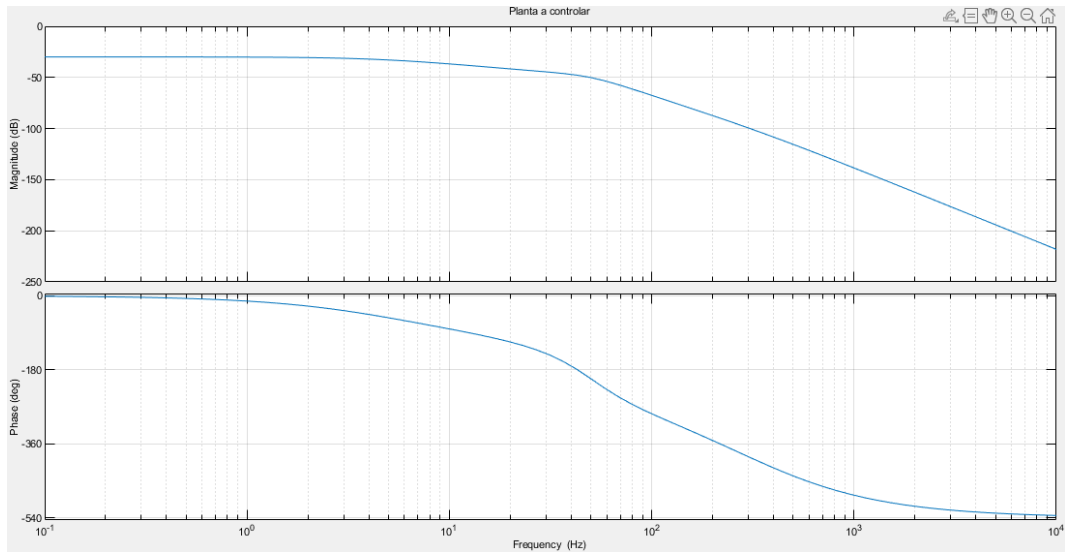


Diagrama de Bode 43: Planta de control de la PLL a controlar

Como se puede observar, la planta es estable, pero muy lenta, por lo que se deben calcular los parámetros del PI para hacer un control más rápido, pero que siga siendo estable (se tiene un Margen de Ganancia de entorno a 300).

Así pues, se ha decidido configurar el control para una frecuencia de corte de en torno a 20 Hz. Las opciones son las siguientes:

Frecuencia de corte (Hz)	Margen de Fase (°)	k_p	k_i
16.2 Hz	69°	100	2000
26.2 Hz	45°	150	1000
36.2 Hz	17°	200	1000

Tabla 5: Valores de los parámetros del controlador de la PLL

Como se puede observar, se han evaluado los valores para valores de k_p de una resolución de 50, y para valores de k_i de una resolución de 1000. Esto es debido a que, por limitación del microcontrolador, se ha decidido implementar el código en coma fija, y, por tanto, se ha perdido resolución de los parámetros del controlador. Se muestran las 3 opciones en el Diagrama de Bode 44.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

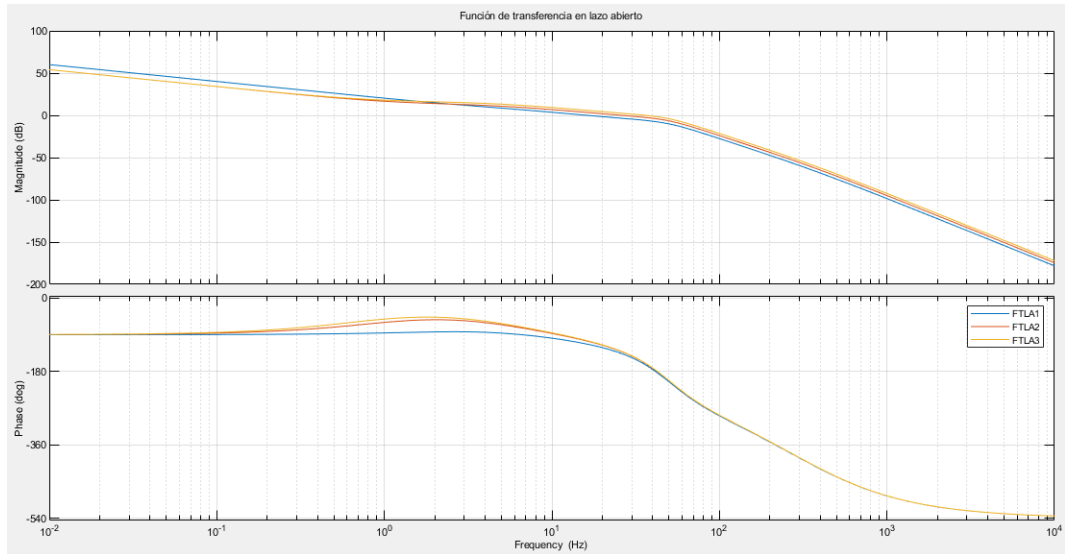


Diagrama de Bode 44: Diferentes opciones de sintonización del controlador de la PLL

En este caso se tienen tres opciones, en las cuales se ve que a medida que aumenta la ganancia del controlador, la frecuencia de corte también lo hace, pero a costa de perder fase. Así, para un controlador de mayor ganancia, se consigue un lazo más rápido, pero a cambio, el lazo se hace más inestable. Debido a que en esta aplicación se considera más importante tener una mayor estabilidad, se selecciona la primera de las opciones (la rapidez solo se tendría en cuenta para transitorios, pero en esta aplicación se considera innecesario dicho análisis, pues una vez la corriente se sincroniza con la red, no va a haber transitorios si no se dan fallos en la red).

5.2. CONFIGURACIÓN DEL MICROCONTROLADOR

La implementación de esta PLL se realizará dentro de un microcontrolador de la familia AVR. El microcontrolador seleccionado será el **Attiny85**, debido a ser este microcontrolador uno de los más económicos del mercado. Se adjunta la Ilustración 50 como referencia de las diferentes patillas del microcontrolador.

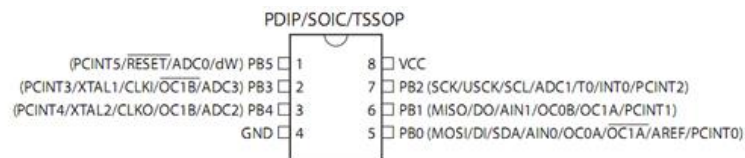


Ilustración 50: Disposición de las diferentes patillas del microcontrolador ATtiny85 (Fuente: [4])

Este microcontrolador, con un reloj interno de 8 MHz, tiene la capacidad de leer entradas tanto analógicas como digitales mediante las patillas 1, 2, 3 y 7 y de poder extraer señales “falsos analógicos” en sus salidas PWM de las patillas 5 y 6.

Las características principales de este microcontrolador son los siguientes [4]:

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

- Microcontrolador AVR® de 8 bits de alto rendimiento y bajo consumo
- Arquitectura RISC avanzada
 - o 120 instrucciones poderosas - La mayoría de la ejecución de ciclo de reloj único
 - o 32 x 8 registros de trabajo de propósito general
 - o Operación totalmente estática
- Memorias de datos y programas no volátiles
 - o 2 / 4 / 8K Byte de memoria flash de programa programable en el sistema (ATtiny25 / 45/85)
 - Resistencia: 10,000 ciclos de escritura / borrado
 - o 128/256/512 Bytes EEPROM programable en el sistema (ATtiny25 / 45/85)
 - Resistencia: 100,000 Ciclos de escritura / borrado
 - o 128/256/512 Bytes SRAM interno (ATtiny25 / 45/85)
 - o Bloqueo de programación para programa flash de autoprogramación y seguridad de datos EEPROM
- Funciones periféricas
 - o Temporizador / contador de 8 bits con preescalador y dos canales PWM
 - o Temporizador / contador de alta velocidad de 8 bits con preescalador separado
 - 2 salidas PWM de alta frecuencia con registros de comparación de salida separados
 - Generador de tiempo muerto programable
 - o Interfaz serie universal con detector de condición de inicio
 - o ADC de 10 bits
 - 4 canales de terminación única
 - 2 canales de ADC diferencial Se empareja con Progra Ganancia mmable (1x, 20x)
 - o Temporizador de vigilancia programable con oscilador independiente en el chip
 - o Comparador analógico en el chip
- Características especiales del microcontrolador
 - o Sistema debugWIRE de depuración en el chip
 - o Programable en el sistema a través del puerto SPI
 - o Fuentes de interrupción externas e internas
 - o Bajo Modos de alimentación inactiva, reducción de ruido de ADC y apagado
 - o Circuito de reinicio de encendido mejorado
 - o Circuito de detección de caída programable
 - o Oscilador calibrado interno
- E / S y paquetes
 - o Seis líneas de E / S programables
 - o SOIC de 8 pines
 - o 20 pin QFN
- Voltaje de funcionamiento
 - o 2,7 - 5,5 V para ATtiny25 / 45/85
- Grado de velocidad
 - o ATtiny25 / 45/85: 0 - 8 MHz a 2,7 - 5,5 V, 0 - 16 MHz a 4,5 - 5,5 V
- Rango de temperatura automotriz
 - o -40 ° C a + 125 ° C
- Bajo consumo de energía
 - o Modo activo:
 - 1 MHz, 2.7V: 500µA
 - o Modo de apagado:
 - 0.2µA a 2.7V

En la presente aplicación, es necesaria la lectura tanto de la tensión de red como de la corriente eficaz de referencia, siendo ambas señales analógicas, mientras que a la salida se tendrá la corriente de referencia senoidal, obteniendo dicha señal analógica mediante una señal PWM filtrada mediante un filtro analógico que se detalla a continuación.

5.2.1. PUERTO B

El microcontrolador de este proyecto posee un solo puerto, formado por seis pines programables.

Para la configuración de dichos pines se utilizan los registros DDRB (Port B Data Direction Register) y PORTB (Port B Data Register). Dichos registros se usan para la configuración de los pines de entrada y salida, y para la configuración del estado de cada uno de los pines, respectivamente.

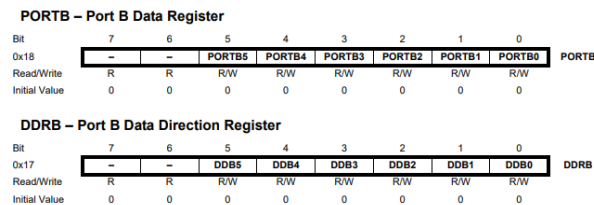


Ilustración 51: Configuración del puerto B (Fuente: [5])

En este proyecto la configuración del puerto B se ha realizado mediante el siguiente código:

```
DDRB |= (1 << DDB0); //Configura el pin PB0 como OUTPUT
DDRB |= (1 << DDB1); //Configura el pin PB1 como OUTPUT
DDRB |= (1 << DDB2); //Configura el pin PB2 como OUTPUT
```

5.2.2. OSCILADOR

El microcontrolador está configurado para trabajar con un reloj interno de 8 MHz. En el caso de necesitarlo, se podría trabajar con un reloj externo, bien sea para ganar precisión o bien para ganar rapidez.

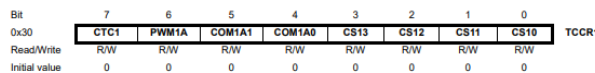


Ilustración 52: Configuración del reloj 1 (Fuente: [5])

En este caso, debido a que se debe ejecutar el código, y por tanto se necesita un tiempo determinado para ello, se deberá configurar el reloj para que el tiempo de muestreo sea ligeramente mayor al tiempo de ejecución del código. Para ello, se hace uso de la siguiente tabla, donde se escala el reloj según los factores de división mostrados.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

CLKPS3	CLKPS2	CLKPS1	CLKPS0	Clock Division Factor
0	0	0	0	1
0	0	0	1	2
0	0	1	0	4
0	0	1	1	8
0	1	0	0	16
0	1	0	1	32
0	1	1	0	64
0	1	1	1	128
1	0	0	0	256
1	0	0	1	Reserved
1	0	1	0	Reserved
1	0	1	1	Reserved
1	1	0	0	Reserved
1	1	0	1	Reserved
1	1	1	0	Reserved
1	1	1	1	Reserved

Ilustración 53: Configuración del oscilador (Fuente: [5])

En este caso, debido a que se tiene un tiempo de ejecución de aproximadamente 850 μ seg, se configurará el reloj 1 para tener una frecuencia de aproximadamente 1 kHz:

`TCCR1 = B11010110; //Configuración reloj 1 (modo PWM)`

Además, dentro de la propia interrupción se configurará también el reloj 0 para configurar la frecuencia de la PWM de salida.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
0x33	FOC0A	FOC0B	-	-	WGM02	CS02	CS01	CS00	TCCR0B
Read/Write	W	W	R	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

Ilustración 54: Configuración del reloj 0 (Fuente: [5])

Debido a que, cuanto mayor sea la frecuencia, mejor será el filtrado de la señal, se configurará el reloj 0 para que la frecuencia sea lo mayor posible. Así, se consigue una frecuencia máxima de 31.25 kHz.

CS02	CS01	CS00	Description
0	0	0	No clock source (Timer/Counter stopped)
0	0	1	clk _{IO} (No prescaling)
0	1	0	clk _{IO} /8 (From prescaler)
0	1	1	clk _{IO} /64 (From prescaler)
1	0	0	clk _{IO} /256 (From prescaler)
1	0	1	clk _{IO} /1024 (From prescaler)
1	1	0	External clock source on T0 pin. Clock on falling edge.
1	1	1	External clock source on T0 pin. Clock on rising edge.

Ilustración 55: Configuración del preescalado del reloj 0 (Fuente: [5])

En este proyecto la configuración del reloj 0 es el siguiente:

`TCCR0B = B01000001; //Configuración reloj 0 (modo PWM)`

5.2.3. CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL

Por otro lado, para la lectura de las variables analógicas, el propio microcontrolador posee un convertidor analógico-digital para hacer posible la lectura de dichas variables.

Para la configuración del multiplexor del Convertidor Analógico-Digital se utiliza el registro ADMUX (ADC Muxtipler Selection Register), eligiendo la referencia de la tensión a medir, y configurando los propios pines de entrada y la ganancia.

ADMUX – ADC Multiplexer Selection Register								
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
0x07	REFS1	REFS0	ADLAR	REFS2	MUX3	MUX2	MUX1	MUX0
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Ilustración 56: Configuración del registro ADMUX (Fuente: [5])

En este proyecto se desean leer dos entradas analógicas independientes, por lo que se realizará el tipo de conversión “single ended conversión”. En esta conversión se realizará la medida referenciada a tierra, obteniéndose la siguiente salida:

$$ADC = \frac{V_{IN} * 1024}{V_{REF}}$$

Por otro lado, los pines de entrada serán los pines PB3 y PB4, por lo que se deberán definir tal y como se indica en el manual.

MUX[3:0]	Single Ended Input	Positive Differential Input	Negative Differential Input	Gain	
0000	ADC0 (PB5)	N/A	N/A	N/A	
0001	ADC1 (PB2)				
0010	ADC2 (PB4)				
0011	ADC3 (PB3)				
0100	N/A	ADC2 (PB4)	ADC2 (PB4)	1x	
0101 ⁽¹⁾		ADC2 (PB4)	ADC2 (PB4)	20x	
0110		ADC2 (PB4)	ADC3 (PB3)	1x	
0111		ADC2 (PB4)	ADC3 (PB3)	20x	
1000		ADC0 (PB5)	ADC0 (PB5)	1x	
1001		ADC0 (PB5)	ADC0 (PB5)	20x	
1010		ADC0 (PB5)	ADC1 (PB2)	1x	
1011		ADC0 (PB5)	ADC1 (PB2)	20x	
1100 ⁽²⁾		V _{BB}	N/A	N/A	N/A
1101		GND			
1110	N/A				
1111 ⁽³⁾	ADC4				

Ilustración 57: Configuración de las entradas analógicas (Fuente: [5])

Además, en este caso el registro ADLAR se pondrá a 1, para almacenar los 8 bits más significativos de la conversión.

Por último, cabe mencionar que se va a realizar la lectura con un preescalado de 2, configurado en el registro ADCSRA.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

ADPS2	ADPS1	ADPS0	Division Factor
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Ilustración 58: Configuración del preescalado del reloj de ADC (Fuente: [5])

Así, en este proyecto la configuración del convertidor se mediante el siguiente código:

```
//LECTURA ANALÓGICA//
ADMUX |= (0 << MUX3); //Configuración
ADMUX |= (0 << MUX2); //del pin PB4
ADMUX |= (1 << MUX1); //como entrada
ADMUX |= (0 << MUX0); //analógica
ADMUX |= (1 << ADLAR); //Me quedo con los 8 bits más significativos

ADCSRA |= (1 << ADEN); //Se activa el ADC.
ADCSRA |= (0 << ADPS2); //Se configura la división del reloj
ADCSRA |= (0 << ADPS1); //mediante la división entre dos la
ADCSRA |= (0 << ADPS0); //frecuencia del reloj para las variables ADC.

ADCSRA |= (1 << ADSC); //Empieza la conversación y se realiza la primera lectura.
```

5.2.4. INTERRUPCIONES

Por último, se va a activar una interrupción en el propio código para hacer que el código se ejecute con una frecuencia establecida. Así pues, se activará el contador TCCR1 con un preescalado de 32, configurando así una frecuencia de interrupción de 976.5625 Hz.

CS13	CS12	CS11	CS10	Asynchronous Clocking Mode	Synchronous Clocking Mode
0	0	0	0	T/C1 stopped	T/C1 stopped
0	0	0	1	PCK	CK
0	0	1	0	PCK/2	CK/2
0	0	1	1	PCK/4	CK/4
0	1	0	0	PCK/8	CK/8
0	1	0	1	PCK/16	CK/16
0	1	1	0	PCK/32	CK/32

Ilustración 59: Configuración del preescalado de la frecuencia de interrupción (Fuente: [5])

Además, el registro OCR1C se pondrá al máximo (255) para que la interrupción se realice en dicho valor.

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

PWM Frequency	Clock Selection	CS1[3:0]	OCR1C	RESOLUTION
20 kHz	PCK/16	0101	199	7.6
30 kHz	PCK/16	0101	132	7.1
40 kHz	PCK/8	0100	199	7.6
50 kHz	PCK/8	0100	159	7.3
60 kHz	PCK/8	0100	132	7.1
70 kHz	PCK/4	0011	228	7.8
80 kHz	PCK/4	0011	199	7.6
90 kHz	PCK/4	0011	177	7.5
100 kHz	PCK/4	0011	159	7.3
110 kHz	PCK/4	0011	144	7.2
120 kHz	PCK/4	0011	132	7.1
130 kHz	PCK/2	0010	245	7.9
140 kHz	PCK/2	0010	228	7.8
150 kHz	PCK/2	0010	212	7.7
160 kHz	PCK/2	0010	199	7.6
170 kHz	PCK/2	0010	187	7.6
180 kHz	PCK/2	0010	177	7.5
190 kHz	PCK/2	0010	167	7.4
200 kHz	PCK/2	0010	159	7.3
250 kHz	PCK	0001	255	8.0
300 kHz	PCK	0001	212	7.7
350 kHz	PCK	0001	182	7.5
400 kHz	PCK	0001	159	7.3
450 kHz	PCK	0001	141	7.1
500 kHz	PCK	0001	127	7.0

Ilustración 60: Configuración del registro OCR1C (Fuente: [5])

Se debe tener en cuenta que mediante dicha configuración se ha establecido la frecuencia del reloj de interrupción, que a su vez está preescalada entre 32.

$$f = \frac{f_{TCK1}}{OCR1C + 1} = \frac{8 \text{ MHz}}{256} = 31.25 \text{ kHz}$$

$$f_{INTERRUPCIÓN} = \frac{f}{32} = \frac{31.25}{32} = 976.5625 \text{ Hz}$$

Se configura la interrupción mediante el siguiente código:

```
TIMSK |= (1 << TOIE1); //Habilitar interrupción por overflow del timer 1 (OCR1C)
OCR1C = 255; //Se hace la interrupción al llegar al valor seleccionado
sei(); //Habilitar interrupciones
```

5.3. IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA DE LOS FILTROS DIGITALES EN EL BLOQUE C

En este apartado se va a explicar cómo se ha realizado la implementación de los filtros en el lenguaje en C.

En el cálculo de los parámetros de los controladores, a la hora de determinar la función de transferencia en lazo abierto se han considerado filtros analógicos. No obstante, ya se sabe que cuando se realiza un control digital, dichos filtros no se pueden usar, y por tanto se deben hallar sus equivalentes en el dominio de z. Para ello se ha hecho uso de la función *fdesign* de Matlab, en el cual, mediante la especificación de ciertas variables de los filtros, se puede hallar la función de transferencia de un filtro digital de una frecuencia de muestreo concreta.

En primer lugar, se ha obtenido el filtro paso bajo de primer orden sintonizado a 10 Hz. La función de transferencia es la siguiente:

$$Filtro_{5Hz} = \frac{0.01583 + 0.01583 * z^{-1}}{1 - 0.9683 * z^{-1}}$$

A partir de dicha ecuación, y para el presentado en el apartado de cálculo de los diferentes parámetros del controlador se obtiene el Diagrama de Bode 45.

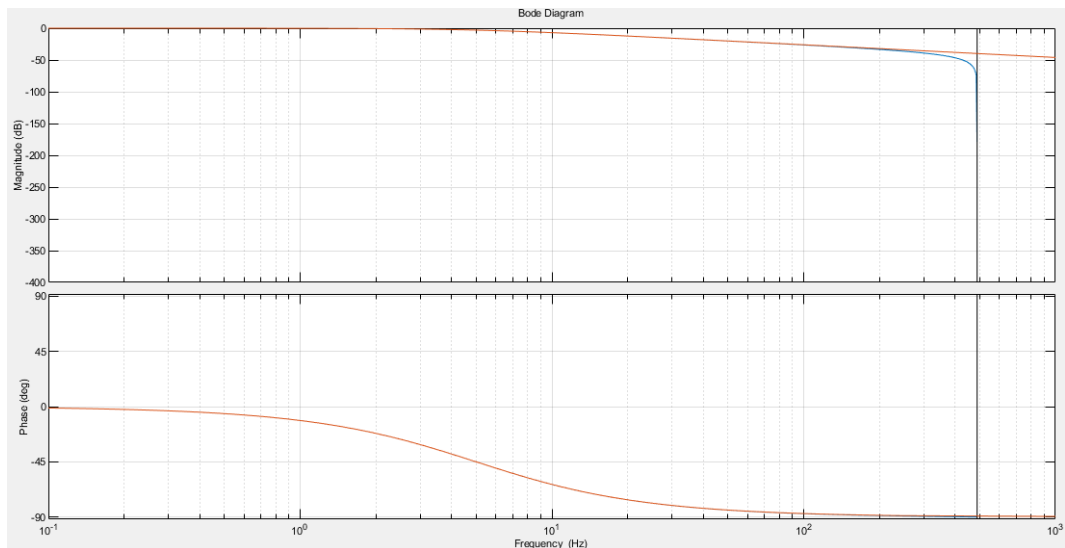


Diagrama de Bode 45: Filtro analógico y digital paso bajo sintonizado a 5 Hz

Como se puede observar, se tiene un filtro prácticamente equivalente al calculado, pero se muestra que a 50 Hz la ganancia del filtro es de 0.1, por lo que solo queda multiplicar la función por 10 para hacer que el filtrado (el cálculo de la componente beta) funcione adecuadamente.

Por otro lado, de la misma forma, se obtiene el filtro digital paso banda de segundo orden sintonizado a 50 Hz:

$$Filtro_{5Hz} = \frac{0.1396 + 0.1396 * z^{-1}}{1 - 1.623 * z^{-1} + 0.7208 * z^{-2}}$$

Se obtiene ahora el Diagrama de Bode 46.

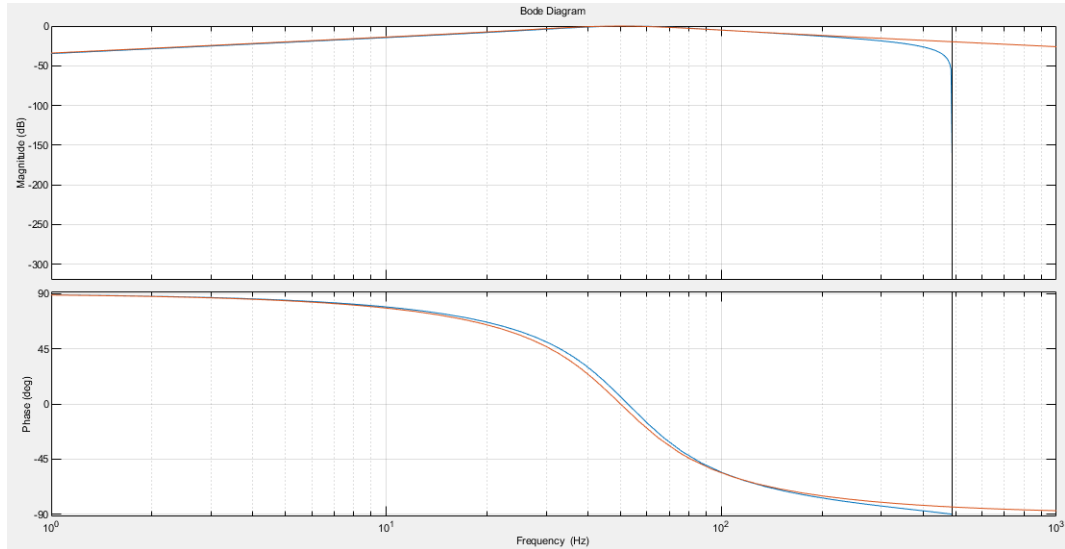


Diagrama de Bode 46: Filtro analógico y digital paso banda sintonizado a 50 Hz

Otra vez, en este caso se tiene un filtro digital prácticamente idéntico al filtro analógico, a excepción de que la fase disminuye a mayores frecuencias.

Así pues, se concluye con que se ha obtenido un buen filtrado de las componentes en lenguaje en C.

5.4. LENGUAJE DEL MICROCONTROLADOR

Una vez configurados las diferentes características del microcontrolador, se va a implementar el lenguaje para el funcionamiento del microcontrolador como PLL.

Para ello, como ya se ha indicado, se va a trabajar de forma que se optimice el tiempo de ejecución del código, haciendo que las operaciones a realizar tengan un coste computacional lo menor posible. Así pues, se tendrán las siguientes consideraciones:

- Se trabajará con variables de tipo *int* en medida de lo posible. Disminuye la resolución del código, y, además, se deberá trabajar en coma fija, pero disminuye considerablemente el tiempo computacional. Trabajar con variables de tipo *float* sería mucho más fácil, pero aumentaría demasiado el coste computacional, por lo que se intentarán evitar dichas variables. Además, se sabe que cuando se realiza una operación con variables de tipo *int* y de tipo *float* mezcladas, el resultado es una variable de tipo *float*, y, por tanto, se arrastrará dicha variable hasta el final del código. Así pues, el rango de las variables de tipo *int* será de -16384 hasta 16383.
- Se evitarán realizar operaciones matemáticas tipo seno, coseno, tangente... En lugar de ello se trabajará con tablas, en las cuales se asignan los valores correspondientes a dicha operación para un número de valores, y se itera entre dichos valores en función del valor de ángulo que se tenga.
- Se evitarán realizar divisiones, debido al alto coste computacional que conllevan.

Para poder cumplir con los requisitos marcados, y perder la mínima resolución posible en las operaciones intermedias hasta llegar a conseguir el valor de corriente final, se han escalado los valores intermedios a valores más altos, de manera que se mejore la resolución, pero se consiga que las variables no superen el valor límite del tipo de variable. Así pues, se tienen los siguientes valores para cada una de las variables:

- V_{red} : La tensión de red medida será de 8 bits, y por tanto se configurará como una variable de tipo *byte*. Los valores reales de entrada serían de entre 0 V y 5 V, que se convierten en valores de entre 0 y 255. La ganancia será de 51.2.
- Una vez leída la tensión de red, se resta el offset para que la señal sea una alterna pura, y se amplifica dicha señal. Para ello se resta el valor medio (que será de 128) y se multiplica por 50. Dicha ganancia se mantiene en las tensiones de alfa y beta y en las tensiones de d y q. La ganancia total en este caso será de 50x51.

- En cuanto a la frecuencia del sistema, se tiene una frecuencia de $2\pi 50$, que se multiplica por 50. En este caso, debido a que no se pueden tener frecuencias negativas, se definirá la variable como *unsignedint*. Así, los valores podrán ser de entre 0 y 32767. La ganancia total en este caso será de 50.
- El ángulo puede variar entre -2π y 2π . Dicha resolución es muy baja, y por tanto se multiplicará dicha variable por 50×50 .
- Por último, tanto la corriente eficaz como la corriente de referencia de salida serán variables de tipo *byte*, por lo que variarán entre 0 y 255. Las variables analógicas variarán entre 0 y 5 V, por lo que la ganancia será la inversa de 51.2.

Como se puede observar todas las ganancias del lazo están multiplicadas por 50, excepto el ángulo, que lo hace por partida doble. Así pues, los parámetros considerados en el controlador deberán ser 50 veces menores (se mantendrá la T_n y se disminuirá la k_p del sistema).

Debido a que el filtrado de la señal de tensión de red se realiza con coeficientes decimales, y menores que la unidad, se debe evaluar si el tiempo computacional es mayor en el caso de que se usen coeficientes decimales, o en el caso de que se realcen divisiones con números enteros. Se ha comentado anteriormente que independientemente se nombre la variable como tipo *int* o como tipo *float*, si se realiza una operación matemática entre ambas dos, el resultado será de tipo *float* y, por tanto, se arrastrará dicha variable a todo el código. Por esa misma razón se tiene un menor coste computacional si se realizan divisiones entre números enteros, por lo que el filtrado de la señal se hará de esa forma (y se mantendrá dicho método para cualquier caso).

El código implementado en el microcontrolador será el adjuntado en el anexo 1.

5.5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DE LA PLL

Una vez sintonizado el controlador, analizados los parámetros del microcontrolador e implementado el código, se procede a realizar las pruebas experimentales.

Antes de empezar con la validación experimental se ha querido determinar el filtro analógico paso bajo a implementar a la salida de la PWM para visualizar la salida. Se sabe que, debido a la frecuencia de la PWM, se va a tener que filtrar la señal a 31.25 kHz, pero, además, debido al tiempo de muestreo, también se va a tener que filtrar la señal a 976.56 Hz, por lo que conviene bajar la frecuencia de corte del filtro para hacer que dicha señal quede lo más atenuada posible. Realizando un barrido de frecuencias, y teniendo en cuenta los componentes disponibles en el laboratorio, se ha escogido una frecuencia de corte de 236 Hz, obteniendo así una atenuación de 0.23 para las señales relativas al periodo de muestreo, y una atenuación de 0.98 para las señales de 50 Hz, con un desfase de -12° .

En primer lugar, se ha querido comprobar que la corriente efectivamente se sincroniza con la tensión de red, obteniendo una salida con la misma frecuencia que la tensión de red. Se muestra el resultado en la Ilustración 61.

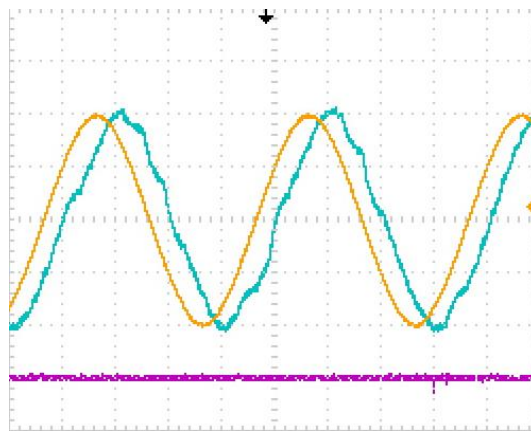


Ilustración 61: Prueba experimental 1: Sincronización de la corriente con la tensión de red

Como se puede observar, se obtiene una señal retrasada respecto de la tensión de red (aproximadamente 2.3 milisegundos, lo cual equivale a 41.4°). Si se considera un retraso de un periodo y medio de muestreo, se tiene una señal retrasada 27.65° , y si, además, se le suma el retraso debido al filtro analógico implementado a la salida del microcontrolador (sintonizado a 236 Hz), el retraso total es de 39.65° . Compensando dicho retraso, se obtiene el resultado de la Ilustración 62.

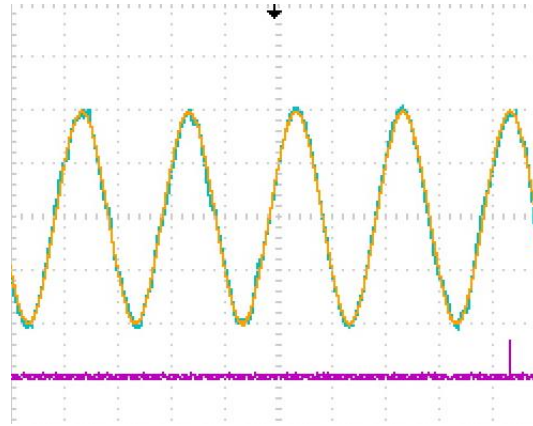


Ilustración 62: Prueba experimental 2: Sincronización de la corriente con la tensión de red con compensación

En este caso se observa que, mediante dicha compensación, se consigue hacer que la corriente no quede retrasada respecto de la tensión de red.

Ahora, se ha querido mostrar la corriente que se obtiene cuando se baja la corriente eficaz de referencia. Se muestra dicha prueba en la Ilustración 63.

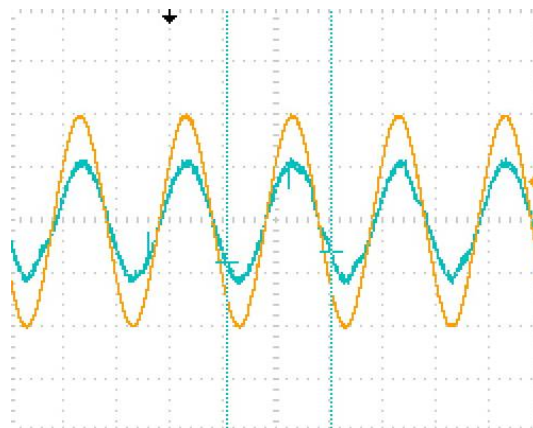


Ilustración 63: Prueba experimental 3: Sincronización de la corriente con la tensión de red para una corriente eficaz de referencia pequeña

En este caso se muestra que la señal obtenida sigue manteniendo la buena dinámica del caso anterior, obteniendo una corriente de referencia de menor módulo, pero limpia de armónicos.

Por otro lado, se sabe que el convertidor en estudio se va a conectar a una red débil, donde la influencia de los armónicos impares es muy alta. Aunque ya se haya analizado en el Complemento al Trabajo de Fin de Máster la influencia de dichos armónicos, se ha querido representar la respuesta del control implementado para una red donde predominan los armónicos. Así pues, se ha representado la tensión de red como una tensión triangular. Se muestra la prueba en la Ilustración 64.

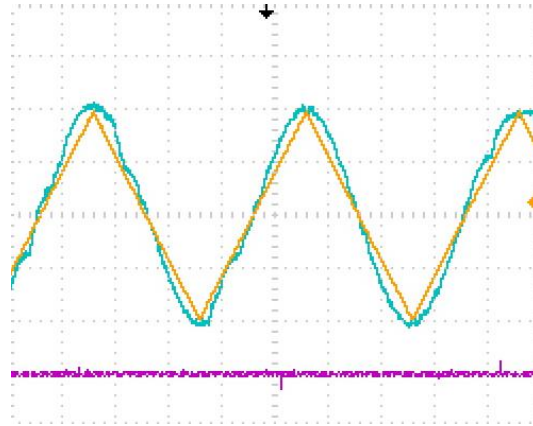


Ilustración 64: Prueba experimental 4: Sincronización de la corriente con una tensión de red triangular

Como se puede observar, la sincronización sigue siendo buena (se mantiene la frecuencia y no se tiene desfase entre la corriente y la tensión), y, además, la señal obtenida no parece tener una componente armónica alta.

Para comprobarlo, en primer lugar, se ha obtenido la Transformada Rápida de Fourier (FFT) de la tensión de red en la Ilustración 65.



Ilustración 65: Prueba experimental 4: FFT de la tensión de red

Como se puede observar, una tensión triangular da como resultado una serie de componentes senoidales de diferentes frecuencias, en las cuales predominan la frecuencia de la fundamental (50 Hz) y sus armónicos impares, siendo esta tensión la misma que en el caso de tener una red débil.

Ahora, se tiene la FFT para bajas frecuencias de la corriente de referencia en la Ilustración 66.

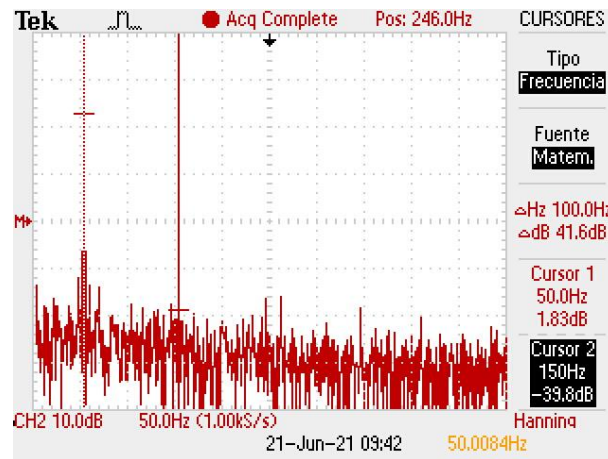


Ilustración 66: Prueba experimental 4: FFT para bajas frecuencias

Como se puede observar, para bajas frecuencias se consigue una componente de alto módulo a 50 Hz, mientras que a medida que aumenta la frecuencia, el módulo disminuye. Así pues, se tiene que la componente armónica a 150 Hz aparece con un módulo de 0.01, mientras que la componente a 250 Hz tiene un módulo parecido o algo menor. Así pues, se ha conseguido hacer una buena PLL en cuanto a rechazo de los armónicos se refiere.

Además, se ha querido comprobar si el filtrado de la frecuencia de conmutación se realiza adecuadamente. Para ello, se muestra la Ilustración 67.

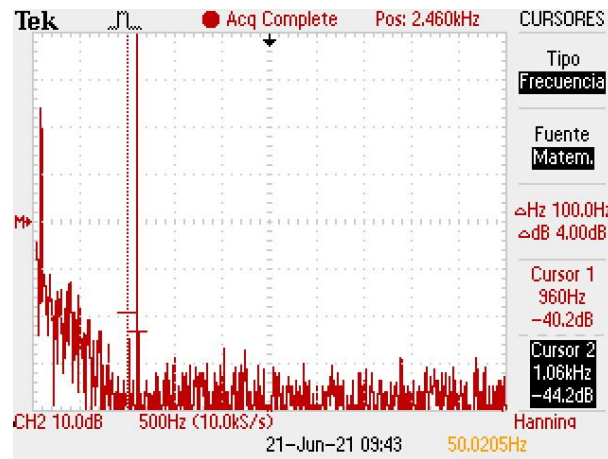


Ilustración 67: Prueba experimental 4: FFT para medias frecuencias

En este caso se tiene un par de armónicos centrados en torno a 1 kHz, cuyo filtrado es más que suficiente para cumplir la normativa referente a dichas frecuencias. Así, se tiene una componente de módulo 0.01.

Y, por último, se quiere también visualizar el filtrado de la frecuencia de la PWM. Se tiene la Ilustración 68.

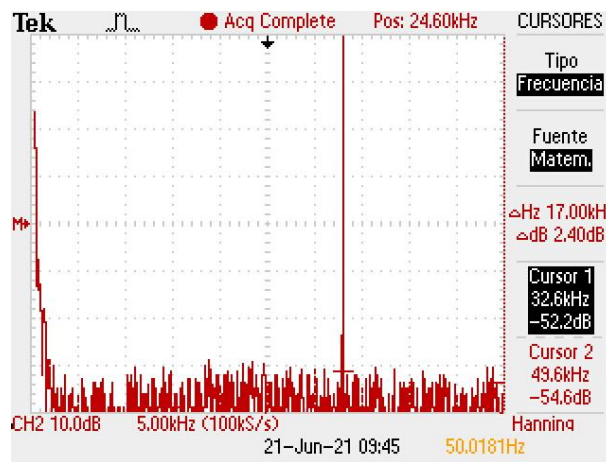


Ilustración 68: Prueba experimental 4: FFT para altas frecuencias

En este caso se muestra que dicha componente aparece a una frecuencia de en torno a los 32.5 kHz. El módulo de dicha señal es de en torno a 0.003, por lo que el filtrado se sigue realizando adecuadamente.

Una vez analizado el buen comportamiento de la PLL para régimen estacionario, se ha querido analizar la respuesta en régimen transitorio para los parámetros de control escogidos. Así pues, haciendo que la tensión de red pase a valor de 0 V a su valor nominal, se obtiene la respuesta mostrada en la Ilustración 69.

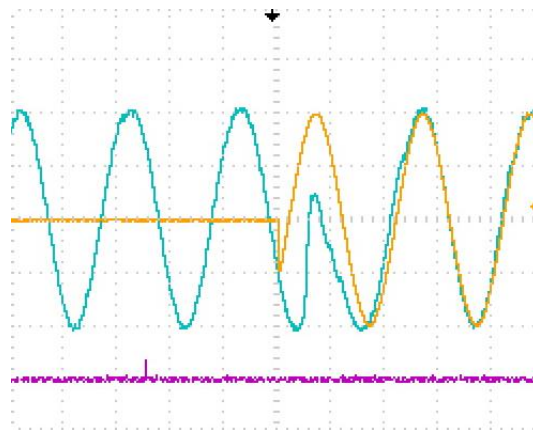


Ilustración 69: Prueba experimental 5: Transitorio de la sincronización de la corriente con la tensión de red

En este caso se ve que la corriente llega a sincronizarse con la tensión de red en algo más de un periodo de la tensión de red, en torno a los 30 milisegundos (para una frecuencia de 16,2 Hz, τ es 10 milisegundos, y considerando el tiempo de estabilización en 3τ , coincide). Además, dicho transitorio se da sin ninguna sobreoscilación, por lo que se debe dar por buena la sintonización

del controlador (como ya se ha dicho, no se está buscando rapidez en el control, pero se muestra que la señal no sobreoscila, y, además, se estabiliza rápidamente).

Por último, se ha comentado que el tiempo de ejecución del código era uno de los factores que hacía que la frecuencia de muestreo de la PLL bajara, por lo que se quiere visualizar para este caso si el código se ejecuta dentro del periodo de muestreo. Se observa dicho tiempo en la Ilustración 70.

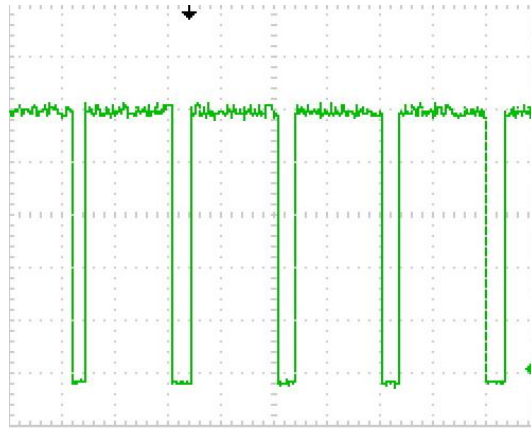


Ilustración 70: Tiempo de ejecución del código implementado

Como se puede observar, se ha conseguido implementar el código dentro del periodo de muestreo, aunque no se tenga mucho margen de tiempo (el tiempo de ejecución es de entorno a los 850 μ seg). Así, se observa que la ejecución del código se repite cada milisegundo.

6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Los diferentes controles planteados en el presente proyecto han servido para que el inversor de la presente aplicación pueda inyectar energía a la red eléctrica, al menos teóricamente.

Así pues, se ha conseguido diseñar un control de corriente inyectado en red estable, tanto si se implementa de manera analógico como si se controla de manera digital, analizando diferentes opciones y estudiando los pros y los contras que cada uno de los controles presenta.

Además, se ha conseguido realizar un control de tensión a partir del control de corriente diseñado, el cual también se ha validado teóricamente, y arroja buenos resultados, pudiéndose realizar un control rápido y preciso.

Por otro lado, tanto en este proyecto como en el Complemento al Trabajo de Fin de Máster, se ha analizado, diseñado y validado experimentalmente una PLL monofásica mediante un microcontrolador de bajo coste. En este caso se ha visto que la PLL monofásica arroja muy buenos resultados en una red débil donde la influencia de los armónicos de red es muy alta, además de que se tiene muy buen comportamiento a las alteraciones que pueda haber en la red.

En definitiva, se puede decir que se ha conseguido diseñar e implementar de forma teórica el control de un inversor monofásico de 200 W de manera que se pueda extrapolar a potencias más altas.

No obstante, quedan realizar las validaciones experimentales para concluir con que el diseño de los diferentes controles del inversor arroja resultados satisfactorios.

7. PRESUPUESTO

Para la realización de este trabajo, y para los siguientes, donde se realizará el montaje tanto del inversor como de los controles, se han realizado dos diferentes pedidos, tal y como se muestran en la Tabla 6 y Tabla 7.

Descripción	Valor	Otras características	Nombre	Distribuidor	Ref. distribuidor	Fabricante	Cantidad	Precio	Total
Condensador de película	20uF ±10% 60 Vrms	polipropileno, 100 Vdc	Capacitor AC	RS Comp.	888-0841	AVX Corporation	4	7,35 €	29,40 €
Conector MC4, Hembra, Macho	30A, 1kV	Montaje en panel	Acoplador	RS Comp.	794-7243	Stabuli	6	6,52 €	39,12 €
Conector D-sub RS PRO	250 V, 1 A	Paso 1.27 mm, Montaje de cable, Terminación IDC	Conector D-sub RS PRO	RS Comp.	136-487	RS PRO	5	2,724 €	13,62 €
Trafo monofásico	15/230 V	200VA	Transformador	RS Comp.	503-934	RS PRO	1	29,55 €	29,55 €
Conector Multi Contac	-	-	Juego de llaves MC4	RS Comp.	172-2325	Multi Conct	1	39,00 €	39,00 €
TOTAL RS sin IVA								150,69 €	
IVA (21%)								31,64 €	
TOTAL RS con IVA								182,33 €	

Tabla 6: Presupuesto pedido 1

Descripción	Valor	Otras características	Distribuidor	Ref. distribuidor	Fabricante	Cantidad	Precio	Total
Arduino Due	-	Con cabezales	Digikey	1050-1049-ND	Arduino	2	30,93 €	61,86 €
Microcontrolador ATtiny85	Microcontrolador AVR 8bit 512 B RAM	8 kB Flash, PDIP 8 pines 20MHZ	Digikey	ATTINY85-20PU-ND	Microchip Technology	20	1,20 €	24,00 €
TINY AVR PROGRAMMER	Programador para microcontrolador	-	Digikey	1568-1079-ND	SparkFun electronics	2	13,19 €	26,38 €
TOTAL DIGIKEY sin IVA							112,24 €	
IVA (21 %)							23,57 €	
TOTAL DIGIKEY con IVA							135,81 €	

Tabla 7: Presupuesto pedido 2

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] P. Channegowda and V. John, "Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4106–4114, 2010, doi: 10.1109/tie.2010.2042421.
- [2] S. Elias, S. Supriya, and H. Gudimindla, "Performance Analysis of Robust Reference Current Tracking Controllers for Single Phase LCL-type Grid Connected Converter through Active Damping Approach," *Proc. 2020 IEEE Int. Conf. Commun. Comput. Ind. 4.0, C2I4 2020*, 2020, doi: 10.1109/C2I451079.2020.9368916.
- [3] C. L. Trujillo Rodríguez, D. V. De La Fuente, E. Figueres Amorós, G. Garcerá Sanfeliú, and J. Guacaneme Moreno, "Diseño, modelado e implementación de inversor conectado a la red eléctrica a partir de fuentes renovables," *Rev. Tecnura*, vol. 16, no. 32, p. 12, 2012, doi: 10.14483/udistrital.jour.tecnura.2012.2.a01.
- [4] C. L. Trujillo Rodríguez, D. V. De La Fuente, E. Figueres Amorós, G. Garcerá Sanfeliú, and J. Guacaneme Moreno, "Diseño, modelado e implementación de inversor conectado a la red eléctrica a partir de fuentes renovables," *Rev. Tecnura*, vol. 16, no. 32, p. 12, 2012, doi: 10.14483/udistrital.jour.tecnura.2012.2.a01.
- [5] C. ATMEL, "ATMEL Datasheet ATtiny85," p. 234, 2013.

9. ANEXOS

9.1. CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN

```
//DEFINICIÓN DE VARIABLES
boolean cont;
static byte cont1;
static int Va0,Va1,Va2,Vaf0,Vaf1,Vaf2,Vbf0,Vbf1,Vaf0p,Vbf0p;
static int Vd,Vq;
static int error_PLL,TermInt_PLL,w_PLL;
static int Kp_PLL;
static int Ki_PLLn, Ki_PLLd;
static int wf = 15708; //(2*PI*50)*50
static int T_micro;
static byte Vred;
static int Iref;
static int Ief,Irefdef;
static byte Ief2;
static int aux1;
static int Comp;

// TABLAS DE ANGULOS SENOS Y OCSEENOS PRECALCULADAS
const int ResAng = 785; // Resolucion de la tabla para el calculo de angulos
const int AngTab[21] = {0, 785, 1571, 2356, 3142, 3927, 4712, 5498, 6283, 7069, 7854, 8639, 9425, 10210, 10996,
11781, 12566, 13352, 14137, 14923, 15708};
const int TabCos[21] = {2500, 2378, 2023, 1469, 773, 0, -773, -1469, -2023, -2378, -2500, -2378, -2023, -1469, -773,
0, 773, 1469, 2023, 2378, 2500};
const int TabSen[21] = {0, 773, 1469, 2023, 2378, 2500, 2378, 2023, 1469, 773, 0, -773, -1469, -2023, -2378, -2500, -
2378, -2023, -1469, -773, 0};

static byte PosTAng = 0, PosTAng2 = 0; //Se inicializa la posición para la iteración en 0
static int Ang = 128.0, Ang2 = 128.0; //Serán las variables reales en radianes pero utplicadas por 50
static int CosAng, CosAng2, SenAng; //Serán las variables reales pero multiplicadas por 50

void setup() {
cli(); //No sé qué es

DDRB |= (1 << DDB0); //Configura el pin PBO como OUTPUT
DDRB |= (1 << DDB1); //Configura el pin PB1 como OUTPUT
DDRB |= (1 << DDB2); //Configura el pin PB2 como OUTPUT

//LECTURA ANALÓGICA//
ADMUX |= (0 << MUX3); //Configuración
ADMUX |= (0 << MUX2); //del pin PB4
ADMUX |= (1 << MUX1); //como entrada
ADMUX |= (0 << MUX0); //analógica
ADMUX |= (1 << ADLAR); //Me quedo con los 8 bits más significativos

ADCSRA |= (1 << ADEN); //Se activa el ADC.
ADCSRA |= (0 << ADPS2); //Se configura la división del reloj
ADCSRA |= (0 << ADPS1); //mediante la división entre dos la
ADCSRA |= (0 << ADPS0); //frecuencia del reloj para las variables ADC.

ADCSRA |= (1 << ADSC); //Empieza la conversación y se realiza la primera lectura.

TCCR1 = B11010110; //Configuración reloj 1 (modo PWM)
TIMSK |= (1 << TOIE1); //Habilitar interrupción por overflow del timer 1 (OCR1C)
OCR1C = 255; //Se hace la interrupción al llegar al valor seleccionado
sei(); //Habilitar interrupciones
```

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA
CONEXIÓN A RED

```
//Iniciación de las variables del sistema
Vd = 0;
Vq = 0;
T_micro = 1; //Se multiplica por 1000 el valor del periodo de muestreo
Ang = 1571; //36 grados (2 periodos de muestreo)
error_PLL = 0;
TermInt_PLL = 0;
Kp_PLL = 2; //Kp=100 (Se divide por 50 el valor de Kp)
Ki_PLLn = 2; //Ki=2000 (Se divide primero por 1000 el valor de Ki)
Ki_PLld = 50; //Se vuelve a dividir por 50 el valor de la Ki
w_PLL = 0;
Comp = 729; //Se realiza la compensación para no tener retraso de la corriente frente a la tensión de red
(digitalización+filtro analógico)
//En realidad solo compenso el filtro analógico y el tiempo de ejecución entre el cálculo de la referencia y la salida
de la referencia (12a+2.7a)
}

void loop() {
}
ISR(TIMER1_OVF_vect)
{
cont = true;
digitalWrite(2,cont);

//Sacar la variable fuera
TCR0B = B01000001; //Configuración reloj 0 (modo PWM)
analogWrite(0,Irefdef); //Se saca la salida al principio del código para tener mismo periodo de muestreo
entre las salidas

//Lectura de variables, 99 para Vred y 1 para Ief
cont1 = cont1 + 1;
if (cont1 < 20)
{
//Leer la variable Vred
ADMUX |= (1 << MUX1); //Se configura PB4 como
ADMUX &= ~(1 << MUX0); //pin de entrada analógica
ADCSRA |= (1 << ADSC); //Empieza la conversación
while (ADCSRA & (1<<ADSC)) {} //Se espera para que termine la conversación
Vred = ADCH;

//Adecuar Vred para meter a programación
Va0 = (Vred-128); //Referencia la tensión de red centrada en 0

//Cálculo de las componentes alfa y beta
Vaf0 = (int)((Va0-Va2)*250/34+Vaf1*5/31*10-Vaf2*5/71*10);
Vbf0 = (int)((Vaf0+Vaf1)*2/12+Vbf1*3/31*10);
//Guardamos las diferentes variables para el filtrado
Va2=Va1;
Va1=Va0;
Vaf2=Vaf1;
Vaf1=Vaf0;
Vbf1=Vbf0;

//Cálculo del seno y el coseno
PosTAng = (int)(Ang+393)/ResAng; //+393 (1 equivale a 785) para redondear al entero más cercano (se está
dividiendo entre 16)
CosAng = (int)((TabCos[PosTAng+1] - TabCos[PosTAng])/ResAng*(Ang - AngTab[PosTAng]) + TabCos[PosTAng]);
//Para valores mayores y menores a la unidad, limito en 1
if (CosAng > 2500)
{
CosAng = 2500;
}
}
```

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

```
if (CosAng < -2500)
{
    CosAng = -2500;
}

SenAng = (int)((TabSen[PosTAng+1] - TabSen[PosTAng])/ResAng*(Ang - AngTab[PosTAng]) + TabSen[PosTAng]);
//Para valores mayores y menores a la unidad, limito en 1
if (SenAng > 2500)
{
    SenAng = 2500;
}
if (SenAng < -2500)
{
    SenAng = -2500;
}

//Cálculo de las componentes d y q
Vaf0p = (int)Vaf0/50; //Divido para no desbordar las variables en la siguiente operación
Vbf0p = (int)Vbf0/50; //Divido para no desbordar las variables en la siguiente operación
Vd = (int)(CosAng/50*Vaf0p + SenAng/50*Vbf0p);
Vq = (int)(CosAng/50*Vbf0p - SenAng/50*Vaf0p);

//Cálculo de la frecuencia
error_PLL = Vq; //Vq positiva porque error positivo debe hacer una acción positiva
TermInt_PLL = (int)(T_micro*error_PLL + TermInt_PLL);
w_PLL = (int)(wf+(Kp_PLL*error_PLL+TermInt_PLL*Ki_PLLn/Ki_PLLd));

//Saturación de la frecuencia
if (w_PLL < 0)
{
    w_PLL = 0;
    TermInt_PLL -= aux1*error_PLL;
}
if (w_PLL > 30000)
{
    w_PLL = 30000;
    TermInt_PLL -= aux1*error_PLL;
}

//Cálculo ángulo de PLL
Ang = (int)(Ang + w_PLL*T_micro/977*50); //T_micro debería ser 0.001024, por lo que se divide por su inversa (977)
}
else
{
    //Leer la variable lef
    ADMUX |= (1 << MUX1); //Se configura PB3 como
    ADMUX |= (1 << MUX0); //pin de entrada analógica
    ADCSRA |= (1 << ADSC); //Empieza la conversación
    while (ADCSRA & (1<<ADSC)) {} //Se espera para que termine la conversación
    lef2 = ADCH;
    lef = lef2;
    cont1 = 0;
    Ang = (int)(Ang + 785); //Debido a que no se ha leído Vred, y para tener un valor parecido, se suma el ángulo en dicho periodo (18º)
}

//Protección para que no se alinee con el eje incorrecto
if (Vd < 0)
{
    if (Ang > 7849)
    {

```

ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

```
Ang = Ang - 7850;
}
else
{
Ang = Ang + 7850;
}
}
if (Ang > 15709) //Si el ángulo supera el valor de 2*PI, resto 2*PI (2*PI*(50*50))
{
Ang = Ang - 15708;
//aux = 1;
}
if (Ang > 20000) //Protección si, por lo que sea, el ángulo aumenta en exceso
{
Ang = 0;
}

//Cálculo de la corriente de referencia
Ang2 = Ang + Comp; //Compenso el retraso debido a la digitalización y el filtro analógico
if (Ang2 > 15700)
{
Ang2 = Ang2 - 15700;
}
PosTAng2 = (int)(Ang2+393)/ResAng;
CosAng2 = (int)((TabCos[PosTAng2+1] - TabCos[PosTAng2])/ResAng*(Ang2 - AngTab[PosTAng2]) +
TabCos[PosTAng2]);
if (CosAng2 > 2500)
{
CosAng2 = 2500;
}
if (CosAng2 < -2500)
{
CosAng2 = -2500;
}
Iref = (int)CosAng2/50*Ief; //Calculo la corriente de referencia real

Irefdef = (Iref/100+128); //Calculo la corriente de referencia de salida

cont = false;
digitalWrite(2,cont);
}
```

9.2. TUTORIAL USO ATTINY85

Material necesario para programar con ATtiny85:

- Microcontrolador ATtiny85.



- Programador para ATtiny85. En este caso se utilizará programador USB AVR.



- Programa de Arduino.

Descarga de programa de Arduino:

Entramos en la página de Arduino, pinchamos en la pestaña de software y descargamos la versión más reciente compatible con el dispositivo que estemos usando.

(<https://www.arduino.cc/en/software>)

Seguimos las pautas de instalación que se dan.

Una vez descargado el software de Arduino:

Es necesario descargar la placa de ATtiny para poder usarlo. Para ello se siguen los siguientes pasos:

1. Incluir librería de ATtiny al software de Arduino. Para ello entramos en Archivo → Preferencias, y en el recuadro de “Gestor de URLs Adicionales de Tarjetas” pegamos el siguiente texto: `githubusercontent.com/damellis/attiny/ide-1.6.x-boards-manager/package_damellis_attiny_index.json`. Aceptamos y cerramos la pestaña.
2. Instalamos el microcontrolador en Placa/Gestor de Tarjetas. Para ello entramos en Herramientas → Gestor de Tarjetas → Buscamos e instalamos “ATtiny by David A. Mellis”.
3. En Herramientas seleccionamos la placa (ATtiny 25/45/85), el procesador (ATtiny85) y el reloj (preferentemente a 8 MHz).
4. Por último, seleccionamos el programador. Vamos a Herramientas → Programador → Seleccionamos “USBtinyISP”.
5. Conectar el programador y seleccionar el puerto de conexión. Para ello

¡¡Y YA PODEMOS EMPEZAR A PROGRAMAR!!

9.3. TUTORIAL ARCHIVOS .dll PARA PSIM

GENERACIÓN DE ARCHIVO .dll:

1. Generamos un archivo de lenguaje en C con cualquier software de programación.
2. Arrastramos el archivo creado en C al programa de conversión. Automáticamente se genera el archivo .dll en la misma carpeta y con el mismo nombre que el archivo del código en C.

USO DE ARCHIVO .dll:

Normalmente su uso irá vinculado al software PSIM. Para su uso, es necesario insertar un bloque de dll (el más fácil de usar es el "General DLL Block").

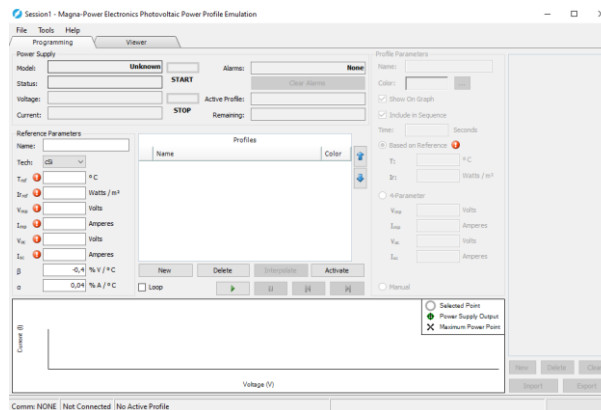
En dicho bloque se definen las entradas y las salidas (previamente definidas en el archivo del código en C), y se vincula el archivo .dll creado mediante la búsqueda de dicho archivo pinchando en la pestaña de "DLL File".

SE VINCULA EL ARCHIVO Y... ¡¡A SIMULAR!!

9.4. TUTORIAL POWER PHOTOVOLTAIC PROFILE EMULATION

Este software es de muy fácil uso, pudiendo crear curvas equivalentes a un generador fotovoltaico de cualquier potencia y con cualquier característica.

Para la instalación del software es necesario el uso del USB de PPPE, donde se encuentra el programa a ejecutar. Se siguen los pasos de instalación, y se llega al programa. Una vez instalado, el software muestra la siguiente ventana:



Como se puede observar, se tienen dos pestañas; una de programación y otra de visualización. Dentro de la pestaña de programación, en el primer apartado se muestra la fuente de alimentación, del cual se puede actuar manualmente una vez vinculado con dicha fuente.

En la segunda pestaña se puede programar la dinámica de generación de nuestro campo fotovoltaico. Para ello, lo mejor es introducir los datos de referencia de un panel comercial, y modificar los parámetros dentro de la pestaña “Profile Parameters”.

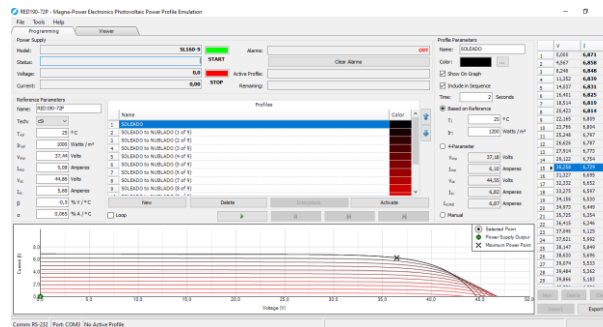
Para crear cada uno de los perfiles, se introduce un nuevo nombre, de un tiempo establecido, y con la temperatura y la irradiancia que se quiera. Una vez creados los diferentes perfiles, el emulador correrá la simulación, saltando los perfiles definidos en orden, y con el tiempo anteriormente establecido. La tensión de salida, y por tanto la corriente, será la establecida fuera de la fuente, pero relacionada por el perfil establecido.

Para vincular el ordenador y la fuente DC se debe comunicar mediante un conector D-Sub 9 y un conector USB como el mostrado a continuación, y se debe configurar el puerto de comunicación en “Tools/Setup Communication...”.



ANÁLISIS Y MONTAJE DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 200 W CON FILTRO LC Y TRANSFORMADOR PARA CONEXIÓN A RED

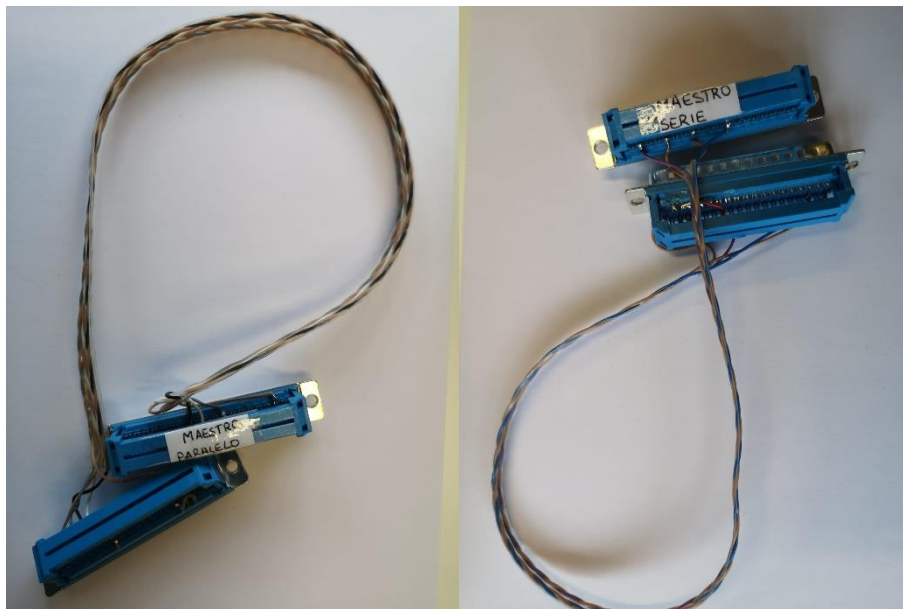
Así, una vez creados todos los perfiles y vinculados con la fuente de alimentación, se tiene la ventana como se muestra a continuación, y ya se puede correr la simulación y visualizar los resultados en la pestaña de visualización.



Se sabe que la corriente máxima que cada una de las fuentes puede aportar es de 9.9 A, mientras que la tensión es de 160 V, por lo que, si hiciese falta, las fuentes podrían conectarse en serie o en paralelo.

Para ello, los paneles deben estar conectados mediante los conectores DB de 27 terminales, correspondientes a la conexión serie o conexión paralelo. Dichos conectores se han configurado para que así las fuentes de tensión puedan funcionar en serie o en paralelo (se puede encontrar la configuración de los pines en el manual de las fuentes DC).

Además, se debe tener en cuenta que dicha conexión hará que una de las fuentes sea “Esclavo” del otro, por lo que solo se podrá controlar la fuente seleccionada como “Maestro”. Los conectores son los siguientes:



También, exteriormente, se deberán conectar las fuentes adecuadamente mediante los conectores “multicontact”.