



UNIVERSIDAD  
POLITECNICA  
DE VALENCIA



DEPARTAMENTO  
DE INGENIERÍA  
ELECTRÓNICA

# EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE UNA ETAPA DE CONEXIÓN A RED BIDIRECCIONAL DE 50 KW PARA ESTACIONES DE RECARGA RÁPIDA DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

PROFESORES TUTORES: EMILIO FIGUERES AMORÓS, GABRIEL GARCERÁ SANFELÍU

AUTOR: FRANCISCO LLOPIS LANUZA

*A Júlia i Alberta*

*Agradecimientos:*

*En primer lugar quiero agradecer a mis directores de trabajo final de master a mis profesores tutores Emilio Figueres y Gabriel Garcerá la confianza que depositaron en mí al ofrecerme abordar este proyecto.*

*También quiero agradecer a mi tutor en GH Electrotermia Justo Molina todo el tiempo que me ha dedicado en la realización de este trabajo.*

*Finalmente agradecer al resto de compañeros del departamento de I+D de GH Electrotermia su ayuda y apoyo durante todo este tiempo.*

## Índice de contenido

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 1   | INTRODUCCIÓN.....  | 1  |
| 1.1 | PROYECTO SURTIDOR.....   | 1  |
| 1.2 | ESTUDIO DEL ESTADO DE LA TÉCNICA EN CUANTO A LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS TRIFÁSICOS.... | 6  |
| 1.3 | DESCRIPCIÓN Y JUSTIFICACIÓN DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA.....   | 10 |
| 2   | MODELADO DEL RECTIFICADOR.....   | 11 |
| 2.1 | DESCRIPCIÓN DEL CONVERTIDOR TRIFÁSICO.....   | 11 |
| 2.2 | OBTENCIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR TRIFÁSICO EN UN SISTEMA REFERENCIAL SÍNCRONO.....                       | 13 |
| 2.3 | OBTENCIÓN DEL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR TRIFÁSICO.....   | 19 |
| 3   | DISEÑO DE LOS LAZOS DE REGULACIÓN.....   | 25 |
| 3.1 | DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL.....  | 25 |
| 3.2 | DISEÑO DE LOS LAZOS DE CORRIENTE.....  | 27 |
| 3.3 | DISEÑO DEL LAZO DE TENSIÓN.....  | 55 |
| 3.4 | SINCRONIZACIÓN CON LA RED: PLL.....  | 71 |
| 3.5 | DISCRETIZACIÓN DE LOS REGULADORES.....   | 74 |
| 4   | VALIDACIÓN EN GRAN SEÑAL DEL DISEÑO.....   | 76 |
| 4.1 | DESCRIPCIÓN GENERAL DEL CIRCUITO DE SIMULACIÓN.....  | 76 |
| 4.2 | COMPROBACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL PLL.....   | 78 |
| 4.3 | COMPROBACIÓN DE LA SECUENCIA DE CARGA DE LA DC-LINK.....   | 80 |
| 4.4 | MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE A LA ENTRADA DEL RECTIFICADOR.....                                  | 81 |
| 4.5 | MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE EN EL BUS DE CONTINUA.....  | 85 |
| 4.6 | MEDICIÓN DE LAS CORRIENTES EN EL MARCO DE REFERENCIA   |    |



|  |     |
|--|-----|
| SÍNCRONO.....  | 90  |
| 4.7 MEDIDA DEL THDi, DEL DPF Y DEL PF .....  | 91  |
| 5 RESULTADOS EXPERIMENTALES.....   | 118 |
| 5.1 DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL .....                                   | 118 |
| 5.2 COMPROBACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL PLL.....                                   | 125 |
| 5.3 FUNCIONAMIENTO EN LAZO ABIERTO.....  | 131 |
| 5.4 VERIFICACIÓN FUNCIONAMIENTO LAZO DE CORRIENTE .....                            | 138 |
| 5.5 VERIFICACIÓN FUNCIONAMIENTO LAZO DE TENSIÓN.....                               | 161 |
| 5.6 MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE A LA ENTRADA DEL<br>RECTIFICADOR..... | 182 |
| 5.7 MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE EN EL BUS DE<br>CONTINUA.....         | 185 |
| 5.8 MEDIDA DEL THDi, DEL DPF Y DEL PF.....   | 189 |
| 6 CONCLUSIONES.....  | 199 |
| 7 TRABAJOS FUTUROS.....  | 200 |
| 8 REFERENCIAS DOCUMENTALES.....  | 202 |
| A1 MEJORA DEL THDi A BAJAS POTENCIAS MEDIANTE FILTROS<br>RESONANTES.....           | 203 |
| A1.1 INTRODUCCION.....   | 203 |
| A1.2 DISEÑO DE LOS FILTRO RESONANTES.....  | 203 |
| A1.3 DISCRETIZACIÓN DE LOS FILTROS RESONANTES.....                                 | 213 |
| A1.4 VALIDACION EN GRAN SEÑAL DEL DISEÑO.....                                      | 214 |
| A1.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES.....  | 216 |
| A1.6 CONCLUSIONES.....   | 220 |



# 1 INTRODUCCIÓN

## 1.1 PROYECTO SURTIDOR

### 1.1.1 Descripción

Es conocida en la actualidad la necesidad de emplear energías más limpias y tecnologías más eficientes para reducir los problemas de contaminación de las energías convencionales y el agotamiento de los recursos. Dentro de las muchas soluciones y propuestas que se están desarrollando, y tratándose de una sociedad con cada vez mayores necesidades de movilidad, la implantación del vehículo eléctrico se torna como una solución que ayudará a conseguir un mayor aprovechamiento de la energía.

La movilidad eléctrica está demostrando un potencial de ahorro energético importante respecto al sistema tradicional mediante motores de combustión interna. Los avances en electrónica de potencia permiten el procesamiento óptimo de la energía eléctrica y el desarrollo de nuevas tecnologías orientadas hacia la movilidad sostenible. Estos avances están impulsando a la industria automovilística a realizar nuevos diseños cada vez más eficientes, con tecnologías que van desde los vehículos híbridos (HEV) hasta los vehículos totalmente eléctricos (BEV), pasando por los vehículos híbridos enchufables (PHEV) y los vehículos de rango extendido (EREV).

Sin embargo, la implantación masiva del vehículo eléctrico, precisa de una serie de condiciones que permitan su buena acogida en el mercado y, a su vez, genera nuevos retos para conseguir que la red de suministro energético soporte el grado de utilización requerido por la recarga de las baterías del vehículo.

El primer condicionante para la implantación del vehículo eléctrico es que sea capaz de sustituir plenamente a los actuales vehículos de combustión, conservando las ventajas que estos presentan y minimizando los cambios de costumbres de utilización del transporte actual, siendo la autonomía y la posibilidad de una re-utilización inmediata mediante una nueva recarga rápida, los principales hitos que deben alcanzarse en ese ámbito. La denominada carga lenta, a efectuar durante la noche, o bien en el lugar de trabajo, en centros comerciales o aparcamientos públicos, será la habitual, aunque no será suficiente dada su duración (entre 3 y 10h). Es necesaria una infraestructura que permita también la recarga en un periodo de tiempo muy corto (entre 5 y 30 minutos), conocida como recarga ultra-rápida, la cual será un elemento clave para satisfacer plenamente las necesidades de los usuarios y adaptar el vehículo eléctrico a los hábitos de recarga de los vehículos de combustión interna.

En la actualidad se han definido distintos modos para la carga del vehículo eléctrico por las organizaciones IEC (The International Electrotechnical Commission) y SAE (Society of Automotive Engineers). Según el documento IEC61851-1 los modos de carga son los siguientes:

- Modo 1: Conexión del vehículo eléctrico al suministro en Corriente Alterna (C.A.) monofásico o trifásico utilizando fase, neutro y conductores de tierra para protección. El enchufe estándar europeo es de 16A a 230V y la seguridad depende de la presencia de un diferencial en la instalación.
- Modo 2: Similar al modo 1, pero en este caso el conector lleva un conductor adicional para verificar la integridad de la conexión a tierra y detectar cuando no hay un vehículo conectado, pudiendo quitar tensión del conector.
- Modo 3: Se refiere a conexión en C.A. a través de un equipo específico para recarga del vehículo eléctrico. Los niveles de potencia que se consideran son:
  - Carga lenta (16A, 230V)
  - Carga semi-rápida (32A, 230V)
  - Carga rápida, a través del convertidor de potencia trifásico del motor del vehículo eléctrico. No existe aislamiento galvánico y, por tanto, será necesario desarrollar nuevas medidas de seguridad específicas para estos sistemas.
- Modo 4: La recarga se realiza mediante un cargador externo al vehículo en Corriente Continua (C.C.) Se corresponde con la recarga ultra-rápida del vehículo eléctrico.

El objetivo científico tecnológico del proyecto SURTIDOR consiste en la concepción, estudio teórico, diseño y verificación experimental de una estación de recarga ultra-rápida de baterías en continua para el vehículo eléctrico cuya transferencia de potencia será por contacto directo.

El proyecto SURTIDOR se refiere a cargadores ultra-rápidos, es decir, el Modo 4 según IEC61851-1 (o nivel III según SAEJ1772).

El convertidor de recarga ultra-rápida para el vehículo eléctrico es el elemento principal de la plataforma de carga ultra-rápida. La elevada energía necesaria para la carga de baterías, hace inviable la integración de un convertidor de carga ultra-rápida en el propio vehículo eléctrico, debido a su peso y volumen. Para la carga ultra-rápida se debe acceder directamente a los terminales de la batería del propio vehículo eléctrico y realizar la carga en continua mediante un equipo externo a través de un convertidor adecuado. Dicho convertidor es capaz de establecer una comunicación mediante un protocolo maestro-esclavo con el vehículo eléctrico, y debe recibir la información necesaria para realizar el proceso de carga comandado por la Unidad de Control Electrónico del vehículo (ECU), que comunica con la Unidad de Gestión del sistema de Baterías (BMS) para conocer el tipo de batería, estado de carga (SoC), temperatura, etc.

El convertidor de recarga ultra-rápida o surtidor es el elemento principal de la estación de recarga ultra-rápida, puesto que es el sistema de potencia que conecta al vehículo con la red eléctrica de suministro. El propósito de este convertidor es suministrar la potencia necesaria para la recarga del 80% de la

capacidad útil de la batería de un vehículo eléctrico (20kW-h) en un tiempo inferior a 30 minutos.

## 1.1.2 Problemas

### 1.1.2.1 Factor de Potencia

Actualmente el front-end del convertidor de recarga ultra-rápida utiliza una topología no controlada basada en un puente de diodos, conectado a una DC-Link con su condensador correspondiente para almacenar la energía necesaria para mantener el nivel de tensión en la DC-Link dentro del rango óptimo para que las etapas posteriores funcionen correctamente.

Por una parte, este tipo de topologías presentan la ventaja de ser muy baratos, ya que no precisan de electrónica adicional para su control debido a que la conmutación de los diodos se realiza de forma natural en función de la adecuada polarización de los mismos por parte de la fuente a la que se conectan.

Por otra parte, los procesos de carga y descarga del condensador de la DC-Link provocan una deformación de la forma de onda de la corriente a la entrada del front-end, empeorando notablemente la calidad de la red, introduciendo perturbaciones en la misma.

La solución adoptada para tratar de eliminar este tipo de perturbaciones es utilizar un filtro pasivo tipo LC que para una potencia de 55 kW y una frecuencia fundamental de 50 Hz, garantiza un THDi < 8%.



Fuente: KEB  
*Figura 1: Filtro Pasivo*

Esta solución es adecuada si el cargador trabajara siempre a la misma potencia, pero el problema está en que la potencia demandada por las baterías del vehículo eléctrico durante la carga varía durante el tiempo: Al principio de la carga, la ECU del vehículo demanda al cargador una potencia de 50 kW durante unos 5 minutos, a partir de ese momento la demanda de potencia se va reduciendo siguiendo una curva exponencial negativa de forma que al final de la carga, cuando han transcurrido unos 20 minutos, la potencia demandada al cargador es de unos 3 kW.

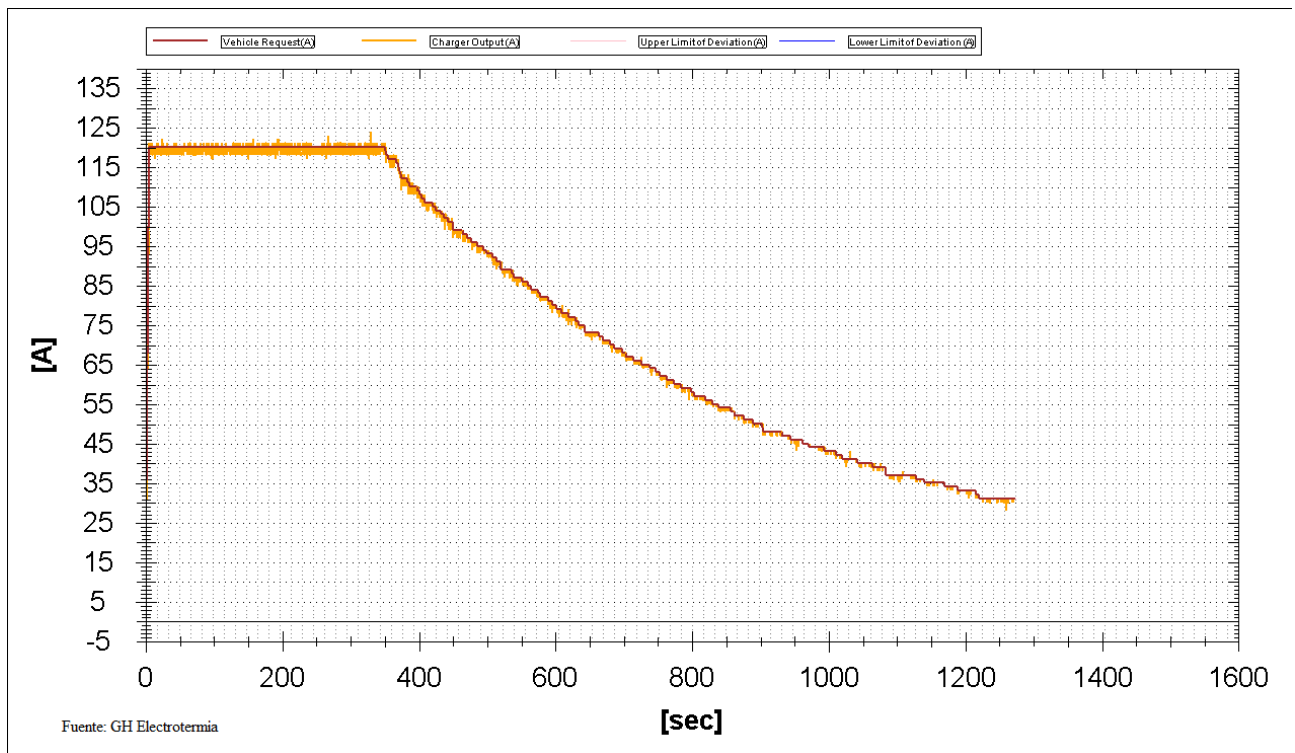


Figura 2: Curva de carga del vehículo eléctrico

Como se puede observar en la figura 3 el THDi y el  $\cos(\varphi)$  medidos en el cargador varía en función de la potencia demandada por la ECU del vehículo.

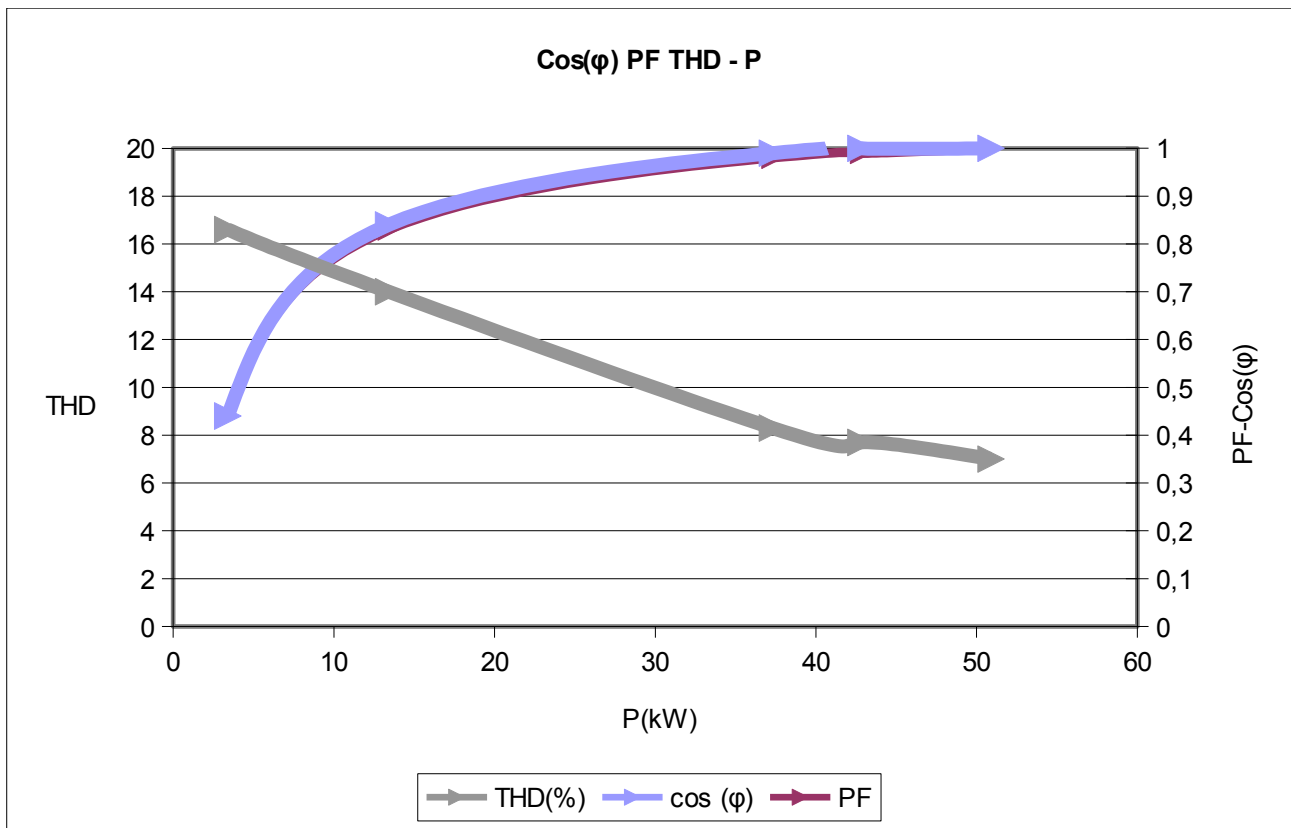


Figura 3: Medidas del THDi y del  $\cos(\varphi)$  en función de la potencia

Por una parte, el THDi supera el 8% para demandas de potencia inferiores a 40 kW, lo cual sucede aproximadamente cuando han transcurrido unos 10 minutos, por lo que el resto de la carga, otros 10 minutos, el THDi irá creciendo linealmente hasta alcanzar superar el 17%.

Por otra parte, el  $\cos(\varphi)$  para demandas de potencia inferiores a 40 kW disminuye siguiendo una curva logarítmica, llegando a valores por debajo 0,5 al final de la carga.

Estos dos fenómenos se traducen en un empobrecimiento del factor de potencia, lo que implica un incremento de la energía reactiva y una circulación de corriente innecesaria.

### 1.1.2.2 Sobrecarga de la red eléctrica

Dado que la potencia necesaria para realizar la carga rápida de un vehículo puede alcanzar los 50 kW, en el momento en que haya que realizarse la carga simultánea de varios vehículos, esto puede suponer un fuerte impacto en la red de suministro eléctrico, por un lado por la elevada demanda de energía y por otro lado por la alta aleatoriedad con la que se producen estas cargas, dificultando las

previsiones que puedan realizarse sobre el suministro de energía a lo largo del día.

## **1.2 ESTUDIO DEL ESTADO DE LA TÉCNICA EN CUANTO A LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS TRIFÁSICOS**

En la actualidad conviven técnicas tradicionales basadas en las propiedades intrínsecas de los propios componentes utilizados y técnicas modernas basadas en convertidores de potencia conmutados.

### **1.2.1 Técnicas tradicionales**

#### **1.2.1.1 Corrección del factor de desplazamiento**

En los sistemas tradicionales, la manera más usual de corregir el factor de potencia de desplazamiento es mediante la utilización de condensadores o baterías de condensadores con diferentes escalones en los que la capacidad equivalente es mayor o menor. La idea es compensar la energía reactiva de carácter inductivo mediante la inyección de energía reactiva de carácter capacitivo, compensando de esta forma el factor de desplazamiento entre corriente y tensión.

#### **1.2.1.2 Supresión de armónicos**

Para la supresión de armónicos las técnicas tradicionales básicamente son dos:

- Utilización de rectificadores trifásicos de 12 pulsos. El rectificador de 12 pulsos consiste en la conexión de dos rectificadores de 6 pulsos alimentados mediante un transformador con dos secundarios o a través de dos transformadores. En ambos casos, la conexión de la alimentación del rectificador debe ser uno en "estrella" y el otro en "triángulo". Esto produce un desfase de  $30^\circ$  entre las respectivas tensiones de alimentación, lo que se traduce en una tensión en la carga con un menor nivel de rizado además de una corriente de entrada al rectificador con una característica bastante más sinusoidal (con menos distorsión). El rectificador de 12 pulsos se utiliza para amplificar, ya sea la tensión o la corriente en la carga y esto se hace conectando los rectificadores de 6 pulsos en serie o en paralelo respectivamente. La corriente que el rectificador absorbe de la red es la misma, independiente de la configuración utilizada, por lo que una consecuencia inmediata en el uso de un rectificador de 12 pulsos -desde el punto de vista armónico- son los menores niveles de distorsión que éste causa. La principal desventaja es el elevado coste debido a la utilización de transformadores especiales y a la utilización de dos rectificadores de 6 pulsos.



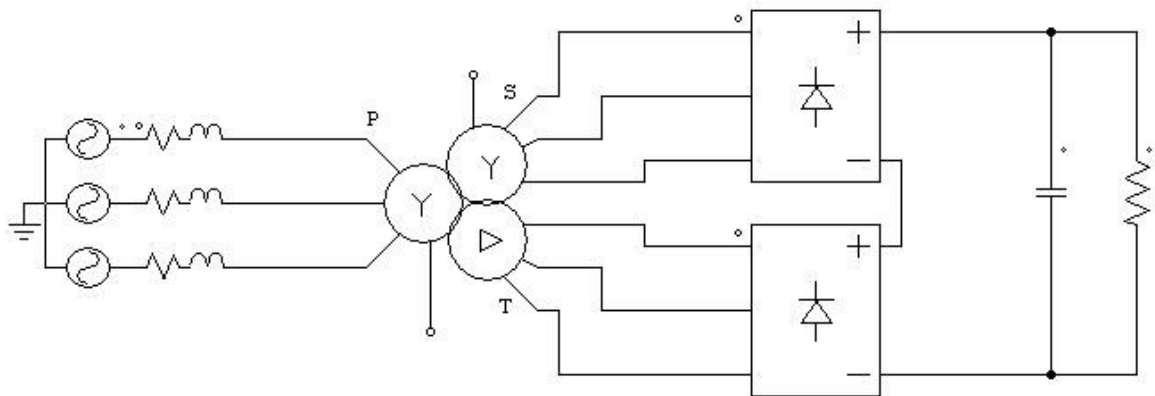


Figura 4: Rectificador de 12 pulsos

- Utilización de filtros pasivos. Los filtros pasivos que se suelen utilizar en redes de distribución son las redes RLC conectadas en serie, ya que lo que se pretende aprovechar es la baja impedancia que presentan los dos elementos reactivos a la frecuencia de resonancia, la cual se calcula para que coincida con el armónico que se quiere eliminar. Este tipo de filtros presentan varios inconvenientes:
  - Se necesita una red RLC para cada armónico que se quiera eliminar, lo cual puede hacer que su diseño sea complicado ya que el ajuste de uno de ellos puede influir sobre el resto.
  - Pueden resultar equipos voluminosos dado las potencias elevadas con las que se trabajan.
  - Existe el riesgo de producirse inestabilidades en la red eléctrica debido a su carácter resonante.

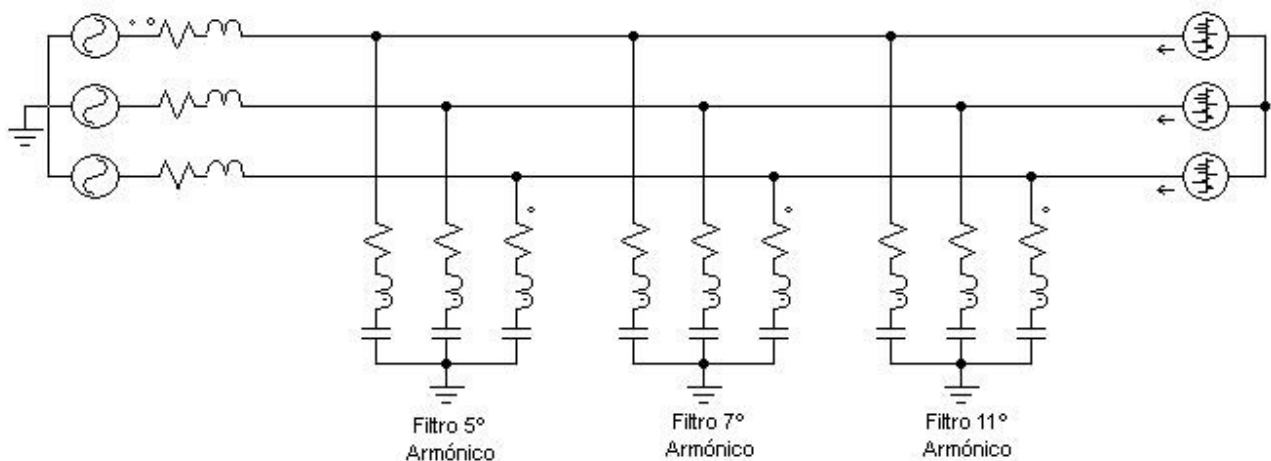


Figura 5: Filtro pasivo RLC

## **1.2.2 Técnicas modernas**

Las técnicas modernas basadas en convertidores de potencia conmutados permiten con un mismo convertidor tanto la corrección del factor de desplazamiento como la supresión de armónicos.

Básicamente hay dos filosofías de funcionamiento:

- Filtros activos
- Rectificadores HPF (High Power Factor)

### **1.2.2.1 Filtros activos**

El concepto utilizado en este tipo de filtros es inyectar en un determinado punto de la red de distribución una señal de forma que sumada a la generada por el elemento perturbador, la resultante sea una señal sin distorsión armónica. También se puede conseguir que el factor de desplazamiento sea nulo.

Existen básicamente tres tipologías:

- Filtros paralelo: Reducen el THDi (responsabilidad del usuario)
- Filtros serie: Reducen el THDv (responsabilidad de las compañías eléctricas)
- Filtros mixtos: combinación de filtros paralelo, serie y/o convencionales

El filtro con mayor interés para nuestra aplicación es el filtro paralelo, ya que como consumidores somos responsables de tener un reducido THDi.

En este tipo de convertidores el control se encarga de que la corriente que circula por el filtro coincida con la distorsión.

Con los filtros activos se consigue eliminar todos los armónicos de baja frecuencia. Los armónicos de alta frecuencia son múltiplos de la frecuencia de conmutación (entre 10 kHz y 20 kHz), que son más fáciles de filtrar.

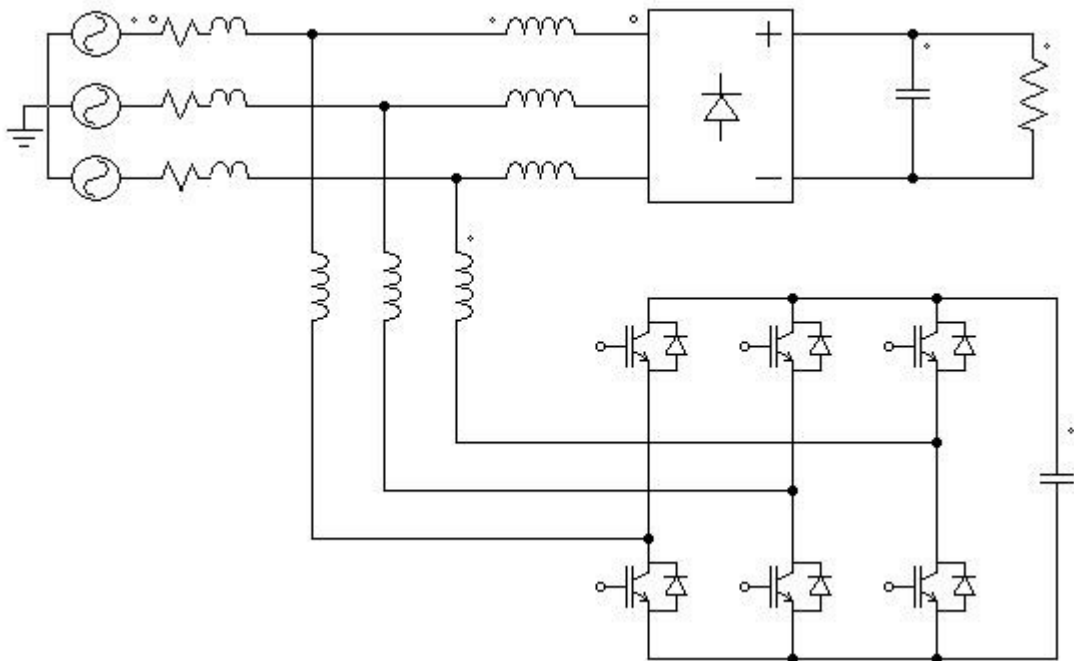


Figura 6: Filtro activo paralelo

### 1.2.3 Rectificadores HPF

La filosofía que subyace en este tipo de solución es substituir el rectificador pasivo de diodos por un rectificador activo de interruptores de potencia controlados, de forma que generando la pauta de disparos de los interruptores de potencia adecuada se puede conseguir un factor de potencia unitario.

Existen diferentes topologías con las que se puede conseguir este fin. Unas de ellas como la *boost* o la *Vienna* solo permiten la transmisión de potencia en sentido ac-dc, es decir, se comportan únicamente como rectificadores. Pero existen topologías como la de los inversores trifásicos que permiten el flujo de la potencia en ambos sentidos controlando bien la tensión en la DC-Link (VSR), bien controlando la corriente en la DC-Link (CSR). A este tipo de convertidores también se les conoce como rectificadores activos.

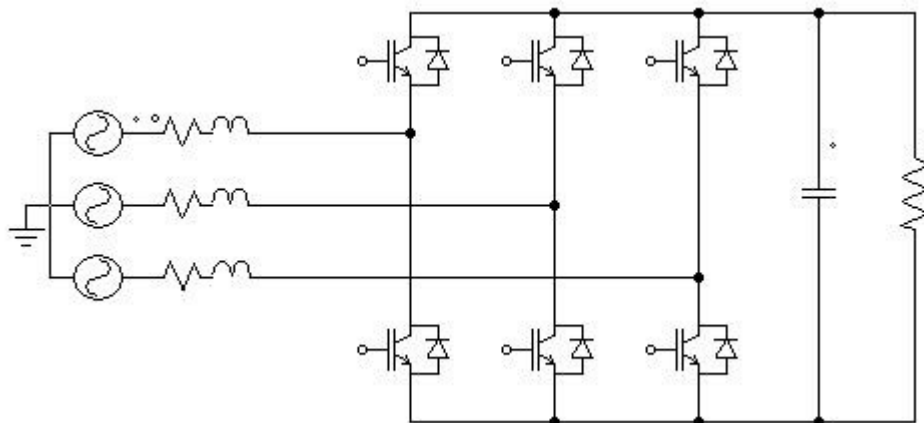


Figura 7: Rectificador HPF

### 1.3 DESCRIPCIÓN Y JUSTIFICACIÓN DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA

Tras describir los problemas que se quieren resolver (corrección del factor de potencia y sobrecarga en la red de distribución), y analizar las diferentes técnicas que existen para la corrección del factor de potencia en sistemas trifásicos la solución adoptada es la utilización de un rectificador HPF, en especial la topología basadas en inversores trifásicos VSR, al que se le conecta en la DC-Link una baterías de respaldo.

Con este tipo de rectificadores se puede conseguir un factor de potencia unitario, con lo que se soluciona el primer problema.

Para solucionar el segundo problema, se puede aprovechar la capacidad que tiene este rectificador de regular la tensión en la DC-Link, de forma que se puedan conectar unas baterías de respaldo que sirvan para aportar parte de la energía necesaria para cargar el coche, de forma que el aporte de energía se reparta entre la red de suministro eléctrico y las baterías.

Para recargar las baterías se aprovecha el propio rectificador. Dicha recarga se efectuará cuando no se tenga que realizar la carga de ningún coche.

Otra ventaja adicional que puede aportar esta solución, es que al ser bidireccional y poseer baterías de respaldo, se puede inyectar energía a la red en función de las necesidades de la misma.

## 2 MODELADO DEL RECTIFICADOR

### 2.1 DESCRIPCIÓN DEL CONVERTIDOR TRIFÁSICO

Una de las grandes ventajas de los inversores trifásicos en los que se controla la tensión del bus de continua (VSIs), es que pueden pasar a trabajar como rectificadores (VSRs) permitiendo el paso de energía desde la parte de ac hacia la parte de dc.

El principio básico de funcionamiento de un VSR consiste en mantener la tensión en el bus de continua en un determinado nivel dado por un valor de referencia. Esto se consigue con la ayuda de un condensador de continua y un lazo de control realimentado.

La tensión de referencia del bus de continua debe de tener un valor lo suficientemente elevado para mantener los diodos del convertidor bloqueados. Una vez que se satisface esta condición, la tensión en la DC-Link se mide y es comparada con el valor de referencia. La señal de error obtenida de esta comparación es la que se utiliza para conmutar los interruptores de potencia del convertidor. De esta forma se puede conseguir que la energía pueda fluir en un sentido o en otro mediante el control del nivel de tensión en el bus de continua.

Cuando la corriente en la carga en el lado de continua  $I_o$  tiene valor positivo (funcionamiento en modo rectificador), el condensador del bus de continua  $C_o$  se está descargando y la señal de error se vuelve positiva. Bajo esta condición, el bloque de control debe hacer que el convertidor absorba energía de la red eléctrica generando las señales PWM adecuadas para disparar los interruptores de potencia del convertidor para que la energía fluya de la parte ac hacia la parte dc y así se consigue que el nivel de tensión en el condensador se recupere.

Contrariamente, cuando la corriente en el lado de continua  $I_o$  tiene un valor negativo (funcionamiento en modo inversor), el condensador del bus de continua se está sobrecargando y la señal de error se vuelve negativa. Bajo esta condición, el bloque de control debe hacer que el convertidor devuelva energía a la red eléctrica consiguiendo de esta manera que el condensador se descargue.

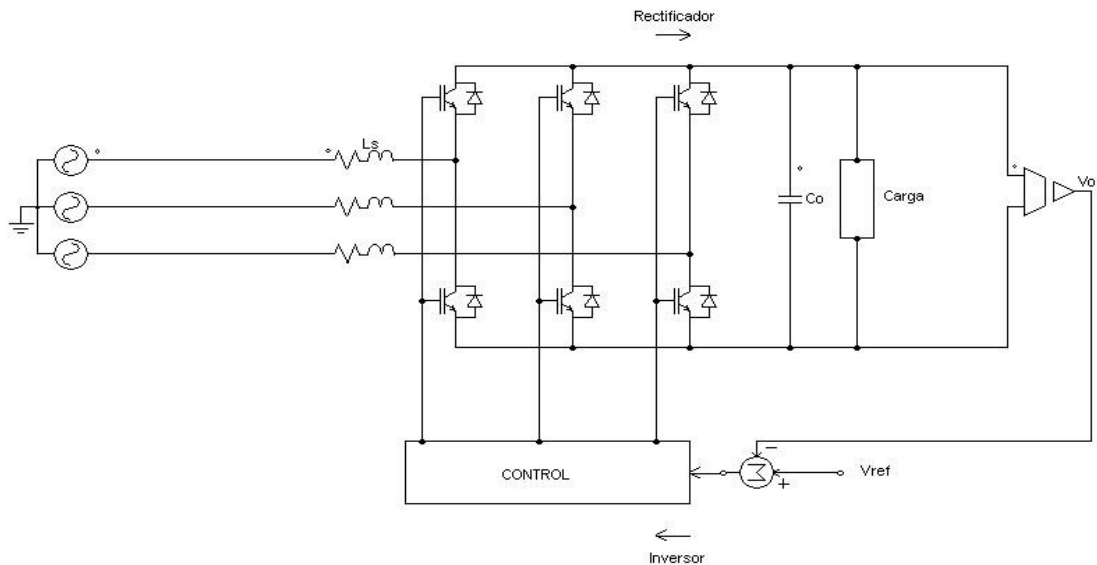


Figura 8: Principio de funcionamiento del convertidor trifásico

Cuando se trabaja en modo rectificador, la corriente que circula por una de las fases, en el semiciclo positivo, pasa por uno de los interruptores de potencia conectados al terminal negativo de la DC-Link al conmutar a modo conducción. La corriente puede volver a la red eléctrica a través de otra fase, cerrando el circuito, circulando por un diodo conectado al mismo terminal negativo de la DC-Link. La corriente también puede circular a través de la carga y retornar a la red eléctrica a través de un interruptor de potencia conectado al terminal positivo de la DC-Link conmutado a modo conducción. Cuando el interruptor de potencia conectado al terminal negativo conmuta a modo bloqueo, se interrumpe el paso de la corriente, y entonces la corriente empieza a circular por el diodo conectado al terminal positivo. Esta corriente va directamente a la DC-Link, ayudando en la generación de la corriente que circula por el bus de continua, que carga el condensador  $C_o$  y permite que el rectificador produzca potencia en el lado de dc. Las inductancias  $L_s$  son muy importantes en este proceso, ya que generan una tensión inducida que permiten la conducción del diodo conectado al terminal positivo. En el semiciclo negativo el proceso es idéntico, pero intercambiando el transistor conectado al terminal negativo por uno conectado al terminal positivo, y el diodo conectado al terminal positivo por uno conectado al terminal negativo.

Cuando se trabaja en modo inversor, los pasos de corriente son diferentes porque el flujo de corriente a través de los interruptores de potencia proceden del condensador  $C_o$  con destino la red eléctrica.

Bajo el modo de funcionamiento como rectificador, el circuito trabaja como un convertidor boost, y bajo el modo de funcionamiento como inversor, el circuito trabaja como un convertidor buck.

Dado que nuestro convertidor va a tener unas baterías de respaldo conectadas en el bus de continua, de alguna manera hemos de adaptar el rango de este bus al rango de funcionamiento de las baterías, que es de 450 V a 750V. Si

conectáramos directamente el convertidor trifásico a la red de suministro eléctrico, teniendo en cuenta que la tensión entre fases es de 400 V, en la DC-Link partiremos de una tensión mínima de 540 V debida a que los interruptores de potencia no están conmutando y solo tenemos presente el puente trifásico no controlado formado por los diodos paralelos a los interruptores de potencia. Por lo que no se podrían conectar las baterías a la DC-Link cuando su tensión estuviera por debajo de estos 540 V.

Para solucionar este problema se puede utilizar un transformador que reduzca la tensión de entrada al convertidor, de forma que la tensión mínima en el bus de continua se encuentre siempre por debajo del valor mínimo del rango de tensiones de funcionamiento de las baterías, y mediante regulación del convertidor se haga trabajar al bus de continua dentro de este rango.

Con un transformador cuya relación de transformación sea 400 V / 270 V conseguimos que en el bus de continua la tensión mínima sea de 364 V.

Otra consideración importante a tener en cuenta es que nuestro convertidor solo corrige las componentes de baja frecuencia, pero no las de alta frecuencia debidas a la conmutación de los interruptores de potencia. Como se desea tener un dispositivo que perturbe lo menos posible a la red eléctrica se ha de disponer de algún elemento adicional para limpiar estas componentes de alta frecuencia. Aprovechando que nuestro convertidor posee una inductancia de entrada para poder funcionar y que necesitamos un transformador de entrada para reducir la tensión de entrada, se puede introducir un condensador para formar un filtro LCL de tercer orden que sirva para filtrar el ruido debido a la conmutación.

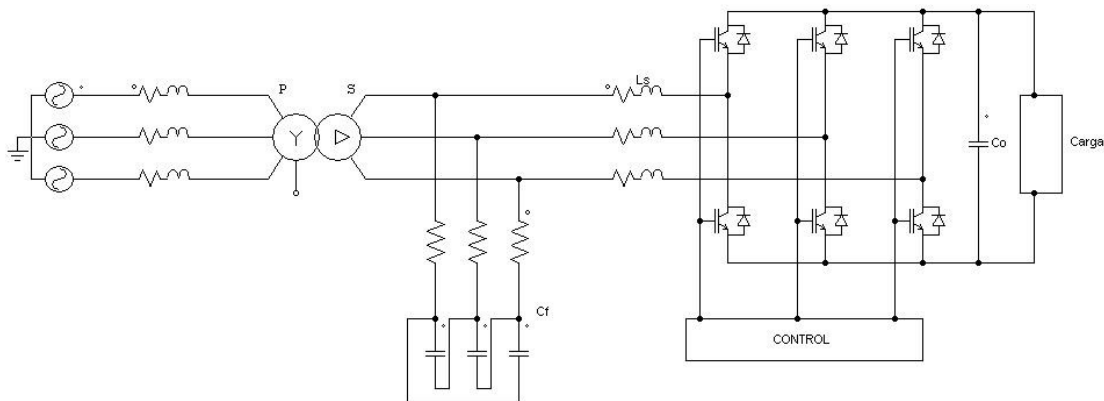


Figura 9: Etapa de potencia

## 2.2 OBTENCIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR TRIFÁSICO EN UN SISTEMA REFERENCIAL SÍNCRONO

Se va a proceder al modelado del rectificador para poder ajustar los distintos reguladores de los lazos de control.

Se han tenido las siguientes consideraciones:

- Se ha omitido el transformador de entrada, siendo  $L_2$  las inductancias de

dispersión del transformador y  $V_{gi}$  las tensiones en el secundario.

- La impedancia de vacío se ha despreciado por no tener influencia en el análisis.
- Los condensadores del filtro LCL se han dispuesto en estrella en este análisis para facilitar los cálculos, por lo que su capacidad equivalente es 3 veces superior a la conexión en triángulo.
- La carga está constituida por un convertidor dc-dc para la alimentación de los surtidores. Este tipo de carga, desde el punto de modelado se denominan de potencia constante o CPL (Constant Power Load), y tienen la característica de presentar una dinámica en pequeña señal equivalente a una resistencia de valor negativo.
- Se usa convención generador, esto es, el convertidor se considera funcionando en modo inversor; esta consideración solo afecta al desarrollo matemático y no influye en el modo en que opere el convertidor.
- El modelo obtenido es lineal, pues se realiza un promediado que elimina la no linealidad debida a la conmutación, por lo que el modelo solo es válido para frecuencias menores que la mitad de la frecuencia de conmutación.

A continuación se presenta el esquema del modelo promediado de la etapa de potencia en el marco de referencia estacionario trifásico (coordenadas abc):

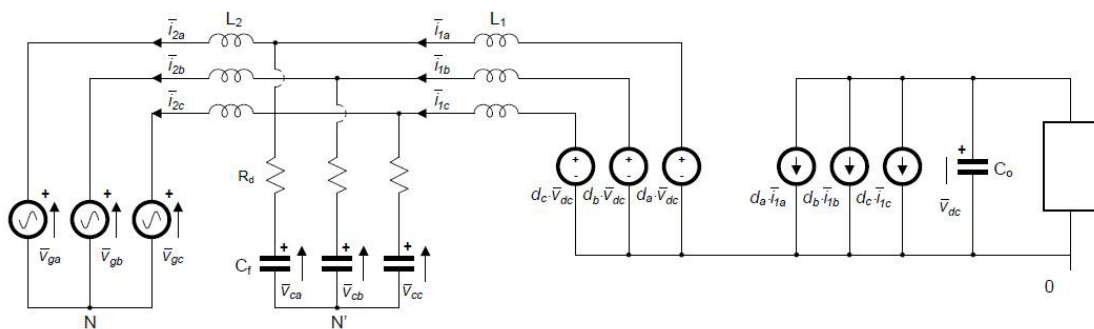


Figura 10: Modelo etapa de potencia

A partir de este esquema podemos obtener las ecuaciones de estado:

- Ecuaciones de tensión malla compuesta por condensadores y fuentes de tensión del modelo promediado del rectificador

$$v_{ca} + v_{N'} + R_d(i_{1a} - i_{2a}) = -L_1 \frac{di_{1a}}{dt} + d_a v_{dc}$$

$$v_{cb} + v_{N'} + R_d(i_{1b} - i_{2b}) = -L_1 \frac{di_{1b}}{dt} + d_b v_{dc}$$

$$v_{cc} + v_{N'} + R_d(i_{1c} - i_{2c}) = -L_1 \frac{di_{1c}}{dt} + d_c v_{dc}$$



Despejando  $\frac{di_{1i}}{dt}$

$$\frac{di_{1a}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} i_{1a} + \frac{R_d}{L_1} i_{2a} - \frac{1}{L_1} v_{ca} + \frac{v_{dc}}{L_1} d_a - \frac{v_{N'}}{L_1}$$

$$\frac{di_{1b}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} i_{1b} + \frac{R_d}{L_1} i_{2b} - \frac{1}{L_1} v_{cb} + \frac{v_{dc}}{L_1} d_b - \frac{v_{N'}}{L_1} \frac{di_{1c}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} i_{1c} + \frac{R_d}{L_1} i_{2c} - \frac{1}{L_1} v_{cc} + \frac{v_{dc}}{L_1} d_c - \frac{v_{N'}}{L_1}$$

Expresando estas ecuaciones de forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = -\frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \frac{v_{N'}}{L_1} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

- Ecuaciones de tensión malla compuesta por secundario del transformador de entrada y condensadores

$$v_{ga} + v_N = -L_2 \frac{di_{2a}}{dt} + R_d(i_{1a} - i_{2a}) + v_{ca} + v_{N'}$$

$$v_{gb} + v_N = -L_2 \frac{di_{2b}}{dt} + R_d(i_{1a} - i_{2a}) + v_{cb} + v_{N'}$$

$$v_{gc} + v_N = -L_2 \frac{di_{2c}}{dt} + R_d(i_{1a} - i_{2a}) + v_{cc} + v_{N'}$$

Despejando  $\frac{di_{2i}}{dt}$

$$\frac{di_{2a}}{dt} = \frac{R_d}{L_2} i_{1a} - \frac{R_d}{L_2} i_{2a} + \frac{1}{L_2} v_{ca} - \frac{1}{L_2} v_{ga} - \frac{v_N - v_{N'}}{L_2}$$

$$\frac{di_{2b}}{dt} = \frac{R_d}{L_2} i_{1b} - \frac{R_d}{L_2} i_{2b} + \frac{1}{L_2} v_{cb} - \frac{1}{L_2} v_{gb} - \frac{v_N - v_{N'}}{L_2}$$

$$\frac{di_{2c}}{dt} = \frac{R_d}{L_2} i_{1c} - \frac{R_d}{L_2} i_{2c} + \frac{1}{L_2} v_{cc} - \frac{1}{L_2} v_{gc} - \frac{v_N - v_{N'}}{L_2}$$

Expresando estas ecuaciones de forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = \frac{R_d}{L_2} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \frac{R_d}{L_2} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} - \frac{v_N - v_{N'}}{L_2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

- Ecuaciones de corriente en el punto de conexión de los condensadores

$$i_{2a} = i_{1a} - C_f \frac{dv_{ca}}{dt}$$

$$i_{2b} = i_{1b} - C_f \frac{dv_{cb}}{dt}$$

$$i_{2c} = i_{1c} - C_f \frac{dv_{cc}}{dt}$$

Despejando  $\frac{dv_{ci}}{dt}$

$$\frac{dv_{ca}}{dt} = \frac{1}{C_f} i_{1a} - \frac{1}{C_f} i_{2a}$$

$$\frac{dv_{cb}}{dt} = \frac{1}{C_f} i_{1b} - \frac{1}{C_f} i_{2b}$$

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_f} i_{1c} - \frac{1}{C_f} i_{2c}$$

Expresando estas ecuaciones de forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (3)$$

- Ecuaciones de corriente en el modelo promediado del rectificador

$$d_a i_{1a} = -C_o \frac{dv_{dc}}{dt} + i_o$$

$$d_b i_{1b} = -C_o \frac{dv_{dc}}{dt} + i_o$$

$$d_c i_{1c} = -C_o \frac{dv_{dc}}{dt} + i_o$$

Despejando  $\frac{dv_{dc}}{dt}$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} d_a i_{1a} + \frac{1}{C_o} i_o$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} d_b i_{1b} + \frac{1}{C_o} i_o$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} d_c i_{1c} + \frac{1}{C_o} i_o$$

Expresando estas ecuaciones de forma matricial:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_o} i_o \quad (4)$$

Aplicando el operador T (transformada de Park) para pasar a un sistema de referencia síncrono (coordenadas dqo), teniendo en cuenta que  $X_{abc} = T^{-1}X_{dqo}$ , se obtiene:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} \end{pmatrix} = -\frac{R_d}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} \end{pmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} \end{pmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} \end{pmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} \end{pmatrix} - \frac{v_{N'}}{L_1} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\frac{dT^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + T^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} = -\frac{R_d}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} \end{pmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} \end{pmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} \end{pmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{pmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} \end{pmatrix} - \frac{v_{N'}}{L_1} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Multiplicando por la derecha a cada término por el operador T:

$$T \frac{dT^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} = -\frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} - \frac{v_{N'}}{L_1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix}$$

Despejando  $\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix}$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} = -T \frac{dT^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} - \frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} - \frac{v_{N'}}{L_1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix}$$

Teniendo en cuenta que:

$$-T \frac{dT^{-1}}{dt} = -\begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Substituyendo quedará:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_1} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_d}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} - \frac{v_{N'}}{L_1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Realizando las mismas operaciones para (2), (3) y (4) obtendremos las siguientes expresiones:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} = \frac{R_d}{L_2} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_2} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_d}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \\ v_{go} \end{bmatrix} - \frac{v_N - v_{N'}}{L_2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{co} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{2o} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} \left( T^{-1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_o} i_o$$

Operando:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix}^T T T^{-1} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_o} i_o$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_o \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{1o} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_o} i_o \quad (8)$$

Dado que no existe conductor neutro, la componente homopolar es nula y se puede simplificar el modelo de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_1} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_1} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{L_1} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{R_d}{L_2} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_2} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C_o} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_o} i_o \quad (12)$$

### 2.3 OBTENCIÓN DEL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR TRIFÁSICO

El modelo de pequeña señal se obtiene considerando pequeñas perturbaciones entorno a un punto de trabajo:

$$i_{1d} = I_{1d} + \hat{i}_{1d}$$

$$i_{1q} = I_{1q} + \hat{i}_{1q}$$

$$i_{2d} = I_{2d} + \hat{i}_{2d}$$

$$i_{2q} = I_{2q} + \hat{i}_{2q}$$

$$v_{cd} = V_{cd} + \hat{v}_{cd}$$

$$v_{cq} = V_{cq} + \hat{v}_{cq}$$

$$v_{dc} = V_{dc} + \hat{v}_{dc}$$

$$d_d = D_d + \hat{d}_d$$

$$d_q = D_q + \hat{d}_q$$

$$v_{gd} = V_{gd} + \hat{v}_{gd}$$

$$v_{gq} = V_{gq} + \hat{v}_{gq}$$

Desarrollando la ecuación (9):

$$\frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} i_{1d} + \omega i_{1q} + \frac{R_d}{L_1} i_{2d} - \frac{1}{L_1} v_{cd} + \frac{v_{dc}}{L_1} d_d$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = -\omega i_{1d} - \frac{R_d}{L_1} i_{1q} + \frac{R_d}{L_1} i_{2q} - \frac{1}{L_1} v_{cq} + \frac{v_{dc}}{L_1} d_q$$

Substituyendo:

$$\frac{d(I_{1d} + \hat{i}_{1d})}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} (I_{1d} + \hat{i}_{1d}) + \omega (I_{1q} + \hat{i}_{1q}) + \frac{R_d}{L_1} (I_{2d} + \hat{i}_{2d}) - \frac{1}{L_1} (V_{cd} + \hat{v}_{cd}) + \frac{(V_{dc} + \hat{v}_{dc})}{L_1} (D_d + \hat{d}_d)$$

$$\frac{d(I_{1q} + \hat{i}_{1q})}{dt} = -\omega (I_{1d} + \hat{i}_{1d}) - \frac{R_d}{L_1} (I_{1q} + \hat{i}_{1q}) + \frac{R_d}{L_1} (I_{2q} + \hat{i}_{2q}) - \frac{1}{L_1} (V_{cq} + \hat{v}_{cq}) + \frac{(V_{dc} + \hat{v}_{dc})}{L_1} (D_q + \hat{d}_q)$$

Operando:

$$\frac{dI_{1d}}{dt} + \frac{d\hat{i}_{1d}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} I_{1d} - \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1d} + \omega I_{1q} + \omega \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} I_{2d} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2d} - \frac{1}{L_1} V_{cd} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cd} +$$

$$+ \frac{1}{L_1} (V_{dc} D_d + \hat{v}_{dc} D_d + V_{dc} \hat{d}_d + \hat{v}_{dc} \hat{d}_d)$$

$$\frac{dI_{1q}}{dt} + \frac{d\hat{i}_{1q}}{dt} = -\omega I_{1d} - \omega \hat{i}_{1d} - \frac{R_d}{L_1} I_{1q} - \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} I_{2q} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2q} - \frac{1}{L_1} V_{cq} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cq} +$$

$$+ \frac{1}{L_1} (V_{dc} D_q + \hat{v}_{dc} D_q + V_{dc} \hat{d}_q + \hat{v}_{dc} \hat{d}_q)$$

Eliminando términos no lineales:

$$\frac{d\hat{i}_{1d}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} I_{1d} - \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1d} + \omega I_{1q} + \omega \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} I_{2d} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2d} - \frac{1}{L_1} V_{cd} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cd} + \frac{V_{dc} D_d}{L_1} + \frac{D_d}{L_1} \hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1} \hat{d}_d$$

$$\frac{d\hat{i}_{1q}}{dt} = -\omega I_{1d} - \omega \hat{i}_{1d} - \frac{R_d}{L_1} I_{1q} - \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} I_{2q} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2q} - \frac{1}{L_1} V_{cq} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cq} + \frac{V_{dc} D_q}{L_1} + \frac{D_q}{L_1} \hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1} \hat{d}_q$$

Expresiones punto de trabajo:

$$0 = -\frac{R_d}{L_1} I_{1d} + \omega I_{1q} + \frac{R_d}{L_1} I_{2d} - \frac{1}{L_1} V_{cd} + \frac{V_{dc} D_d}{L_1} \quad (13)$$

$$0 = -\omega I_{1d} - \frac{R_d}{L_1} I_{1q} + \frac{R_d}{L_1} I_{2q} - \frac{1}{L_1} V_{cq} + \frac{V_{dc} D_q}{L_1} \quad (14)$$

Expresiones pequeña señal:

$$\frac{d\hat{i}_{1d}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1d} + \omega \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2d} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cd} + \frac{D_d}{L_1} \hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1} \hat{d}_d \quad (15)$$

$$\frac{d\hat{i}_{1q}}{dt} = -\omega \hat{i}_{1d} - \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2q} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cq} + \frac{D_q}{L_1} \hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1} \hat{d}_q \quad (16)$$

Repitiendo el proceso para las ecuaciones (10), (11) y (12):

$$0 = \frac{R_d}{L_2} I_{1d} - \frac{R_d}{L_2} I_{2d} + \omega I_{2q} + \frac{1}{L_2} V_{cd} - \frac{1}{L_2} V_{gd} \quad (17)$$

$$0 = \frac{R_d}{L_2} I_{1q} - \omega I_{2d} - \frac{R_d}{L_2} I_{2q} + \frac{1}{L_2} V_{cq} - \frac{1}{L_2} V_{gq} \quad (18)$$

$$\frac{d\hat{i}_{2d}}{dt} = \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{1d} - \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{2d} + \omega \hat{i}_{2q} + \frac{1}{L_2} \hat{v}_{cd} - \frac{1}{L_2} \hat{v}_{gd} \quad (19)$$

$$\frac{d\hat{i}_{2q}}{dt} = \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{1q} - \omega \hat{i}_{2d} - \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{2q} + \frac{1}{L_2} \hat{v}_{cq} - \frac{1}{L_2} \hat{v}_{gq} \quad (20)$$

$$0 = \frac{1}{C_f} I_{1d} - \frac{1}{C_f} I_{2d} + \omega V_{cq} \quad (21)$$

$$0 = \frac{1}{C_f} I_{1q} - \frac{1}{C_f} I_{2q} - \omega V_{cd} \quad (22)$$

$$\frac{d\hat{v}_{cd}}{dt} = \frac{1}{C_f} \hat{i}_{1d} - \frac{1}{C_f} \hat{i}_{2d} + \omega \hat{v}_{cq} \quad (23)$$

$$\frac{d\hat{v}_{cq}}{dt} = \frac{1}{C_f} \hat{i}_{1q} - \frac{1}{C_f} \hat{i}_{2q} - \omega \hat{v}_{cd} \quad (24)$$

$$0 = -\frac{1}{C_o} D_d I_{1d} - \frac{1}{C_o} D_q I_{1q} + \frac{1}{C_o} I_o \quad (25)$$

$$\frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} = -\frac{D_d}{C_o} \hat{i}_{1d} - \frac{D_q}{C_o} \hat{i}_{1q} + \frac{1}{C_o} \hat{i}_o - \frac{I_d}{C_o} \hat{d}_d - \frac{I_q}{C_o} \hat{d}_q$$

Teniendo en cuenta que la carga es de potencia constante CPL, tendremos que

$\hat{i}_o = -\frac{I_o}{V_{dc}} \hat{v}_{dc} = -k_o \hat{v}_{dc}$ , substituyendo tendremos:

$$\frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} = -\frac{D_d}{C_o} \hat{i}_{1d} - \frac{D_q}{C_o} \hat{i}_{1q} - \frac{k_o}{C_o} \hat{v}_{dc} - \frac{I_{1d}}{C_o} \hat{d}_d - \frac{I_{1q}}{C_o} \hat{d}_q \quad (26)$$

El modelo de pequeña señal del convertidor lo obtenemos de las ecuaciones (15), (16), (19), (20), (23), (24) y (26):

$$\frac{d\hat{i}_{1d}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1d} + \omega \hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2d} + 0\hat{i}_{2q} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cd} + 0\hat{v}_{cq} + \frac{D_d}{L_1} \hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1} \hat{d}_d + 0\hat{d}_q + 0\hat{v}_{gd} + 0\hat{v}_{gq}$$

$$\frac{d\hat{i}_{1q}}{dt} = -\omega \hat{i}_{1d} - \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{1q} + 0\hat{i}_{2d} + \frac{R_d}{L_1} \hat{i}_{2q} + 0\hat{v}_{cd} - \frac{1}{L_1} \hat{v}_{cq} + \frac{D_q}{L_1} \hat{v}_{dc} + 0\hat{d}_d + \frac{V_{dc}}{L_1} \hat{d}_q + 0\hat{v}_{gd} + 0\hat{v}_{gq}$$

$$\frac{d\hat{i}_{2d}}{dt} = \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{1d} + 0\hat{i}_{1q} - \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{2d} + \omega \hat{i}_{2q} + \frac{1}{L_2} \hat{v}_{cd} + 0\hat{v}_{cq} + 0\hat{v}_{dc} + 0\hat{d}_d + 0\hat{d}_q - \frac{1}{L_2} \hat{v}_{gd} + 0\hat{v}_{gq}$$

$$\frac{d\hat{i}_{2q}}{dt} = 0\hat{i}_{1d} + \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{1q} - \omega \hat{i}_{2d} - \frac{R_d}{L_2} \hat{i}_{2q} + 0\hat{v}_{cd} + \frac{1}{L_2} \hat{v}_{cq} + 0\hat{v}_{dc} + 0\hat{d}_d + 0\hat{d}_q + 0\hat{v}_{gd} - \frac{1}{L_2} \hat{v}_{gq}$$

$$\frac{d\hat{v}_{cd}}{dt} = \frac{1}{C_f} \hat{i}_{1d} + 0\hat{i}_{1q} - \frac{1}{C_f} \hat{i}_{2d} + 0\hat{i}_{2q} + 0\hat{v}_{cd} + \omega \hat{v}_{cq} + 0\hat{v}_{dc} + 0\hat{d}_d + 0\hat{d}_q + 0\hat{v}_{gd} + 0\hat{v}_{gq}$$

$$\frac{d\hat{v}_{cq}}{dt} = 0\hat{i}_{1d} + \frac{1}{C_f} \hat{i}_{1q} + 0\hat{i}_{2d} - \frac{1}{C_f} \hat{i}_{2q} - \omega \hat{v}_{cd} + 0\hat{v}_{cq} + 0\hat{v}_{dc} + 0\hat{d}_d + 0\hat{d}_q + 0\hat{v}_{gd} + 0\hat{v}_{gq}$$

$$\frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} = -\frac{D_d}{C_o} \hat{i}_{1d} - \frac{D_q}{C_o} \hat{i}_{1q} + 0\hat{i}_{2d} + 0\hat{i}_{2q} + 0\hat{v}_{cd} + 0\hat{v}_{cq} - \frac{k_o}{C_o} \hat{v}_{dc} - \frac{I_{1d}}{C_o} \hat{d}_d - \frac{I_{1q}}{C_o} \hat{d}_q + 0\hat{v}_{gd} + 0\hat{v}_{gq}$$

Expresándolo de forma matricial quedará:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{1d} \\ \hat{i}_{1q} \\ \hat{i}_{2d} \\ \hat{i}_{2q} \\ \hat{v}_{cd} \\ \hat{v}_{cq} \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_1} & \omega & \frac{R_d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{D_d}{L_1} \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_1} & 0 & \frac{R_d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & \frac{D_q}{L_1} \\ \frac{R_d}{L_2} & 0 & -\frac{R_d}{L_2} & \omega & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_d}{L_2} & -\omega & -\frac{R_d}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 \\ -\frac{D_d}{C_o} & -\frac{D_q}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_o}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{1d} \\ \hat{i}_{1q} \\ \hat{i}_{2d} \\ \hat{i}_{2q} \\ \hat{v}_{cd} \\ \hat{v}_{cq} \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{I_{1d}}{C_o} & -\frac{I_{1q}}{C_o} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \\ \hat{v}_{gd} \\ \hat{v}_{gq} \end{bmatrix} \quad (27)
 \end{aligned}$$

El punto de trabajo quedará definido mediante las ecuaciones (13), (14), (17), (18), (21), (22) y (25) y las siguientes consideraciones:

- La tensión de entrada la definimos de forma que quede sincronizada con el vector  $d$  del sistema de referencia síncrono:

$$V_{gd} = V_{red} \quad (28)$$

$$V_{gq} = 0 \quad (29)$$

- La corriente activa de entrada del sistema depende de la potencia activa:

$$I_{2d} = \frac{P}{V_{gd}} \quad (30)$$



- Forzamos que la componente reactiva de la corriente de entrada al rectificador activo sea 0:

$$I_{1q} = 0 \quad (31)$$

De la ecuación (21) podemos despejar  $V_{cq}$ :

$$V_{cq} = \frac{I_{2d} - I_{1d}}{\omega C_f} \quad (32)$$

De la ecuación (22) podemos despejar  $V_{cd}$ :

$$V_{cd} = \frac{-I_{2q}}{\omega C_f} \quad (33)$$

Substituyendo en la ecuación (18), los resultados obtenidos en las expresiones (29), (31) y (33) obtenemos:

$$0 = -\omega I_{2d} - \frac{R_d}{L_2} I_{2q} + \frac{1}{L_2} \frac{I_{2d} - I_{1d}}{\omega C_f}$$

Operando, podemos despejar  $I_{1d}$ :

$$0 = -\omega^2 C_f L_2 I_{2d} - \omega C_f R_d I_{2q} + I_{2d} - I_{1d}$$

$$I_{1d} = (1 - \omega^2 C_f L_2) I_{2d} - \omega C_f R_d I_{2q} \quad (34)$$

Substituyendo en la ecuación (17) el resultado obtenido en las expresiones (32) y (34):

$$0 = \frac{R_d}{L_2} \left( (1 - \omega^2 C_f L_2) I_{2d} - \omega C_f R_d I_{2q} \right) - \frac{R_d}{L_2} I_{2d} + \omega L_2 I_{2q} - \frac{1}{L_2} \frac{I_{2q}}{\omega C_f} - \frac{1}{L_2} V_{gd}$$

Operando, podemos despajar  $I_{2q}$ :

$$0 = R_d I_{2d} - R_d \omega^2 C_f L_2 I_{2d} - \omega C_f R_d^2 I_{2q} - R_d I_{2d} + \omega L_2 I_{2q} - \frac{I_{2q}}{\omega C_f} - V_{gd}$$

$$0 = -R_d \omega^2 C_f L_2 I_{2d} - V_{gd} + \left( \omega L_2 - \omega C_f R_d^2 - \frac{1}{\omega C_f} \right) I_{2q}$$

$$0 = -R_d \omega^2 C_f L_2 I_{2d} - V_{gd} + \left( \omega^2 C_f L_2 - (\omega C_f R_d)^2 - 1 \right) I_{2q}$$

$$I_{2q} = \frac{R_d \omega^2 C_f L_2 I_{2d} + V_{gd}}{\omega^2 C_f L_2 - (\omega C_f R_d)^2 - 1} \quad (35)$$

Despejando  $V_{cd}$  de las ecuaciones (13) y (17):

$$V_{cd} = -R_d I_{1d} + \omega L_1 I_{1q} + R_d I_{2d} + V_{dc} D_d$$

$$V_{cd} = -R_d I_{1d} + R_d I_{2d} - \omega L_2 I_{2q} + V_{gd}$$

Igualando ambas expresiones quedará y substituyendo el resultado de la expresión (31):

$$-R_d I_{1d} + R_d I_{2d} + V_{dc} D_d = -R_d I_{1d} + R_d I_{2d} - \omega L_2 I_{2q} + V_{gd}$$

De donde podemos despejar  $D_d$ :

$$D_d = \frac{V_{gd} - \omega L_2 I_{2q}}{V_{dc}} \quad (36)$$

Despejando  $V_{cq}$  de las ecuaciones (14) y (18):

$$V_{cq} = -\omega L_1 I_{1d} - R_d I_{1q} + R_d I_{2q} + V_{dc} D_q$$

$$V_{cq} = -R_d I_{1q} + \omega L_2 I_{2d} + R_d I_{2q} + V_{gq}$$

Igualando ambas expresiones quedará y substituyendo el resultado de la expresión (29):

$$-\omega L_1 I_{1d} + V_{dc} D_q = \omega L_2 I_{2d}$$

De donde podemos despejar  $D_q$ :

$$D_q = \frac{\omega L_1 I_{1d} + \omega L_2 I_{2d}}{V_{dc}} \quad (37)$$

## 3 DISEÑO DE LOS LAZOS DE REGULACIÓN

### 3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL

En un inversor trifásico trabajando como VSR o como VSI el nivel de tensión en el bus de continua se consigue mantener conmutando los interruptores de potencia siguiendo un patrón preestablecido, que generalmente tiene una forma sinusoidal.

Para hacer funcionar de forma correcta el rectificador, el modulador PWM debe generar una fundamental  $v_{xmod}$  cuya frecuencia debe ser igual a la de la fuente de alimentación  $v_x$ , generalmente la de la red eléctrica. Cambiando la amplitud de esta fundamental generada y su fase con respecto a la de la fuente, el rectificador puede ser controlado para trabajar de cuatro formas diferentes: rectificador con factor de potencia adelantado, rectificador con factor de potencia retrasado, inversor con factor de potencia adelantado e inversor con factor de potencia retrasado.

La estructura de control está basada en una regulación clásica de las potencias activa y reactiva del convertidor actuando sobre las corrientes de los canales d y q.

La referencia para el lazo de corriente en el canal *d* procede del lazo regulación de la tensión en la DC-link. La referencia del lazo de tensión procede del lazo de regulación de la corriente de carga y descarga de las baterías de respaldo, cuya consigna procederá del BMS.

Los disparos para gobernar los interruptores de potencia se obtienen transformando los ciclos de trabajo obtenidos de los reguladores de corriente de un sistema referencial síncrono d-q a un sistema referencial estático  $\alpha$ - $\beta$  mediante la transformada de Park y aplicando la secuencia de conmutación basada en el *Space Vector Pulse Width Modulation*.

El cálculo de los reguladores lo realizaremos en base al modelo en pequeña señal obtenido del convertidor, que expresado mediante representación de espacio de estados quedará de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{x}} &= A\vec{x} + B\vec{u} \quad (38) \\ \vec{y} &= \vec{x}\end{aligned}$$

siendo:

$$\bullet \quad \vec{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{1d} \\ \hat{i}_{1q} \\ \hat{i}_{2d} \\ \hat{i}_{2q} \\ \hat{v}_{cd} \\ \hat{v}_{cq} \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix}$$

$$\bullet \quad \vec{u} = \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \\ \hat{v}_{gd} \\ \hat{v}_{gq} \end{bmatrix}$$

$$\bullet \quad \vec{y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{1d} \\ \hat{i}_{1q} \\ \hat{i}_{2d} \\ \hat{i}_{2q} \\ \hat{v}_{cd} \\ \hat{v}_{cq} \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix}$$

$$\bullet \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_1} & \omega & \frac{R_d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{D_d}{L_1} \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_2} & 0 & \frac{R_d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & \frac{D_q}{L_1} \\ \frac{R_d}{L_2} & 0 & -\frac{R_d}{L_2} & \omega & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_d}{L_2} & -\omega & -\frac{R_d}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 \\ -\frac{D_d}{C_o} & -\frac{D_q}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_o}{C_o} \end{bmatrix}$$

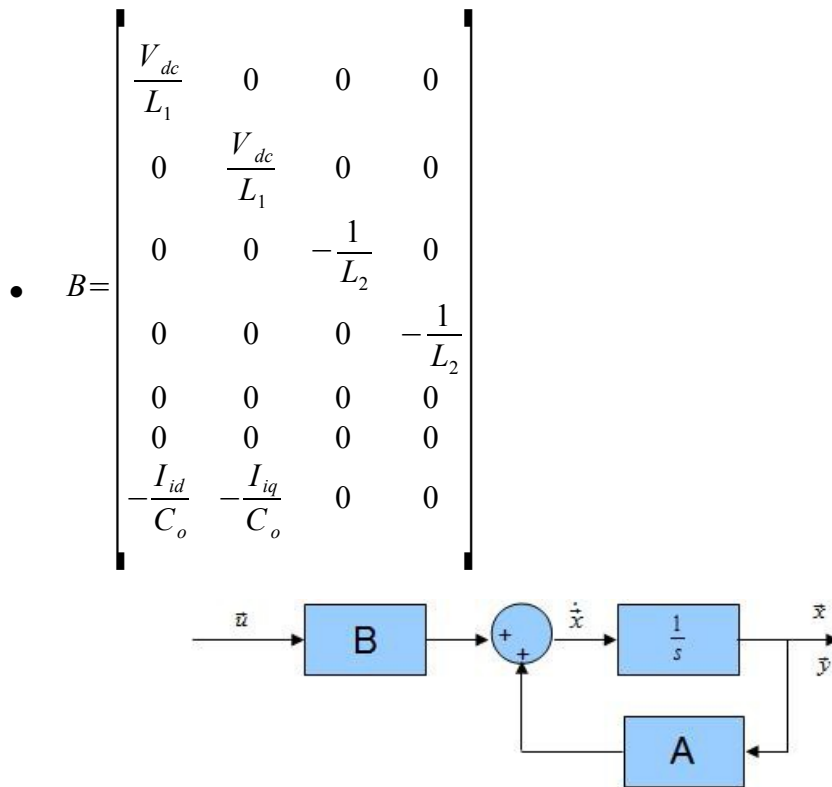


Figura 11: Diagrama de bloques del modelo de espacio de estados

### 3.2 DISEÑO DE LOS LAZOS DE CORRIENTE

Para el cálculo de los reguladores se van a realizar las siguientes consideraciones para simplificar los cálculos:

- Se asume que el valor de  $C_o$  es suficientemente grande como para despreciar la influencia de las variaciones de  $v_{dc}$  sobre los lazos de regulación de corriente
- Se desprecian el efectos de los condensadores del filtro LCL (cuyos efectos aparecen a partir de la frecuencia de resonancia del filtro), lo que se traduce en que tenemos un filtro inductivo de valor  $L = L_1 + L_2$

#### 3.2.1 Obtención de la FDT de la corriente en la bobina de entrada ante variaciones del ciclo de trabajo ILD(s)

Aplicando las consideraciones a las ecuaciones (15) y (16) que son las que definen la relación entre la corriente absorbida por el rectificador y el ciclo de trabajo, obtendremos las siguientes expresiones simplificadas:

$$\frac{d\hat{i}_{1d}}{dt} = -\frac{R_d}{L_1}\hat{i}_{1d} + \omega\hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1}\hat{i}_{2d} - \frac{1}{L_1}\hat{v}_{cd} + \frac{D_d}{L_1}\hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1}\hat{d}_d$$

$$s\hat{i}_{1d} = \omega\hat{i}_{1q} + \frac{V_{dc}}{L}\hat{d}_d \quad (39)$$

$$\frac{d\hat{i}_{1q}}{dt} = -\omega\hat{i}_{1d} - \frac{R_d}{L_1}\hat{i}_{1q} + \frac{R_d}{L_1}\hat{i}_{2q} - \frac{1}{L_1}\hat{v}_{cq} + \frac{D_q}{L_1}\hat{v}_{dc} + \frac{V_{dc}}{L_1}\hat{d}_q$$

$$s\hat{i}_{1q} = -\omega\hat{i}_{1d} + \frac{V_{dc}}{L}\hat{d}_q \quad (40)$$

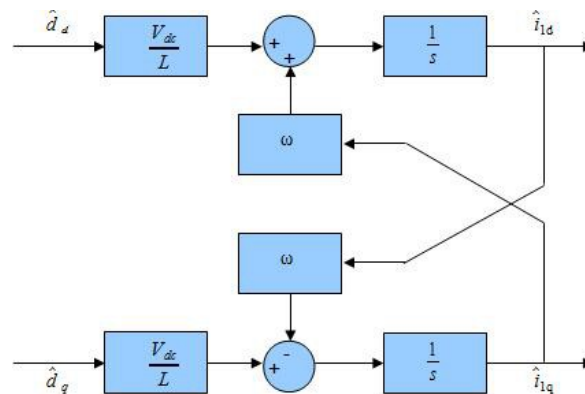


Figura 12: Diagrama de bloques simplificado de ILD(s)

Donde podemos ver claramente el acoplamiento entre los dos canales.

Operando en las ecuaciones (39) y (40):

$$\frac{L}{V_{dc}}s\hat{i}_{1d} = \frac{\omega L}{V_{dc}}\hat{i}_{1q} + \hat{d}_d \quad (41)$$

$$\frac{L}{V_{dc}}s\hat{i}_{1q} = -\frac{\omega L}{V_{dc}}\hat{i}_{1d} + \hat{d}_q \quad (42)$$

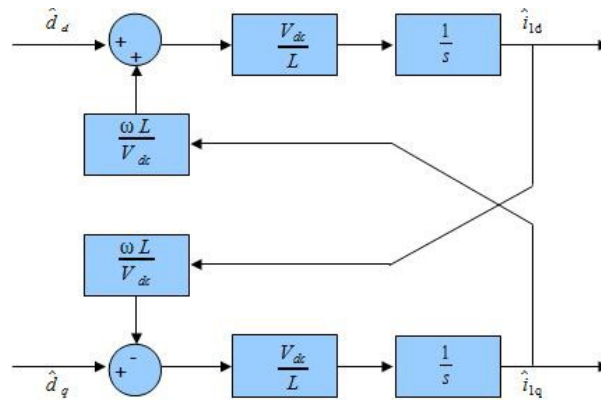


Figura 13: Diagrama de bloques simplificado de ILD(s)

podemos deducir que se pueden desacoplar los dos canales introduciendo un término que compense el efecto de un canal sobre el otro:

$$k_d = -\frac{\omega L}{V_{dc}} \quad (43)$$

$$k_q = \frac{\omega L}{V_{dc}} \quad (44)$$

quedando:

$$\frac{L}{V_{dc}} s \hat{i}_{1d} = -\frac{\omega L}{V_{dc}} \hat{i}_{1q} + \frac{\omega L}{V_{dc}} \hat{i}_{1q} + \hat{d}_d \Rightarrow \frac{L}{V_{dc}} s \hat{i}_{1d} = \hat{d}_d \Rightarrow \hat{d}_d = \frac{\hat{i}_{1d}}{s} = \frac{V_{dc}}{sL} \quad (45)$$

$$\frac{L}{V_{dc}} s \hat{i}_{1q} = \frac{\omega L}{V_{dc}} \hat{i}_{1d} - \frac{\omega L}{V_{dc}} \hat{i}_{1d} + \hat{d}_q \Rightarrow \frac{L}{V_{dc}} s \hat{i}_{1q} = \hat{d}_q \Rightarrow \hat{d}_q = \frac{\hat{i}_{1q}}{s} = \frac{V_{dc}}{sL} \quad (46)$$

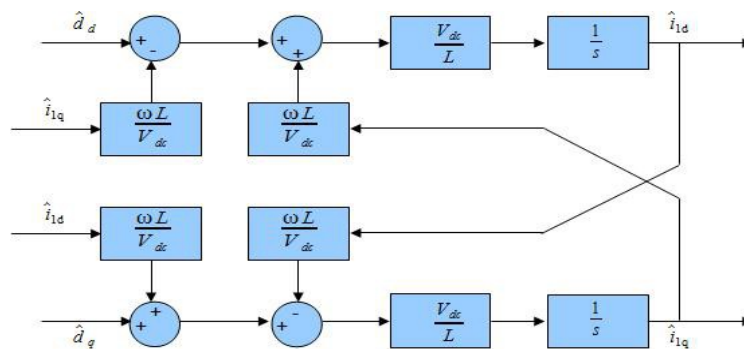


Figura 14: Diagrama de bloques simplificado de ILD(s) desacoplado

Las funciones de transferencia aproximadas resultantes son fácilmente compensables mediante reguladores PI.

Dado que el control que se va a realizar va a ser digital, hay que introducir un retardo debido a la discretización a la frecuencia de muestreo, que en el dominio continuo se puede modelar mediante una aproximación de Padé de 2º orden:

$$e^{-T_{del}s} \approx \frac{1 - 0.5T_{del}s + \frac{1}{12}(T_{del}s)^2}{1 + 0.5T_{del}s + \frac{1}{12}(T_{del}s)^2} \quad (47)$$

- $\frac{\hat{i}_{1x}}{\hat{d}_x}$  modelo aproximado con retardo

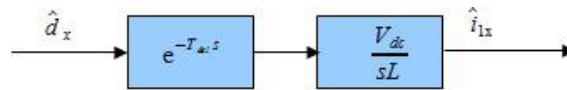


Figura 15: Diagrama de bloques simplificado de  $ILD(s)$  desacoplado y con retardo

Para comprobar la bondad del modelo aproximado y validar el regulador PI, vamos a comparar su respuesta en frecuencia con el modelo en pequeña señal del rectificador.

En la representación en el espacio de estados del modelo en pequeña señal del rectificador, las ecuaciones que hacen referencia a la relación entre la corriente absorbida por el rectificador y el ciclo de trabajo son las dos primeras.

- $\frac{\hat{i}_{1x}}{\hat{d}_x}$  modelo pequeña señal del rectificador con retardo

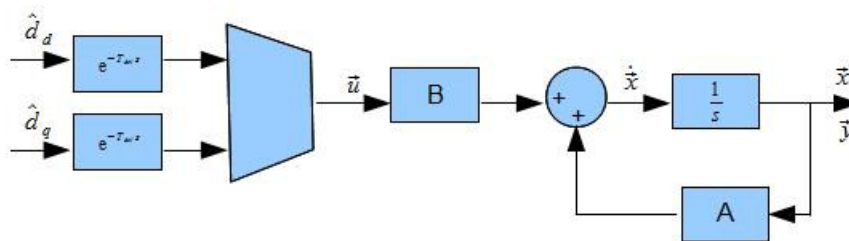


Figura 16: Diagrama de bloques de  $ILD(s)$  con retardo



Si observamos la matriz A del espacio de estados:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_d}{L_1} & \omega & \frac{R_d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{D_d}{L_1} \\ -\omega & -\frac{R_d}{L_2} & 0 & \frac{R_d}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & \frac{D_q}{L_1} \\ \frac{R_d}{L_2} & 0 & -\frac{R_d}{L_2} & \omega & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_d}{L_2} & -\omega & -\frac{R_d}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 \\ -\frac{D_d}{C_o} & -\frac{D_q}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k_o}{C_o} \end{bmatrix}$$

podemos identificar los términos que definen el acoplamiento entre los canales  $d$  y  $q$ , que si los comparamos con los términos de acoplamiento de las ecuaciones (39) y (49) podemos ver que son los mismos, por lo que podemos introducir los términos de desacoplo anteriormente calculados de forma que anulen su efecto, y así tener un sistema desacoplado.

- $\frac{\hat{i}_{1x}}{\hat{d}_x}$  modelo pequeña señal del rectificador con retardo y desacoplado

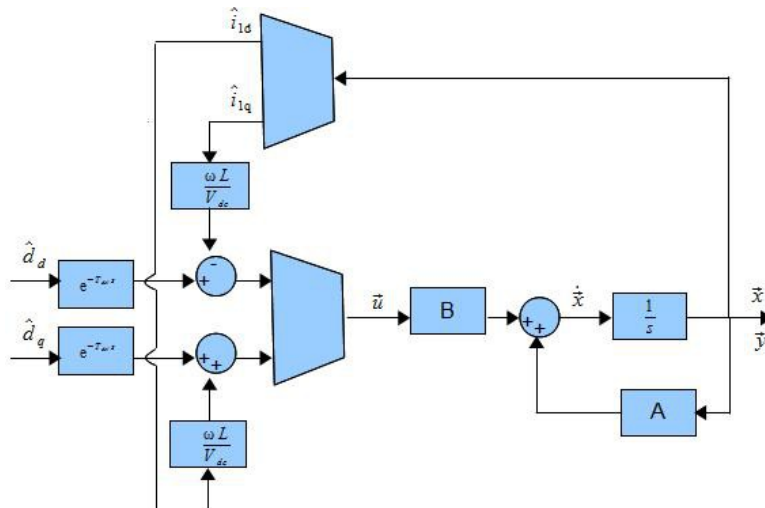


Figura 17: Diagrama de bloques de ILD(s) desacoplado y con retardo

A continuación comprobamos la respuesta en frecuencia de los tres modelos:

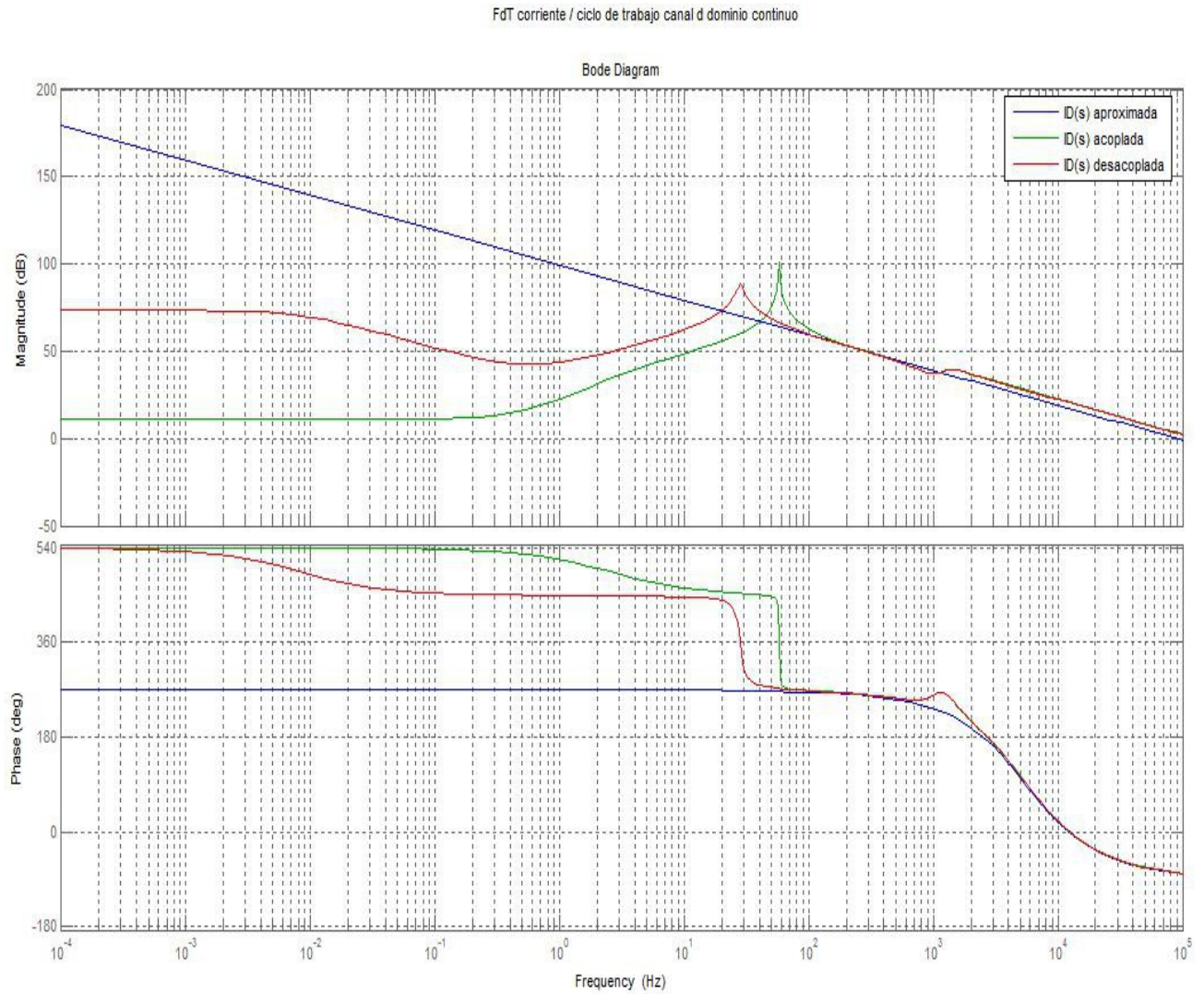


Figura 18: Respuesta en frecuencia de ILD(s) canal d

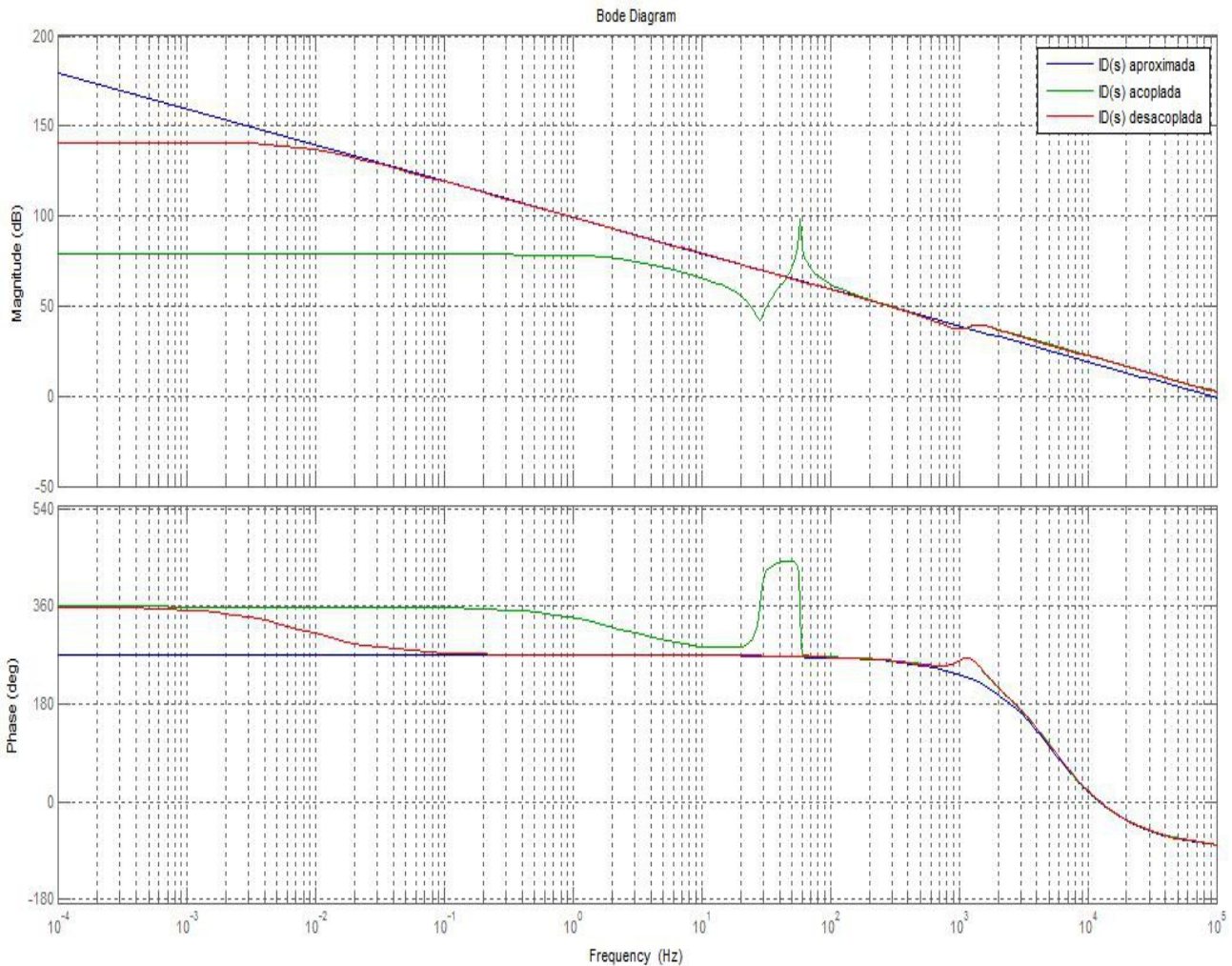


Figura 19: Respuesta en frecuencia de ILD(s) canal q

podemos observar que la principal discrepancia entre los tres modelos se produce principalmente a bajas frecuencias. A frecuencias intermedias, que es el rango que más nos interesa porque ahí es donde diseñamos el regulador para cumplir con los márgenes de estabilidad, el comportamiento de los tres modelos es prácticamente el mismo. Finalmente, a altas frecuencias vuelve a haber una ligera discrepancia.

### 3.2.2 Diseño de los reguladores de corriente

Basándonos en el modelo aproximado diseñamos el regulador PI para que a una frecuencia de cruce de 500 Hz obtengamos un Margen de Fase superior a  $50^\circ$  y un Margen de Ganancia superior a 6 dBs, márgenes que nos garantizan la estabilidad del sistema. Elegimos esta frecuencia de cruce porque el modelado de pequeña señal es válido para frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia de conmutación de los interruptores. Normalmente se cogen valores dentro del rango

$\frac{1}{10} \leq f_{sw} \leq \frac{1}{5}$ . Para nuestro caso hemos elegido  $\frac{f_{sw}}{10} = \frac{5 \text{ kHz}}{10} = 500 \text{ Hz}$ .

$$G_s(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = 0.006 + \frac{0.04}{s} \quad (48)$$

### 3.2.3 Ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$

- $T_i(s)$  aproximado

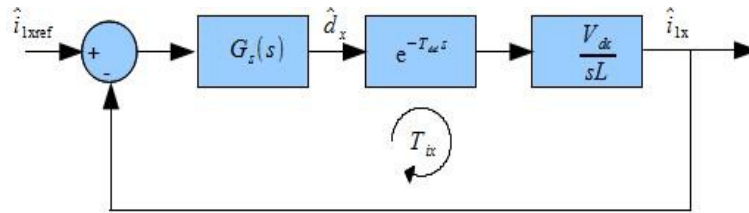


Figura 20: Diagrama de bloques de  $T_i(s)$  aproximado

- $T_i(s)$  acoplado

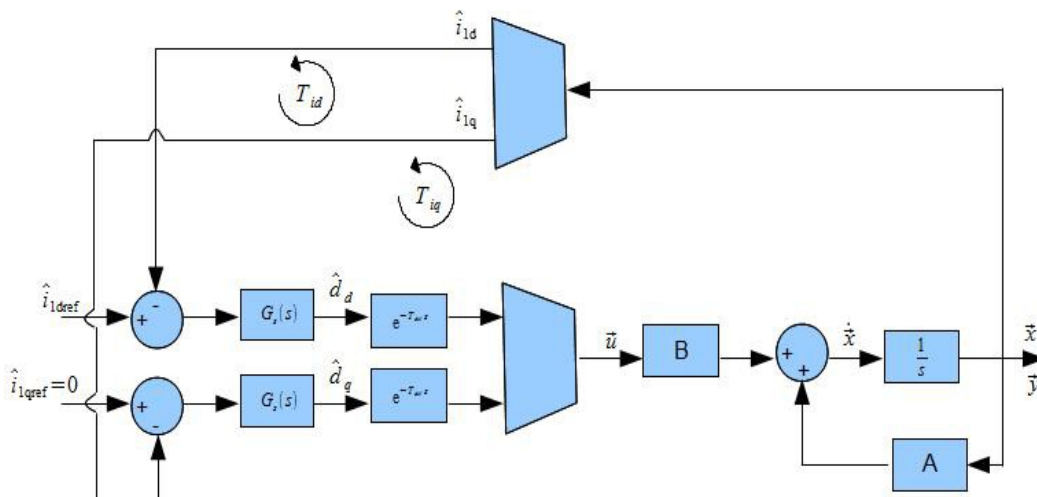


Figura 21: Diagrama de bloques de  $T_i(s)$  acoplado

- $T_i(s)$  desacoplado

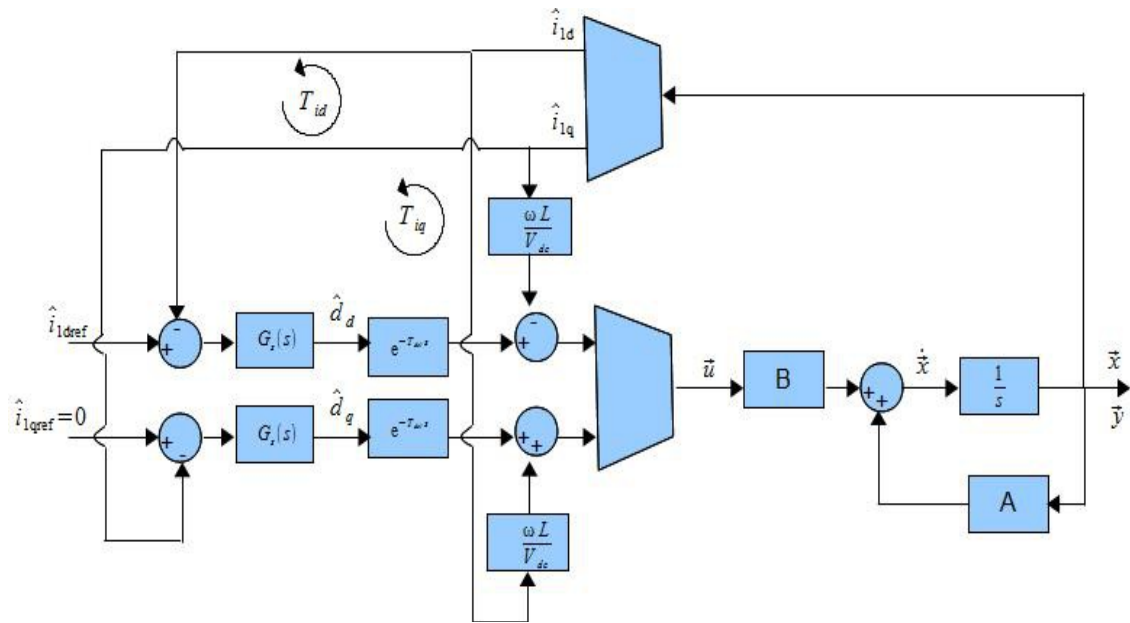


Figura 22: Diagrama de bloques de  $T_i(s)$  desacoplado



La respuesta en frecuencia de los tres lazos de corriente es:

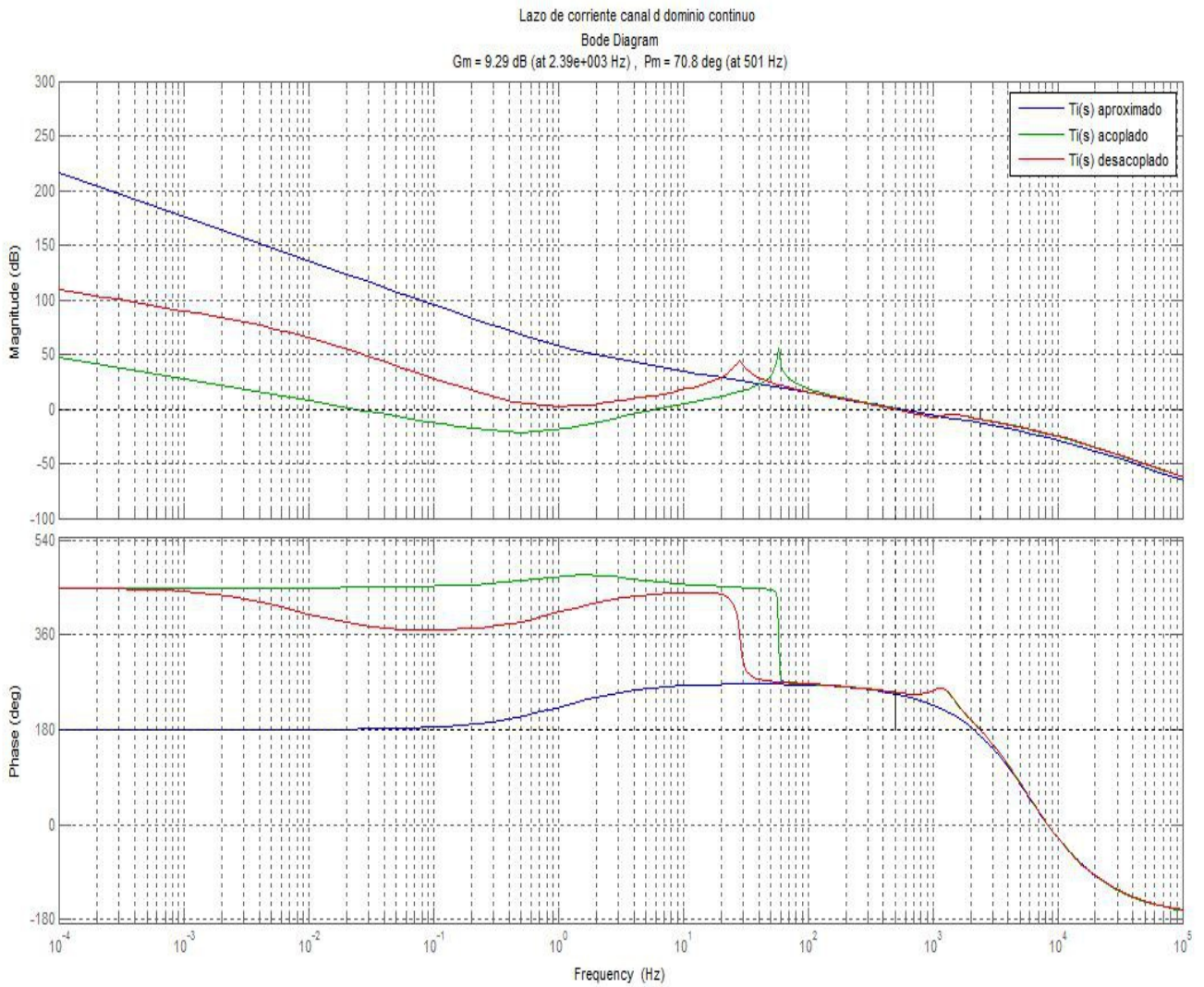


Figura 23: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal d

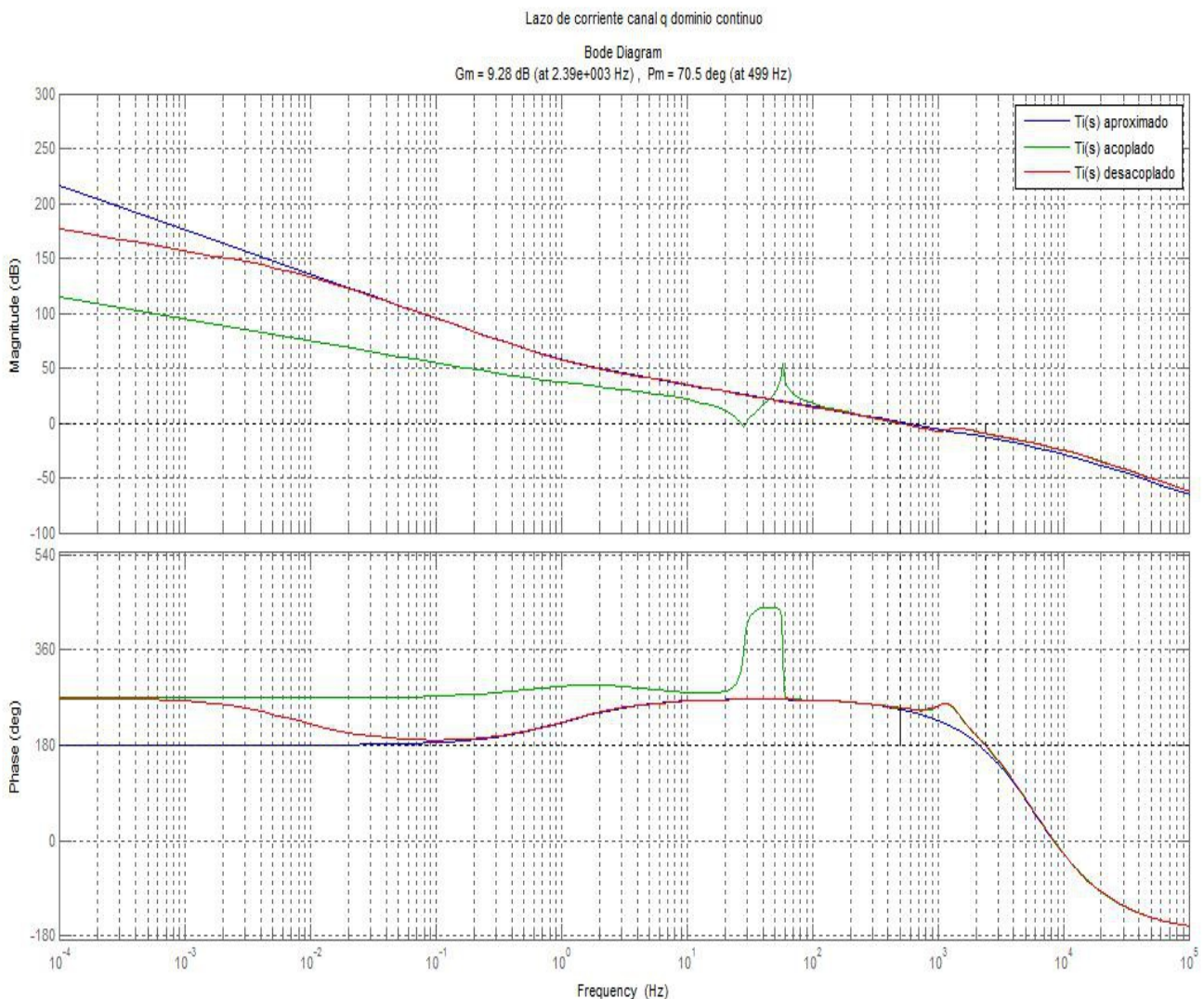


Figura 24: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal q

donde a la frecuencia de cruce de 500 Hz buscada tenemos un Margen de fase de aproximadamente  $70^\circ$  y un Margen de Ganancia de 9.28 dBs, valores que nos garantizan la estabilidad del sistema.

El regulador se ha calculado para un punto de funcionamiento con las siguientes características:

- Tensión en el bus de continua: 540 V
- Potencia: 55 kW

Pero el equipo ha de ser capaz de trabajar dentro de un rango de tensiones del bus de continua, dado por el rango de funcionamiento de las baterías de apoyo, y ha de poder trabajar a diferentes cargas, establecidas en este caso por las necesidades de carga de las baterías del coche.

Estos rangos de funcionamiento son:

- Tensión en el bus de continua: 450 V – 750 V
- Potencia: 3 kW – 50 kW

Para determinar la validez del regulador calculado para estos rangos de funcionamiento, se va a realizar un estudio de la respuesta del lazo de corriente trabajando a diferentes tensiones con diferentes niveles de carga en cada una de ellas:

- Vdc = 450 V

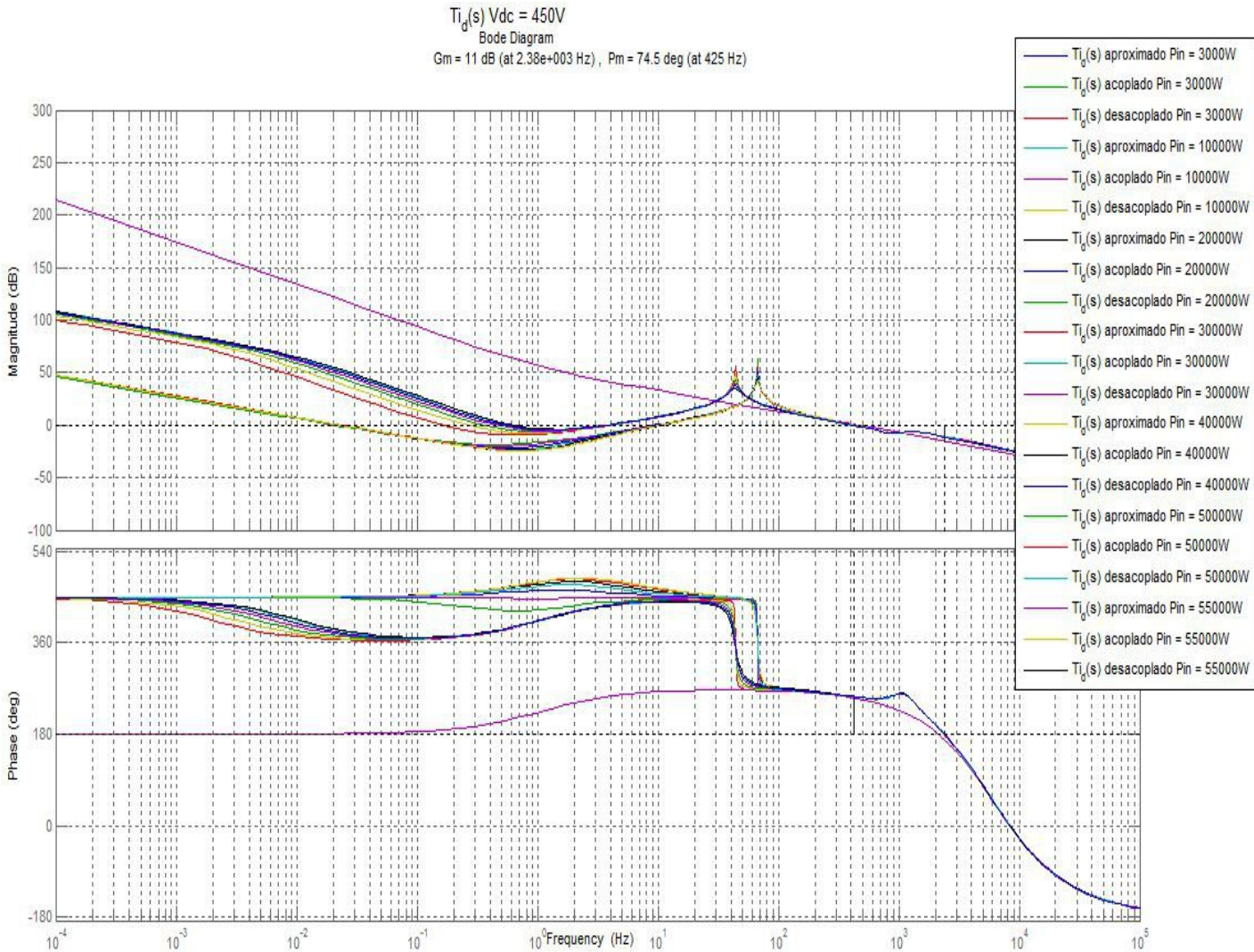


Figura 25: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal d Vdc = 450 V P = 3kW...55kW



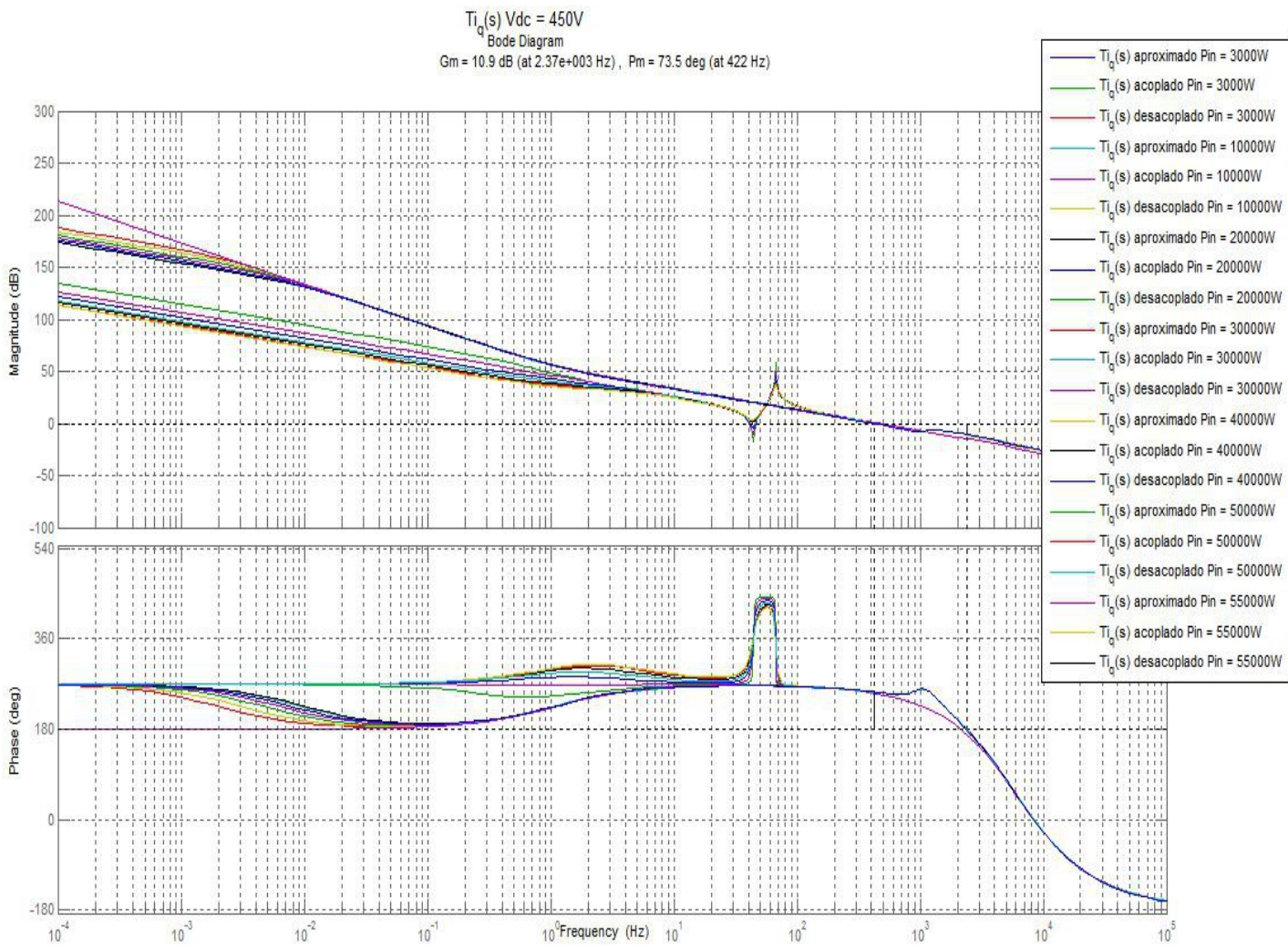


Figura 26: Respuesta en frecuencia de  $T_{i_q}(s)$  canal q Vdc = 450 V P = 3kW...55kW

- $V_{dc} = 550 \text{ V}$

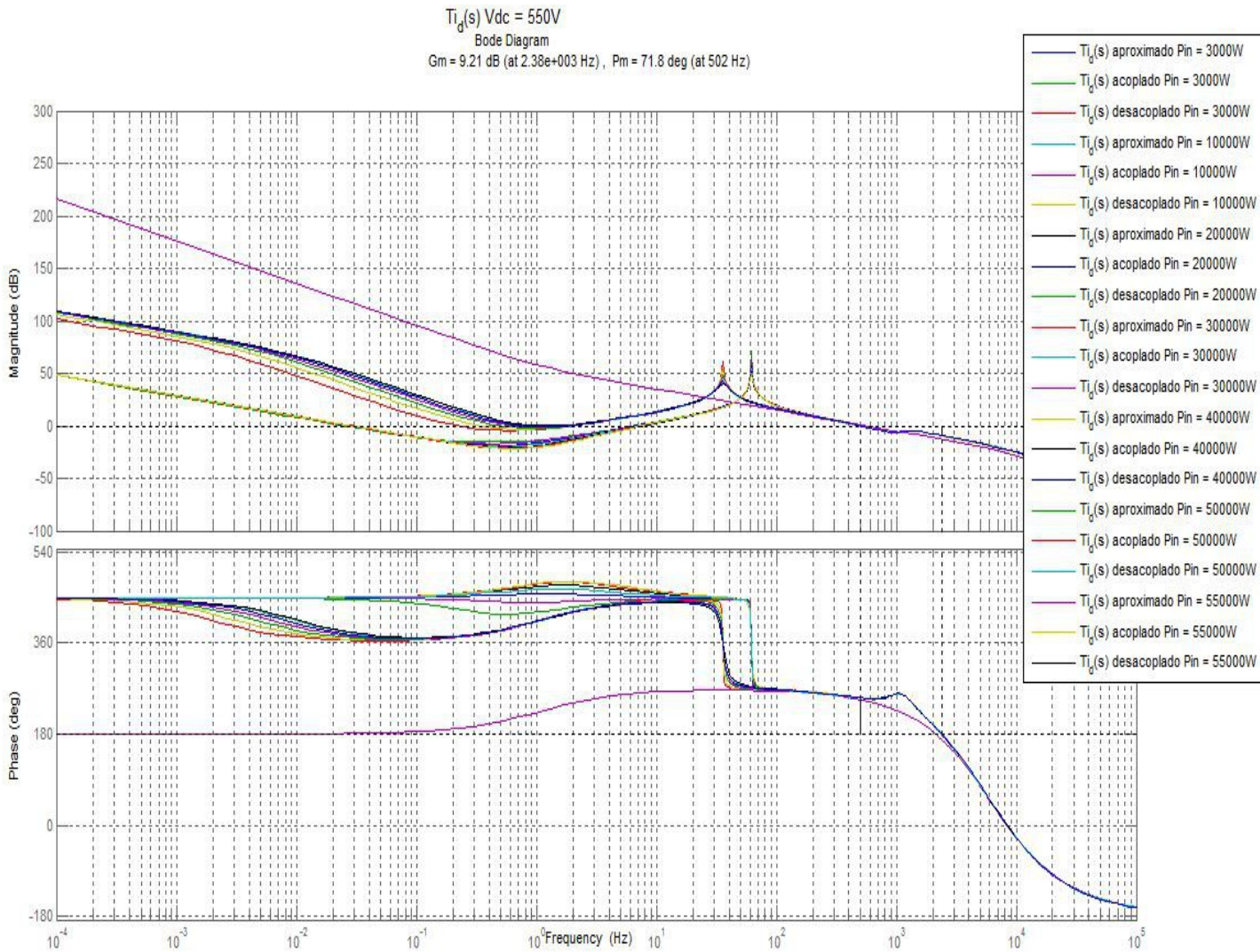


Figura 27: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal d  $V_{dc} = 550 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$



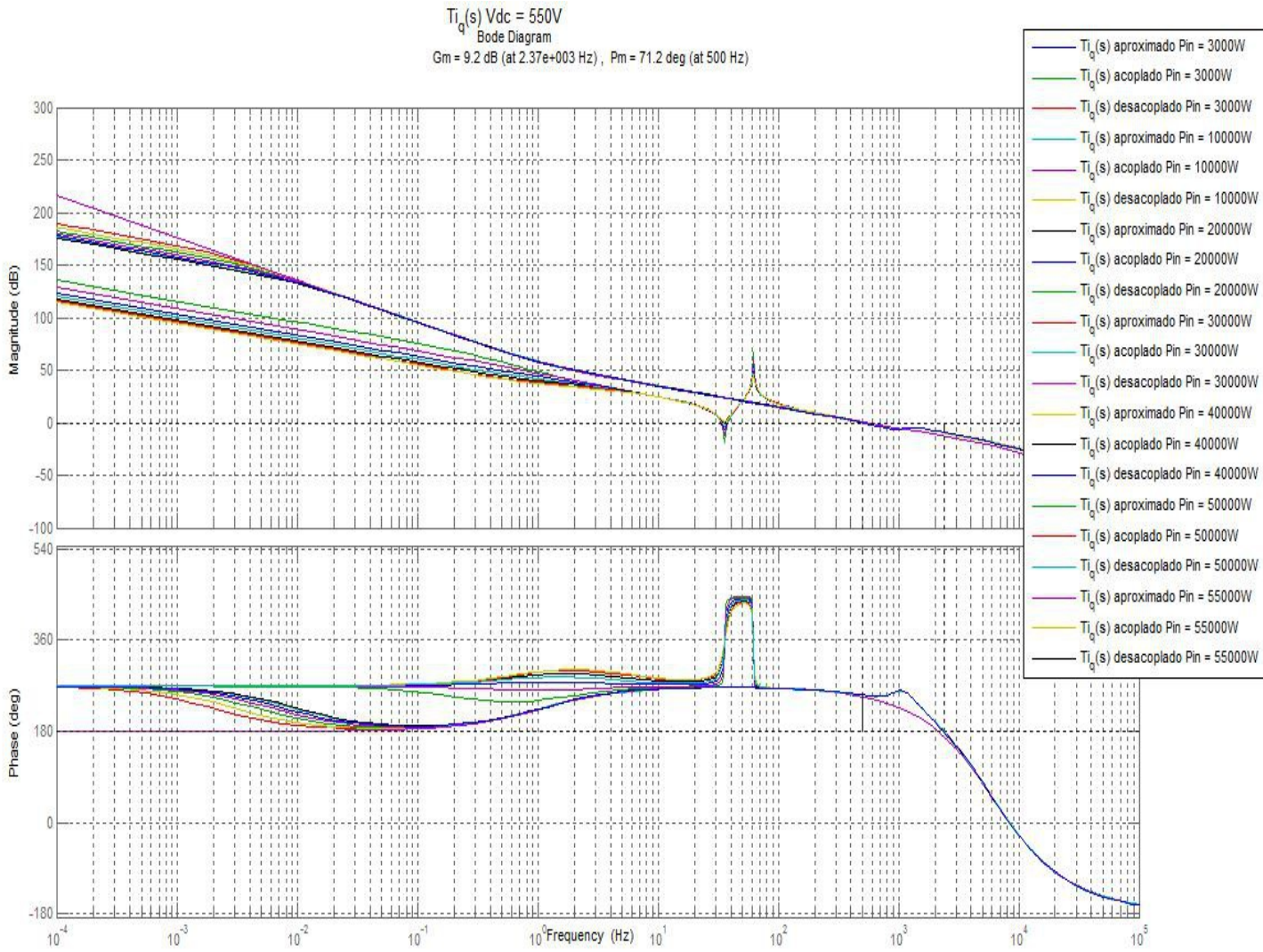


Figura 28: Respuesta en frecuencia de  $T_{i_q}(s)$  canal q Vdc = 550 V P = 3kW...55kW

- Vdc = 650 V

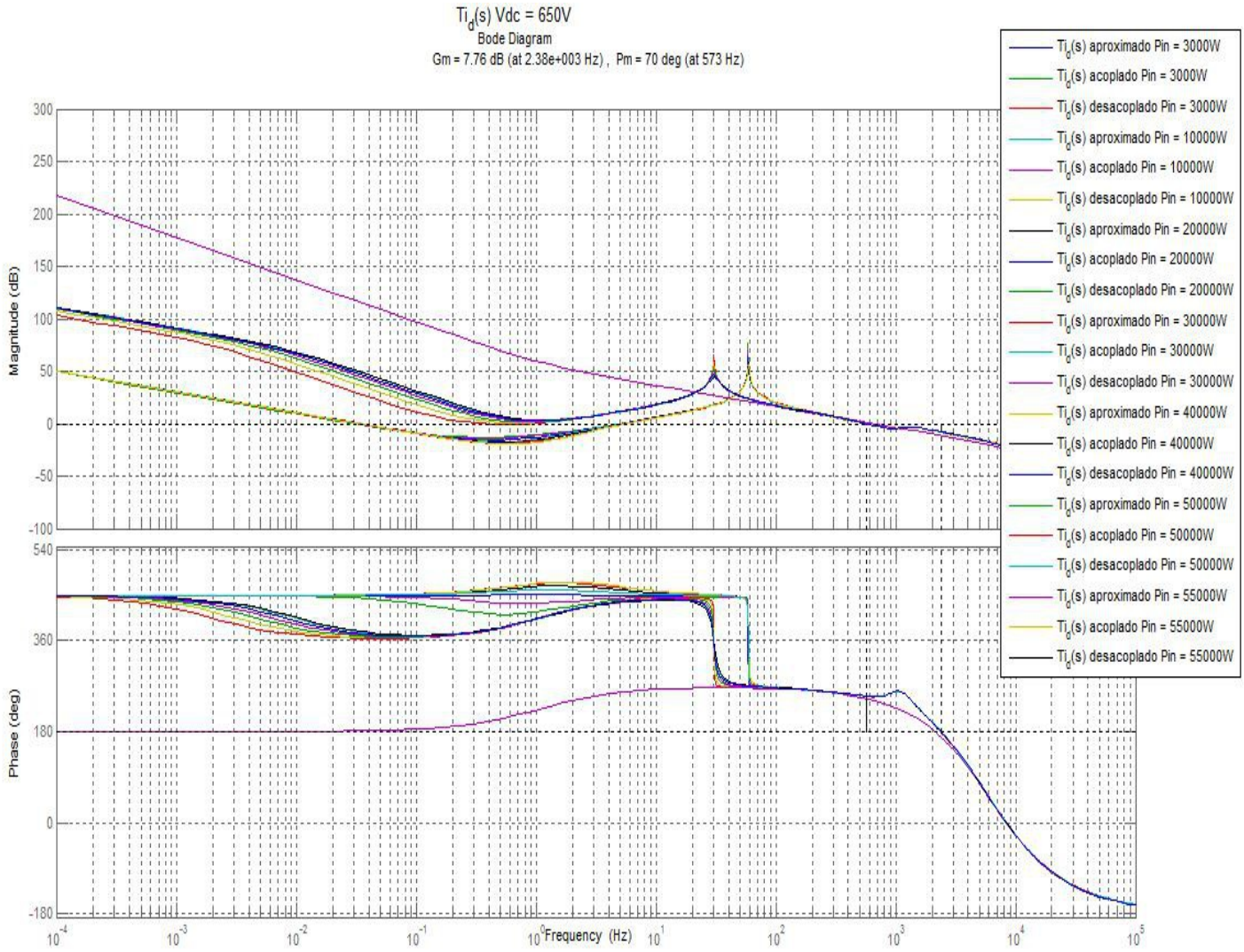


Figura 29: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal d Vdc = 650 V P = 3kW...55kW



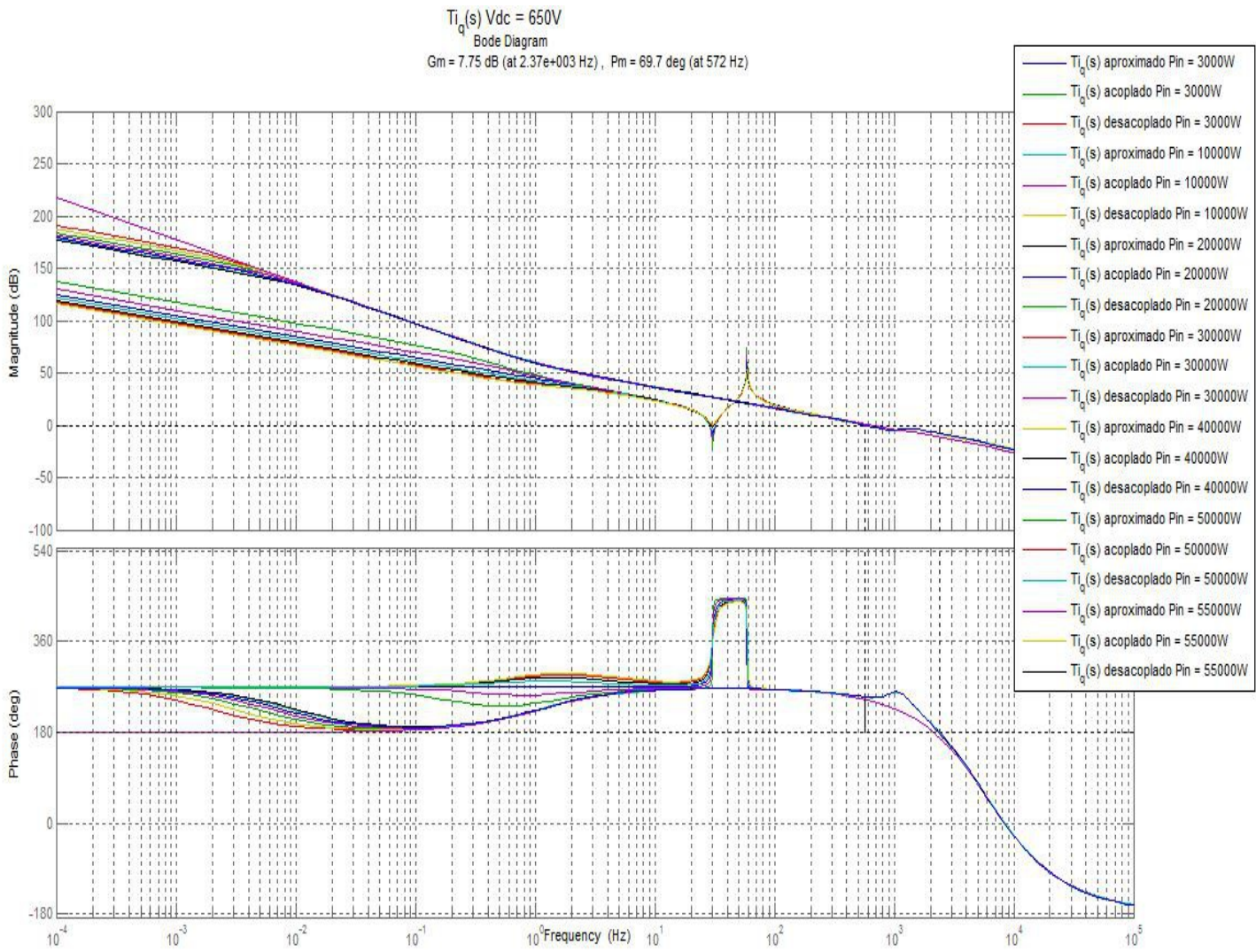


Figura 30: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal q Vdc = 650 V P = 3kW...55kW

- Vdc = 750 V

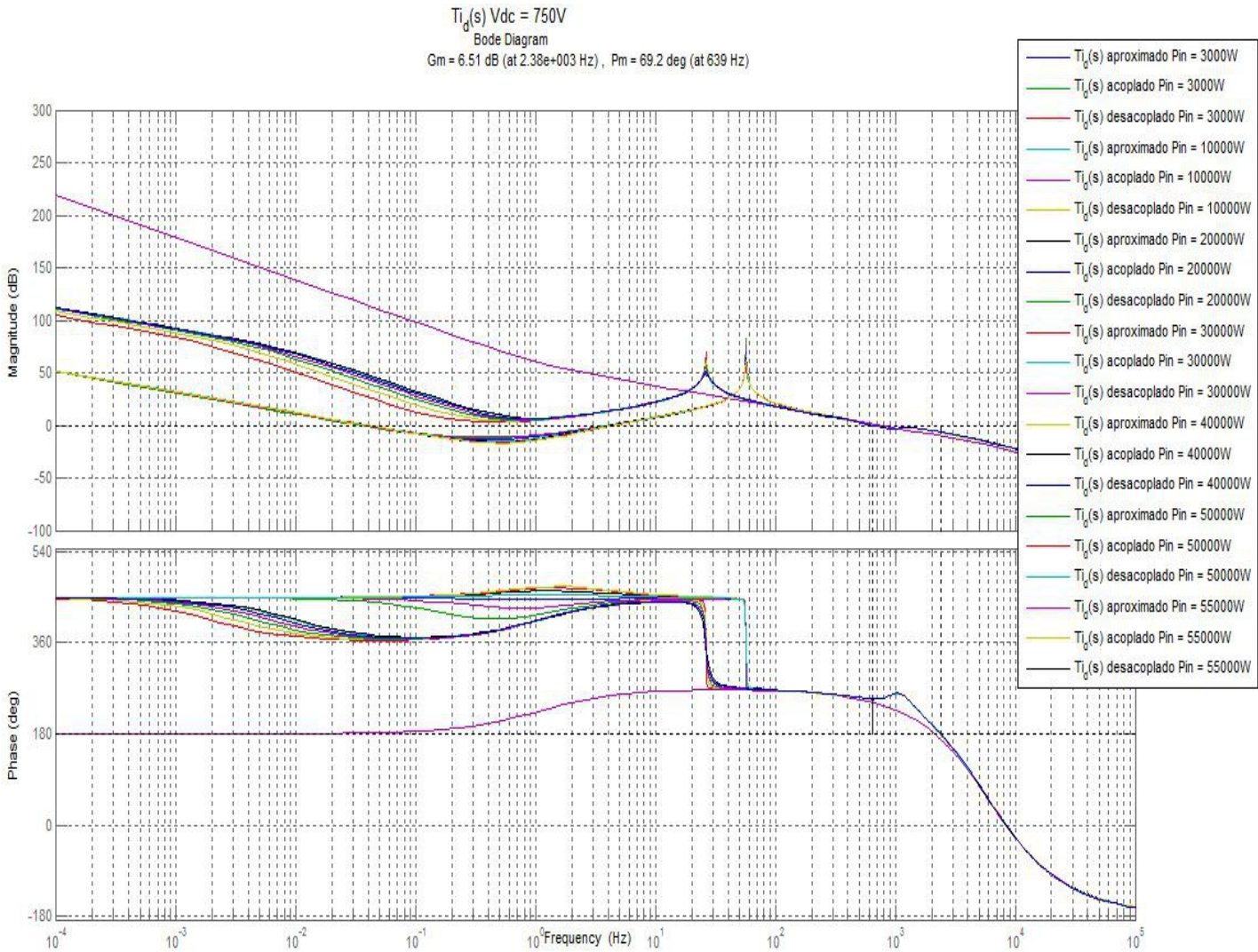


Figura 31: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal d Vdc = 750 V P = 3kW...55kW



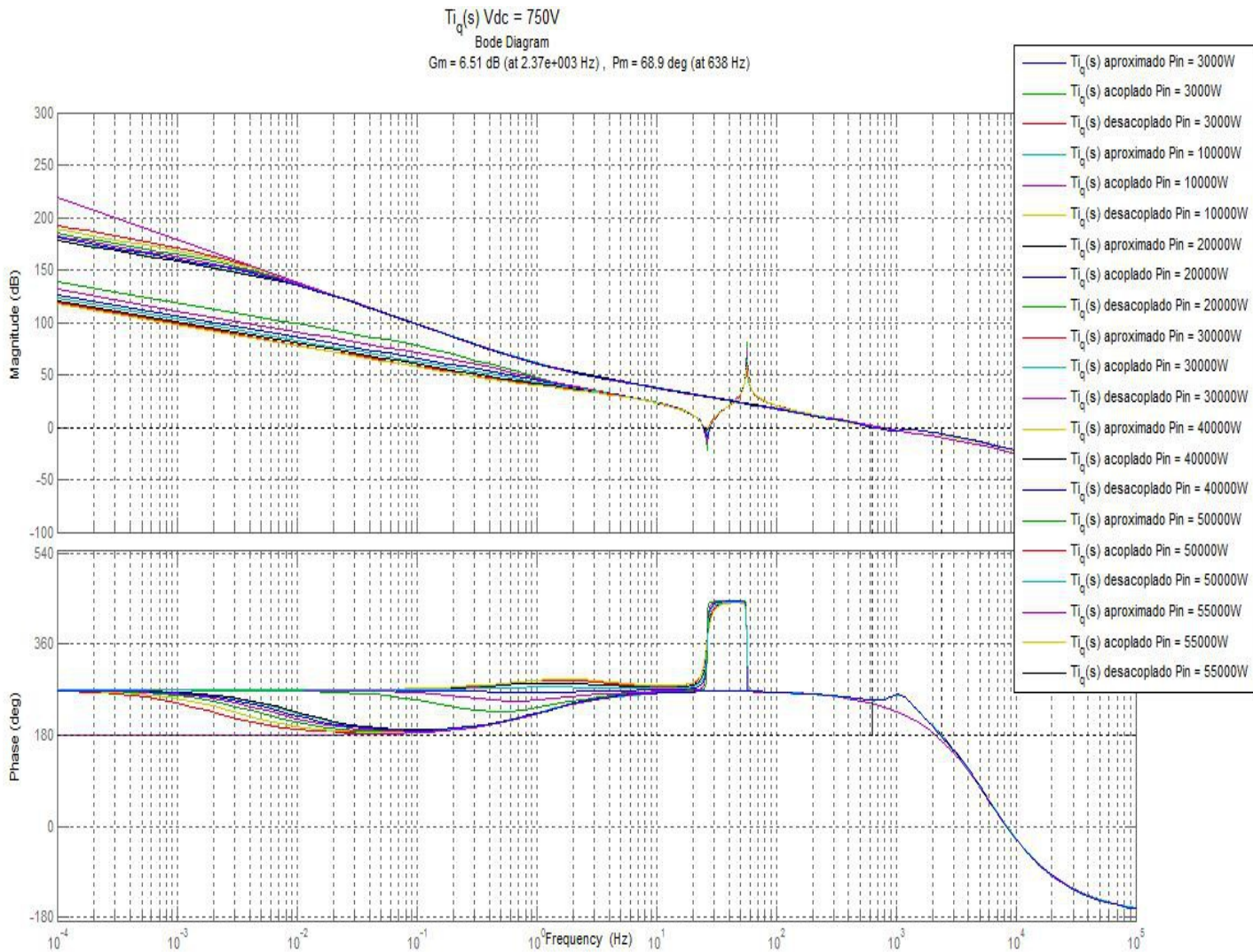


Figura 32: Respuesta en frecuencia de  $T_i(s)$  canal q Vdc = 750 V P = 3kW...55kW

El primer fenómeno que se puede destacar observando las respuestas en frecuencia de los lazos de corriente es que a la frecuencia de cruce el comportamiento es independiente de la carga que se tenga.

En segundo lugar se pueden resumir los parámetros que determinan la estabilidad del lazo de corriente para las diferentes tensiones de funcionamiento en la siguiente tabla:

| Tensión (V) | Canal | Frecuencia cruce (Hz) | Margen de Fase (°) | Margen de Ganancia (dBs) |
|-------------|-------|-----------------------|--------------------|--------------------------|
| 450         | d     | 425                   | 74,5               | 11                       |
|             | q     | 422                   | 73,5               | 10,9                     |
| 550         | d     | 502                   | 71,8               | 9,21                     |
|             | q     | 500                   | 71,2               | 9,2                      |
| 650         | d     | 573                   | 70                 | 7,76                     |
|             | q     | 572                   | 69,7               | 7,75                     |
| 750         | d     | 639                   | 69,2               | 6,51                     |
|             | q     | 638                   | 68,9               | 6,51                     |

Tabla 1: Margenes de estabilidad lazo de corriente  $T_I(s)$

Tabla de la que podemos deducir que la frecuencia de cruce cambia en función de la tensión a la que estemos trabajando: a menor tensión el lazo de regulación es más lento, pero vemos que los márgenes de fase y de ganancia son mayores.

Finalmente, podemos concluir que para el rango de trabajo del convertidor el lazo de corriente va a ser estable.



### 3.2.4 Lazo cerrado de corriente ILC(s)

Si se realiza un análisis paramétrico de la respuesta en frecuencia del lazo cerrado de corriente de los tres modelos representados en las figuras 10, 11 y 12, en función de la tensión del bus de continua y de la carga, se obtienen los siguientes resultados:

- Vdc = 450 V

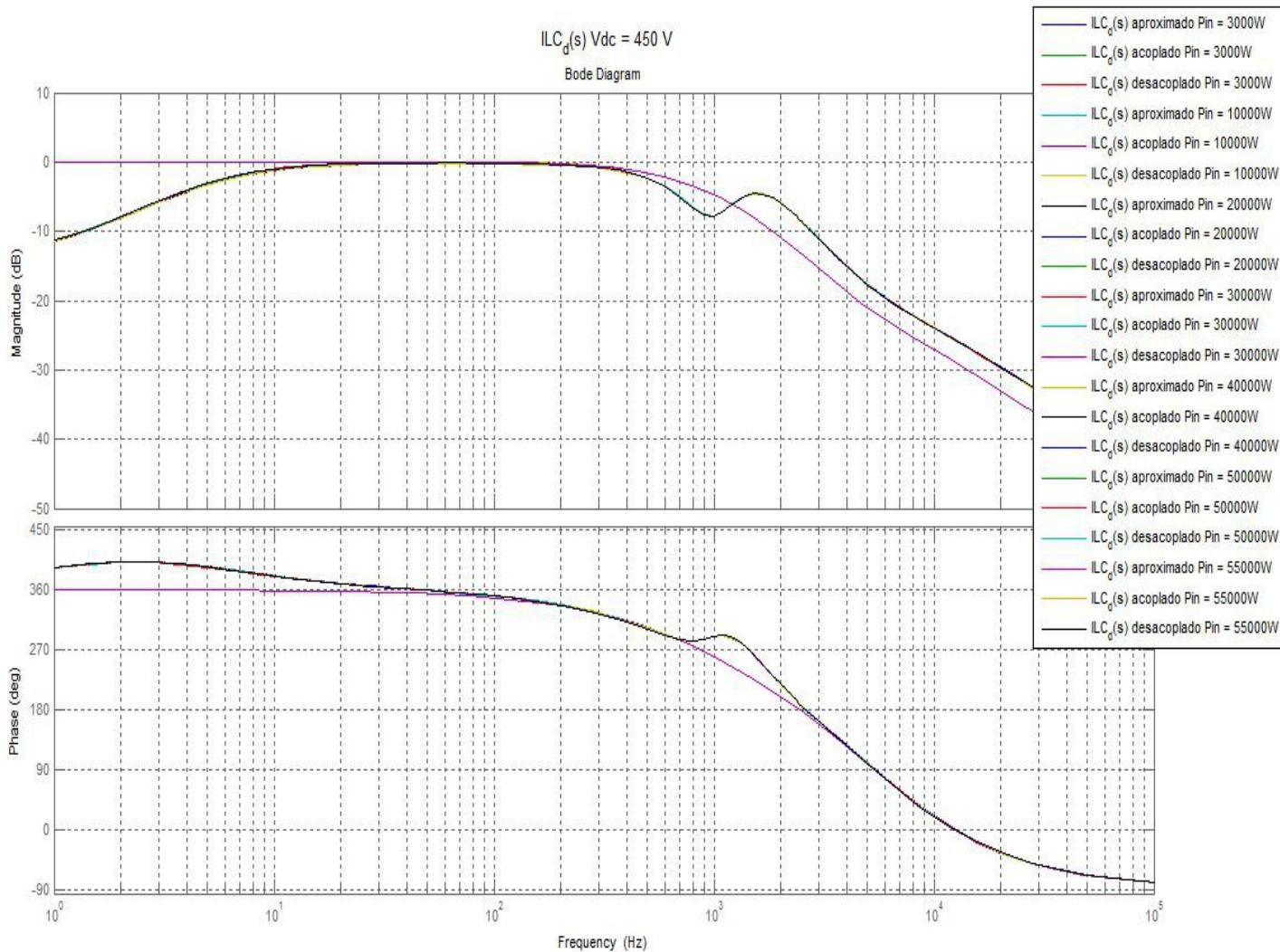


Figura 33: Respuesta en frecuencia de ILC(s) canal d Vdc = 450V P = 3 kW...55 kW

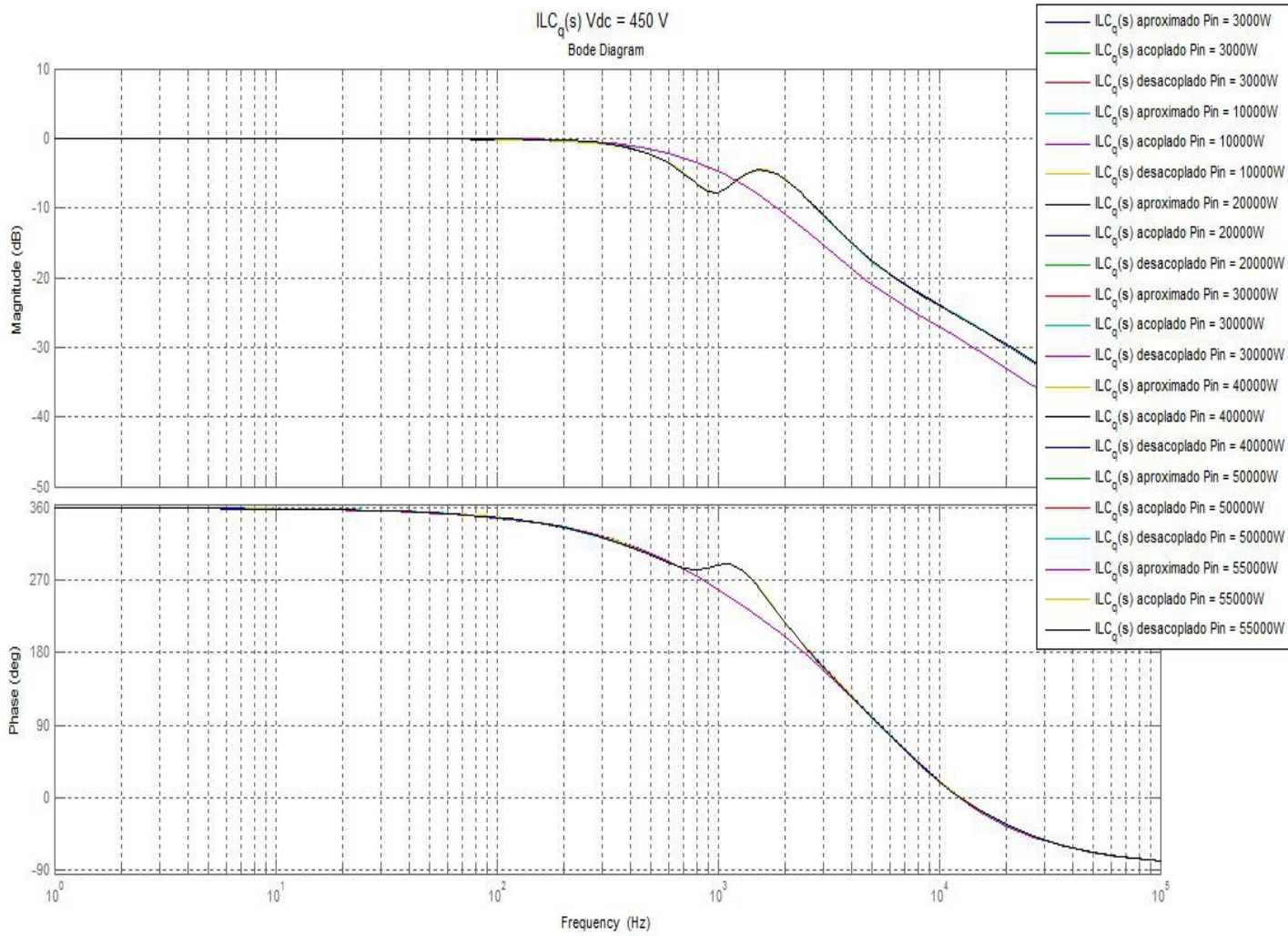


Figura 34: Respuesta en frecuencia de  $ILC(s)$  canal q Vdc = 450V P = 3 kW...55 kW

- $V_{dc} = 550 \text{ V}$

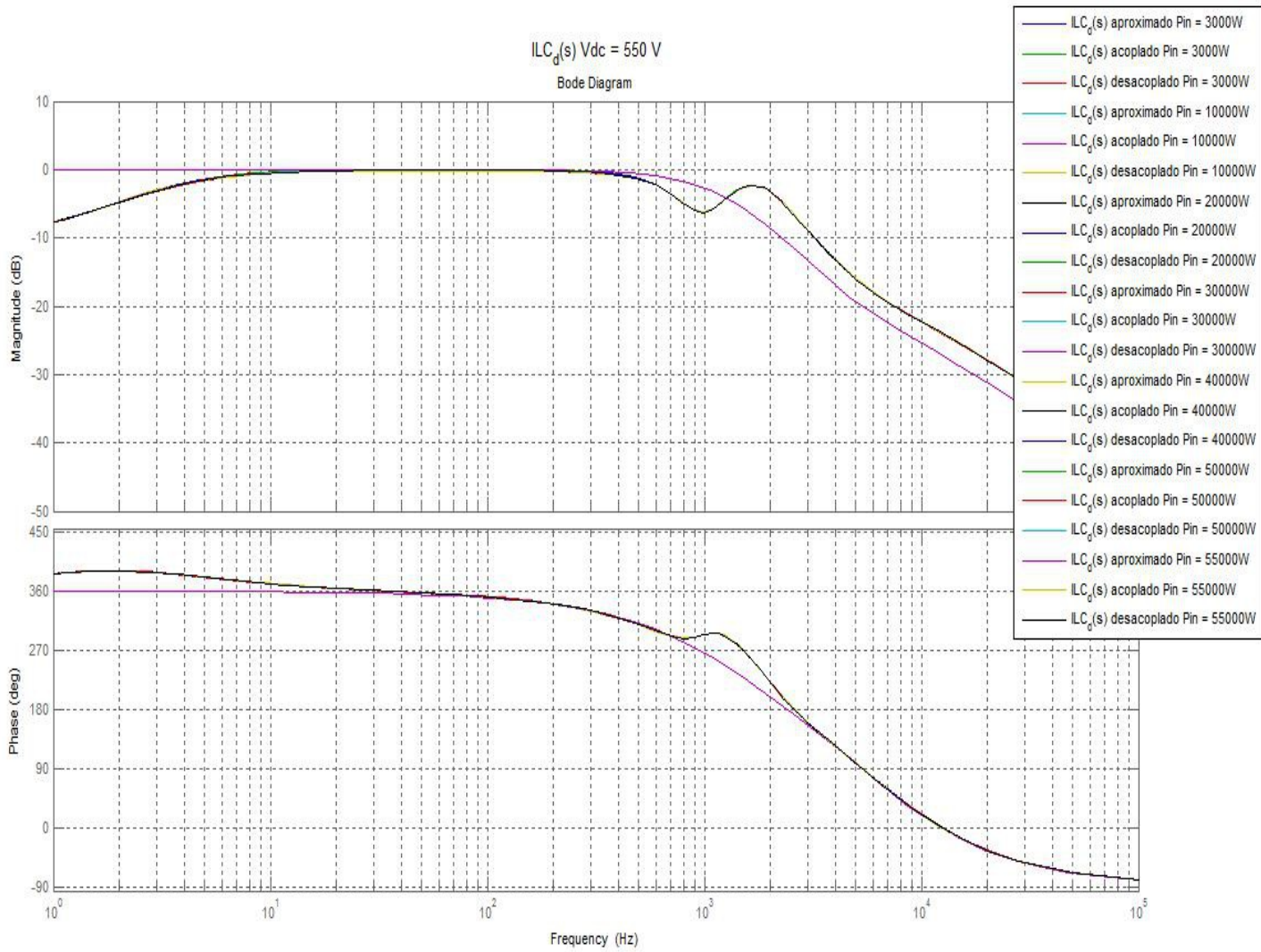


Figura 35: Respuesta en frecuencia de  $ILC(s)$  canal d  $V_{dc} = 550\text{V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$



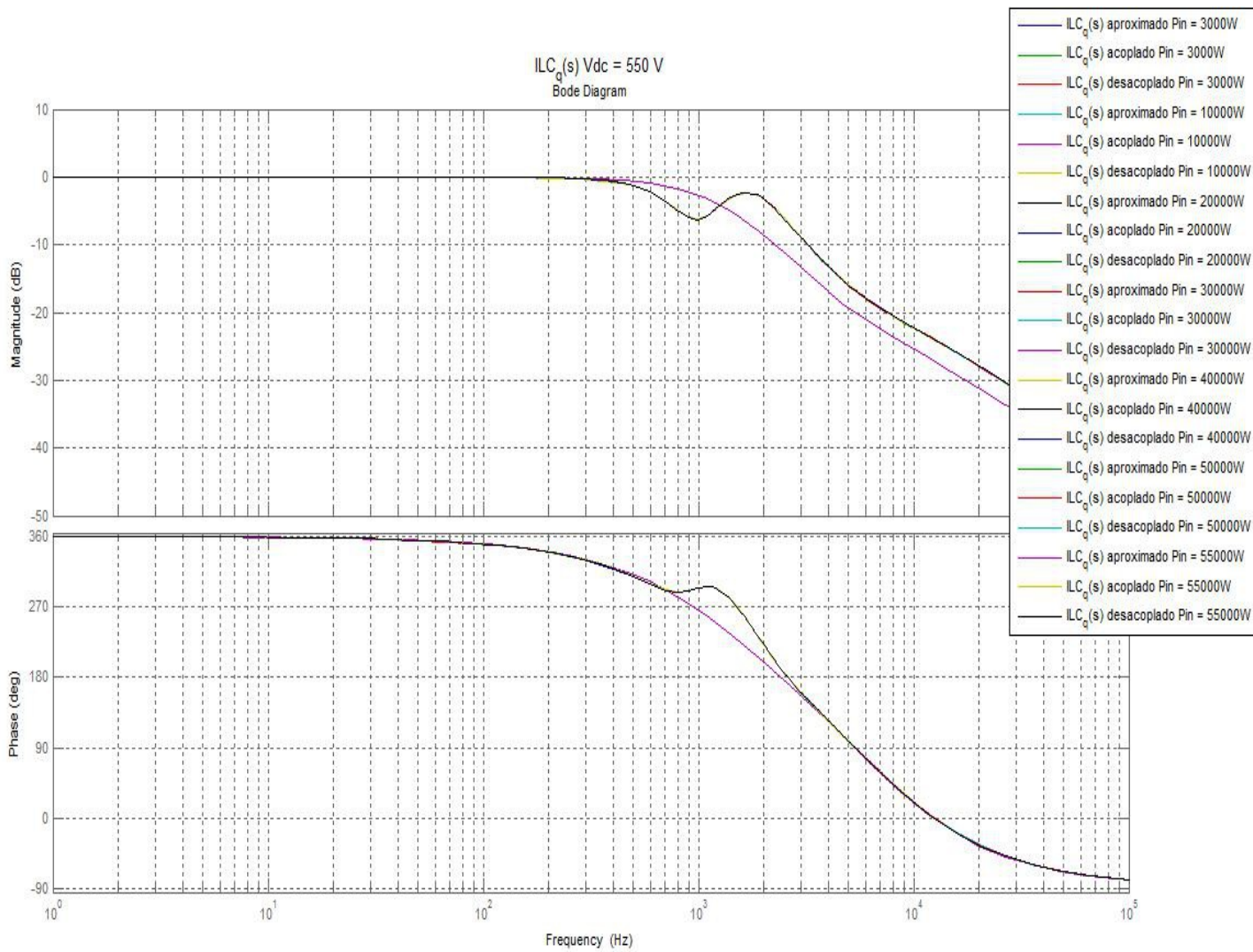


Figura 36: Respuesta en frecuencia de  $ILC(s)$  canal q Vdc = 550V P = 3 kW...55 kW

- Vdc = 650 V

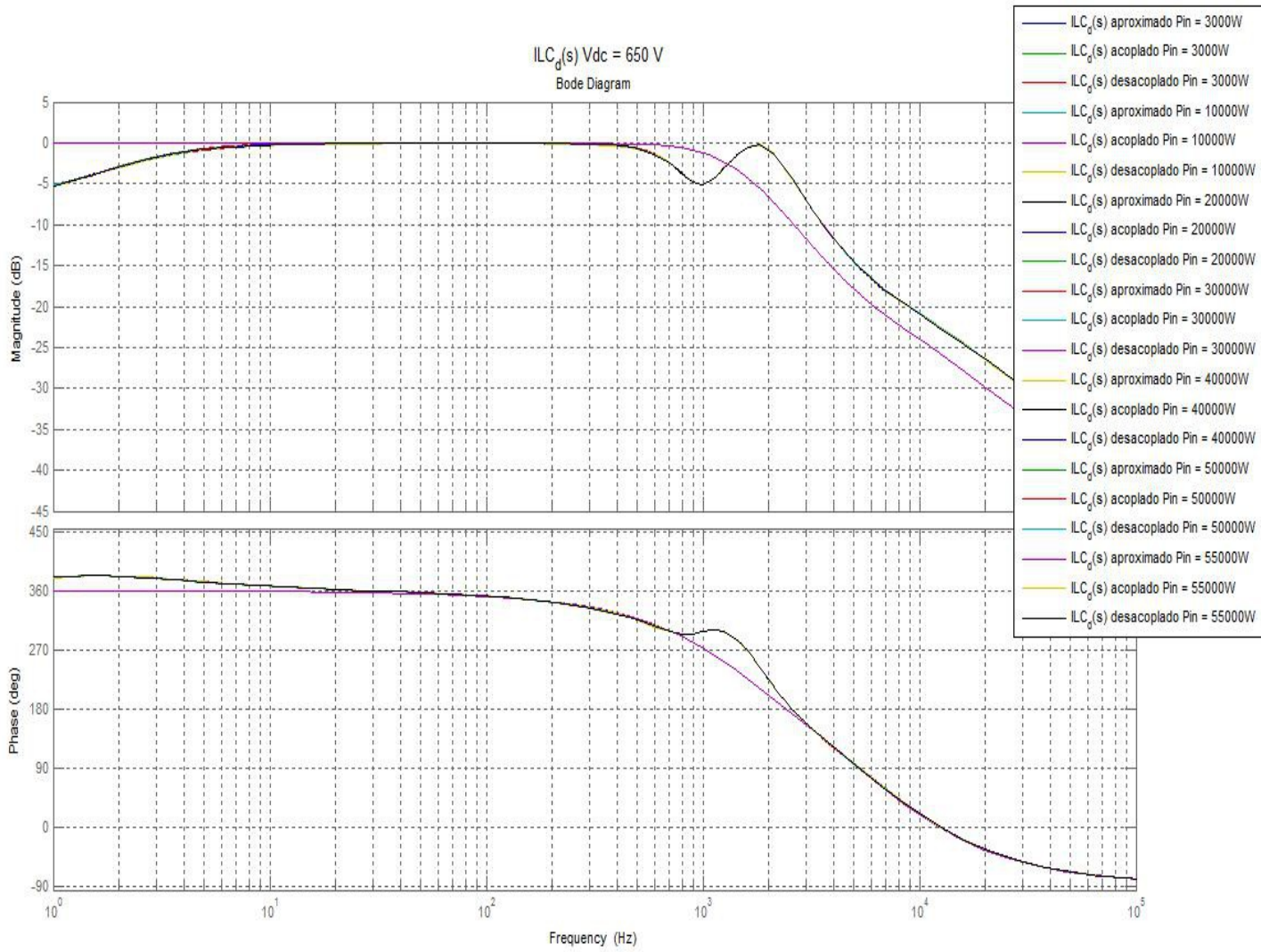


Figura 37: Respuesta en frecuencia de ILC(s) canal d Vdc = 650V P = 3 kW...55 kW

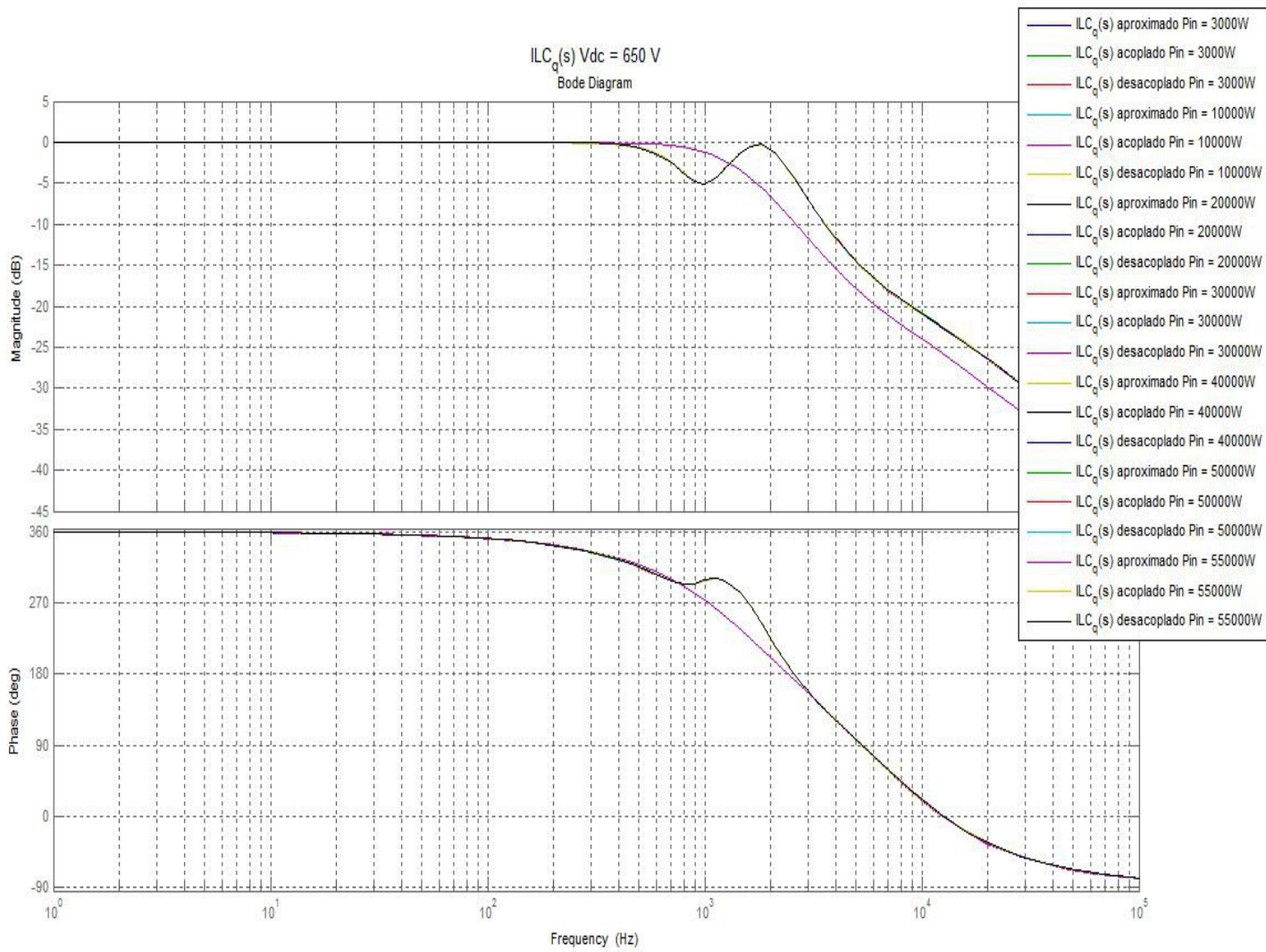


Figura 38: Respuesta en frecuencia de  $ILC(s)$  canal q  $V_{dc} = 650$  V  $P = 3$  kW...55 kW



- Vdc = 750 V

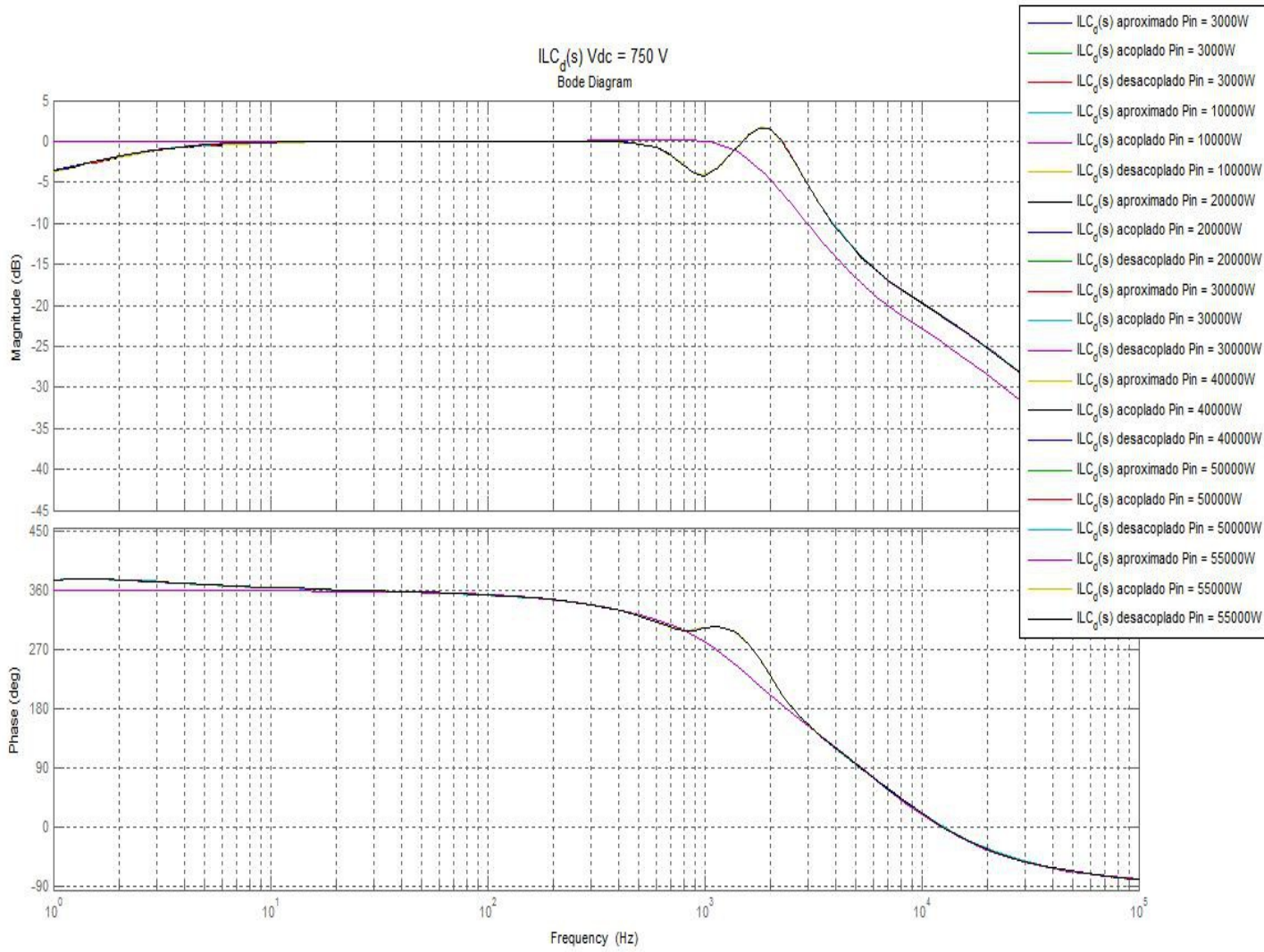


Figura 39: Respuesta en frecuencia de  $ILC(s)$  canal d Vdc = 750V P = 3 kW...55 kW

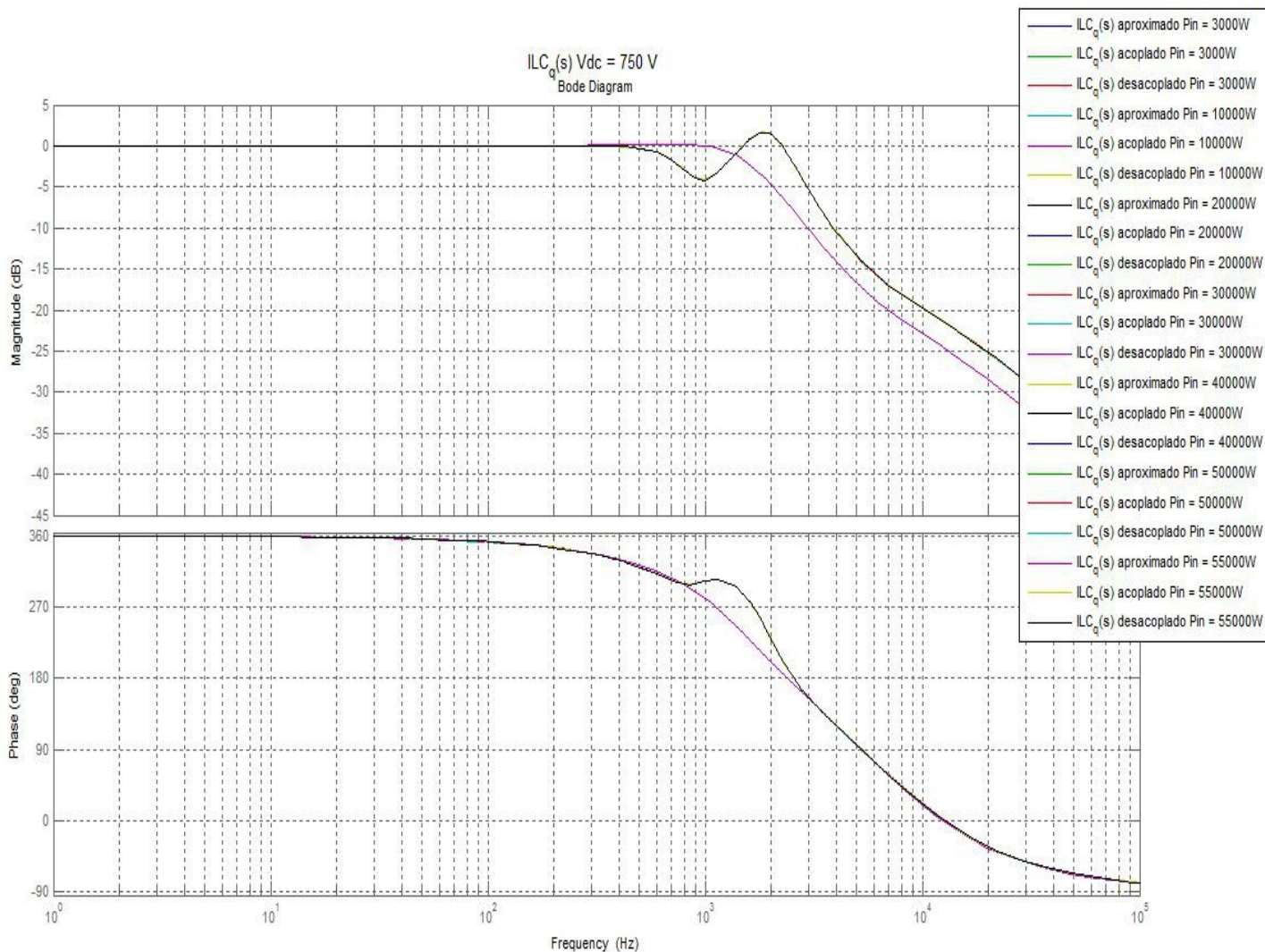


Figura 40: Respuesta en frecuencia de ILC(s) canal q Vdc = 750V P = 3 kW...55 kW

De las respuestas obtenidas se puede concluir que el modelo aproximado tiene el comportamiento de un sistema de primer orden.

Otra observación importante que se puede realizar es que el comportamiento de los modelos no aproximados es idéntico.

También se puede apreciar el buen funcionamiento del sistema al cerrar el lazo al hacerlo independiente de la carga.

Finalmente, se puede observar como la frecuencia de corte se va haciendo mayor en función de la tensión a la que se quiere hacer trabajar el bus de continua.



### 3.3 DISEÑO DEL LAZO DE TENSIÓN

Para estabilizar la tensión en el bus de continua se efectúa una regulación en cascada sobre la referencia de corriente en el canal  $d$  (componente activa de la corriente). La explicación de este efecto viene dada porque la carga y descarga del bus de continua se realiza aportando o extrayendo energía del mismo, lo que se realiza actuando sobre la potencia activa, que está asociada al canal  $d$ .

Para el cálculo del regulador se van a realizar las siguientes consideraciones para simplificar los cálculos:

- Se desprecian los efectos de los condensadores del filtro LCL (cuyos efectos aparecen a partir de la frecuencia de resonancia del filtro), lo que se traduce en que tenemos un filtro inductivo de valor  $L=L_1+L_2$
- Se pretende eliminar la componente reactiva para que el factor de potencia a la entrada del rectificador sea cero, por lo que  $i_{1q}=0$
- Se utiliza el modelo aproximado de  $\frac{\hat{i}_{1d}}{\hat{d}_d}$

#### 3.3.1 Obtención de la FDT de la tensión de salida ante variaciones de la corriente en el canal $d$ (Vdclid(s))

Aplicando las consideraciones a la ecuación (26):

$$\frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} = -\frac{V_{gd}(1+\omega L)}{C_o V_{dc}} \hat{i}_{1d} - \frac{D_q}{C_o} \hat{i}_{1q} - \frac{k_o}{C_o} \hat{v}_{dc} - \frac{V_{1d}}{C_o} \hat{d}_d - \frac{I_{1q}}{C_o} \hat{d}_q - \frac{L}{V_{dc}} s \hat{i}_{1d}$$

$$s\hat{v}_{dc} = -\frac{V_{gd}(1+\omega L)}{C_o V_{dc}} \hat{i}_{1d} - \frac{k_o}{C_o} \hat{v}_{dc} - \frac{PL}{C_o V_{gd} V_{dc}} s \hat{i}_{1d}$$

operando:

$$\left(s + \frac{k_o}{C_o}\right) \hat{v}_{dc} = -\left(\frac{V_{gd}(1+\omega L)}{C_o V_{dc}} + \frac{PL}{C_o V_{gd} V_{dc}} s\right) \hat{i}_{1d}$$

obtenemos:

$$\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{1d}} = - \frac{\frac{V_{gd}^2(1+\omega L) + PLs}{C_o V_{gd} V_{dc}}}{s + \frac{k_o}{C_o}} = - \frac{V_{gd}^2(1+\omega L) + PLs}{(C_o s + k_o) V_{gd} V_{dc}}$$

Si despreciamos el cero de alta frecuencia introducido por el filtro inductivo por encontrarse fuera del rango de frecuencias de interés, quedará finalmente:

$$\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{1d}} = - \frac{V_{gd}(1+\omega L)}{(C_o s + k_o) V_{dc}} \quad (49)$$

Esta función de transferencia es fácilmente compensable con un regulador PI.

- $\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{1d}}$  Aproximado

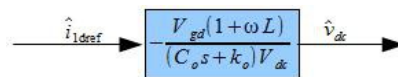


Figura 41: Diagrama de bloques de  $Vdcd(s)$  aproximado

Para comprobar la bondad del modelo aproximado y validar el regulador PI, vamos a comparar su respuesta en frecuencia con el modelo en pequeña señal del rectificador.

En la representación en el espacio de estados del modelo en pequeña señal del regulador, la ecuación que hace referencia a la relación entre la corriente absorbida por el rectificador y la tensión del bus es la última.

- $\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{1d}}$  Acoplado

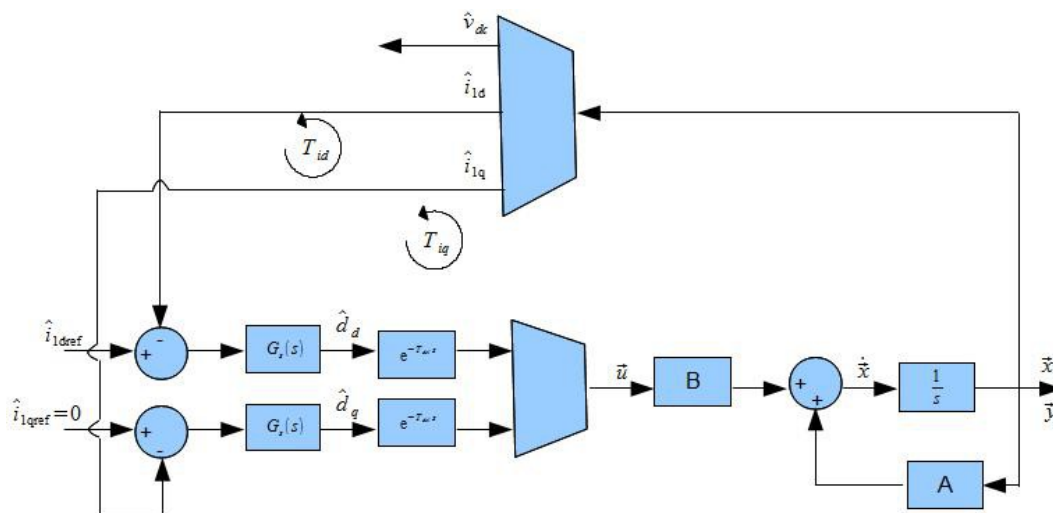


Figura 42: Diagrama de bloques de  $Vdcd(s)$  acoplado

- $\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{1d}}$  desacoplado

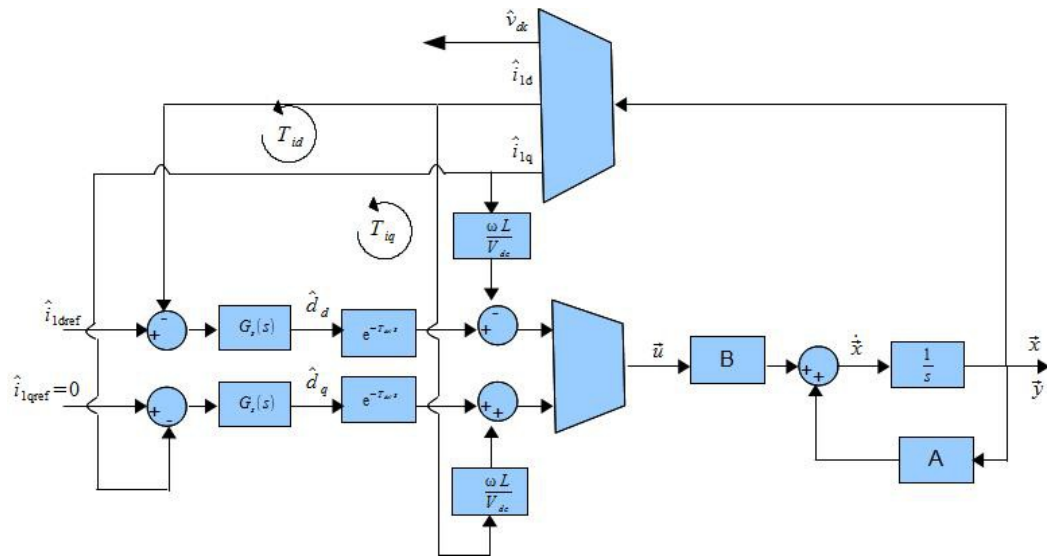


Figura 43: Diagrama de bloques de Vdcl(s) desacoplado

A continuación comprobamos la respuesta en frecuencia de los tres modelos:

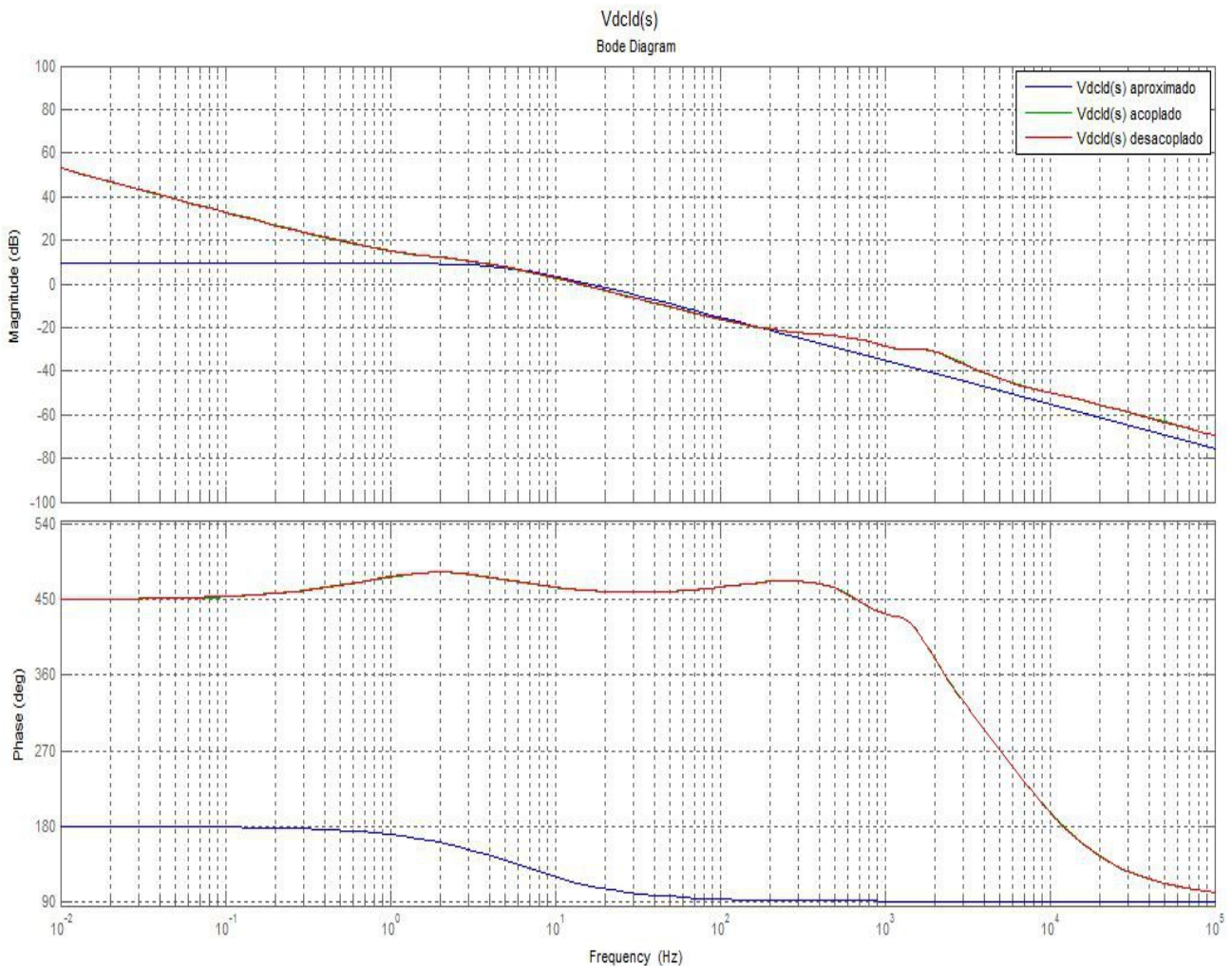


Figura 44: Respuesta en frecuencia de  $V_{dclid}(s)$

podemos observar que la principal discrepancia entre los tres modelos se produce principalmente a bajas frecuencias. A frecuencias intermedias, que es el rango que más nos interesa porque ahí es donde diseñamos el regulador para cumplir con los márgenes de estabilidad, el comportamiento de los tres modelos es prácticamente el mismo.

### 3.3.2 Diseño del regulador de tensión

Basándonos en el modelo aproximado diseñamos el regulador PI para que a una frecuencia de cruce de 50 Hz obtengamos un Margen de Fase superior a  $50^\circ$  y un Margen de Ganancia superior a 6 dBs, márgenes que nos garantizan la estabilidad del sistema. Elegimos esta frecuencia de cruce porque el ancho de banda del lazo de tensión ha de ser mucho menor que el del lazo de corriente, con lo que se consigue que  $i_a \approx i_{dref}$ .

$$G_v(s) = -\left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s}\right) = -\left(3.5 + \frac{75}{s}\right) \quad (50)$$

### 3.3.3 Ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

- $T_v(s)$  aproximado

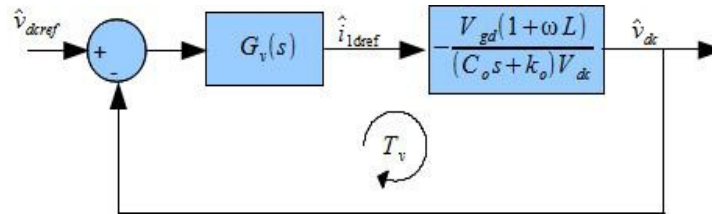


Figura 45: Diagrama de bloques de  $T_v(s)$  aproximado

- $T_v(s)$  acoplado

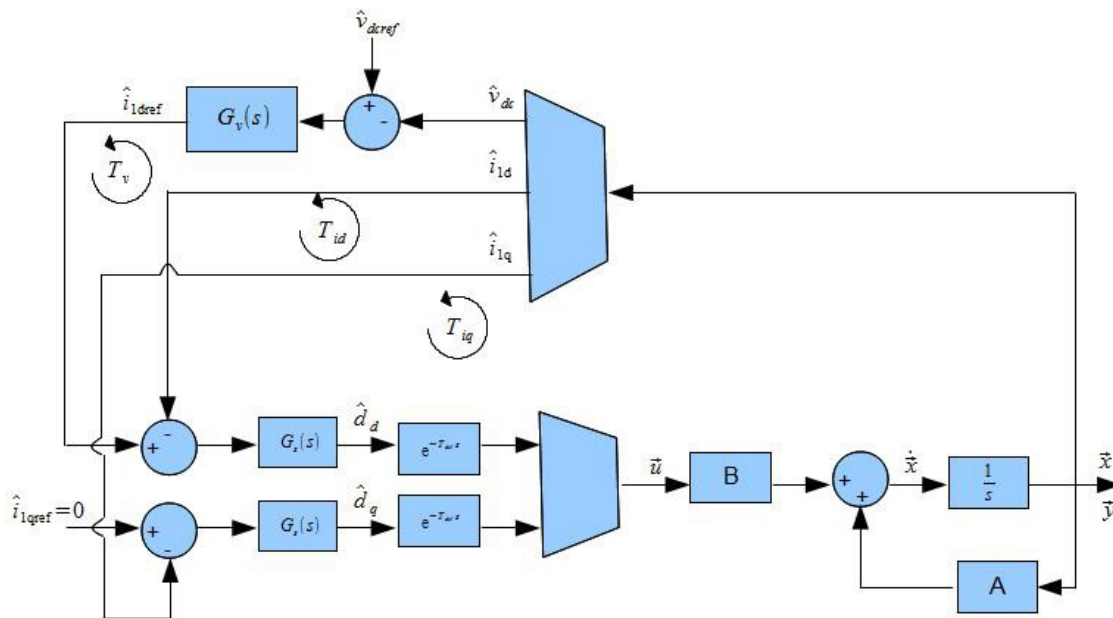


Figura 46: Diagrama de bloques de  $T_v(s)$  acoplado

- $T_v(s)$  desacoplado

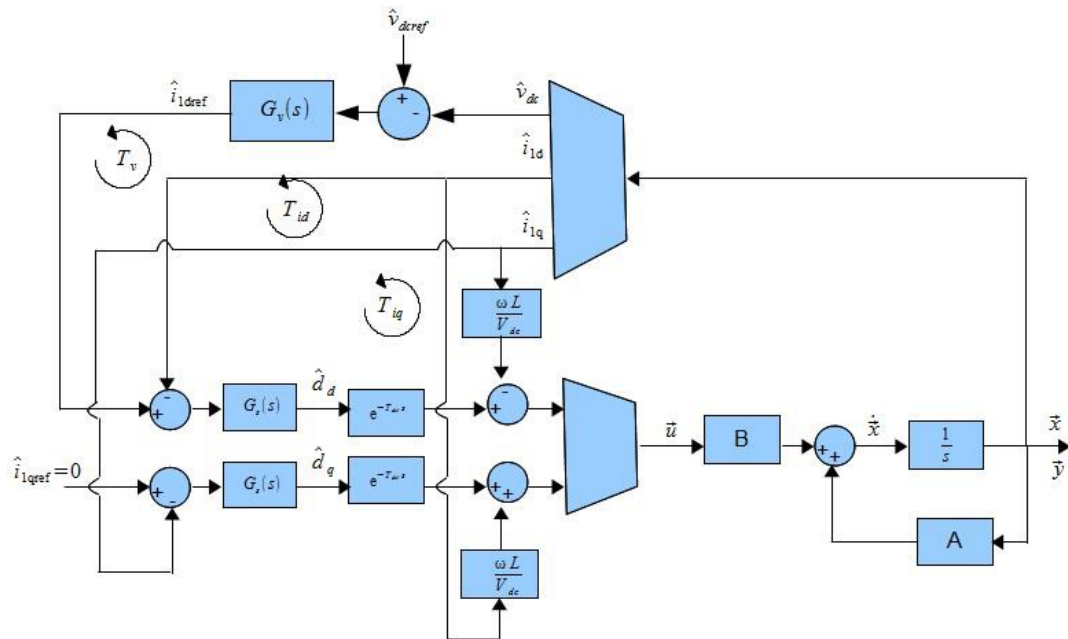


Figura 47: Diagrama de bloques de  $T_v(s)$  desacoplado

La respuesta en frecuencia de los tres lazos de tensión es:

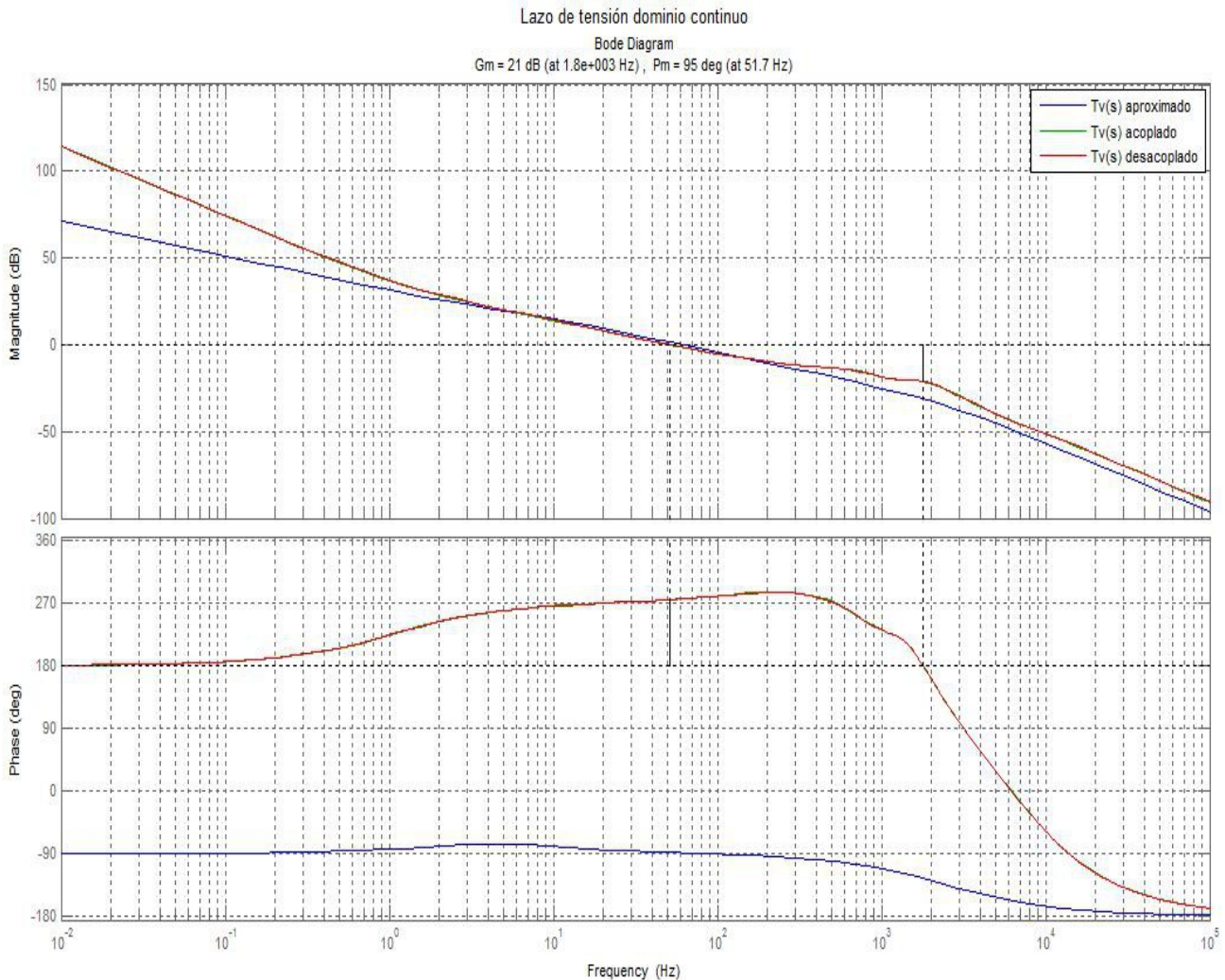


Figura 48: Respuesta en frecuencia de Tv(s)

donde a la frecuencia de cruce de 50 Hz buscada tenemos un Margen de fase de 95° y un Margen de Ganancia de 21 dBs, valores que nos garantizan la estabilidad del sistema.

El regulador se ha calculado para un punto de funcionamiento con las siguientes características:

- Tensión en el bus de continua: 540 V
- Potencia: 55 kW

Pero el equipo ha de ser capaz de trabajar dentro de un rango de tensiones del bus de continua, dado por el rango de funcionamiento de las baterías de apoyo, y ha de poder trabajar a diferentes cargas, establecidas en este caso por las necesidades de carga de las baterías del coche.



Estos rangos de funcionamiento son:

- Tensión en el bus de continua: 450 V – 750 V
- Potencia: 3 kW – 50 kW

Para determinar la validez del regulador calculado para estos rangos de funcionamiento, se va a realizar un estudio de la respuesta del lazo de corriente trabajando a diferentes tensiones con diferentes niveles de carga en cada una de ellas:

- Vdc = 450 V

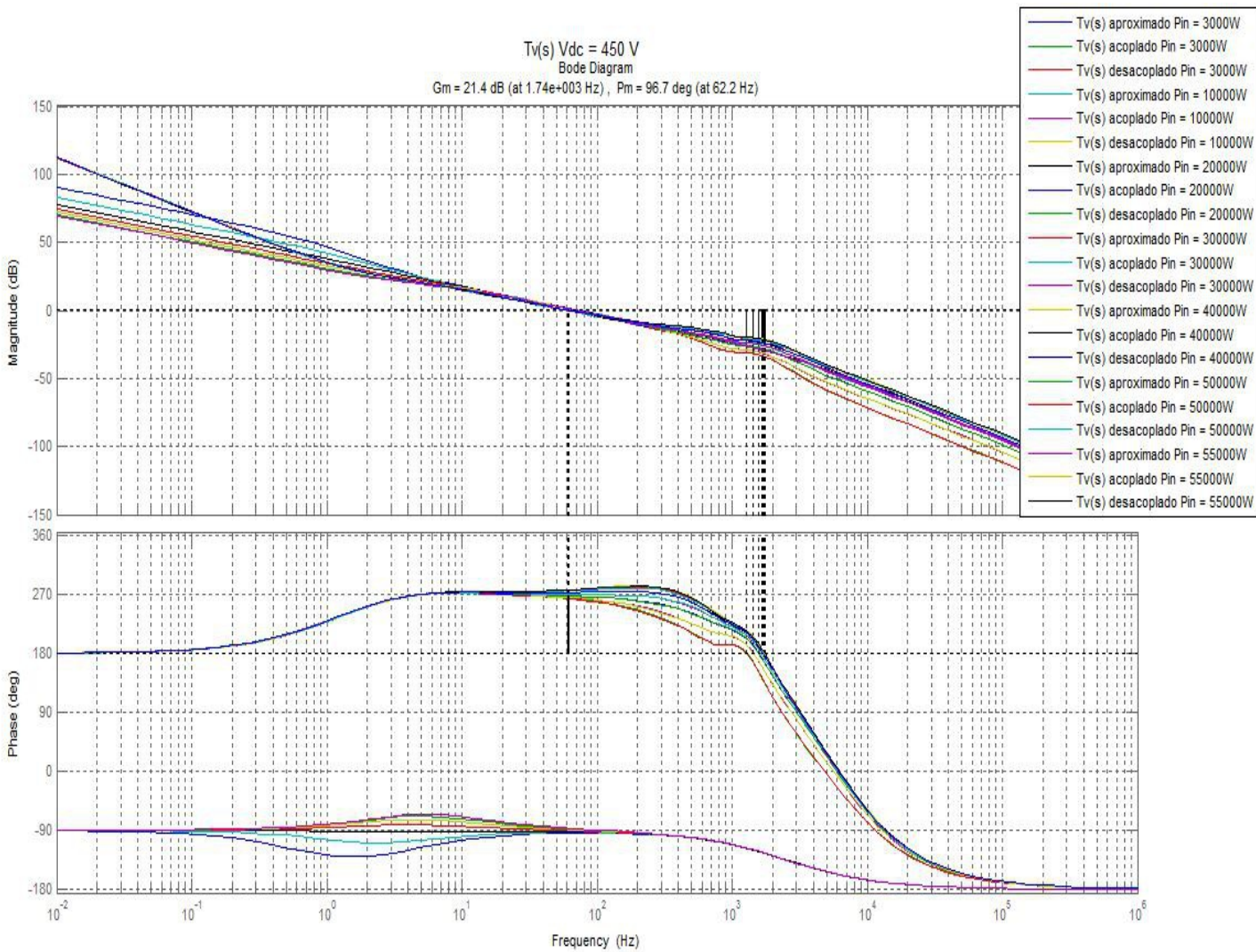


Figura 49: Respuesta en frecuencia de  $T_v(s)$   $V_{dc} = 450$  V  $P = 3$  kW...55 kW



- $V_{dc} = 550 \text{ V}$

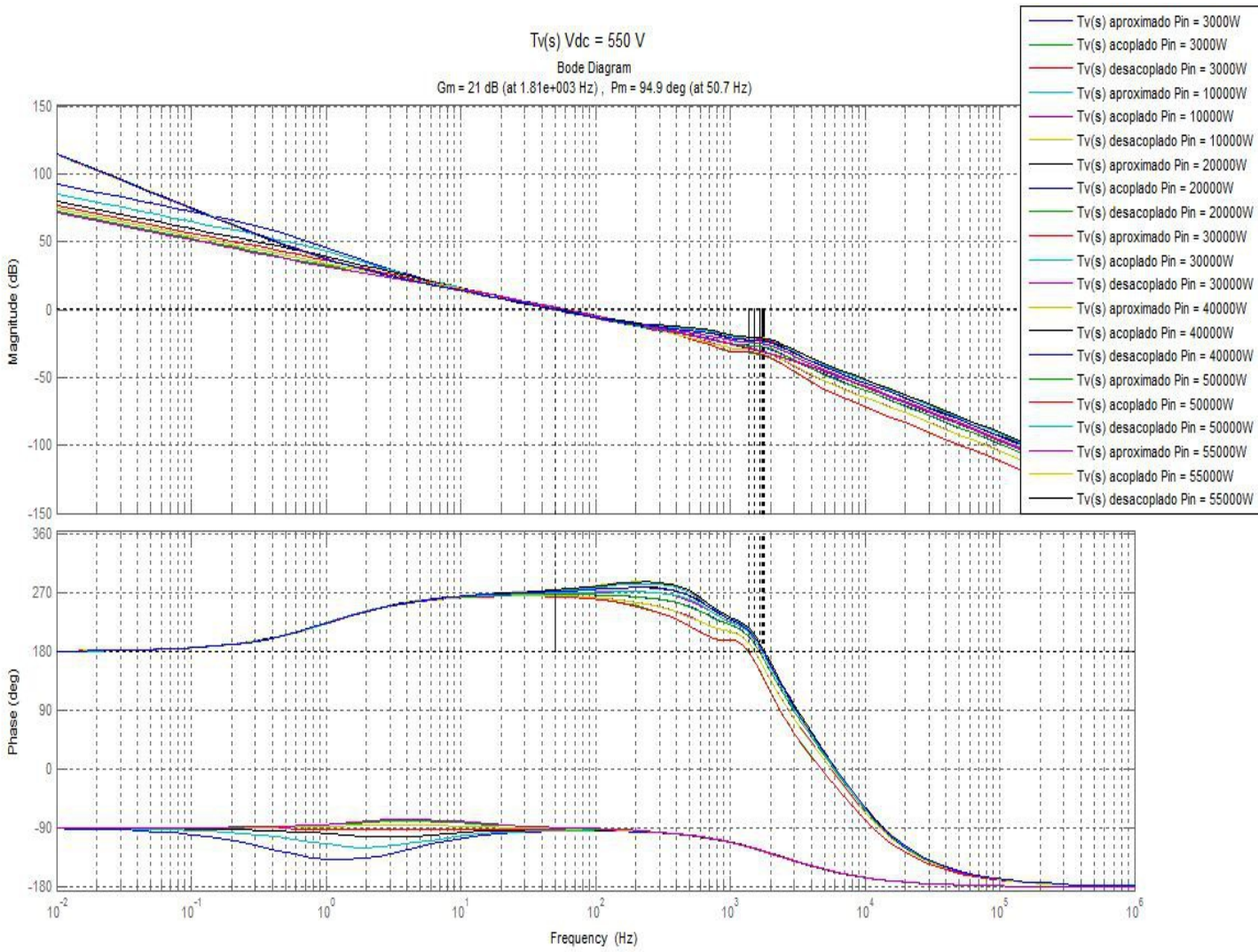


Figura 50: Respuesta en frecuencia de  $T_V(s)$   $V_{dc} = 550 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$

- $V_{dc} = 650 \text{ V}$

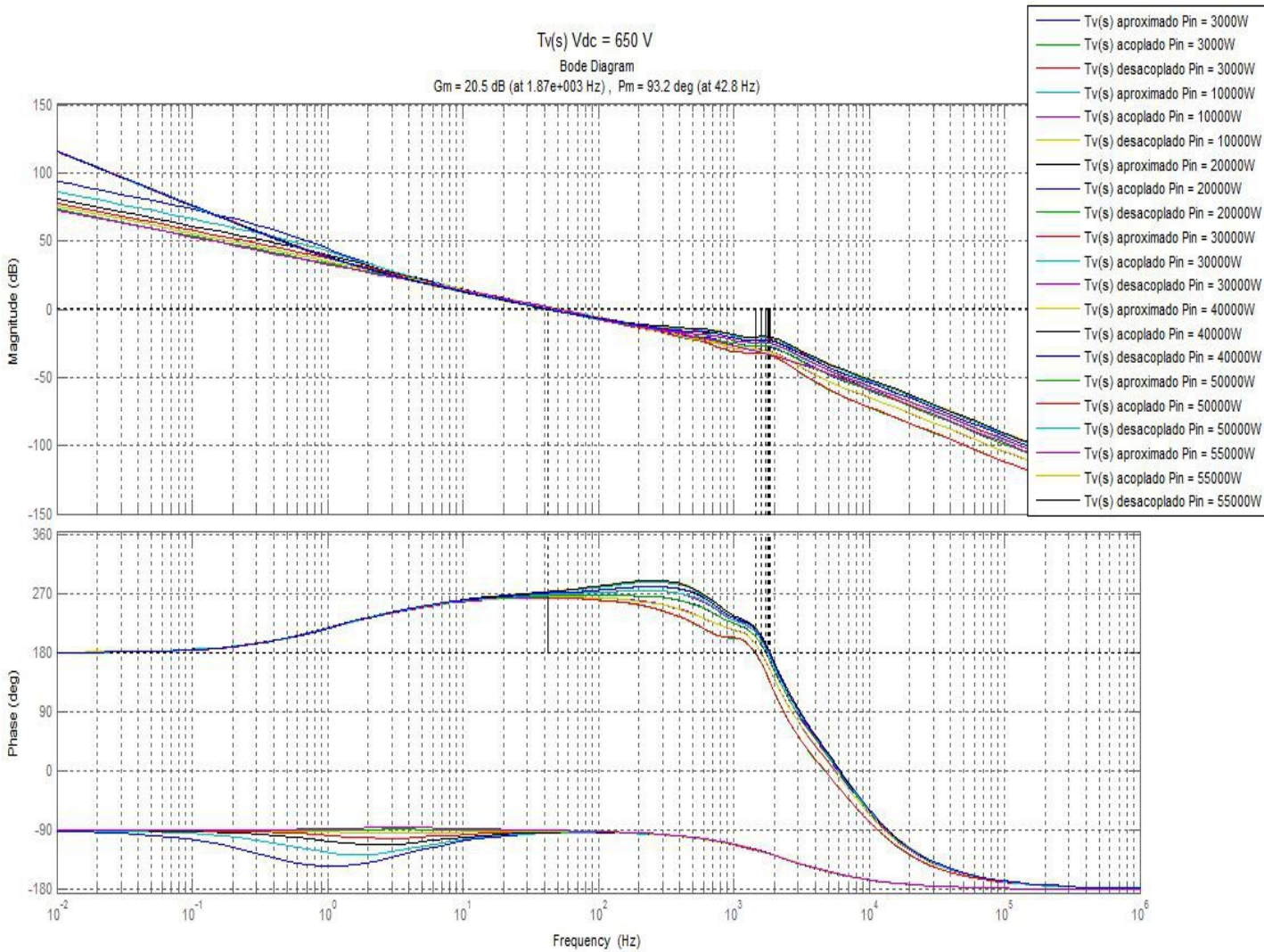


Figura 51: Respuesta en frecuencia de  $T_v(s)$   $V_{dc} = 650 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$



- $V_{dc} = 750 \text{ V}$

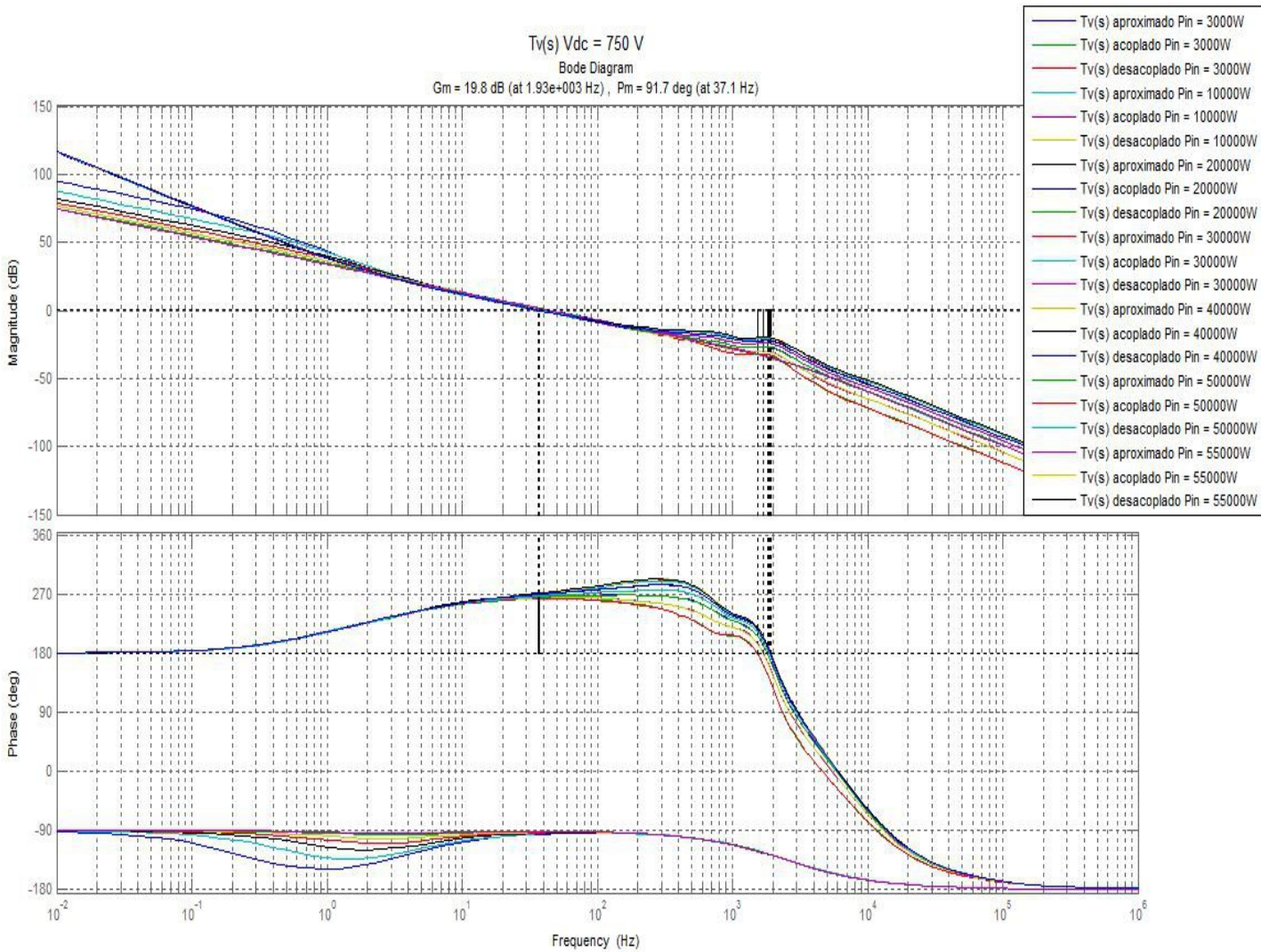


Figura 52: Respuesta en frecuencia de  $T_v(s)$   $V_{dc} = 750 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$

El primer fenómeno que se puede destacar observando las respuestas en frecuencia del lazo de tensión es que a la frecuencia de cruce el comportamiento es independiente de la carga que se tenga.

En segundo lugar se pueden resumir los parámetros que determinan la estabilidad del lazo de tensión para las diferentes tensiones de funcionamiento en la siguiente tabla:

| Tensión (V) | Frecuencia cruce (Hz) | Margen de Fase (°) | Margen de Ganancia (dBs) |
|-------------|-----------------------|--------------------|--------------------------|
| 450         | 62,2                  | 96,7               | 21,4                     |
| 550         | 50,7                  | 94,9               | 21                       |
| 650         | 42,8                  | 93,2               | 20,5                     |
| 750         | 37,1                  | 91,7               | 19,8                     |

*Tabla 2: Margenes de estabilidad lazo de tensión  $T_v(s)$*

Tabla de la que podemos deducir que la frecuencia de cruce cambia en función de la tensión a la que estemos trabajando: a menor tensión el lazo de regulación es más rápido, y vemos que los márgenes de fase y de ganancia son mayores.

Finalmente, podemos concluir que para el rango de trabajo del convertidor el lazo de tensión va a ser estable.

### 3.3.4 Lazo cerrado de tensión VLC(s)

Si se realiza un análisis paramétrico de la respuesta en frecuencia del lazo cerrado de tensión de los tres modelos representados en las figuras 35, 36 y 37, en función de la tensión del bus de continua y de la carga, se obtienen los siguientes resultados:

- **Vdc = 450 V**

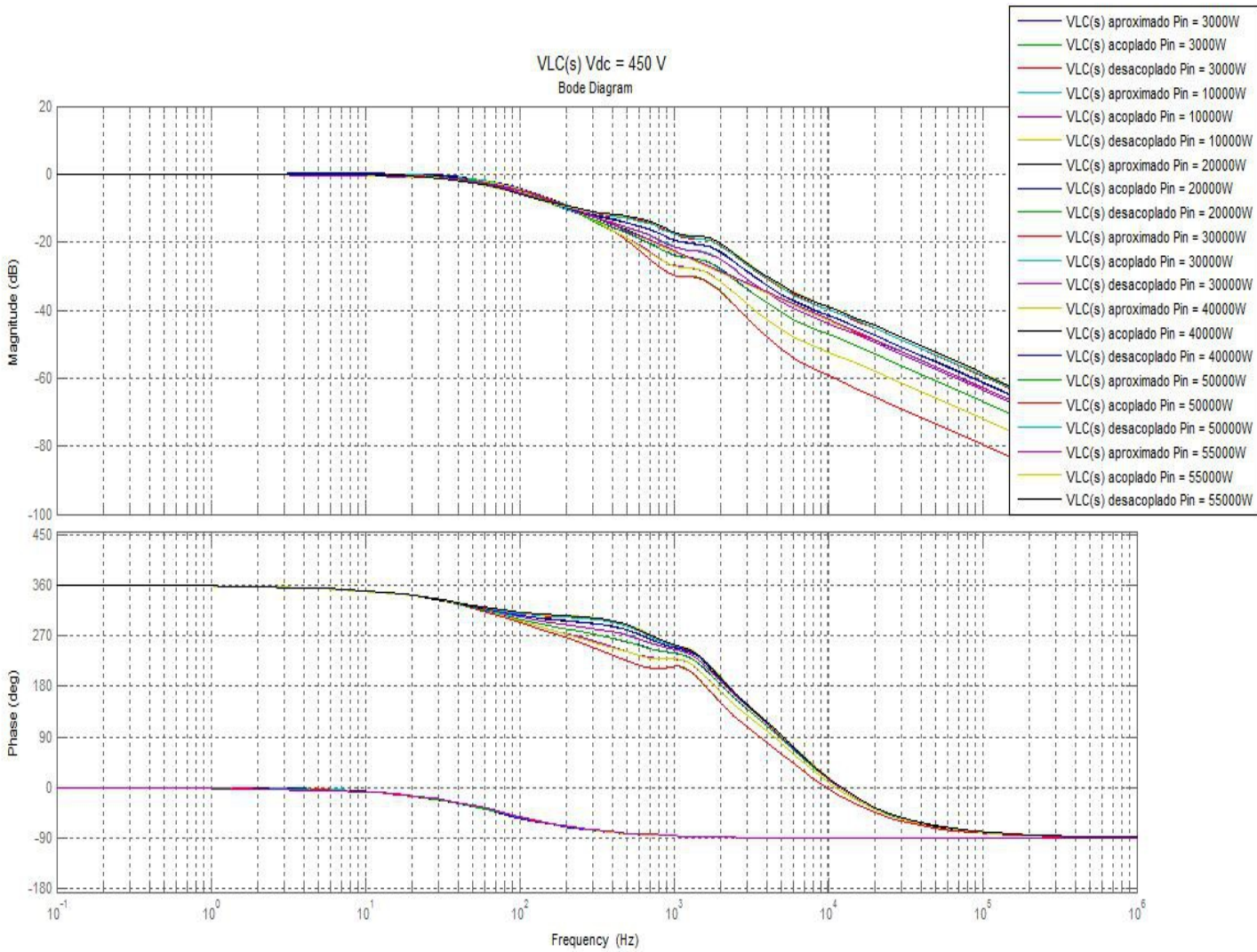


Figura 53: Respuesta en frecuencia de VLC(s) Vdc = 450V P = 3 kW...55 kW



- $V_{dc} = 550 \text{ V}$

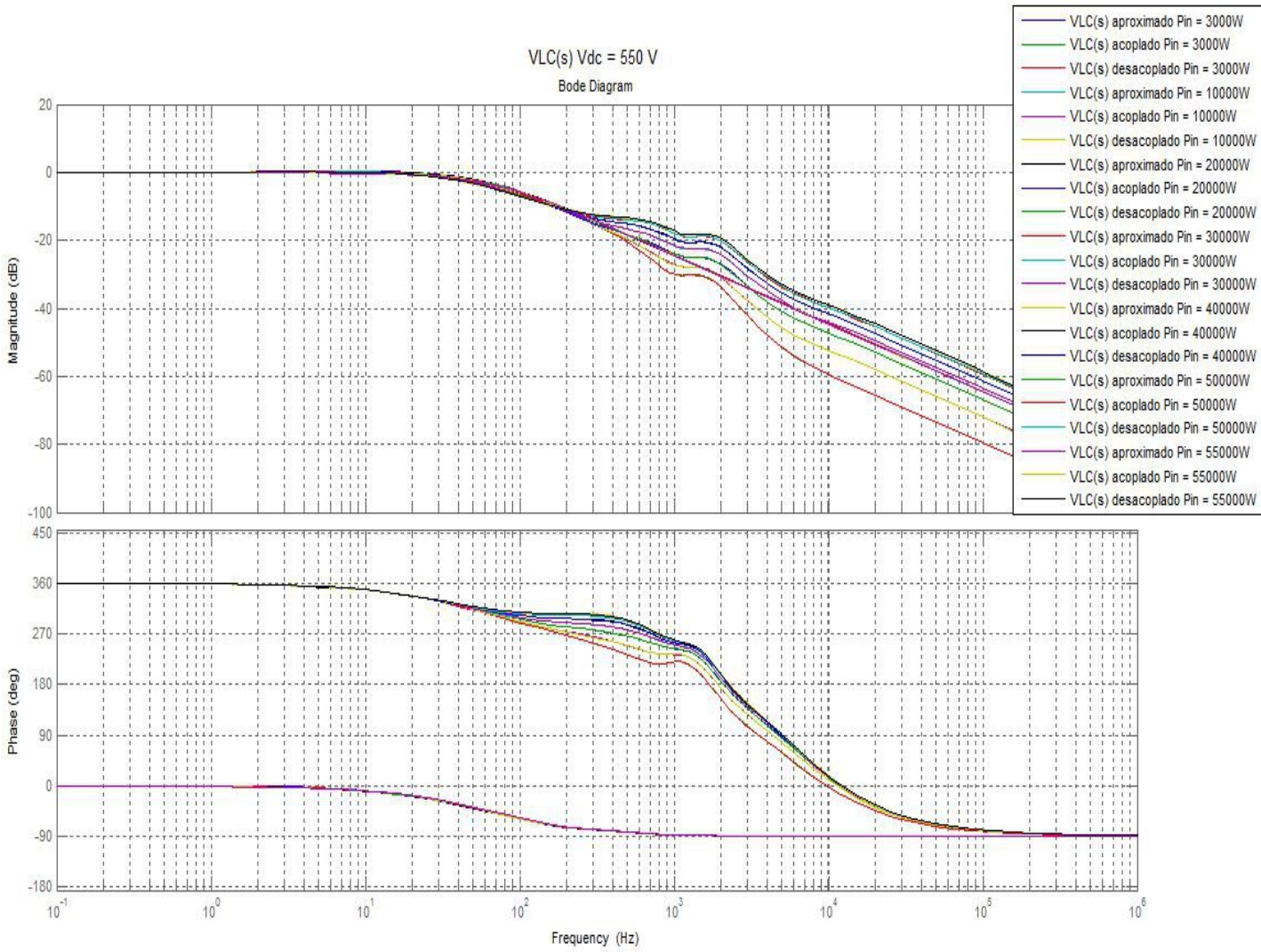


Figura 54: Respuesta en frecuencia de VLC(s)  $V_{dc} = 550 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$

- $V_{dc} = 650 \text{ V}$

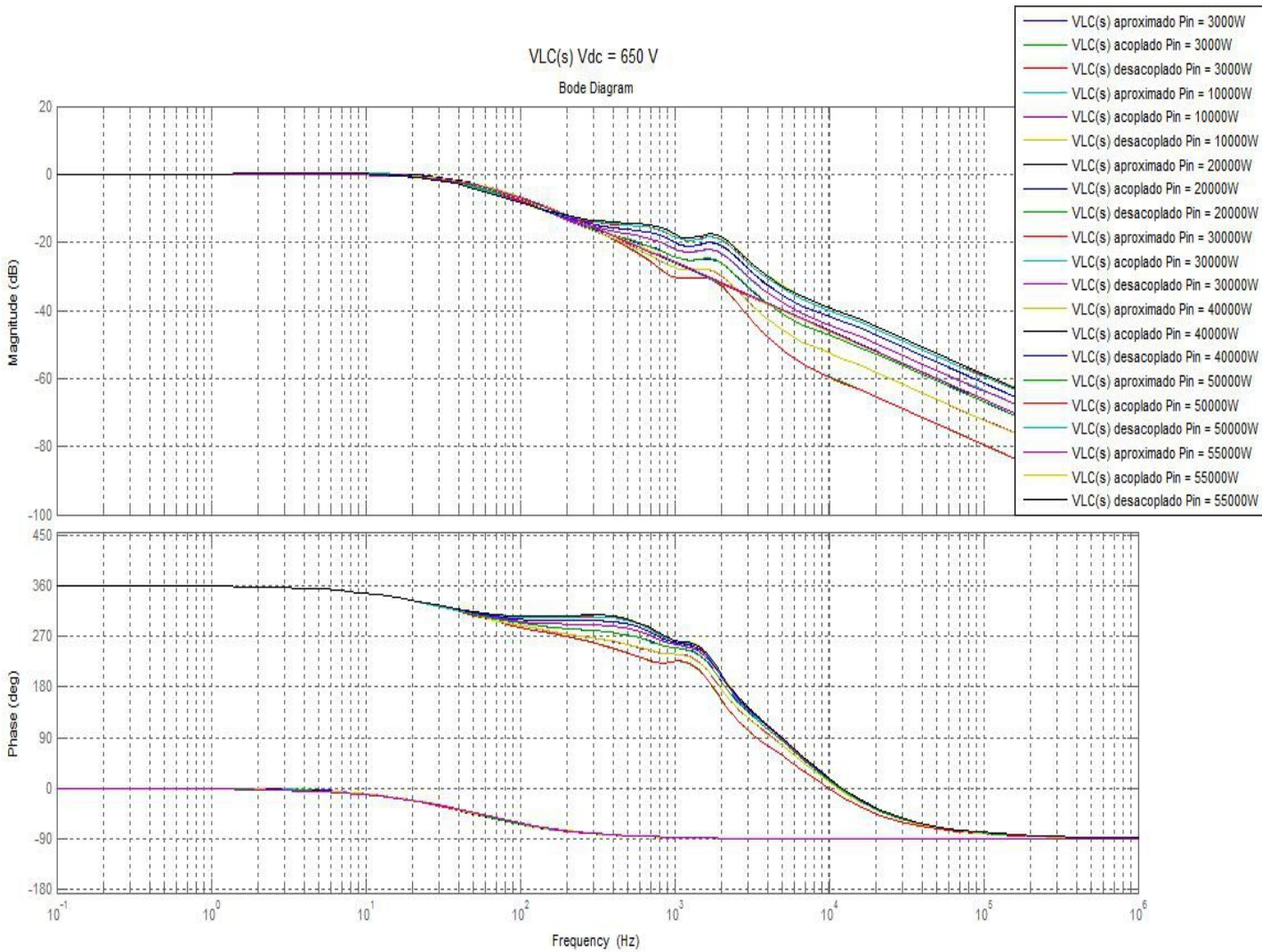


Figura 55: Respuesta en frecuencia de VLC(s)  $V_{dc} = 650 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$

- $V_{dc} = 750 \text{ V}$

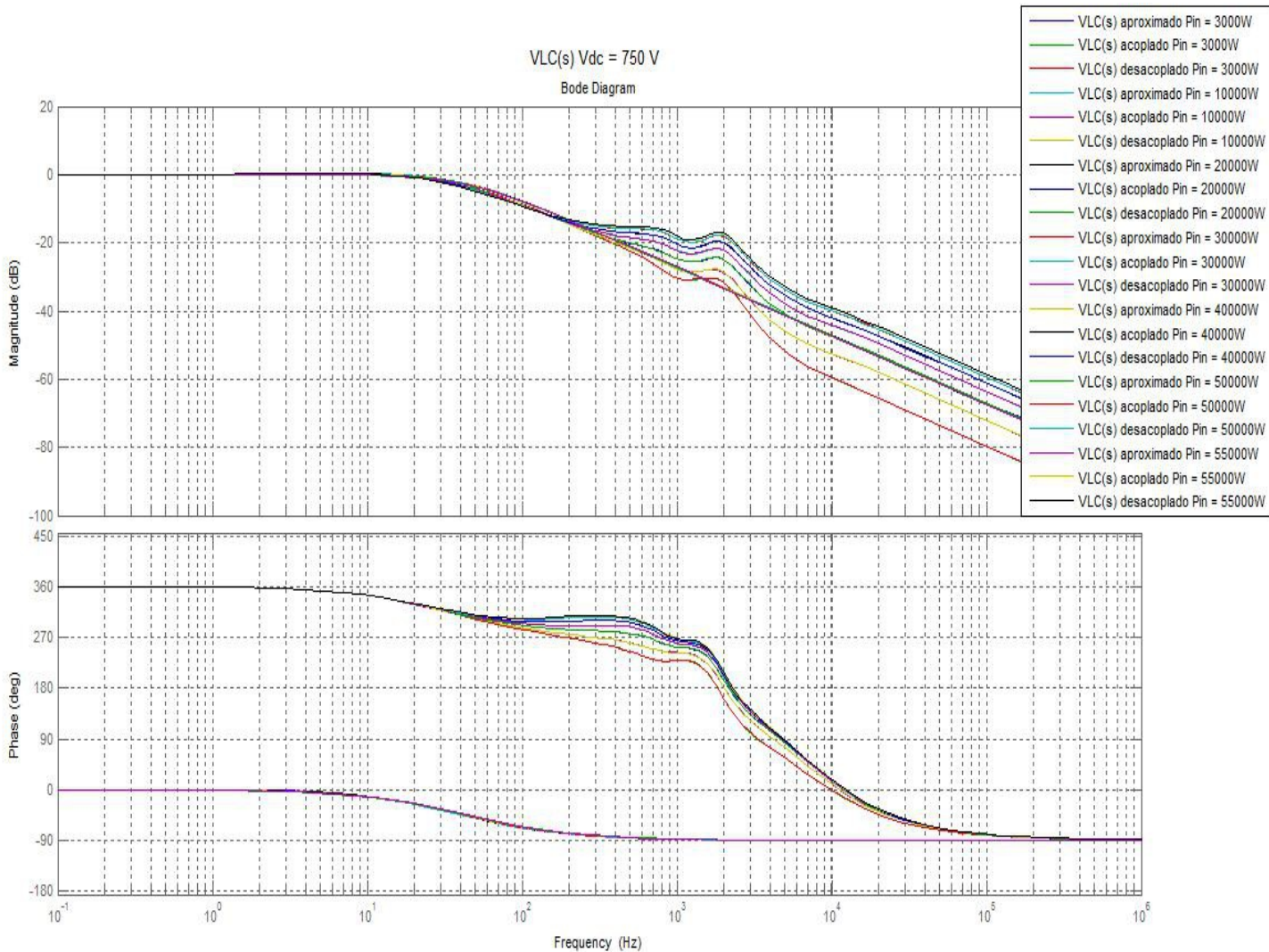


Figura 56: Respuesta en frecuencia de VLC(s)  $V_{dc} = 750 \text{ V}$   $P = 3 \text{ kW} \dots 55 \text{ kW}$

De las respuestas obtenidas se puede concluir que el modelo aproximado tiene el comportamiento de un sistema de primer orden.

Otra observación importante que se puede realizar es que el comportamiento de los modelos no aproximados es idéntico.

También se puede apreciar el buen funcionamiento del sistema al cerrar el lazo al hacerlo independiente de la carga.

Finalmente, se puede observar como la frecuencia de corte se va haciendo menor en función de la tensión a la que se quiere hacer trabajar el bus de continua.



### 3.4 SINCRONIZACIÓN CON LA RED: PLL

Una parte crucial en el diseño de la estructura de control de cualquier convertidor conectado a la red eléctrica es el sincronismo con la misma.

En la actualidad, el método más extendido para llevar a cabo esta función son los PLL en el marco de referencia síncrono.

La idea de este tipo de técnicas parte del siguiente esquema fasorial:

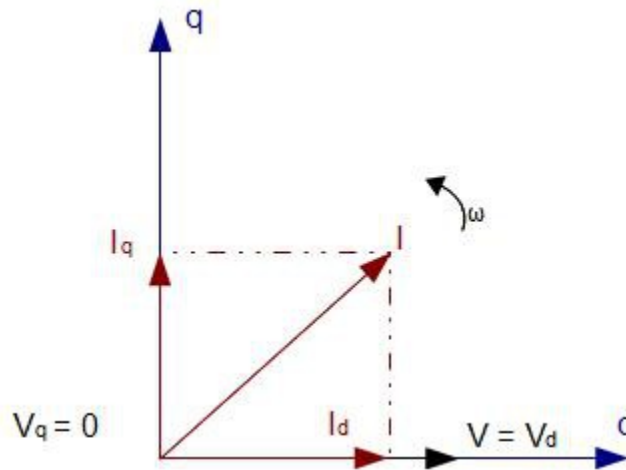


Figura 57: Diagrama fasorial de la tensión y corriente en un sistema de referencia síncrono

Si se calculan las componentes d y q de las tensiones de red y se fuerza (mediante un lazo de regulación) que la componente q sea nula, se consigue información de la fase de la red y, además, se atribuye el sentido físico de que la componente d de la corriente está en fase con la tensión y está asociada a la potencia activa puesta en juego, en tanto que la componente q estará en cuadratura y refleja la potencia reactiva del convertidor.

A continuación se muestra el diagrama de bloques de un PLL estándar:

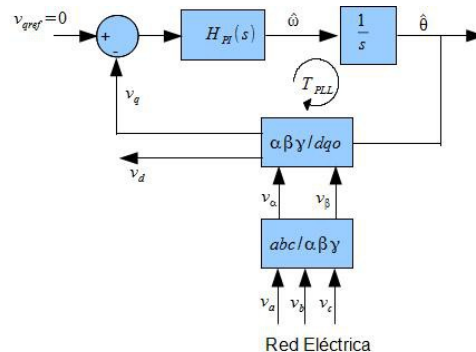


Figura 58: Diagrama de bloques de TPLL(s)

Cabe destacar que el ángulo calculado por el PLL tiene en cuenta, de manera intrínseca, la secuencia de fases de las tensiones de alimentación, adecuando las señales de control a la misma. Es decir, el convertidor adapta de manera automática su secuencia de fases a la de la red, lo cual es una propiedad con importantes repercusiones de instalación del equipo.

La frecuencia de cruce del lazo de regulación del PLL suele elegirse por debajo de la frecuencia de las tensiones de alimentación, con el objetivo de que las perturbaciones del sistema (desequilibrios y armónicos, fundamentalmente) no afecten al valor del ángulo calculado.

El regulador PI se ha diseñado para que la frecuencia de cruce elegida se sitúe sobre la mitad de la frecuencia de red, con amplios márgenes de estabilidad.

$$H_{PI}(s) = k_{pPLL} + \frac{k_{iPLL}}{s} = 0.6 + \frac{1}{s} \quad (51)$$

La respuesta en frecuencia del lazo abierto del PLL es:

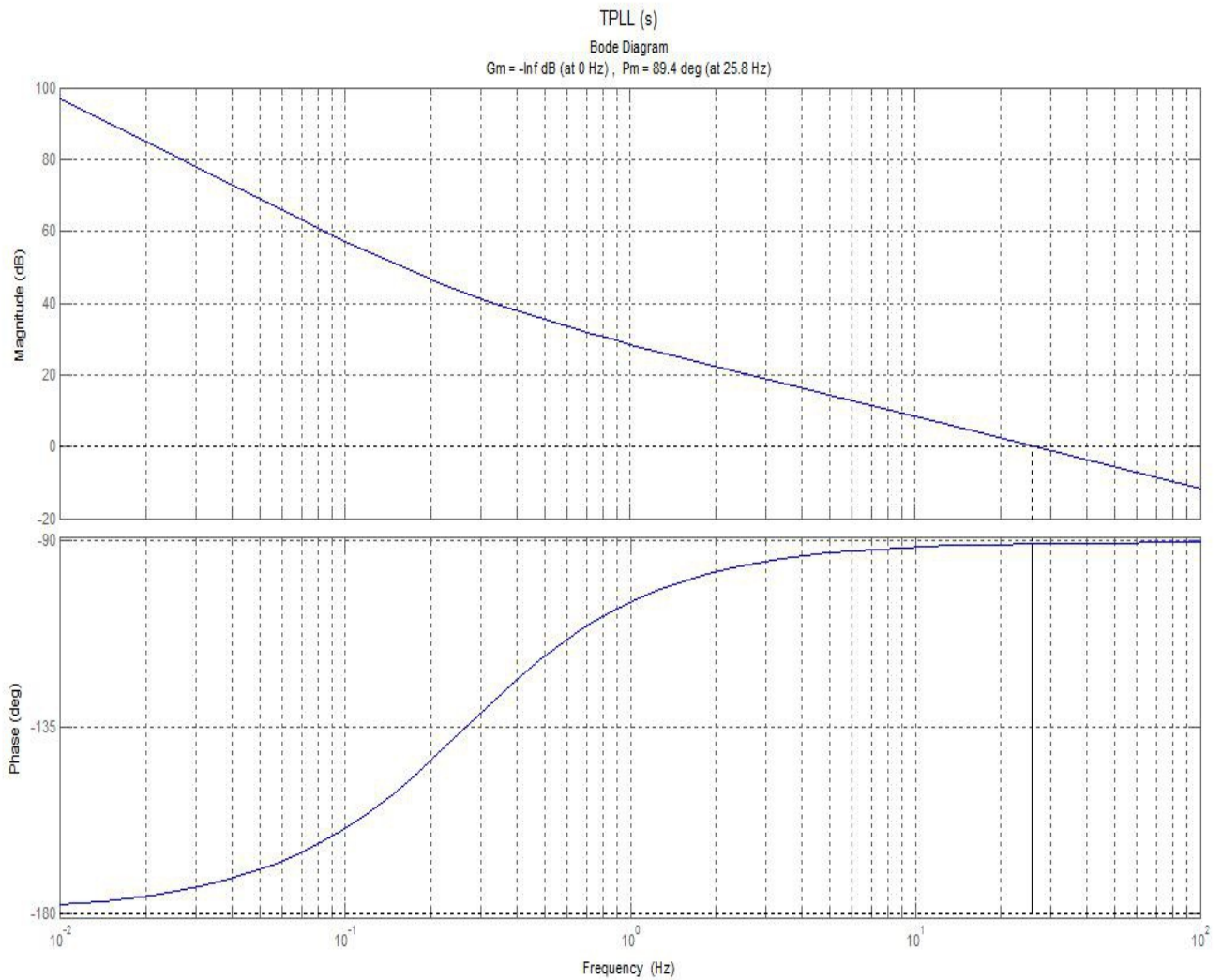


Figura 59: Respuesta en frecuencia de TPLL(s)

### 3.5 DISCRETIZACIÓN DE LOS REGULADORES

Dado que el sistema de control del convertidor se va a implementar en un DSP, se va a proceder a la discretización de los distintos reguladores obtenidos en los puntos anteriores.

El método de discretización elegido es el de la aproximación bilineal o método de Tustin.

Ya que los reguladores utilizados son del tipo PI, para discretizarlos mediante la aproximación bilineal o método de Tustin se procederá de la siguiente forma:

$$PI(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \rightarrow PI(z) = k_p + k_i \frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

$$PI(z) = k_p + k_i' \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (52)$$

Teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia es de 5 kHz, la frecuencia de muestreo elegida, siguiendo el teorema del muestreo de Nyquist-Shannon, será de 10 kHz.

Para poder implementar el regulador de corriente en el DSP se ha de obtener la expresión del mismo en ecuación en diferencias, por lo que primero se procederá a representar la expresión (52) en diagrama de bloques utilizando la programación en Forma Directa II:

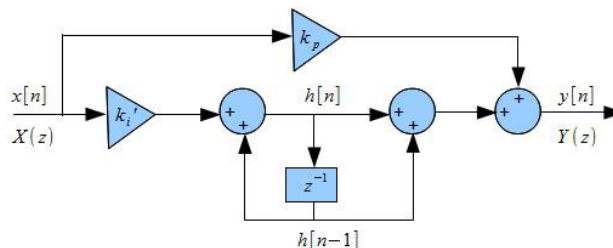


Figura 60: Diagrama de bloques de  $G_s(z)$

De donde se puede deducir la expresión en ecuación en diferencias de un regulador PI:

$$h[n] = k_i' x[n] + h[n-1] \quad (53)$$

$$y[n] = k_{px}[n] + h[n] + h[n-1] \quad (54)$$

### 3.5.1 Discretización del regulador de corriente

Siguiendo el procedimiento descrito en la ecuación (52) el regulador de corriente en el dominio discreto quedará de la siguiente forma:

$$G_s(s) = 0.006 + 0.04 \frac{1}{s} \rightarrow G_s(z) = 0.006 + 0.04 \frac{1}{2 \cdot 10^3} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$$
$$G_s(z) = 0.006 + 0.000002 \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (55)$$

Y aplicando las expresiones (53) y (54) con los valores obtenidos en (55), la ecuación en diferencias del regulador de corriente será:

$$h[n] = 0.000002 \cdot x[n] + h[n-1] \quad (56)$$

$$y[n] = 0.006 \cdot x[n] + h[n] + h[n-1] \quad (57)$$

Discretización del regulador de tensión

Siguiendo el procedimiento descrito en la ecuación (52) el regulador de tensión en el dominio discreto quedará de la siguiente forma:

$$G_v(s) = -(3.5 + 75 \frac{1}{s}) \rightarrow G_v(z) = -(3.5 + 75 \frac{1}{2 \cdot 10^3} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}})$$
$$G_v(z) = -(3.5 + 0.00375 \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}) \quad (58)$$

Y aplicando las expresiones (53) y (54) con los valores obtenidos en (58), la ecuación en diferencias del regulador de corriente será:

$$h[n] = 0.000375 \cdot x[n] + h[n-1] \quad (59)$$

$$y[n] = -(3.5 \cdot x[n] + h[n] + h[n-1]) \quad (60)$$

### 3.5.2 Discretización del regulador del PLL

Siguiendo el procedimiento descrito en la ecuación (52) el regulador de tensión en el dominio discreto quedará de la siguiente forma:

$$H_{PI}(s) = 0.6 + \frac{1}{s} \rightarrow H_{PI}(z) = 0.6 + \frac{1}{2 \cdot 10^3} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$$
$$H_{PI}(z) = 0.6 + 0.00005 \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (61)$$

Y aplicando las expresiones (53) y (54) con los valores obtenidos en (61), la ecuación en diferencias del regulador de corriente será:

$$h[n] = 0.00005 \cdot x[n] + h[n-1] \quad (62)$$

$$y[n] = 0.6 \cdot x[n] + h[n] + h[n-1] \quad (63)$$

## 4 VALIDACIÓN EN GRAN SEÑAL DEL DISEÑO

### 4.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL CIRCUITO DE SIMULACIÓN

Para realizar la validación en gran señal de los reguladores diseñados se va a proceder mediante simulación. Para ello se ha utilizado el programa de simulación PSIM de la empresa Powersim Inc. en su versión 9.0 .

#### 4.1.1 Descripción de la etapa de potencia

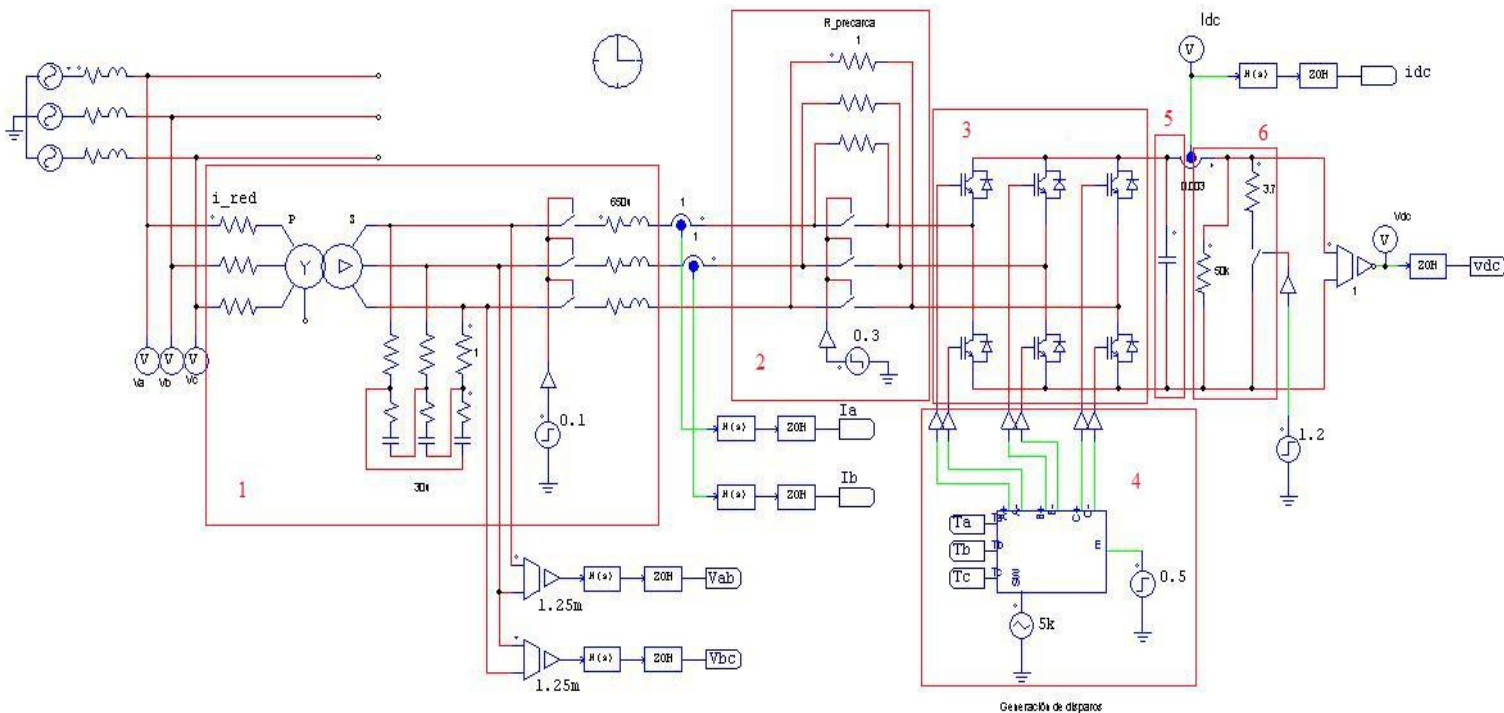


Figura 61: Circuito etapa de potencia para simulación

A la entrada del rectificador activo tenemos el filtro EMI (1) compuesto por el transformador reductor, la red RC trifásica y el choque trifásico. A continuación se tiene un circuito de precarga (2) compuesto por unas resistencias y un contactor de puenteo. Después tenemos el convertidor trifásico (3) el cual es gobernado por el generador de disparos (4). A la salida del convertidor está el condensador de la DC-Link (5) y finalmente la carga (6), que representaremos mediante una resistencia.

## 4.1.2 Descripción de los bloques de control

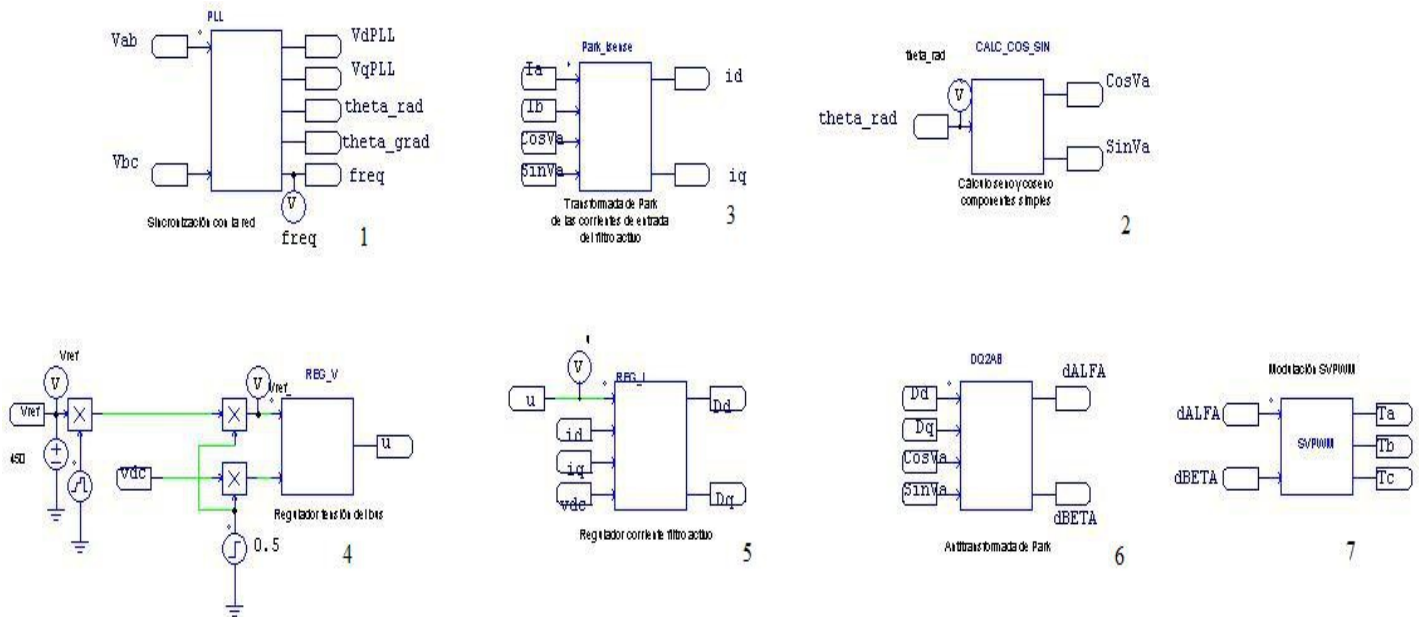


Figura 62: Bloque de control para simulación

La etapa de control se ha implementado en diferentes bloques C. Estos bloques son los que se implementarán en diferentes funciones en el DSP.

Por una parte tenemos el bloque encargado de la sincronización con la red eléctrica (1). El ángulo obtenido sirve para el cálculo del coseno y del seno de las componentes simples (2).

Por otro lado se tiene el bloque encargado de pasar las corrientes de un sistema referencial estacionario trifásico a-b-c a uno síncrono d-q (3).

En el bloque encargado de la regulación del lazo de tensión (4) se tiene por un lado la referencia de la tensión que se quiere tener en el bus de continua, un generador de rampas para que el lazo de tensión alcance la consigna deseada en el arranque del sistema de forma suave y así no se produzcan sobrecorrientes indeseadas en el convertidor, y finalmente el regulador de tensión propiamente dicho.

Después está el bloque dedicado a la regulación de los lazos de corriente (5), el cual recibe su consigna del valor calculado por el regulador de tensión.

A continuación se tiene el bloque encargado de pasar los ciclos de trabajo calculador por el regulador de corriente de un sistema referencial síncrono dq a uno estacionario  $\alpha$ - $\beta$  (6).

Y, finalmente, está el bloque que genera el SVPWM (7) cuya salida genera las señales que disparan de forma adecuada los interruptores de potencia del convertidor.

## 4.2 COMPROBACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL PLL

### 4.2.1 Secuencia directa

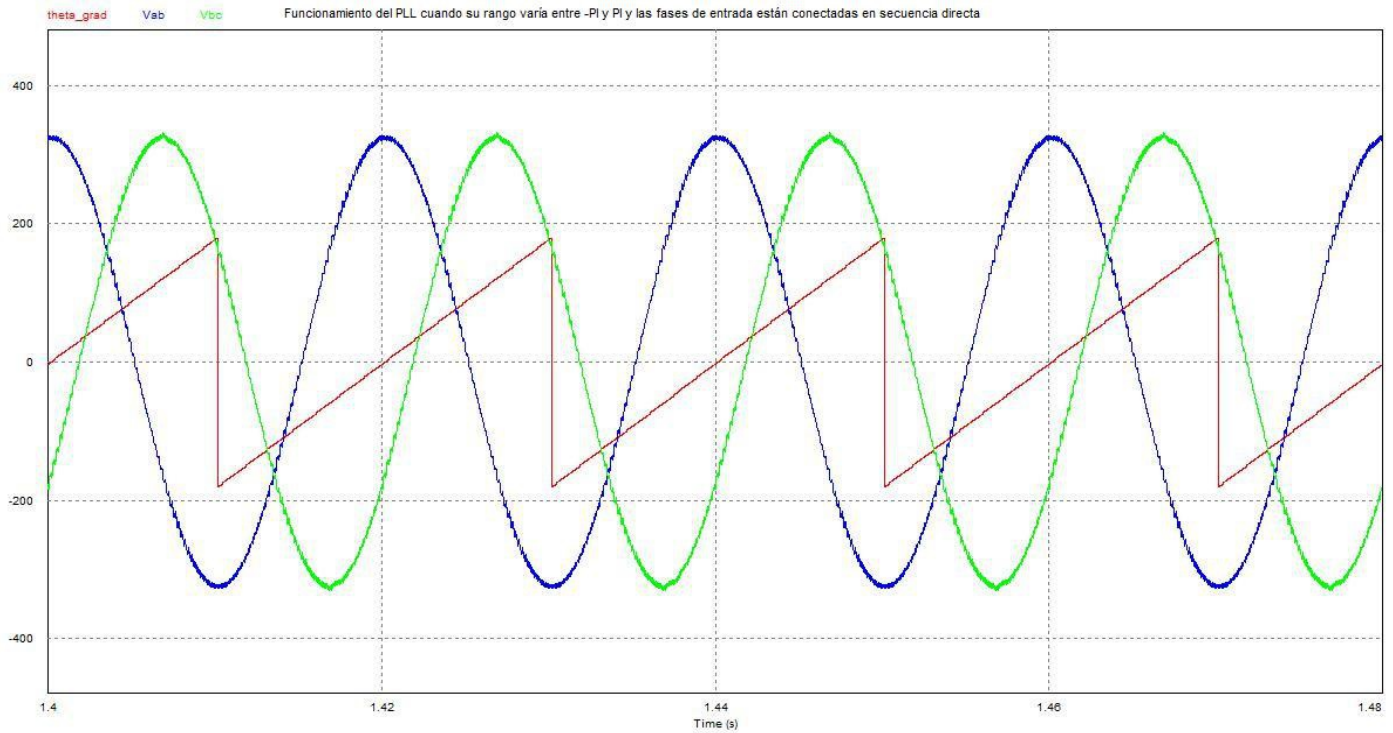


Figura 63: Respuesta del PLL secuencia directa

Se puede observar la perfecta sincronización del ángulo calculado por el PLL con la fase de la tensión  $V_{ab}$ . Dado que la secuencia es directa, el PLL genera una rampa positiva.



## 4.2.2 Secuencia inversa

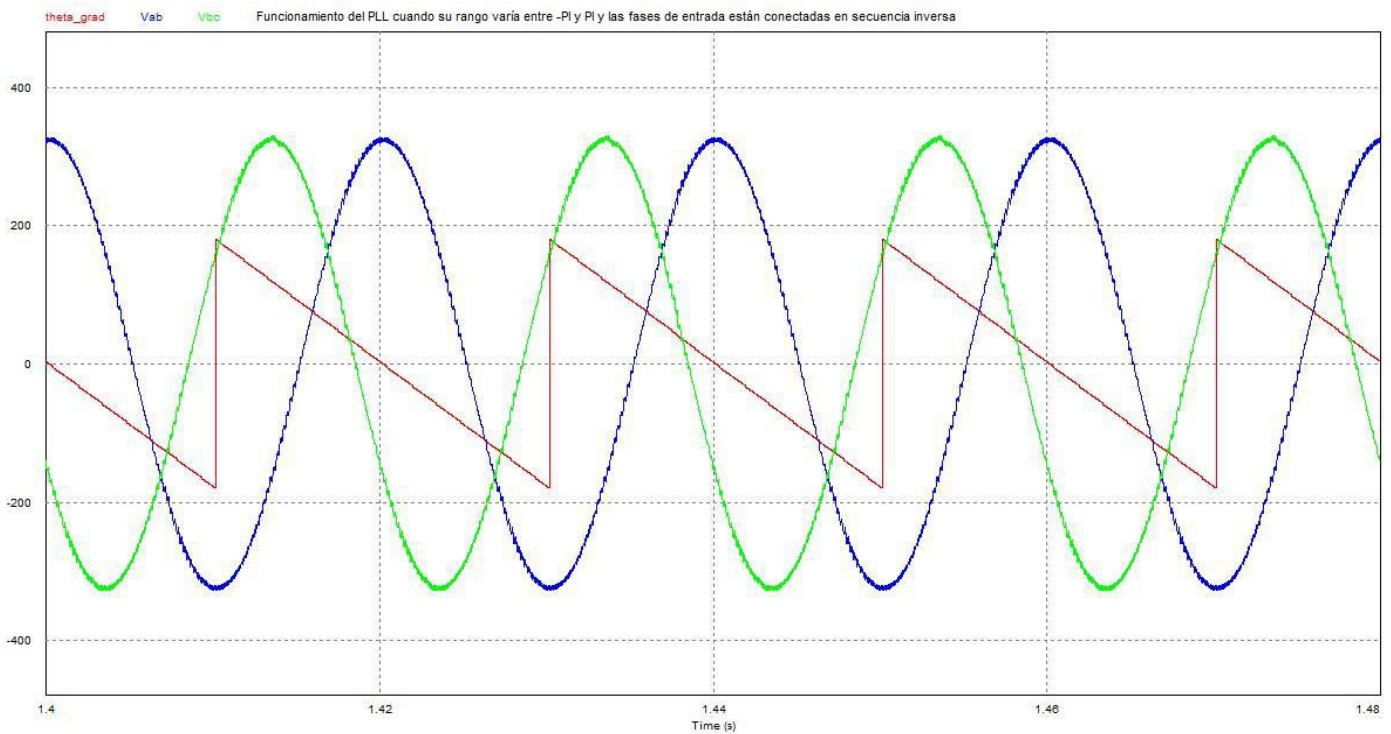


Figura 64: Respuesta del PLL secuencia inversa

Se puede observar la perfecta sincronización del ángulo calculado por el PLL con la fase de la tensión  $V_{ab}$ . Dado que la secuencia es inversa, el PLL genera una rampa negativa.

## 4.2.3 Conclusiones

De los resultados obtenidos se puede dar por bueno el regulador calculado..

Los resultados obtenidos también han servido para verificar que el ángulo calculado por el PLL tiene en cuenta, de manera intrínseca, la secuencia de fases de las tensiones de alimentación, adecuando las señales de control a la misma. Es decir, el convertidor adapta de manera automática su secuencia de fases a la de la red, lo cual es una propiedad con importantes repercusiones de instalación del equipo.

### 4.3 COMPROBACIÓN DE LA SECUENCIA DE CARGA DE LA DC-LINK

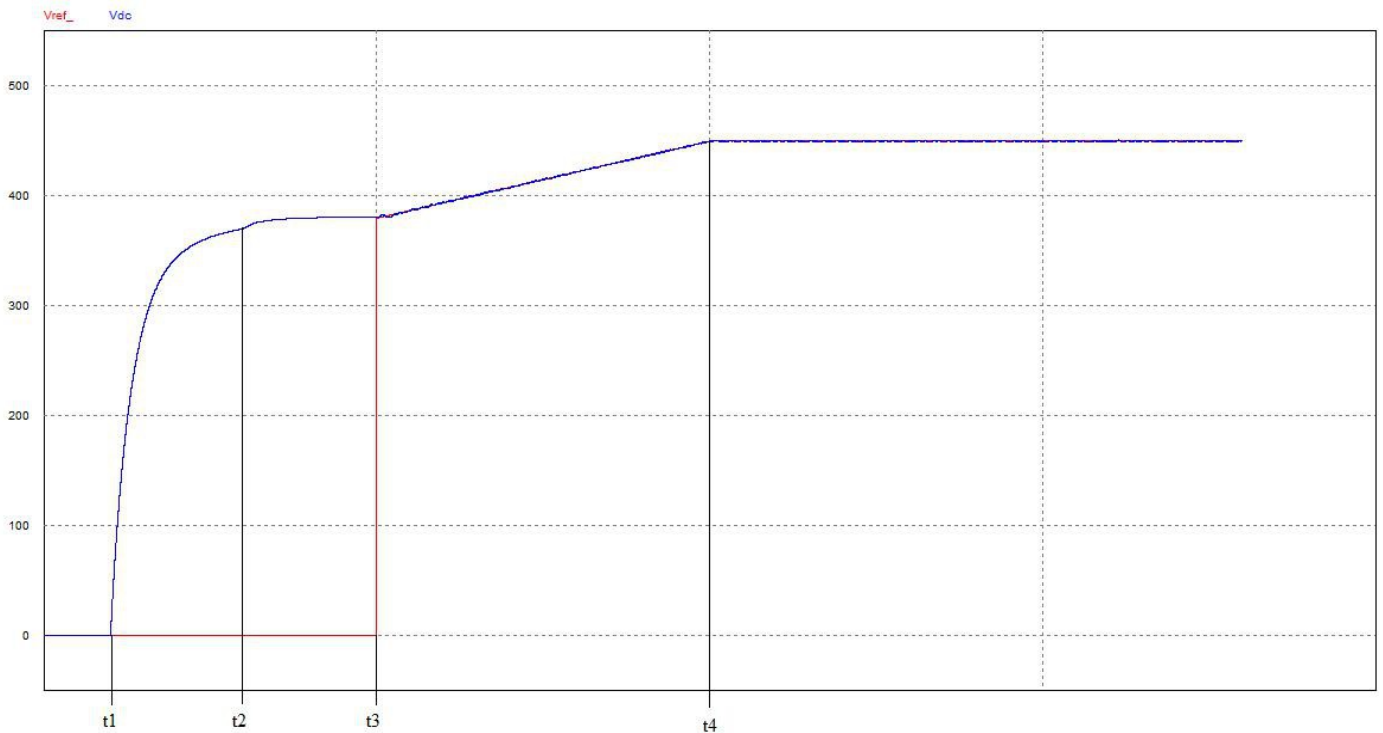


Figura 65: Secuencia de carga de la DC-Link

Para arrancar, el sistema procede de la siguiente manera:

En el momento de la conexión del convertidor a la red ( $t_1$ ), la DC-Link se carga a través de las resistencias de precarga mediante los diodos de los IGBT's.

Cuando esta tensión alcanza el valor determinado en la subrutina de precarga ( $t_2$ ), se cierra el contacto que cortocircuita las resistencias de precarga.

Tras un tiempo también definido en la subrutina de precarga ( $t_3$ ), se inicia la regulación de la tensión del bus mediante un arranque suave, cuyas características se definen en la subrutina softstart.

Finalmente, cuando la tensión del bus alcanza la tensión de trabajo ( $t_4$ ), en este caso 450V, se finaliza el arranque del sistema, manteniendo el sistema una tensión fija en la DCLink frente a demandas o aportes de energía.

Se puede apreciar el buen seguimiento que realiza el convertidor de la consigna.

## 4.4 MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE A LA ENTRADA DEL RECTIFICADOR

### 4.4.1 En régimen estacionario a plena carga (55 kW)

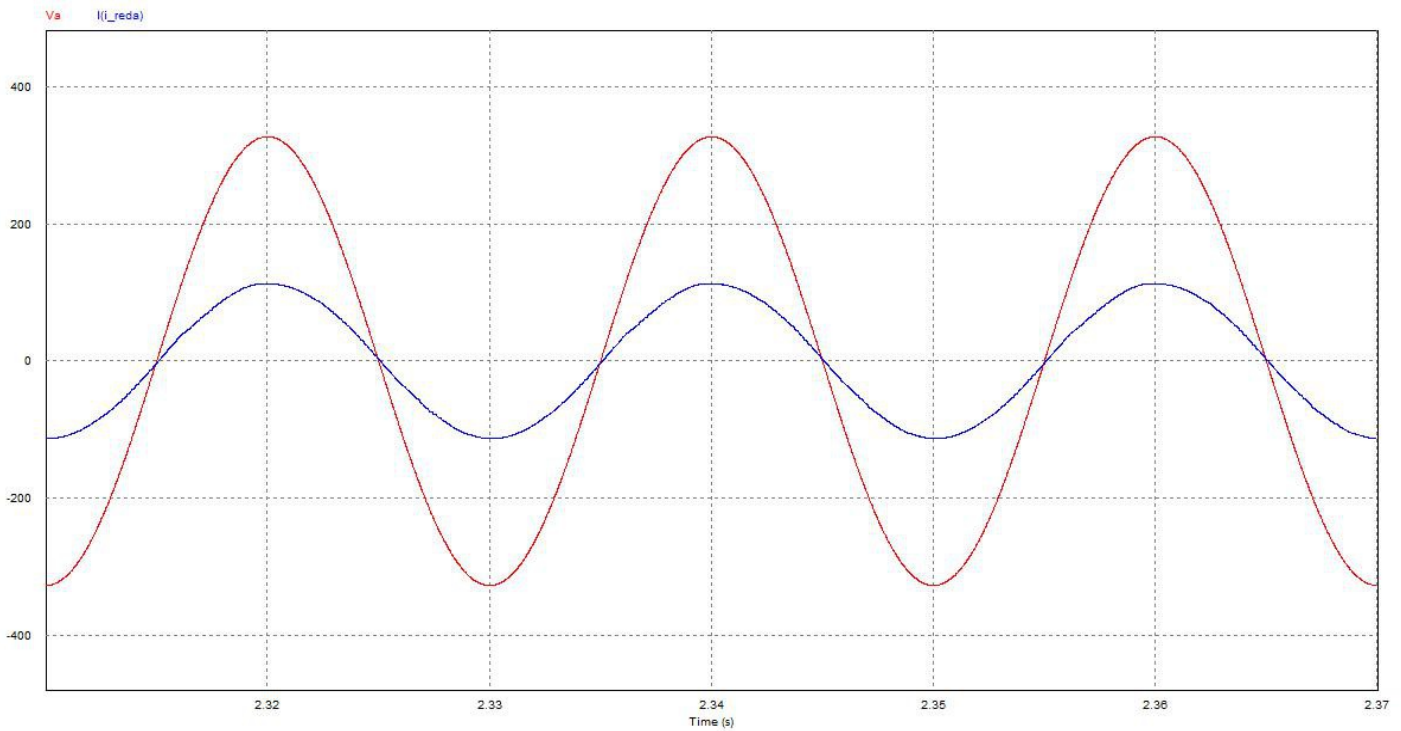


Figura 66: Tensión y corriente a la entrada del rectificador en régimen estacionario a plena carga (55 kW)

Se puede apreciar que la corriente no presenta distorsión alguna, además de estar prácticamente en fase con la tensión, con lo que se consigue un  $PF = 1$ , que es lo deseado.

#### 4.4.2 Respuesta ante escalones de carga del 95%

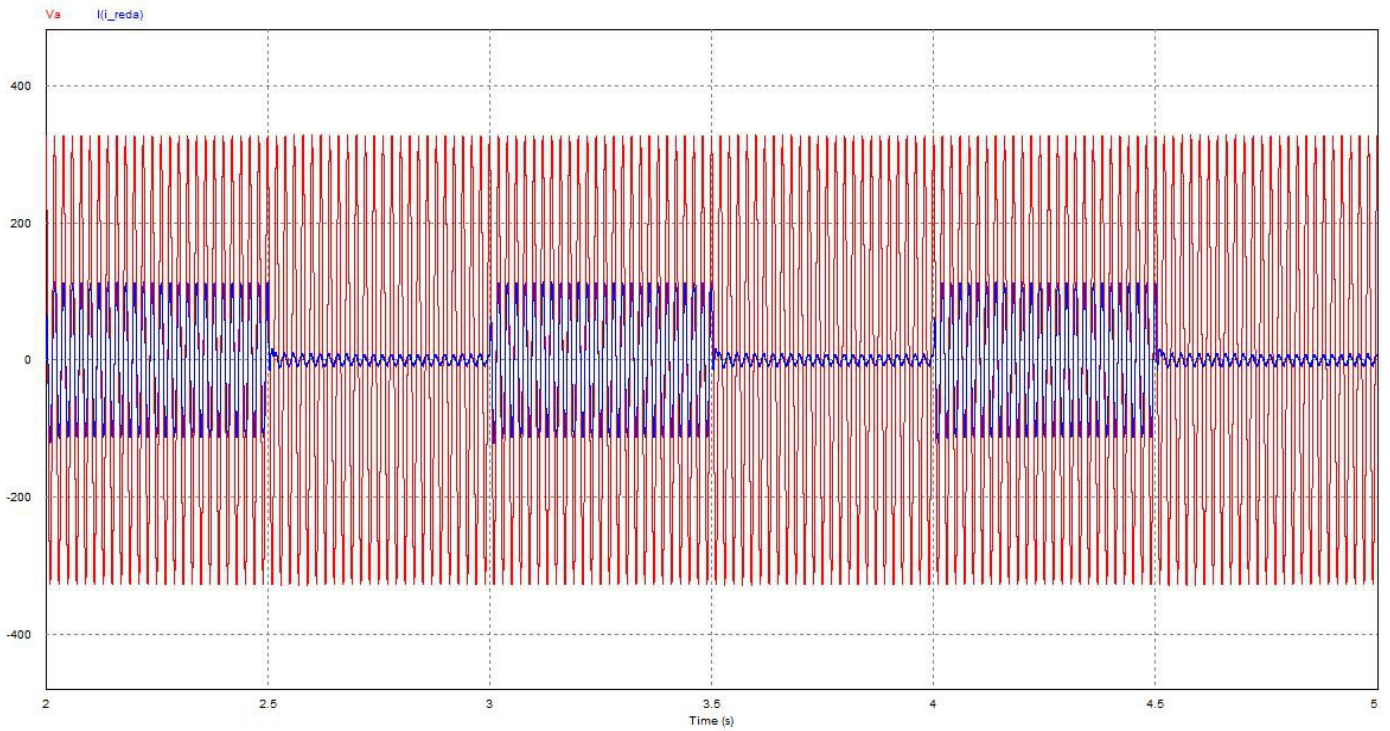


Figura 67: Tensión y corriente a la entrada del rectificador ante escalones de carga del 95%

Se observa que la respuesta que tiene el sistema en la entrada al aplicarle escalones de carga del 95% es muy estable y no se generan perturbaciones en la red.

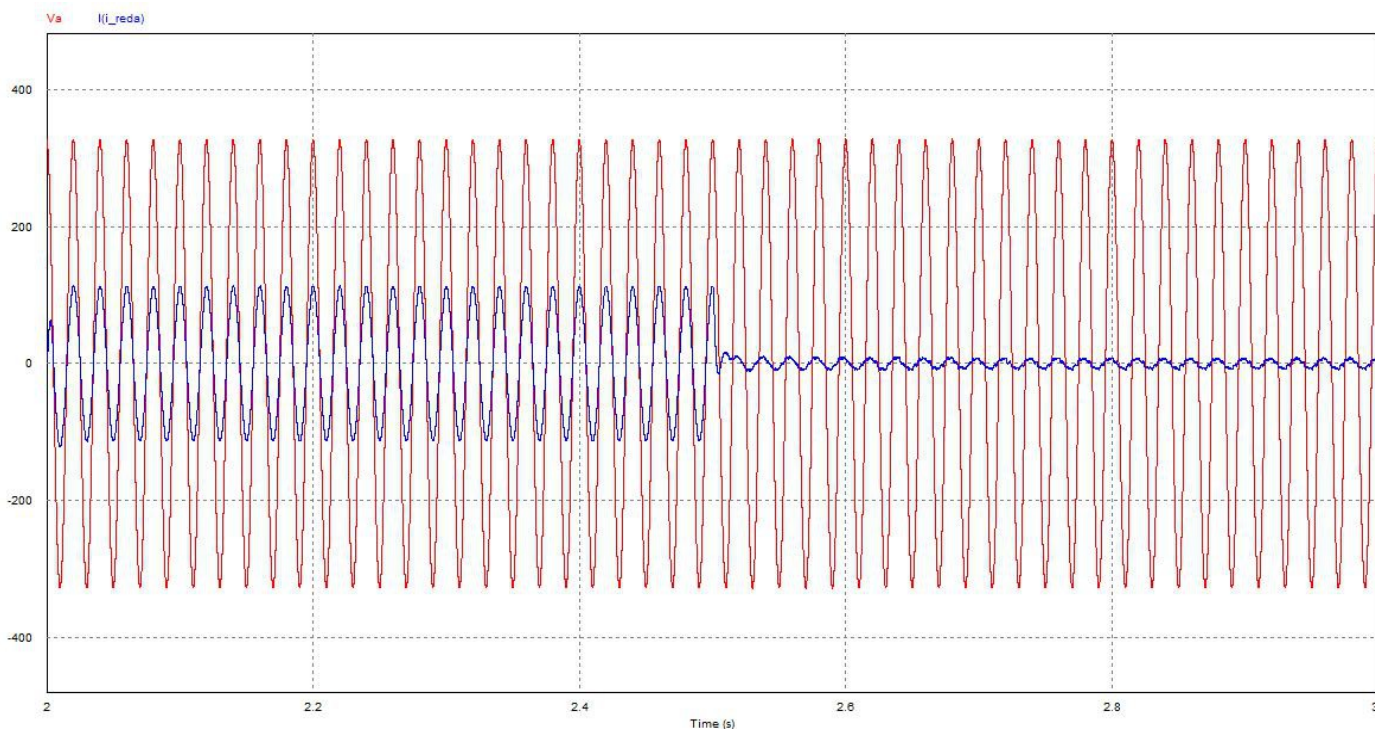


Figura 68: Tensión y corriente a la entrada del rectificador ante un escalón del -95% de carga

Se observa que el sistema tarda un ciclo a la frecuencia de red en estabilizarse ante una reducción de la carga del 95%. La transición se hace suavemente, a pesar de ser un salto tan brusco.

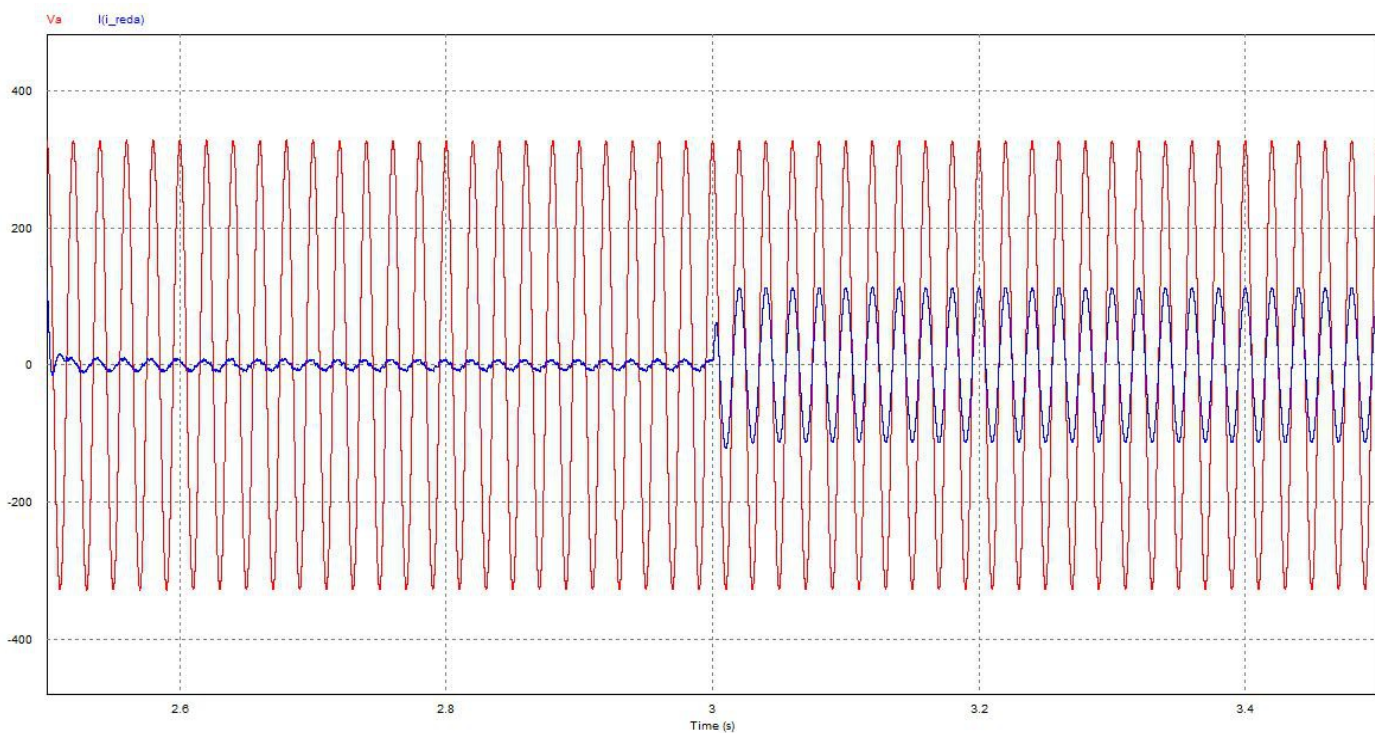


Figura 69: Tensión y corriente a la entrada del rectificador ante un escalón del 95% de carga

Se observa que el sistema tarda un ciclo a la frecuencia de red en estabilizarse ante un aumento de la carga del 95%. La transición se hace suavemente, a pesar de ser un salto tan brusco.

#### **4.4.3 Conclusiones**

De los resultados obtenidos se puede deducir que en cuanto a lo que respecta a la entrada del convertidor, éste se comporta conforme a las especificaciones: una baja tasa de distorsión armónica y un factor de desplazamiento también reducido, lo que implica tener un alto factor de potencia.

También se puede apreciar la buena respuesta del sistema frente a cambios bruscos, perturbando en lo mínimo a la red eléctrica.



## 4.5 MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE EN EL BUS DE CONTINUA

### 4.5.1 En régimen estacionario a plena carga (55 kW)

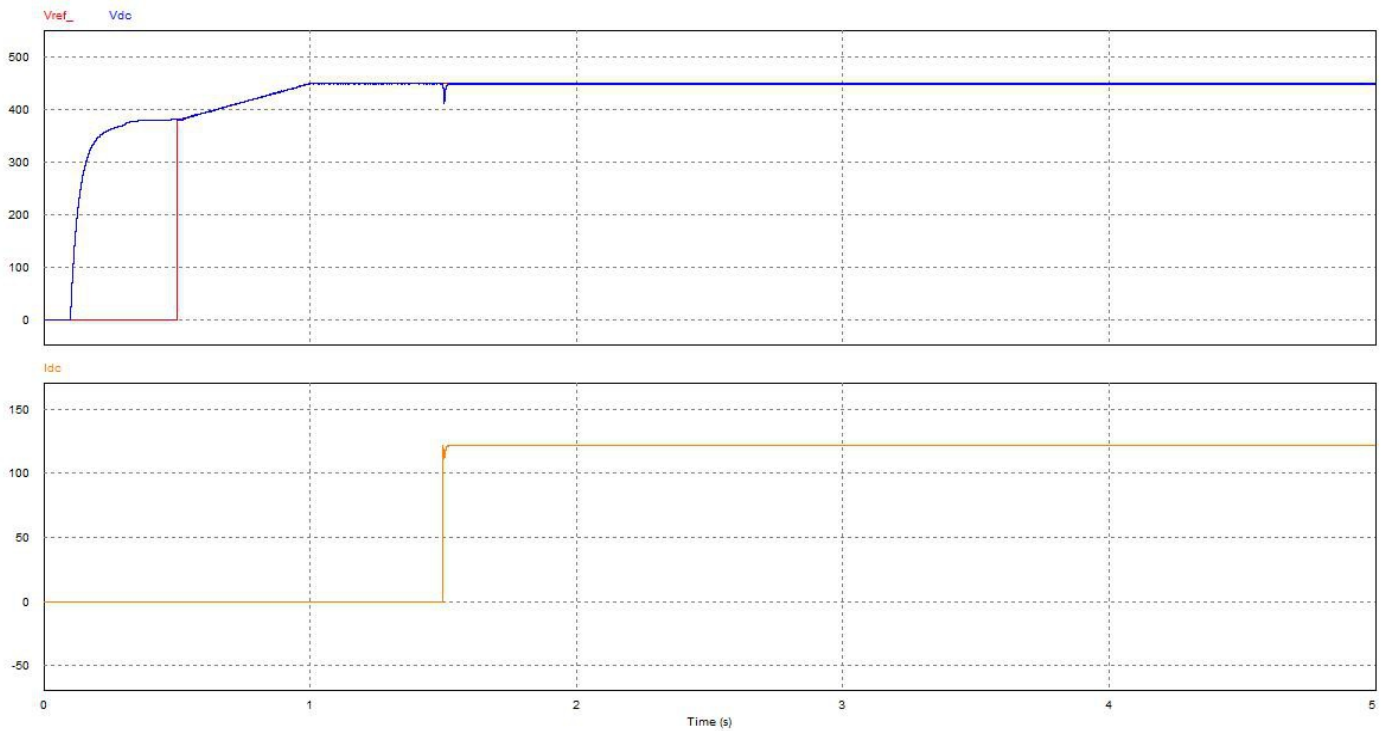


Figura 70: Tensión y corriente en el bus de continua

Se puede observar que una vez alcanzado el régimen estacionario el sistema se comporta de forma estable.



Si se hace una ampliación para ver el rizado que presentan la tensión y la corriente en régimen estacionario:

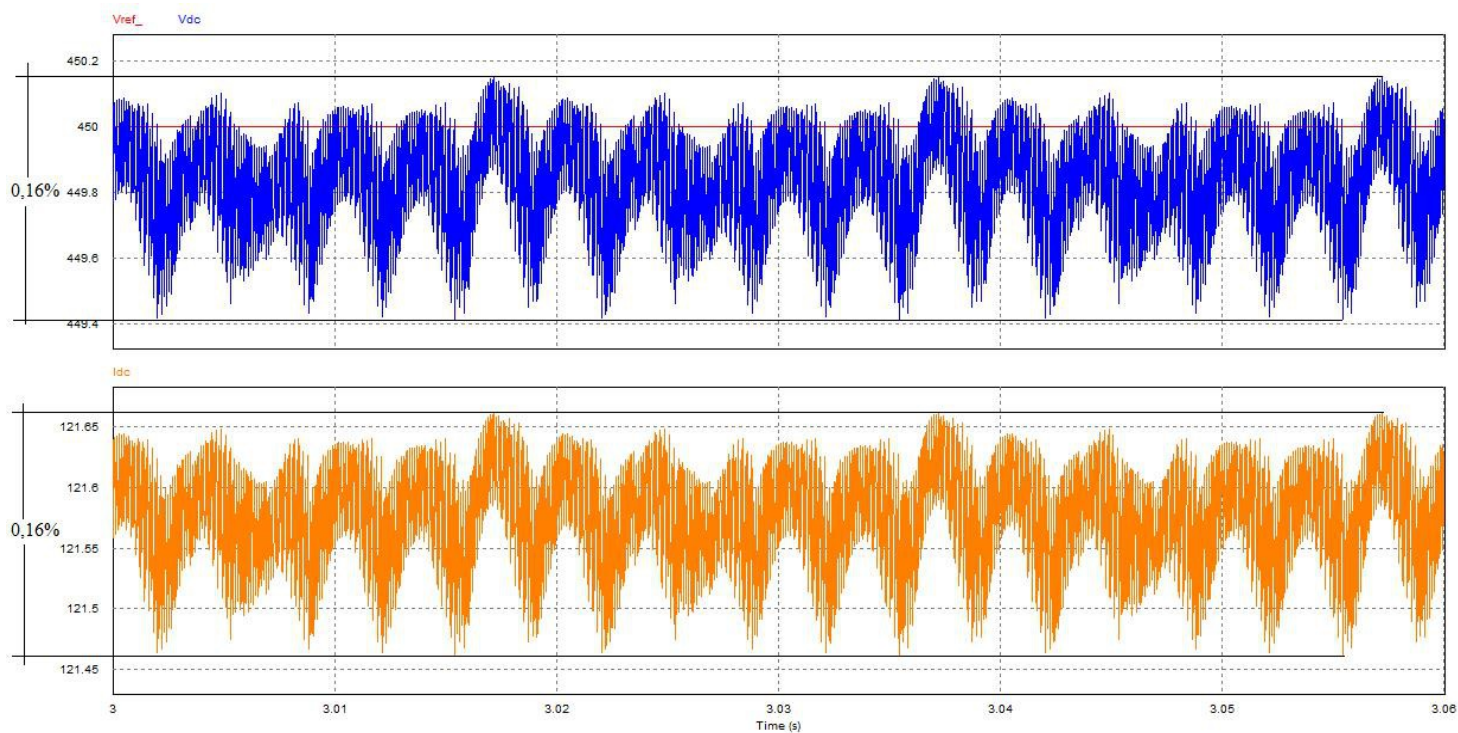


Figura 71: Rizado de la tensión y corriente en el bus de continua

Se puede apreciar que tanto para la corriente como para la tensión, el rizado es del 0,16%.

## 4.5.2 Respuesta ante escalones de carga del 95%

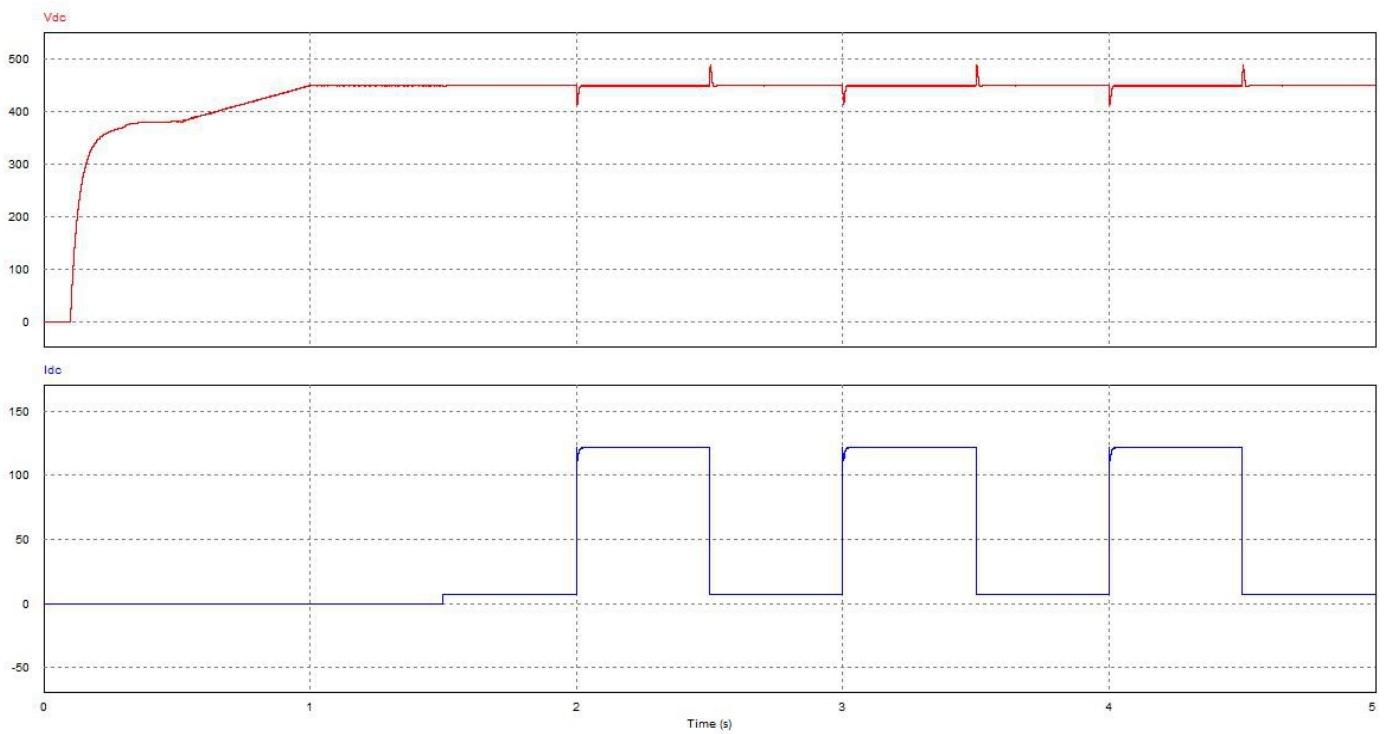


Figura 72: Respuesta ante escalones de carga de la tensión y corriente en el bus de continua

Se observa que la respuesta que tiene el sistema en el bus de continua al aplicarle escalones de carga del 95% es muy estable.

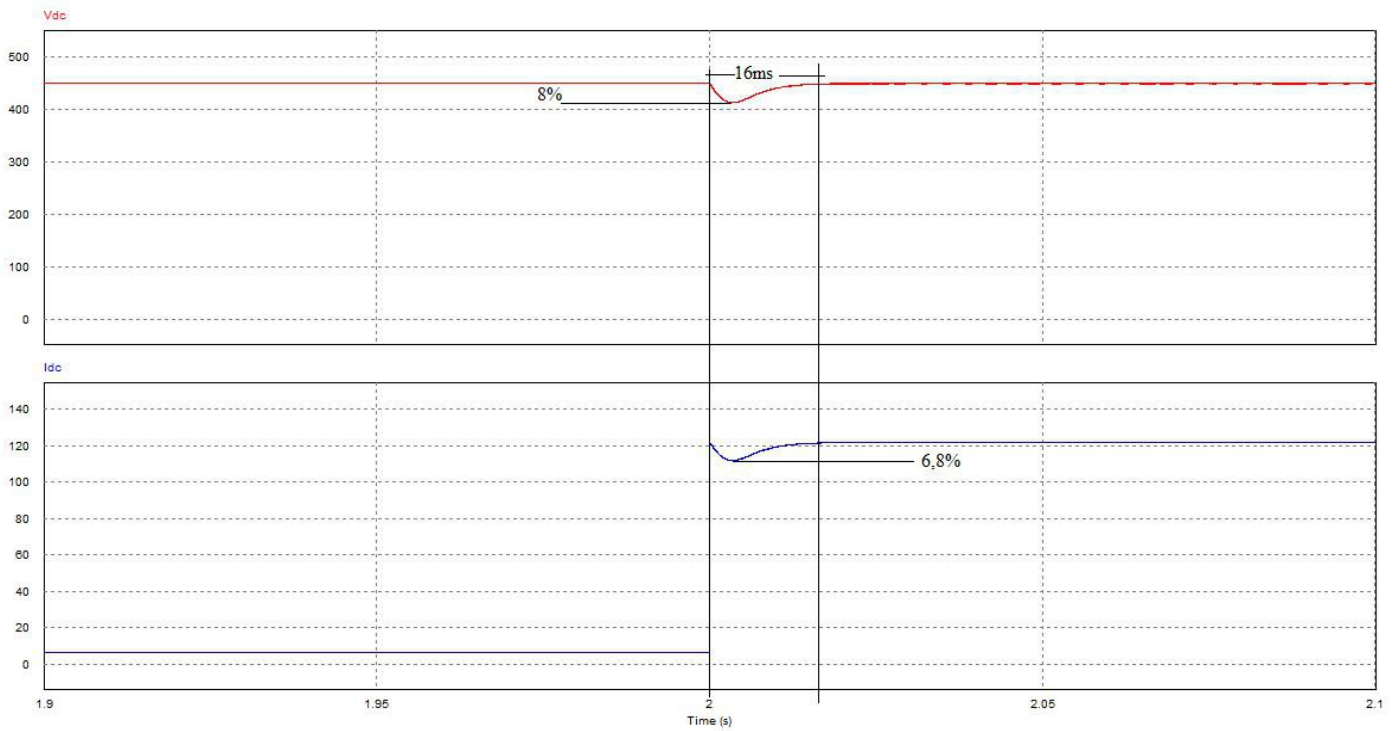


Figura 73: Respuesta de la tensión y corriente en el bus de continua ante un aumento de la carga en un 95%

Cuando se produce un aumento de la carga del 95%, el sistema tarda en estabilizarse unos 16 ms. Se puede observar que en la tensión se produce una pequeña caída de tensión del 8%. La corriente también tiene un pequeño descenso del 6,8% una vez que se ha producido el cambio de carga.

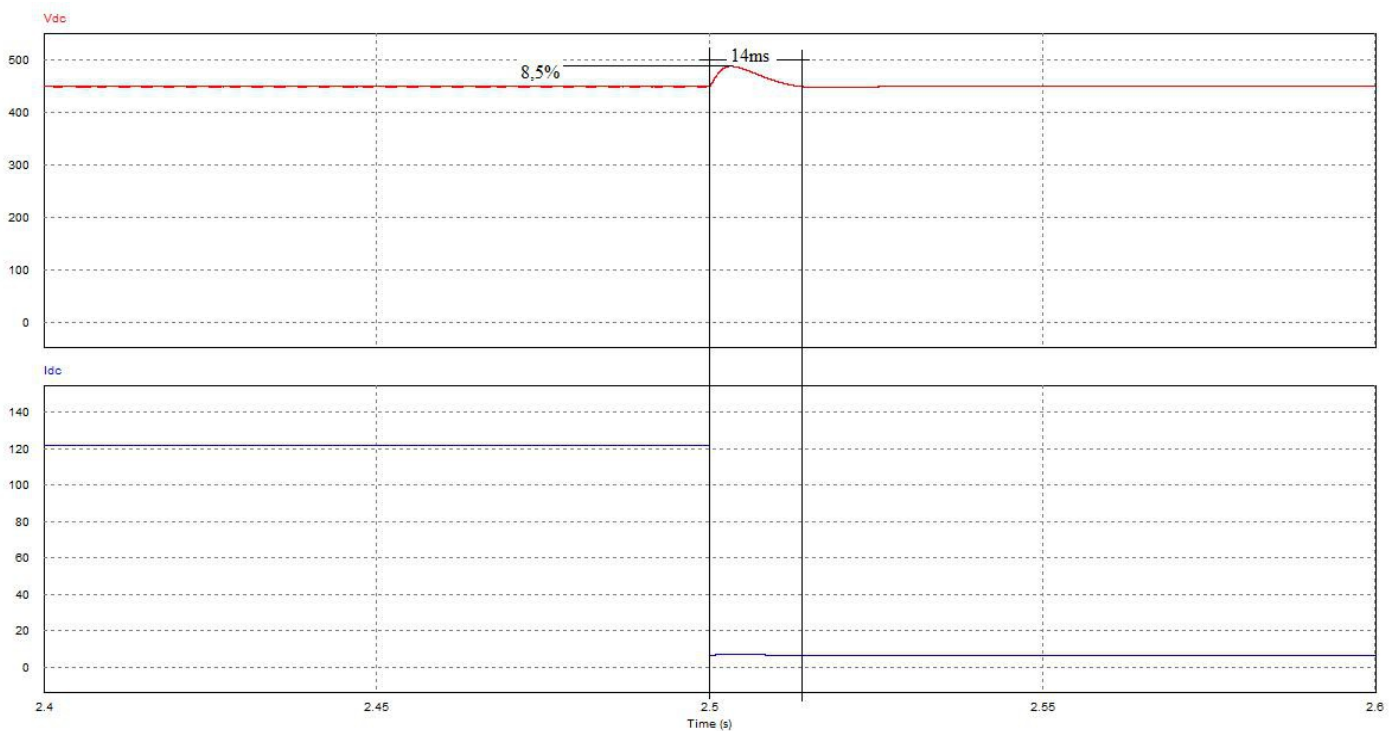


Figura 74: Respuesta de la tensión y corriente en el bus de continua ante una reducción de la carga en un 95%

Cuando se produce una reducción de la carga del 95%, el sistema tarda en estabilizarse unos 14 ms. Se puede observar que en la tensión se produce un pequeño pico del 8,5%. La corriente apenas varía una vez se ha producido el cambio de carga.

### 4.5.3 Conclusiones

De los resultados obtenidos se puede deducir que en cuanto a lo que respecta a la salida del convertidor, éste se comporta de una manera muy estable, tanto en régimen estacionario como frente a variaciones de carga.

Se puede apreciar que los tiempos de estabilización de la tensión y corriente en el bus de continua se asemejan a los tiempo de estabilización de la corriente a la entrada del convertidor.

## 4.6 MEDICIÓN DE LAS CORRIENTES EN EL MARCO DE REFERENCIA SÍNCRONO

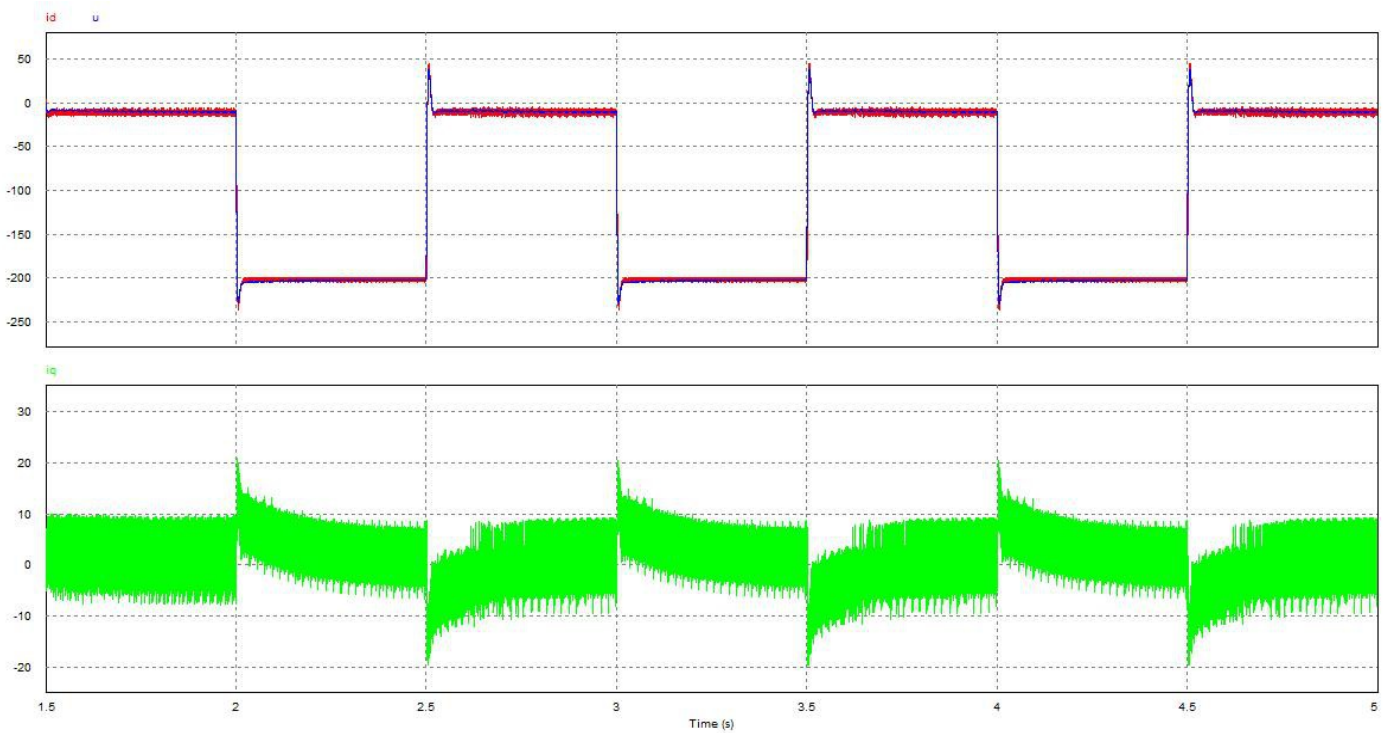


Figura 75: Respuesta de  $i_d$  e  $i_q$  ante variaciones de carga

Se puede apreciar el buen seguimiento de las consignas que tienen las corrientes dentro del marco de referencia síncrono.

## 4.7 MEDIDA DEL THDi, DEL DPF Y DEL PF

### 4.7.1 Mediciones

Para verificar el comportamiento del sistema en cuanto a calidad energética, se han realizado diferentes experimentos, en los cuales se han probado diferentes tensiones en el bus de continua (450 V, 550 V, 650 V y 750 V), y para cada tensión se han probado diferentes cargas (3 kW, 10 kW, 20 kW, 30 kW, 40 kW y 55 kW).

Se han realizado mediciones del THDi y del PF utilizando las herramientas que para ello dispone el programa de simulación PSIM. El DPF se ha obtenido aplicando la siguiente expresión:

$$DPF = FP \sqrt{1 + THD_i^2} \quad (64)$$

- Vdc = 450 V
  - P = 3 kW

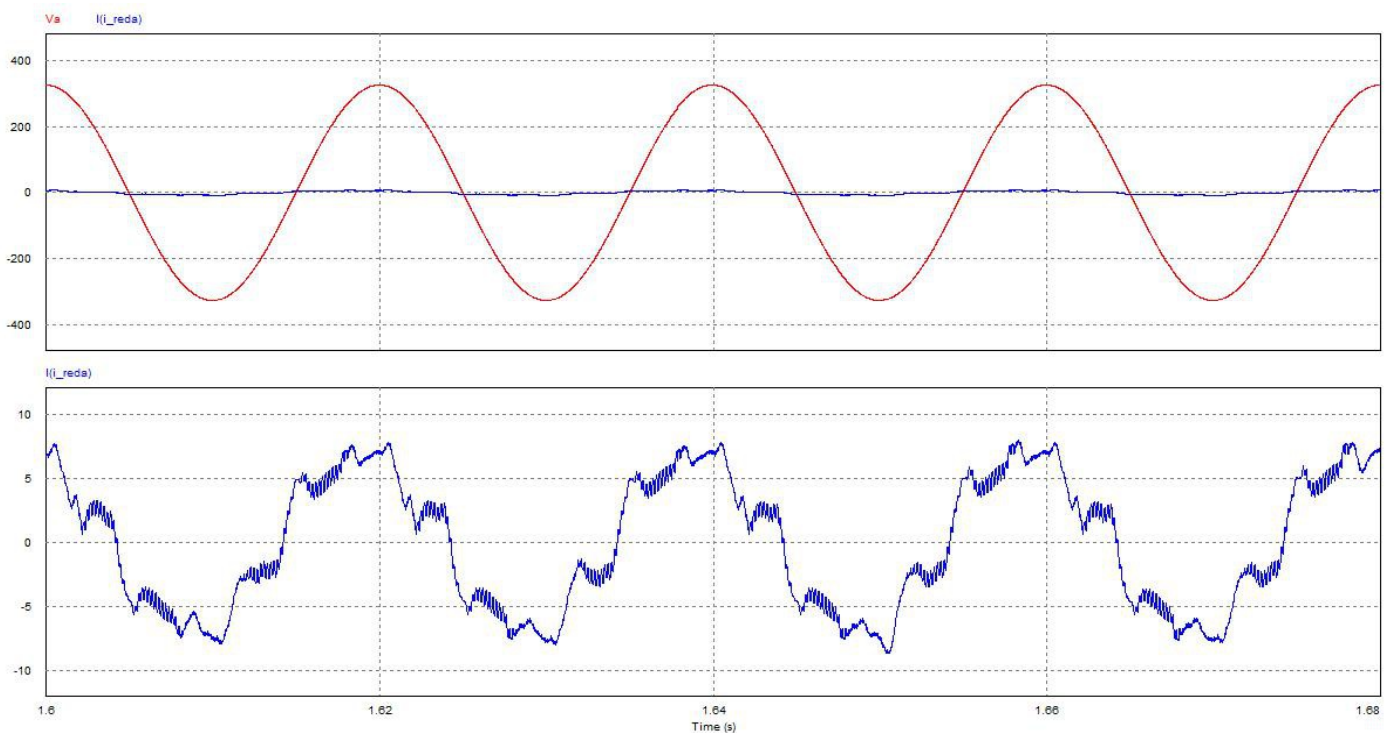


Figura 76: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para Vdc = 450 V y P = 3 kW

Las medidas realizadas son:

- THDi = 0,2429
- DPF = 0,9351
- PF = 0,9087

○  $P = 10 \text{ kW}$

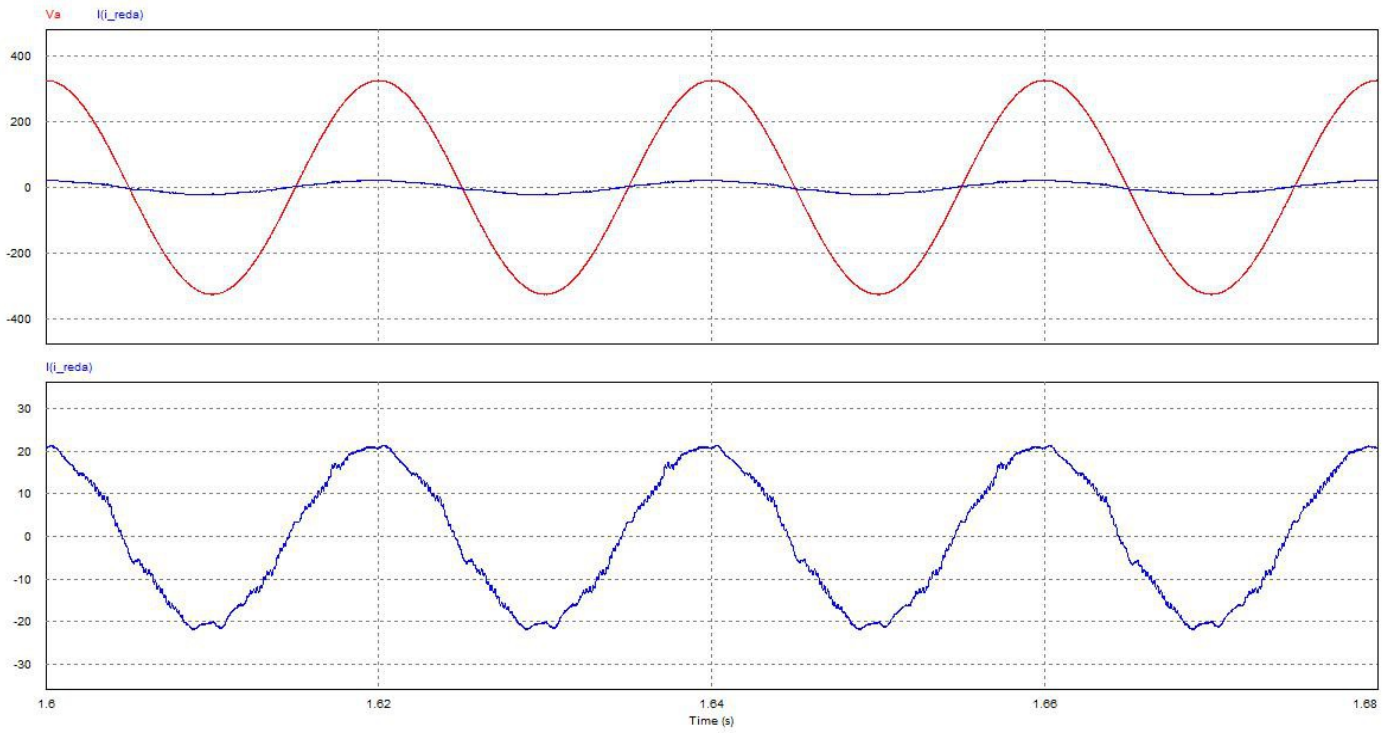


Figura 77: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 450 \text{ V}$  y  $P = 10 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0590$
- $\text{DPF} = 0,9948$
- $\text{PF} = 0,9931$



○  $P = 20 \text{ kW}$

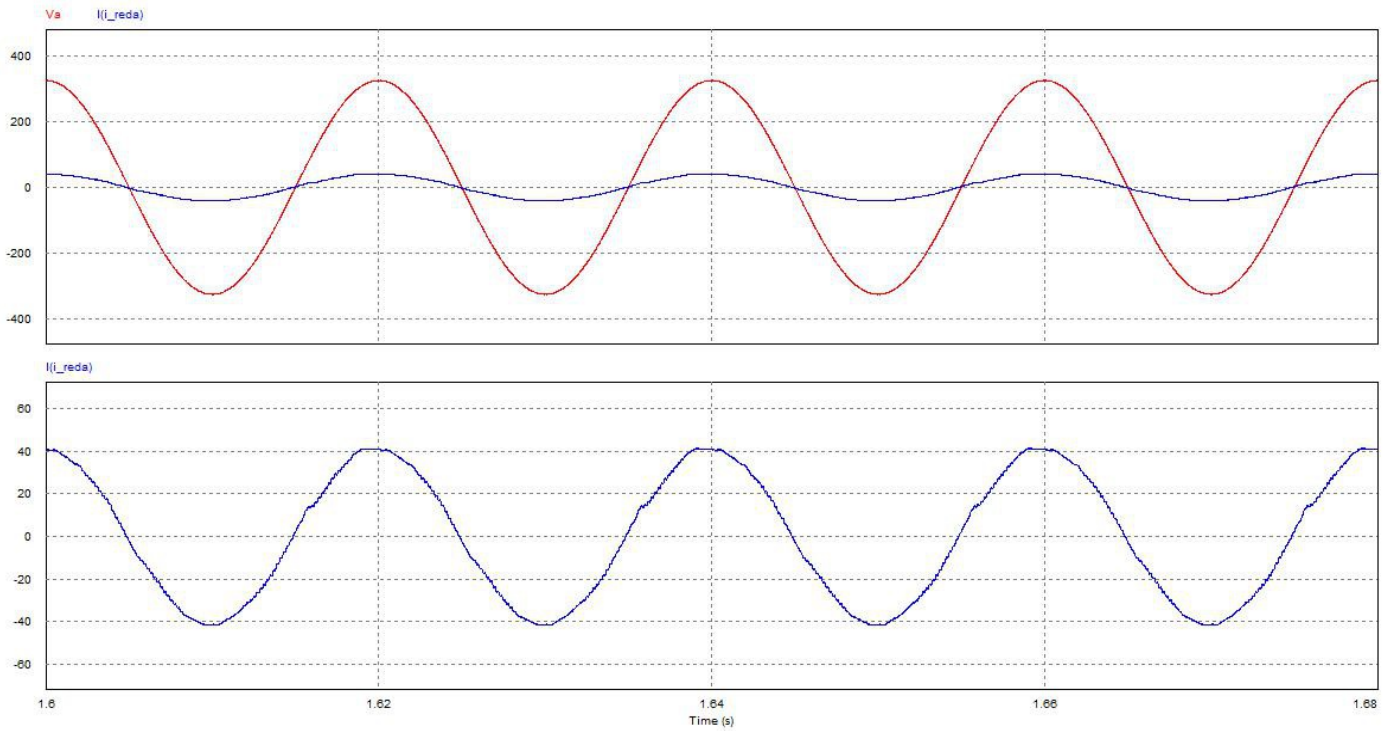


Figura 78: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 450 \text{ V}$  y  $P = 20 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0285$
- $\text{DPF} = 0,9995$
- $\text{PF} = 0,9991$

○  $P = 30 \text{ kW}$

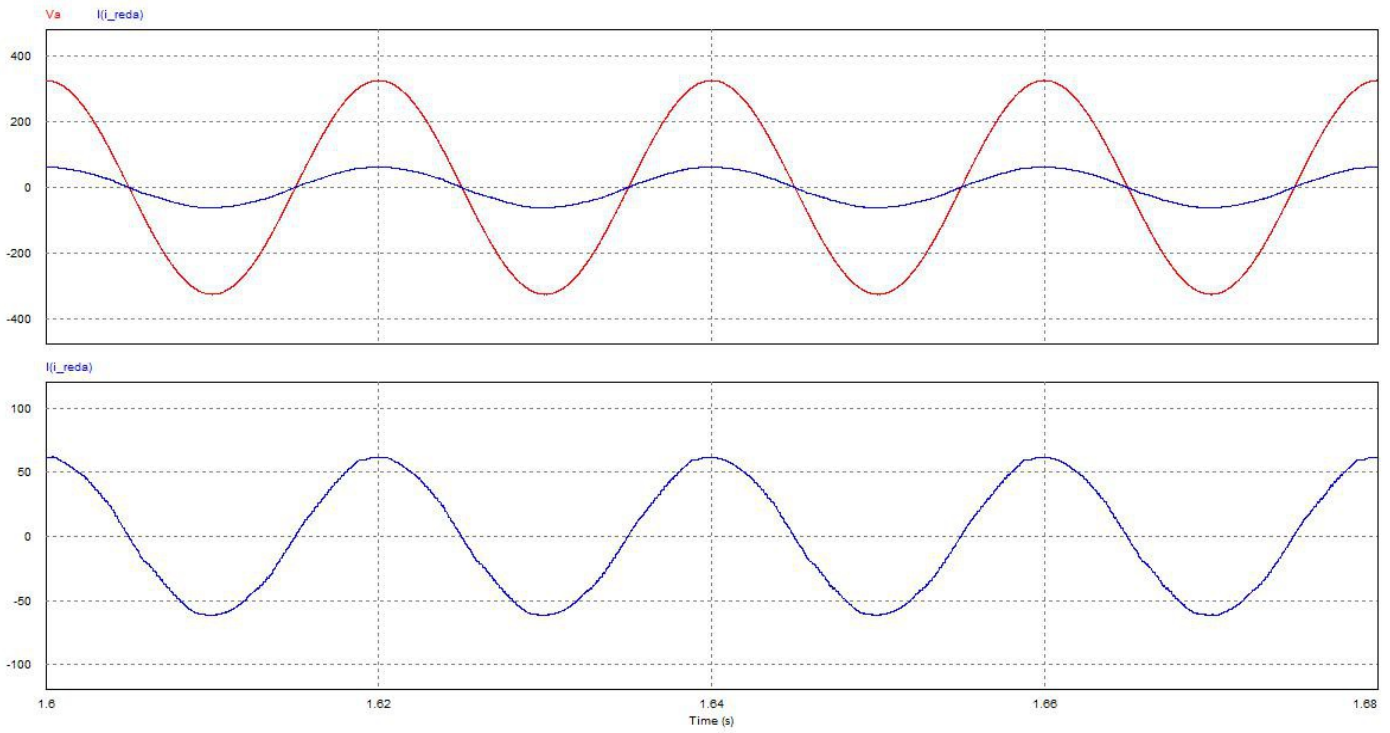


Figura 79: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 450 \text{ V}$  y  $P = 30 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0195$
- $\text{DPF} = 1,0000$
- $\text{PF} = 0,9998$

○  $P = 40 \text{ kW}$

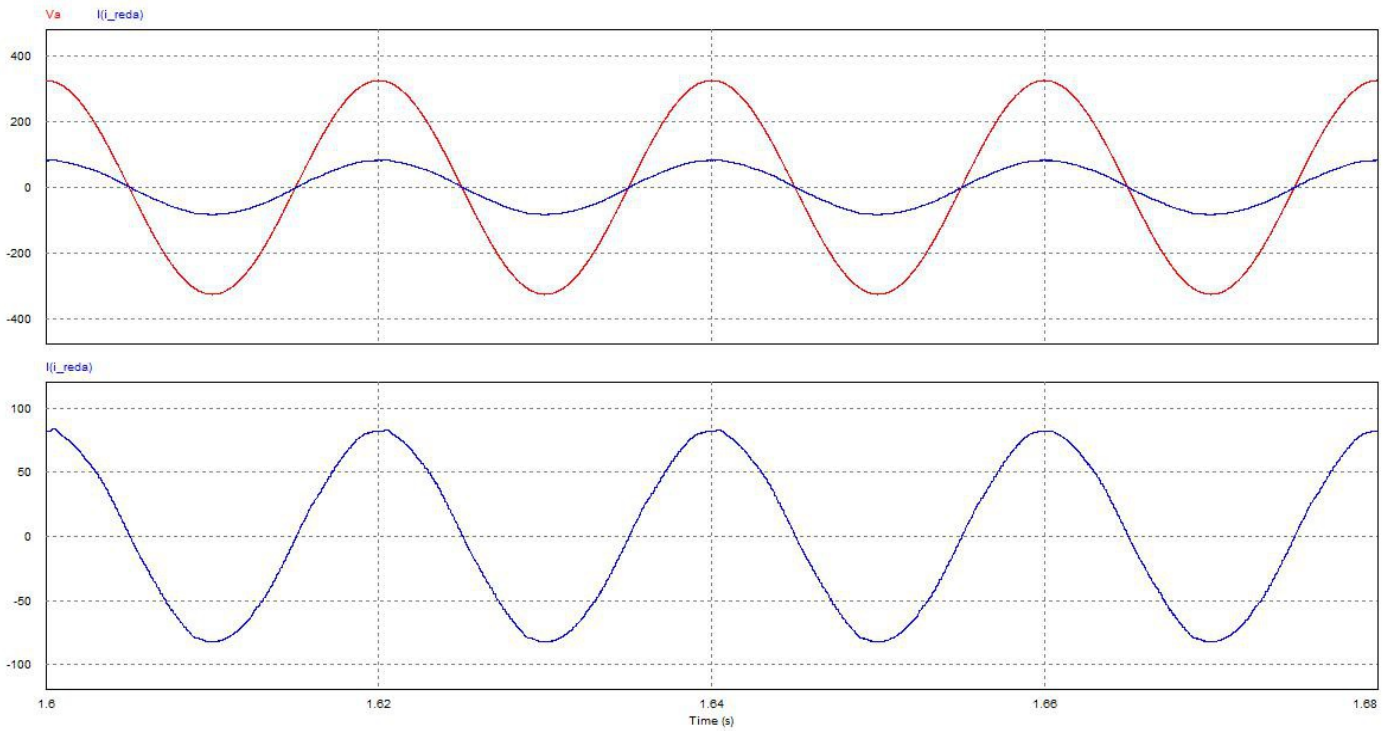


Figura 80: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 450 \text{ V}$  y  $P = 40 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0134$
- $\text{DPF} = 0,9998$
- $\text{PF} = 0,9997$

○  $P = 55 \text{ kW}$

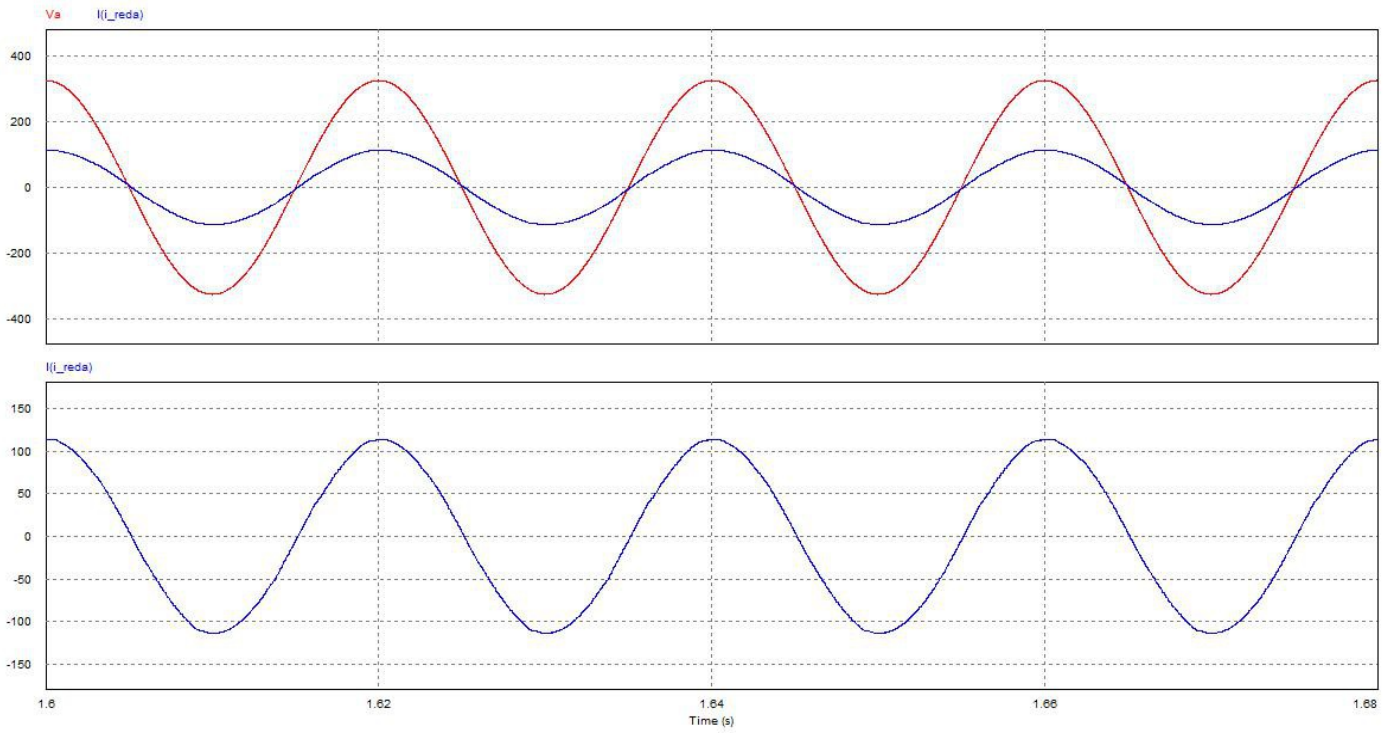


Figura 81: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 450 \text{ V}$  y  $P = 55 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0101$
- $\text{DPF} = 0,9991$
- $\text{PF} = 0,9990$

- $V_{dc} = 550 \text{ V}$
- $P = 3 \text{ kW}$

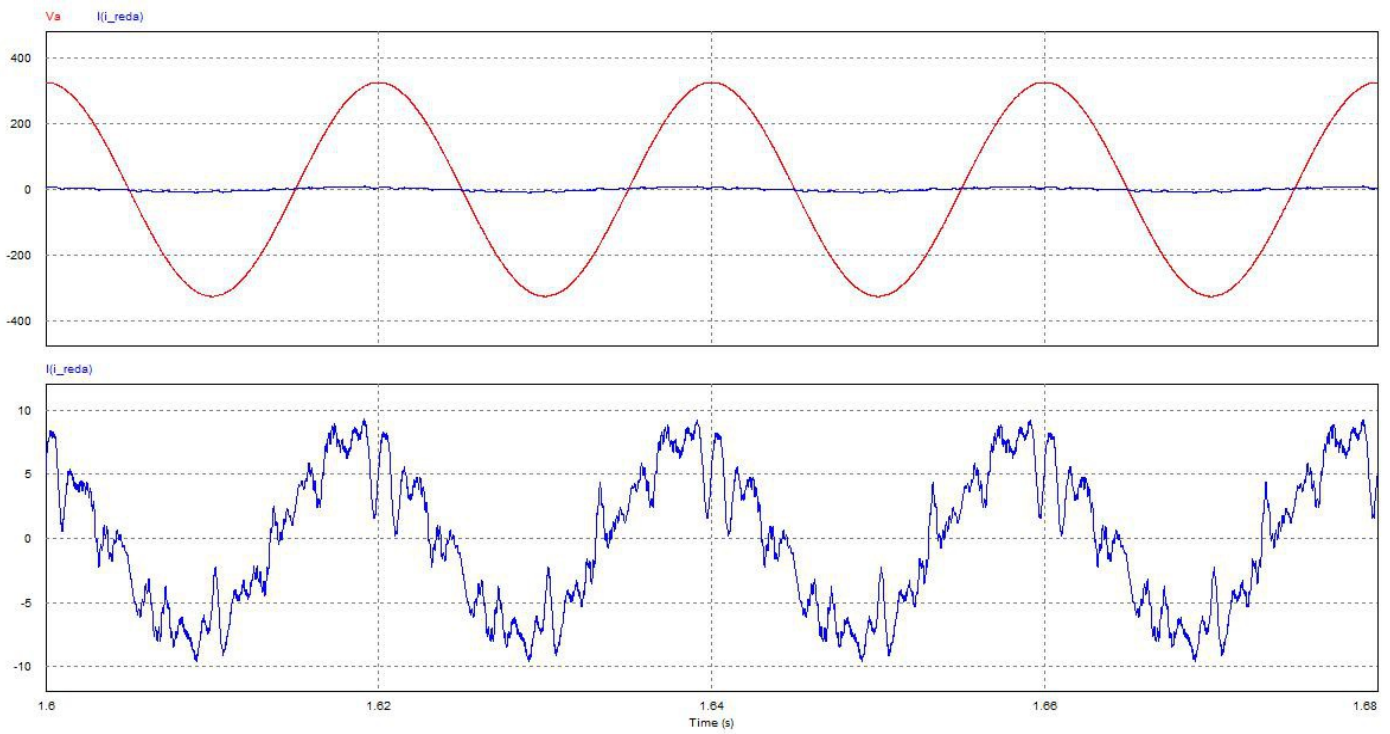


Figura 82: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 3 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,3142$
- $\text{DPF} = 0,9120$
- $\text{PF} = 0,8701$

○  $P = 10 \text{ kW}$

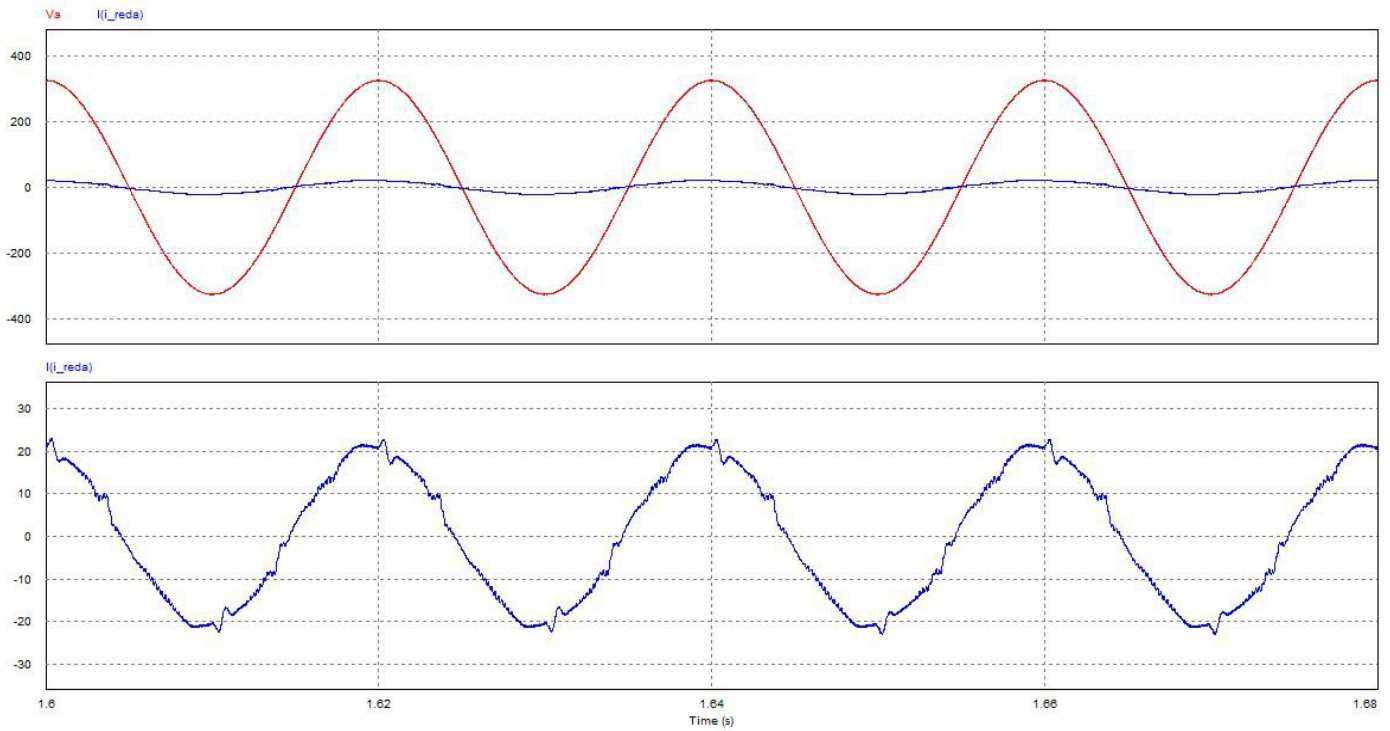


Figura 83: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 10 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0624$
- $\text{DPF} = 0,9944$
- $\text{PF} = 0,9925$

○  $P = 20 \text{ kW}$

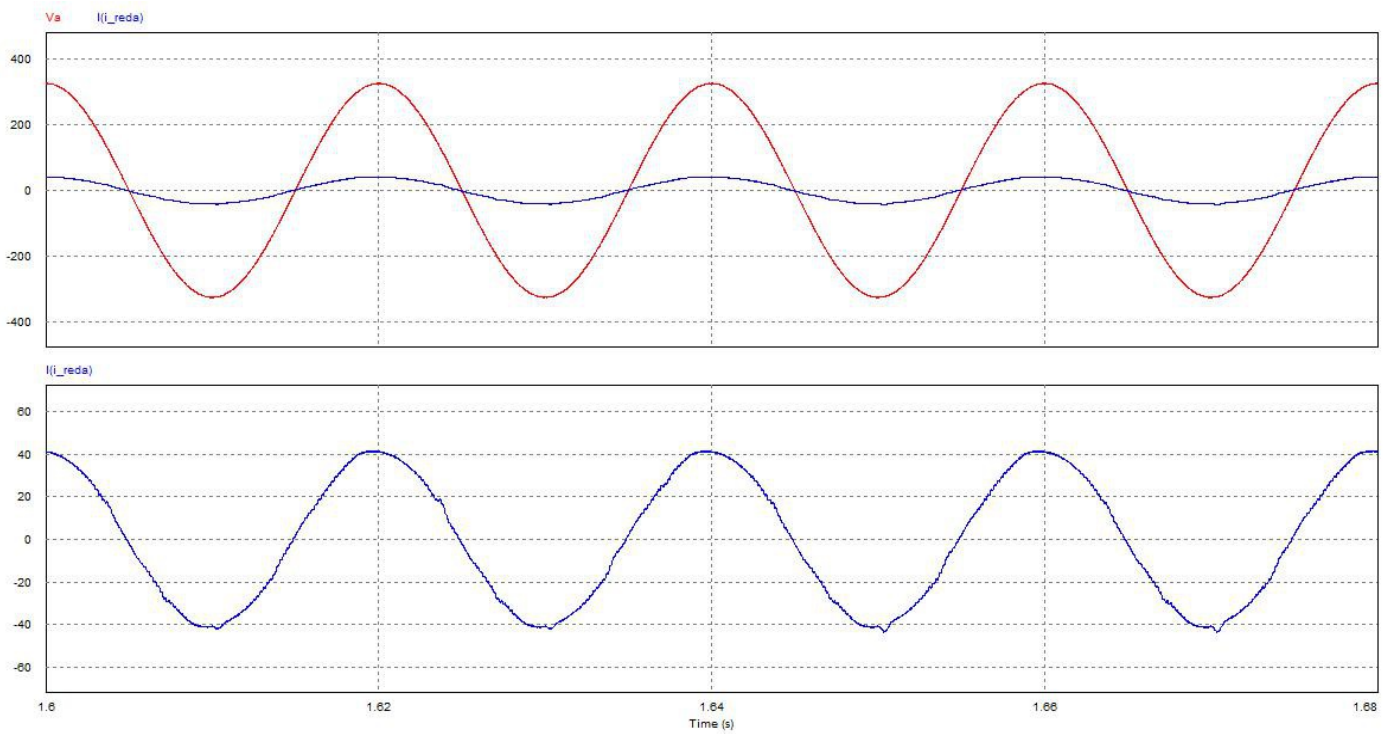


Figura 84: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 20 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0257$
- $\text{DPF} = 0,9995$
- $\text{PF} = 0,9992$



○  $P = 30 \text{ kW}$

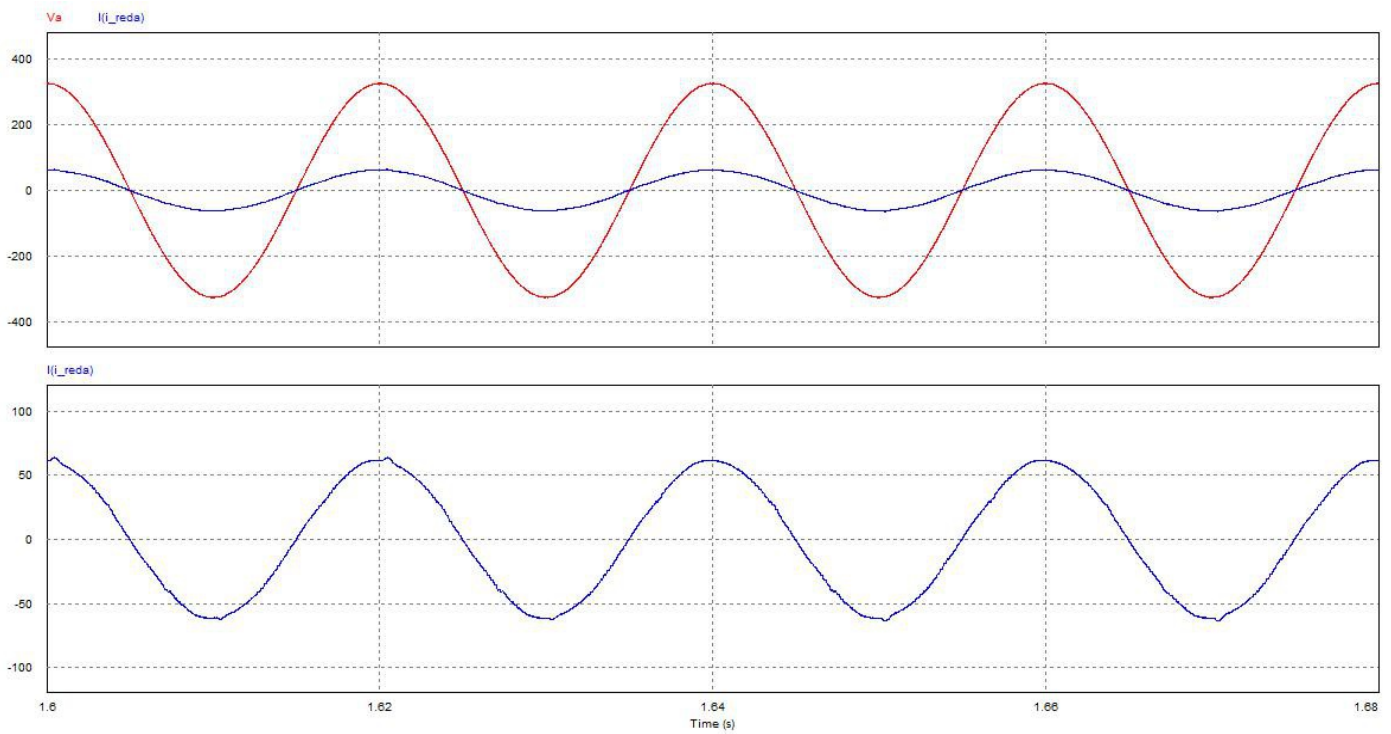


Figura 85: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 30 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0161$
- $\text{DPF} = 0,9999$
- $\text{PF} = 0,9998$

○  $P = 40 \text{ kW}$

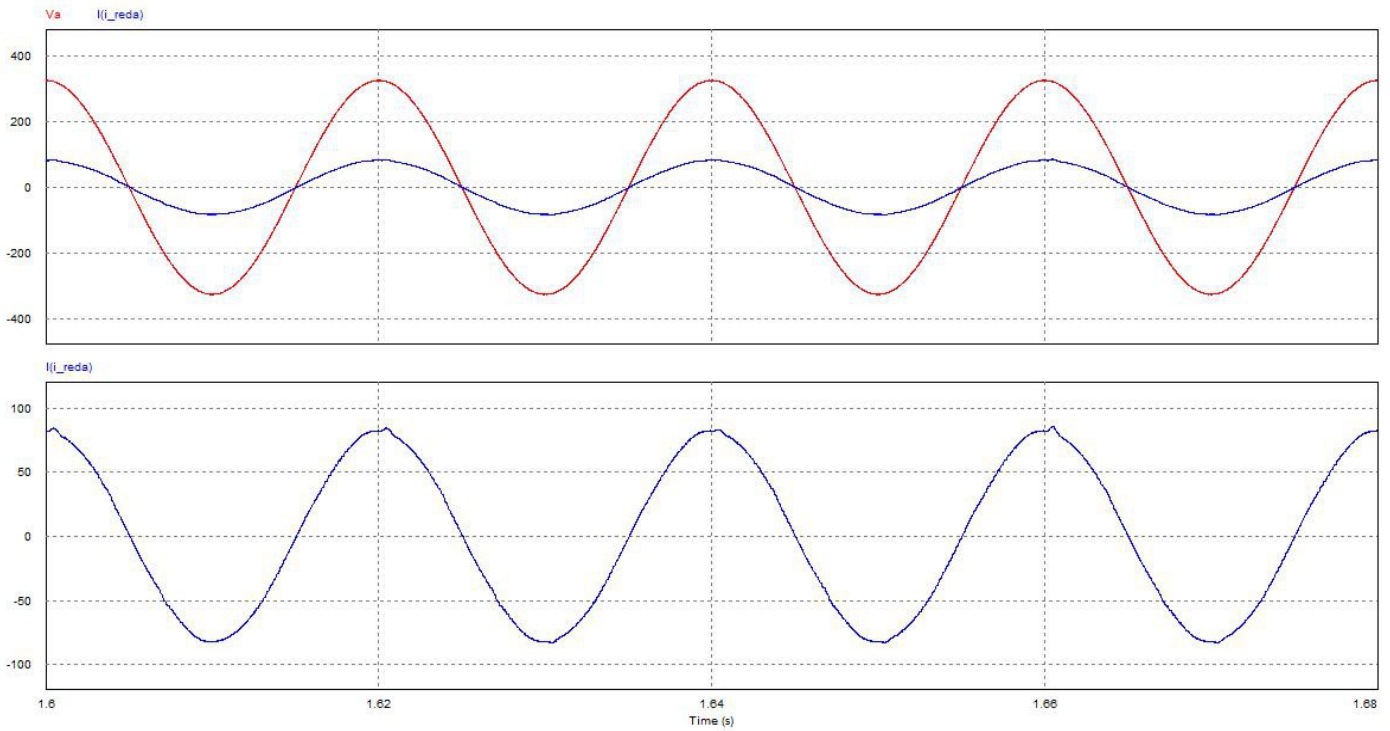


Figura 86: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 40 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0140$
- $\text{DPF} = 0,9998$
- $\text{PF} = 0,9997$

○  $P = 55 \text{ kW}$

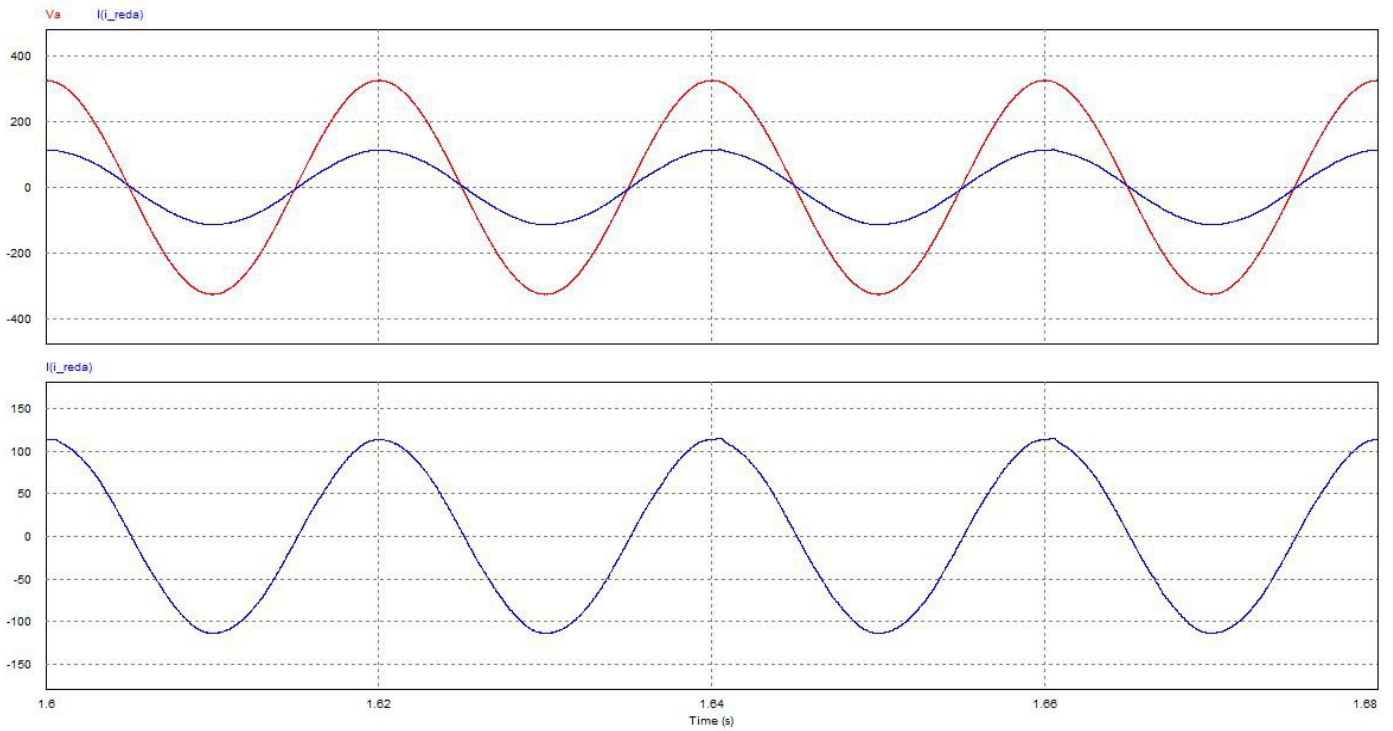


Figura 87: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 55 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0084$
- $\text{DPF} = 0,9991$
- $\text{PF} = 0,9991$

- $V_{dc} = 650 \text{ V}$
- $P = 3 \text{ kW}$

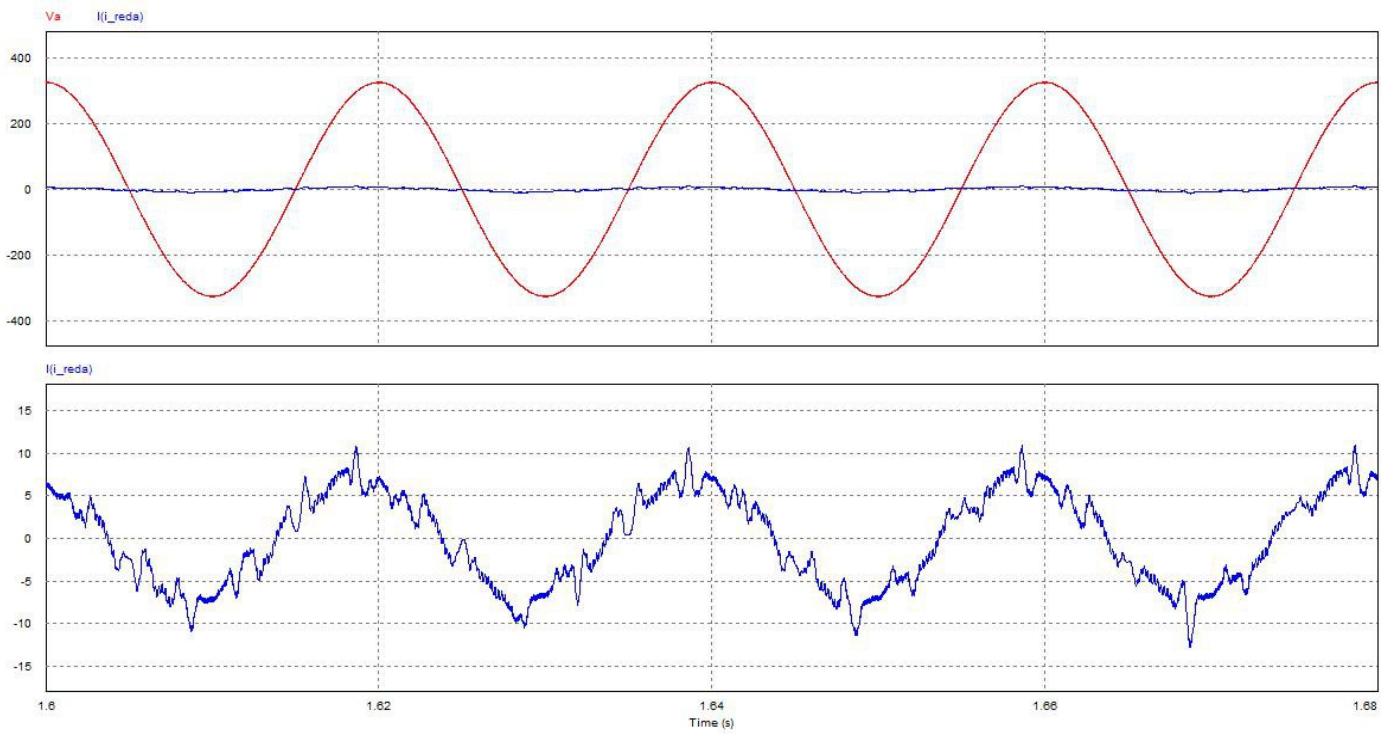


Figura 88: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 650 \text{ V}$  y  $P = 3 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $THDi = 0,2300$
- $DPF = 0,9260$
- $PF = 0,9024$

○  $P = 10 \text{ kW}$

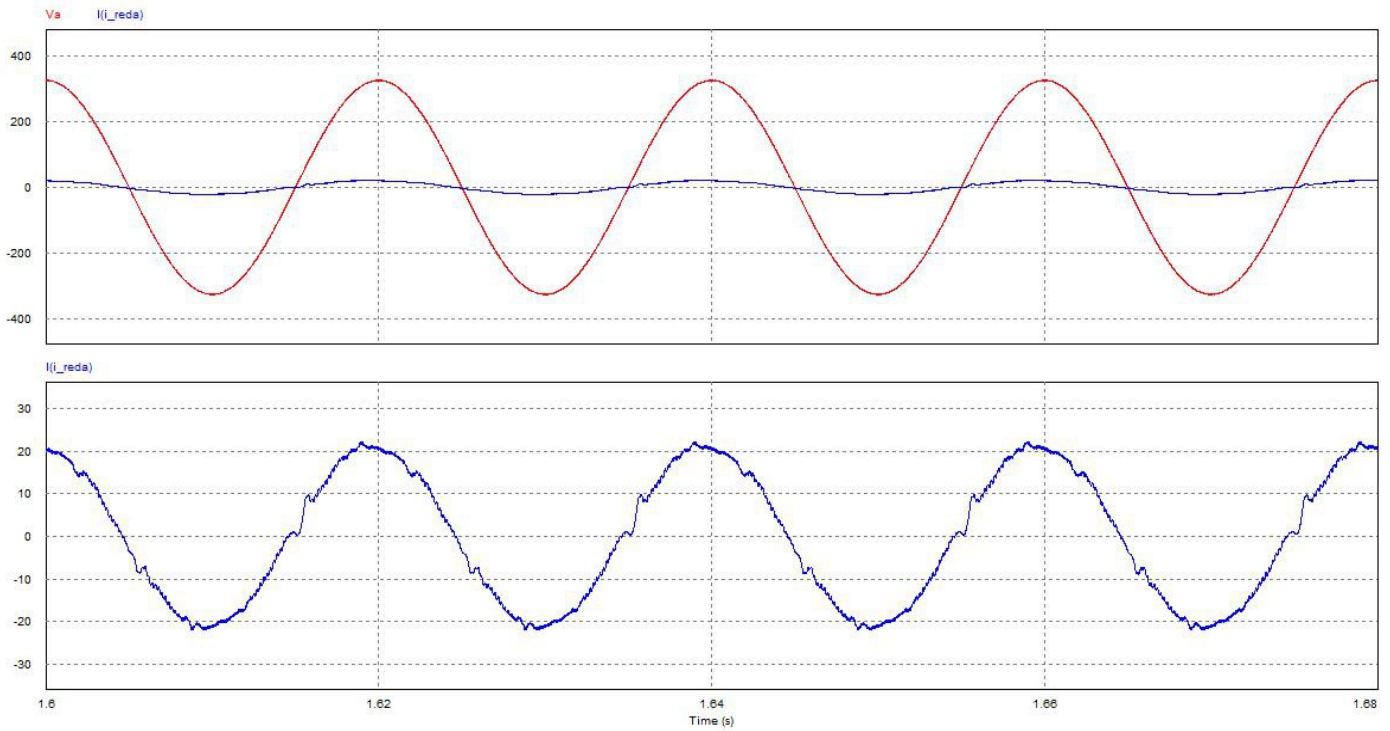


Figura 89: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 650 \text{ V}$  y  $P = 10 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0540$
- $\text{DPF} = 0,9938$
- $\text{PF} = 0,9924$

○  $P = 20 \text{ kW}$

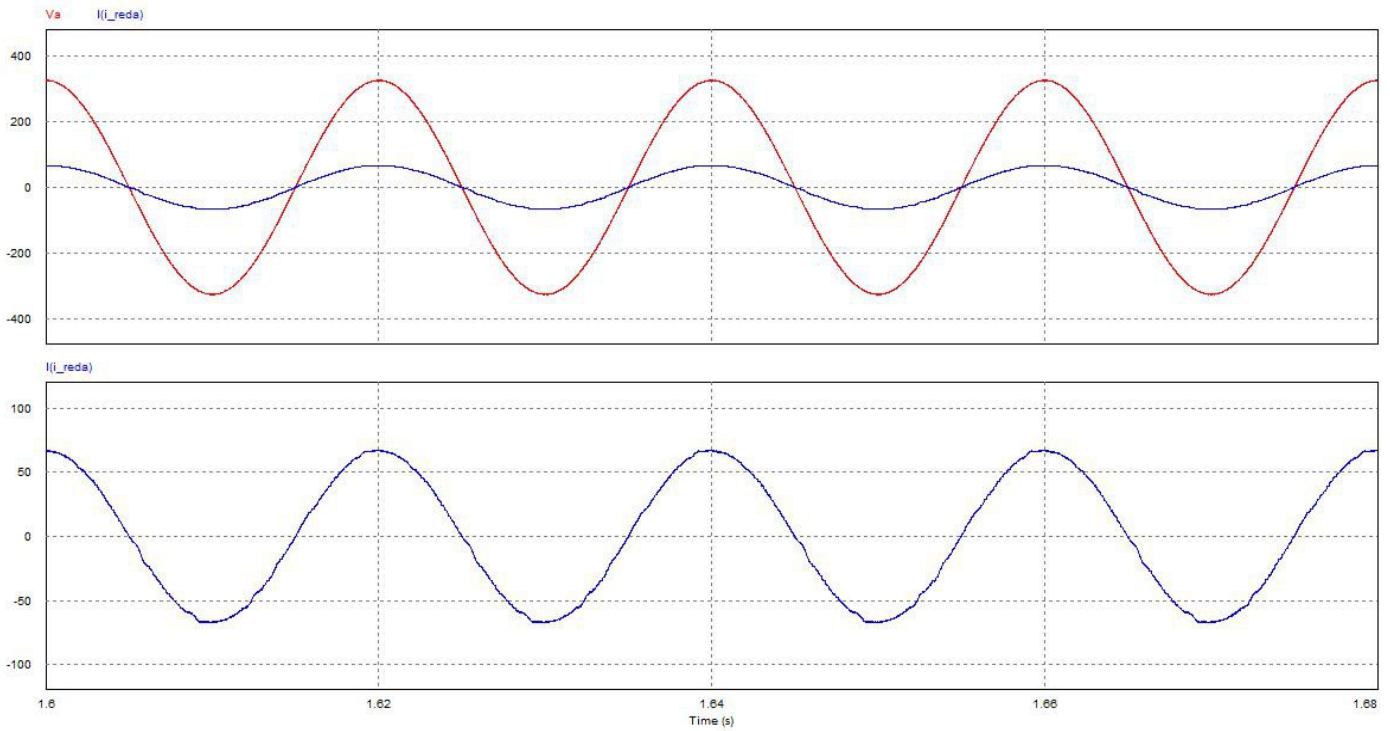


Figura 90: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 650 \text{ V}$  y  $P = 20 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0157$
- $\text{DPF} = 1,0000$
- $\text{PF} = 0,9999$



○  $P = 30 \text{ kW}$

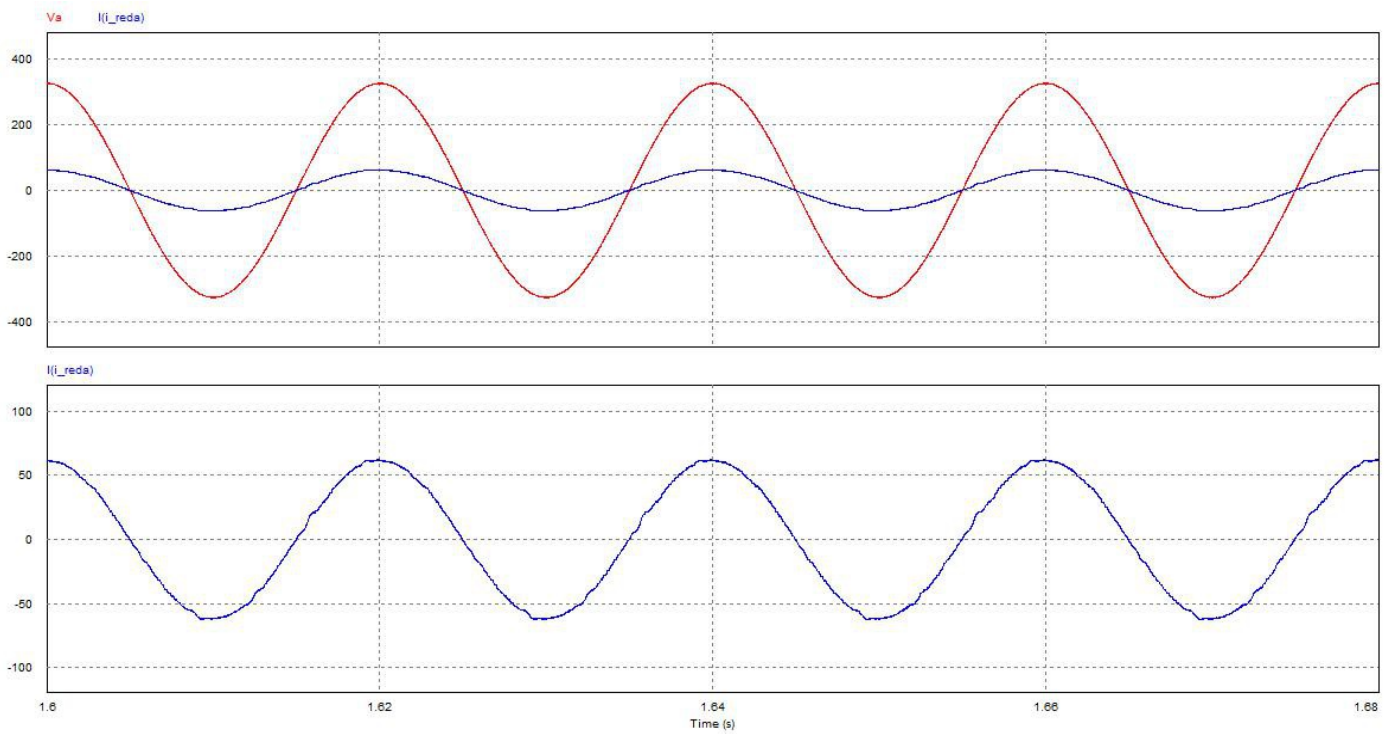


Figura 91: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 650 \text{ V}$  y  $P = 30 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0177$
- $\text{DPF} = 1,0000$
- $\text{PF} = 0,9998$

○  $P = 40 \text{ kW}$

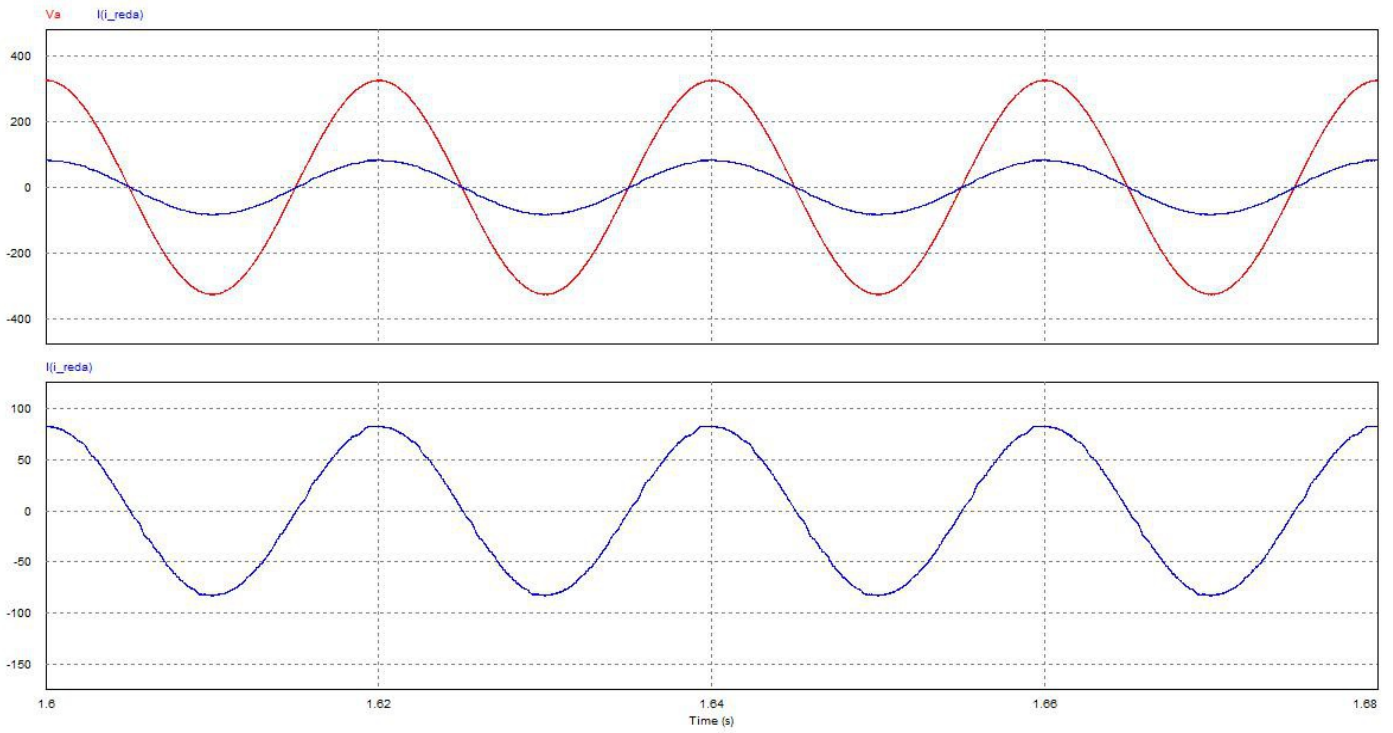


Figura 92: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 650 \text{ V}$  y  $P = 40 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0124$
- $\text{DPF} = 0,9998$
- $\text{PF} = 0,9997$

○  $P = 55 \text{ kW}$

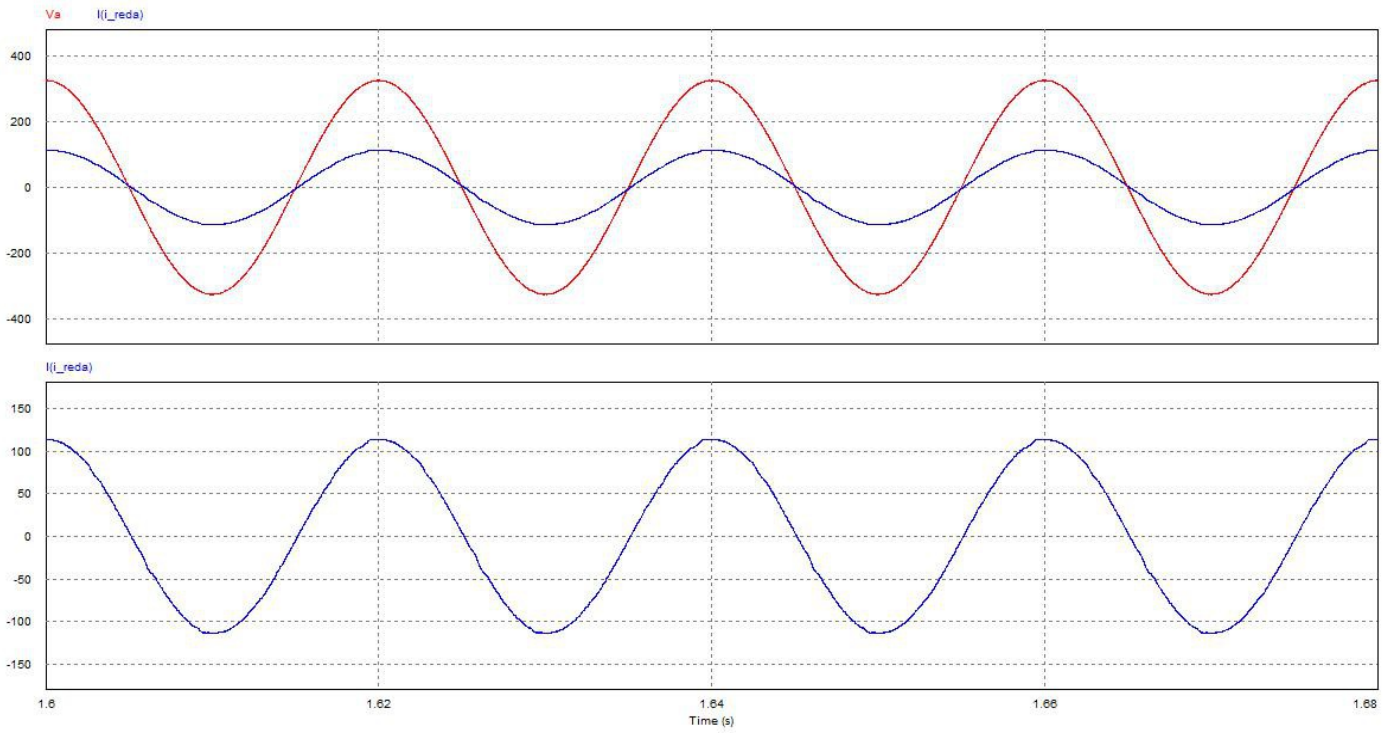


Figura 93: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 650 \text{ V}$  y  $P = 55 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0094$
- $\text{DPF} = 0,9991$
- $\text{PF} = 0,9991$

- $V_{dc} = 750 \text{ V}$
- $P = 3 \text{ kW}$

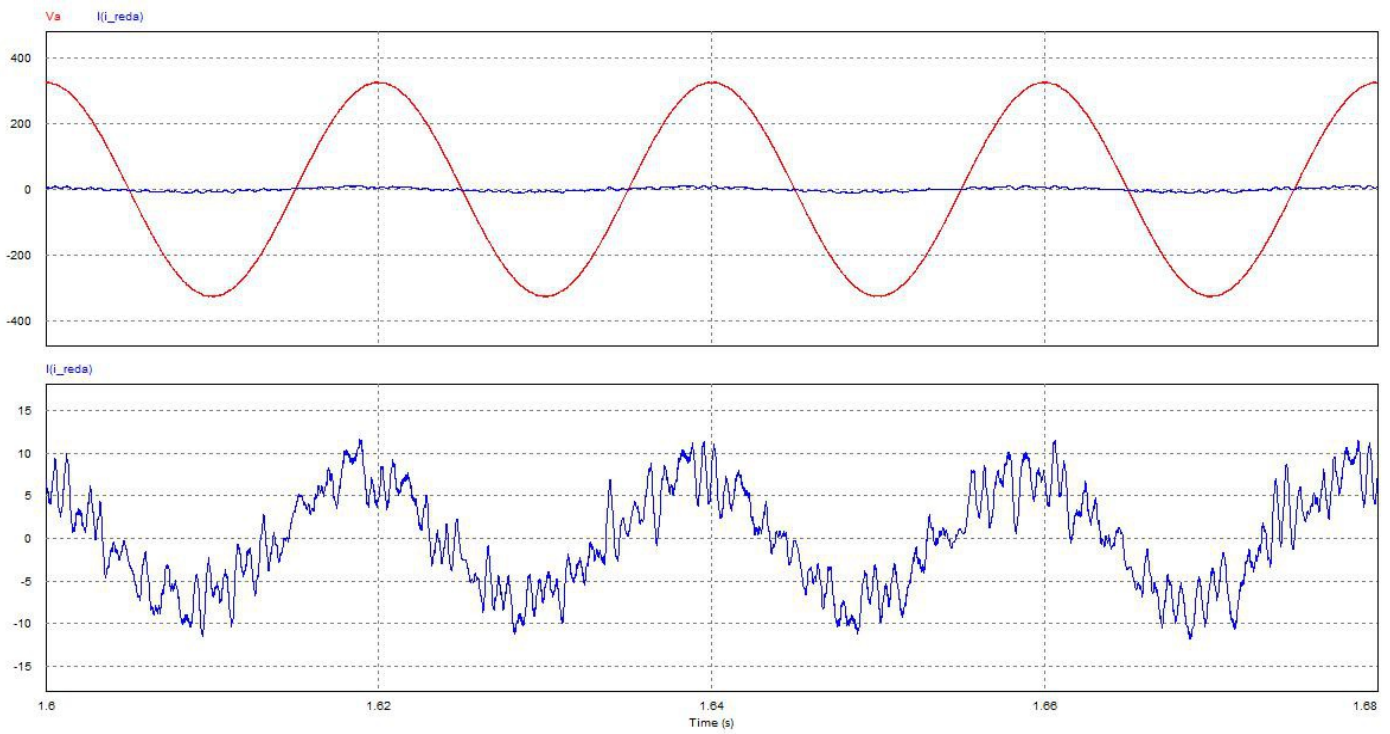


Figura 94: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 750 \text{ V}$  y  $P = 3 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $THDi = 0,4162$
- $DPF = 0,9358$
- $PF = 0,8640$

○  $P = 10 \text{ kW}$

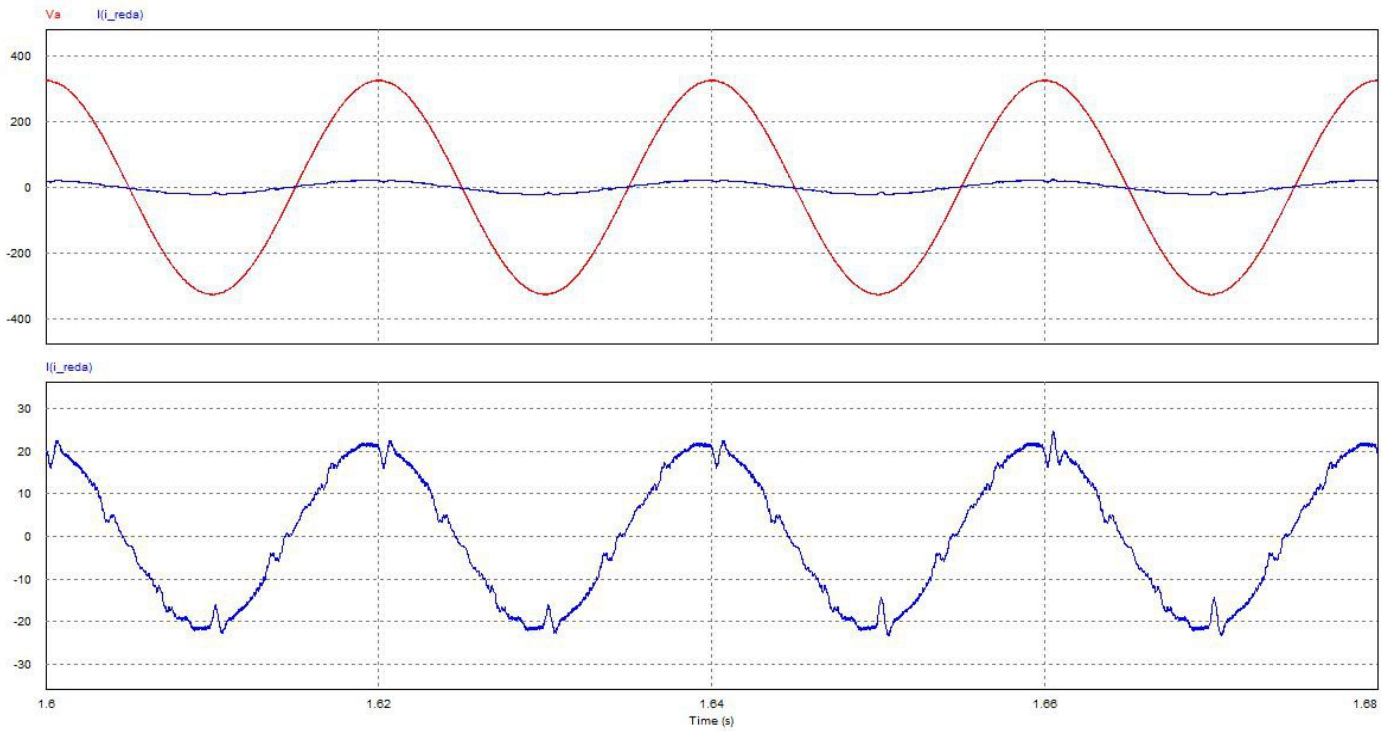


Figura 95: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 750 \text{ V}$  y  $P = 10 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0844$
- $\text{DPF} = 0,9936$
- $\text{PF} = 0,9901$

○  $P = 20 \text{ kW}$

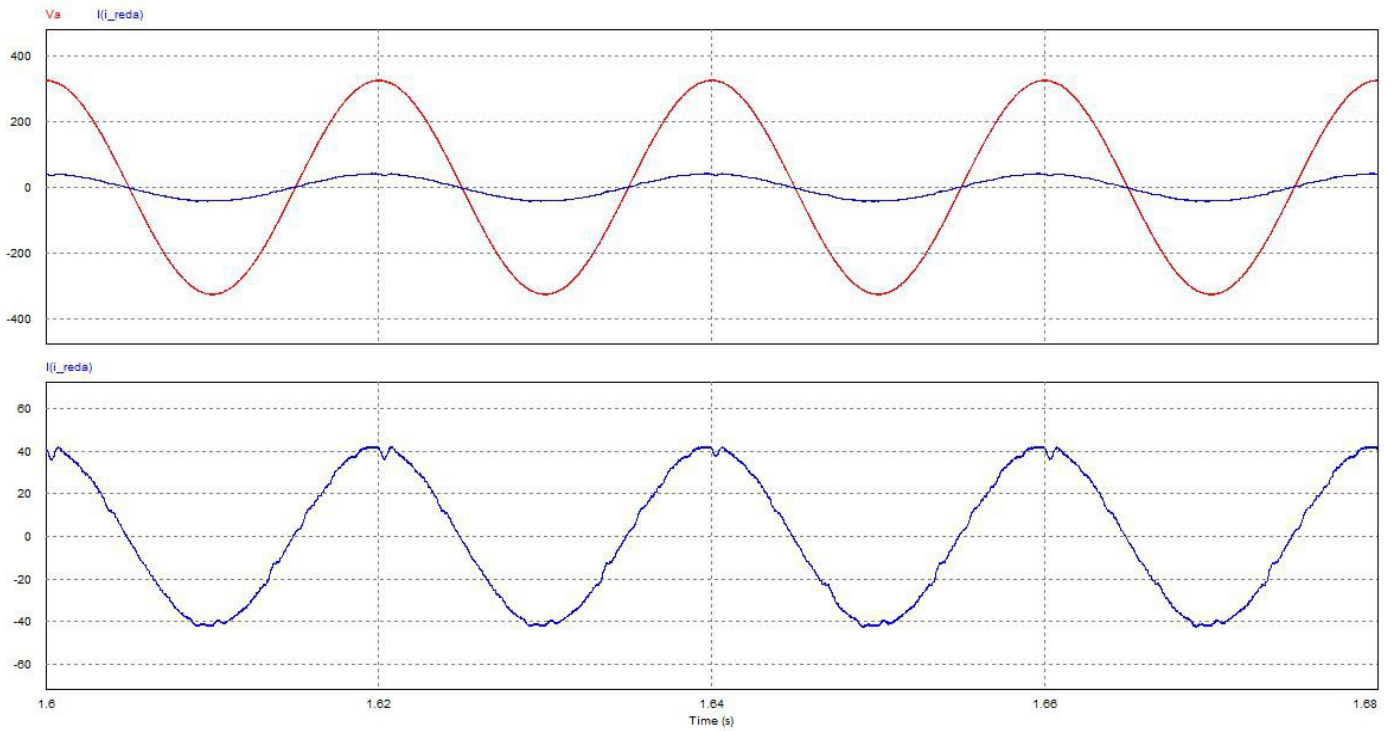


Figura 96: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 750 \text{ V}$  y  $P = 20 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0329$
- $\text{DPF} = 0,9993$
- $\text{PF} = 0,9988$



○  $P = 30 \text{ kW}$

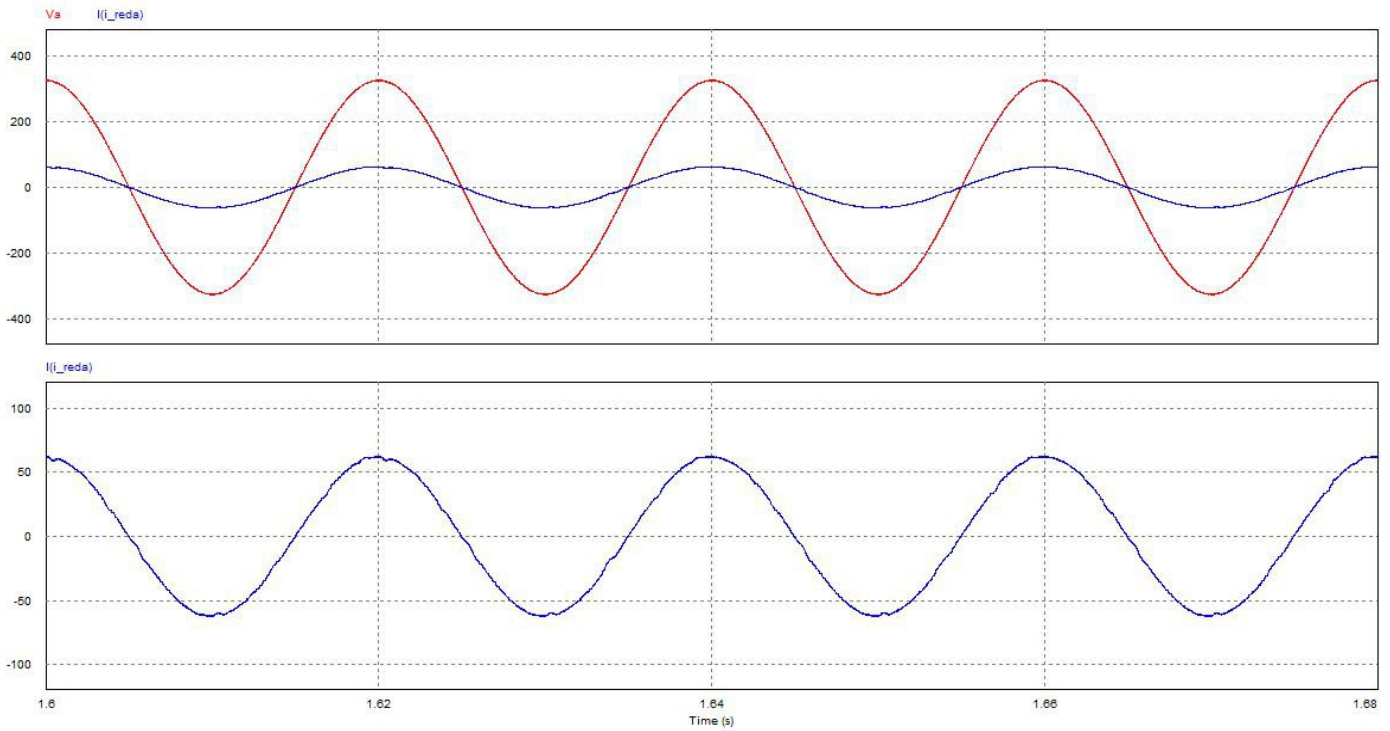


Figura 97: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 750 \text{ V}$  y  $P = 30 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0154$
- $\text{DPF} = 0,9999$
- $\text{PF} = 0,9998$

○  $P = 40 \text{ kW}$

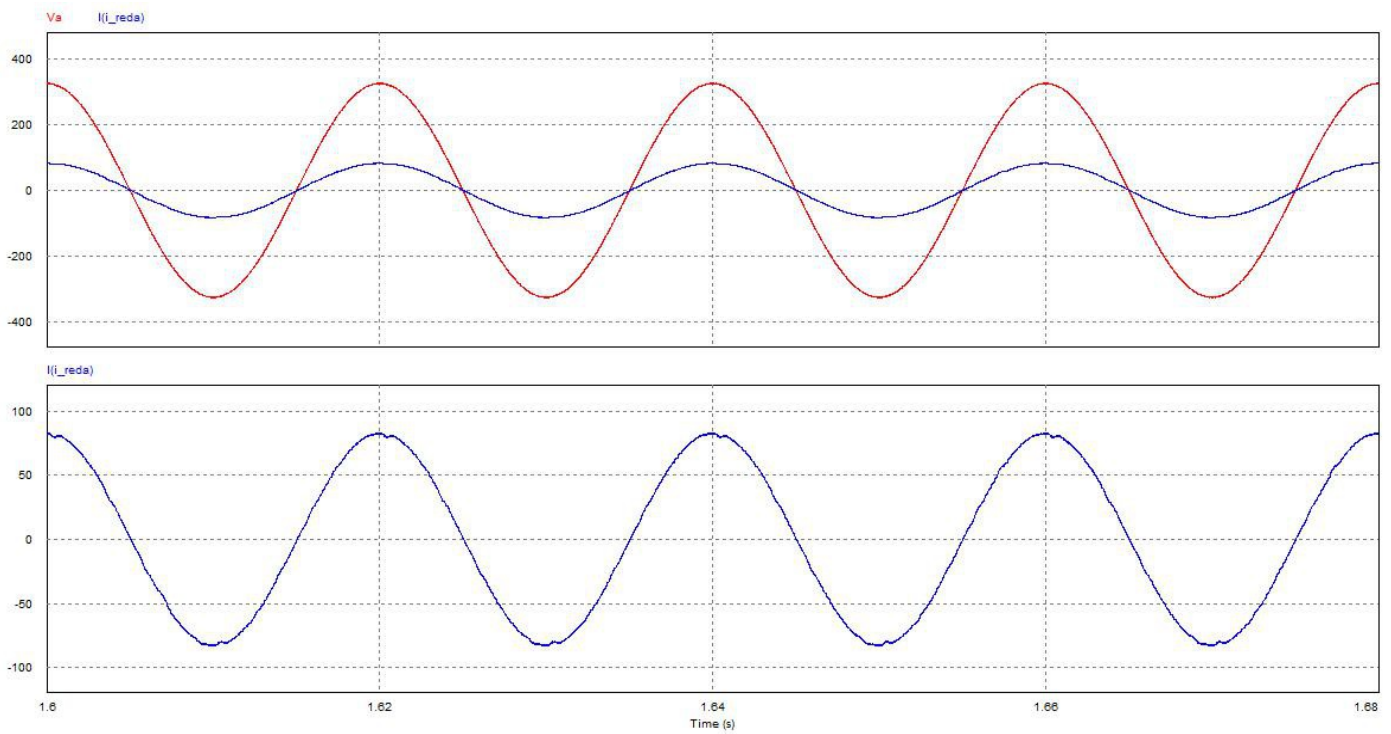


Figura 98: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 750 \text{ V}$  y  $P = 40 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0107$
- $\text{DPF} = 0,9999$
- $\text{PF} = 0,9998$

○  $P = 55 \text{ kW}$

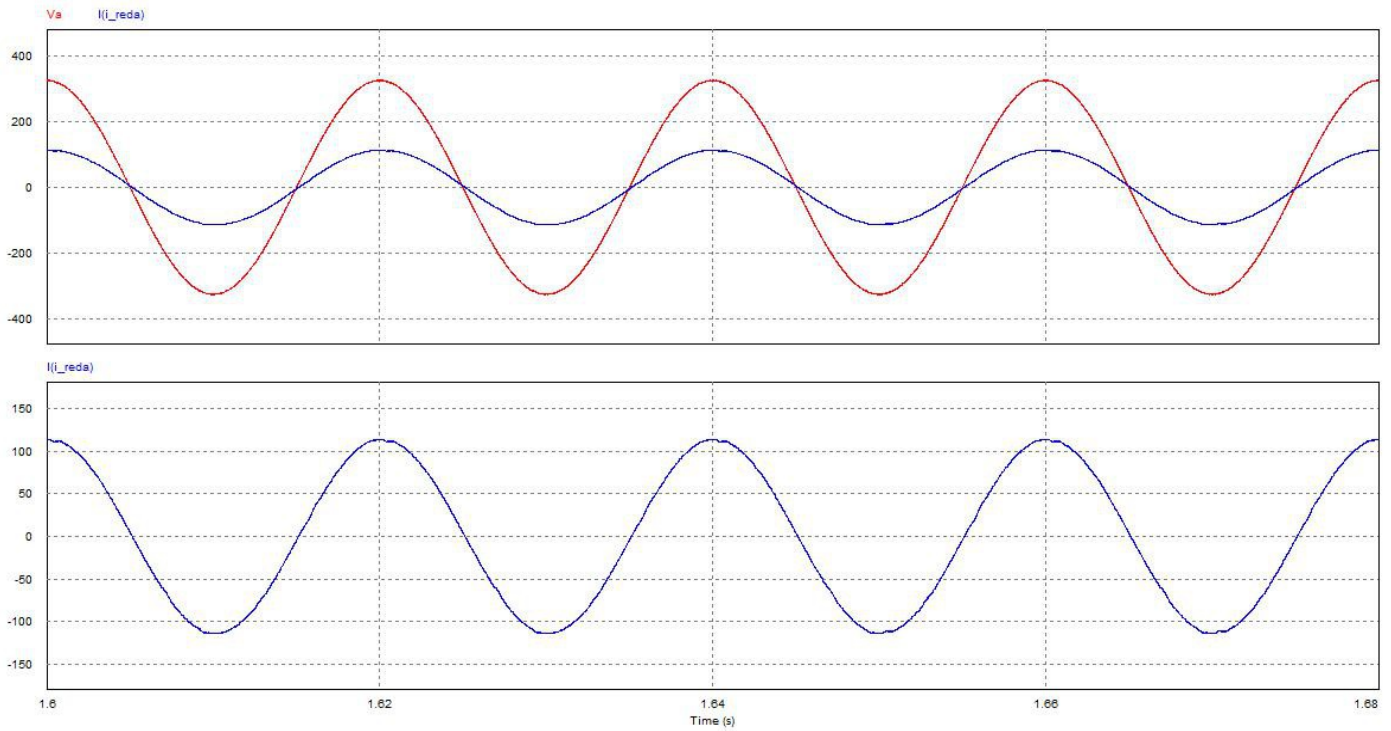


Figura 99: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 750 \text{ V}$  y  $P = 55 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0079$
- $\text{DPF} = 0,9992$
- $\text{PF} = 0,9992$

### 4.7.2 Conclusiones

Si analizamos los resultados en su conjunto:

| V   | P(kW) | THDi   | PF     | DPF    |
|-----|-------|--------|--------|--------|
| 450 | 3     | 0,2429 | 0,9087 | 0,9351 |
|     | 10    | 0,0590 | 0,9931 | 0,9948 |
|     | 20    | 0,0285 | 0,9991 | 0,9995 |
|     | 30    | 0,0195 | 0,9998 | 1,0000 |
|     | 40    | 0,0134 | 0,9997 | 0,9998 |
|     | 55    | 0,0101 | 0,9990 | 0,9991 |
| 550 | 3     | 0,3142 | 0,8701 | 0,9120 |
|     | 10    | 0,0624 | 0,9925 | 0,9944 |
|     | 20    | 0,0257 | 0,9992 | 0,9995 |
|     | 30    | 0,0161 | 0,9998 | 0,9999 |
|     | 40    | 0,0140 | 0,9997 | 0,9998 |
|     | 55    | 0,0084 | 0,9991 | 0,9991 |
| 650 | 3     | 0,2300 | 0,9024 | 0,9260 |
|     | 10    | 0,0540 | 0,9924 | 0,9938 |
|     | 20    | 0,0157 | 0,9999 | 1,0000 |
|     | 30    | 0,0177 | 0,9998 | 1,0000 |
|     | 40    | 0,0124 | 0,9997 | 0,9998 |
|     | 55    | 0,0094 | 0,9991 | 0,9991 |
| 750 | 3     | 0,4162 | 0,8640 | 0,9358 |
|     | 10    | 0,0844 | 0,9901 | 0,9936 |
|     | 20    | 0,0329 | 0,9988 | 0,9993 |
|     | 30    | 0,0154 | 0,9998 | 0,9999 |
|     | 40    | 0,0107 | 0,9998 | 0,9999 |
|     | 55    | 0,0079 | 0,9992 | 0,9992 |

Tabla 3: Medidas de calidad energética

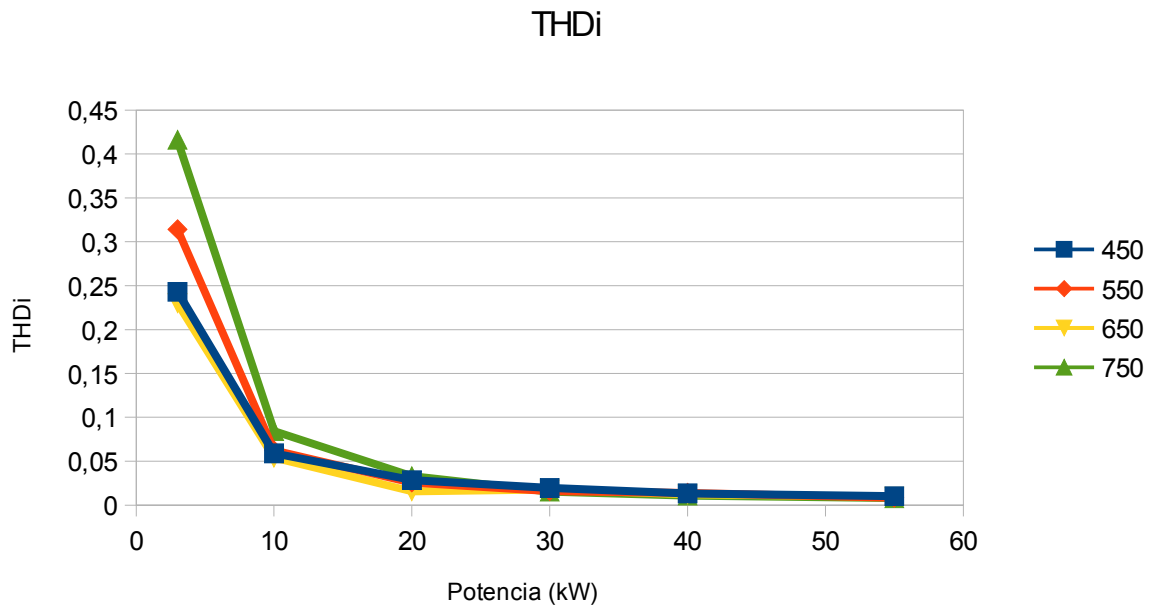


Figura 100: Evolución del THDi en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

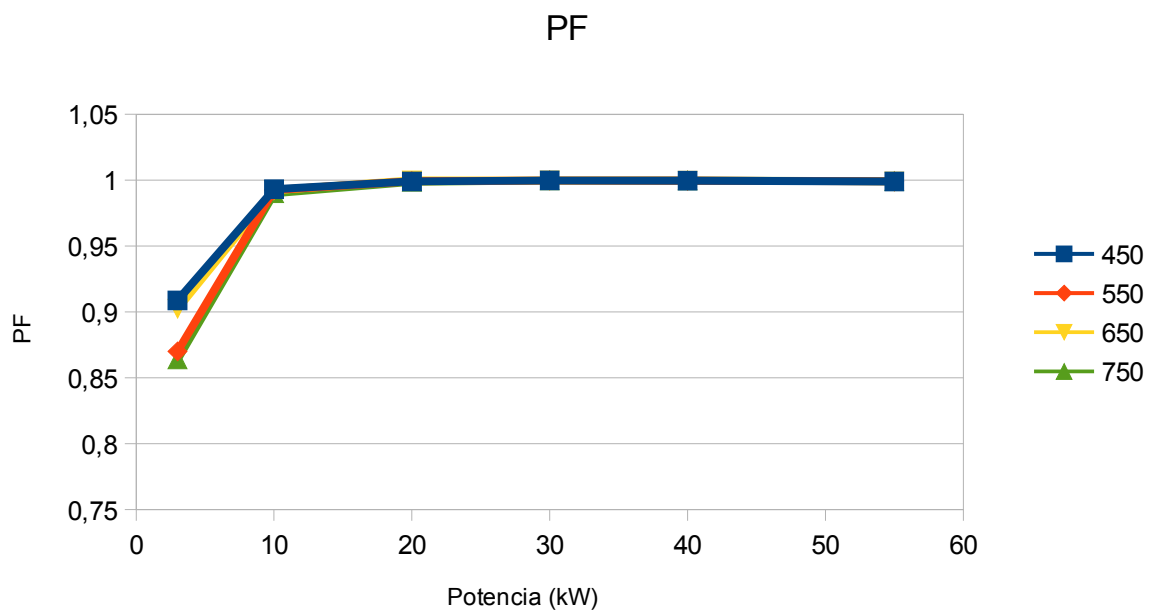


Figura 101: Evolución del PF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

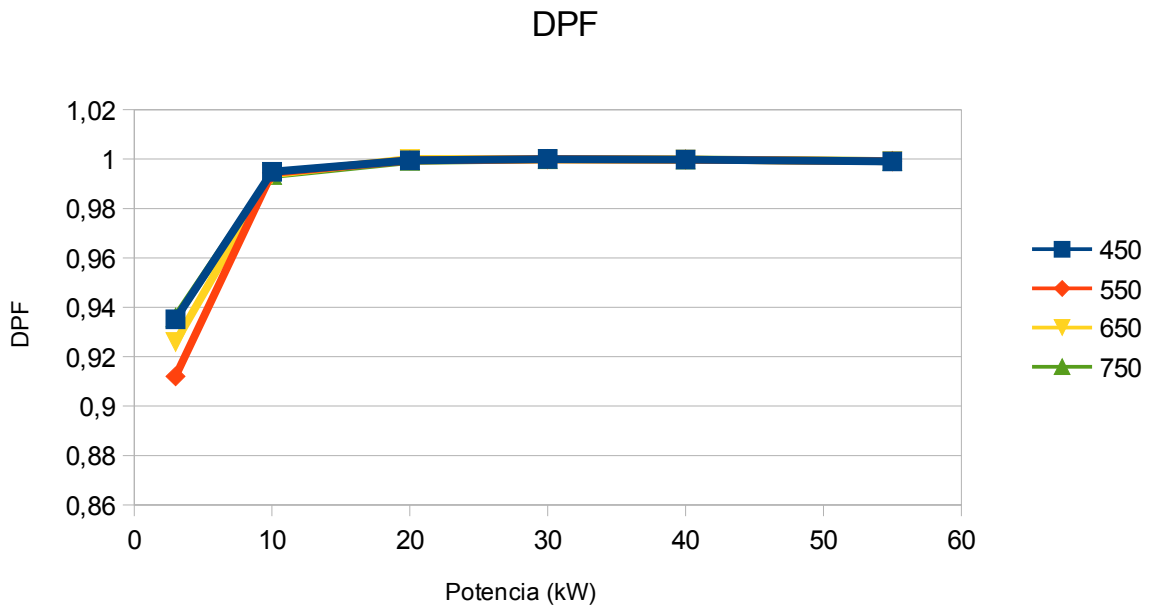


Figura 102: Evolución del DPF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

Se puede ver que a excepción de las potencias bajas, se tiene por lo general un distorsión armónica muy reducida. El hecho de que con cargas bajas la distorsión armónica sea elevada se explica porque la componente fundamental de la corriente es de valor reducido, por lo que la resultante se ve muy afectada por las componentes armónicas. Según se va aumentando la carga, la componente fundamental va incrementando su valor y la influencia de las componentes armónicas van perdiendo peso en la resultante.

Cabe destacar que el factor de desplazamiento es siempre superior al 0,9.

La combinación de los dos efectos anteriores hace que en general se tenga un PF superior al 0,9, lo que hace que el sistema en su conjunto tenga un comportamiento muy bueno a efectos de calidad energética y por tanto que perturbe muy poco a la red eléctrica, lo cual es uno de los objetivos perseguidos.



## 5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

### 5.1 DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL

#### 5.1.1 Descripción general del sistema

El prototipo experimental se compone básicamente de 3 partes:

- El Rectificador Activo



Figura 103: Armario Rectificador Activo

- El cargador de vehículos eléctricos



Figura 104: Armario Cargador

- El emulador de vehículos eléctricos

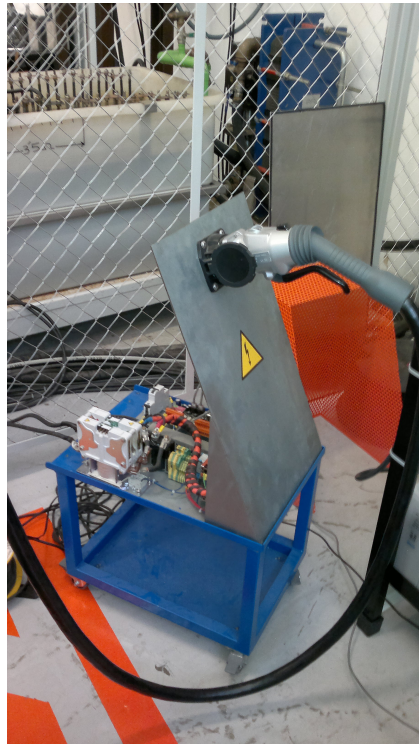


Figura 105: Emulador de vehículos eléctricos

El Rectificador Activo es el encargado de conectar el sistema a la red eléctrica y de procurar que ésta no se vea muy perturbada por el mismo. Es el objeto de este trabajo y en los siguientes puntos se hará una descripción más detallada.

Para la carga de vehículos eléctricos se va a utilizar uno de los cargadores actuales al que se le ha deshabilitado el rectificador pasivo de la entrada, por lo que la DC-Link del Rectificador Activo está conectada a la DC-Link del cargador.

La carga de la DC-Link del cargador se hace por medio de unas resistencias, las cuales son puenteadas una vez que ha transcurrido cierto tiempo.

Este cargador de vehículos eléctricos realiza la carga en DC según la categoría 4 vista en el capítulo 1. El protocolo utilizado para la carga de vehículos eléctricos es el protocolo CHADEMO.

Finalmente se tiene un emulador de vehículos eléctricos el cual se comportará como lo haría un vehículo eléctrico que cumple el protocolo de carga CHADEMO.

El emulador utiliza unas resistencias convenientemente refrigeradas por agua para disipar la energía.

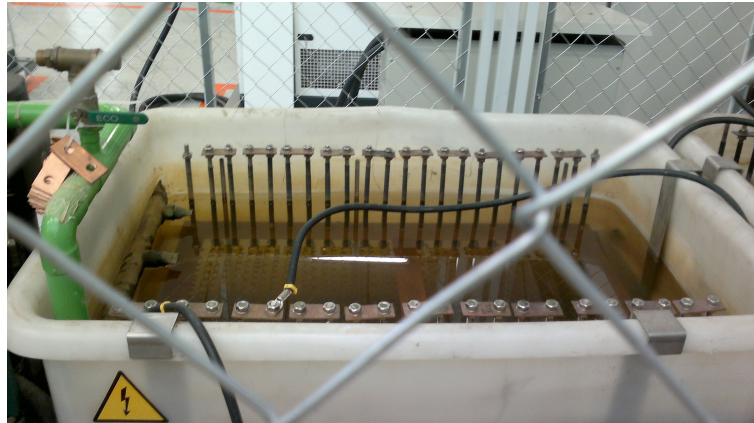


Figura 106: Bañera con resistencias para disipación de energía

## 5.1.2 Descripción de la etapa de potencia del rectificador activo

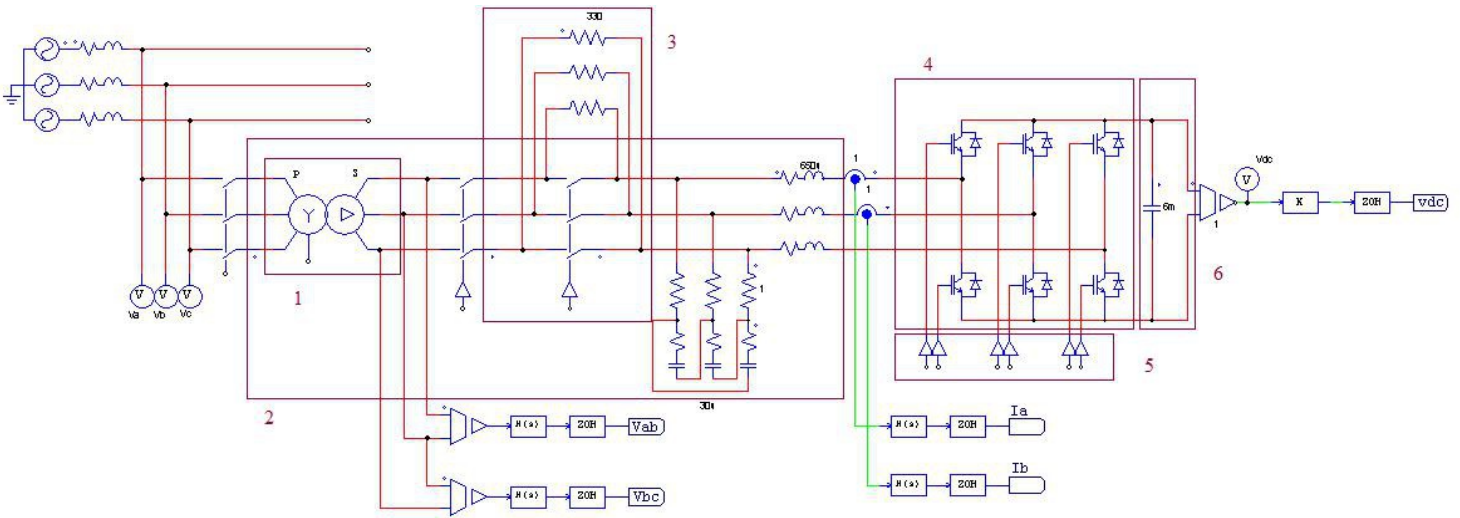


Figura 107: Esquema etapa de potencia

A la entrada del rectificador activo, después del interruptor de potencia, tenemos el transformador reductor (400/270V) el cual forma parte del filtro EMI (2) junto con la red RC trifásica y el choque trifásico. La red RC está formada por unas resistencias de dumping de  $1 \Omega$  y unos condensadores conectados en triángulo cuya capacidad equivalente des de  $30 \mu\text{F}$ . El choque es una inductancia trifásica con núcleo de hierro cuya valor es de  $650 \mu\text{H}$ .



Figura 108: Componentes del filtro LCL

Entre el transformador reductor y el choque se tiene el circuito de precarga (3), formado por una resistencias de  $330 \Omega$  en paralelo con un contactor de puenteo.



Después está el convertidor trifásico (4) formado por tres semipuentes de IGBTs de 20 A.



Figura 109: Puente trifásico

El convertidor está gobernado por unas tarjetas generadoras de disparos (5).

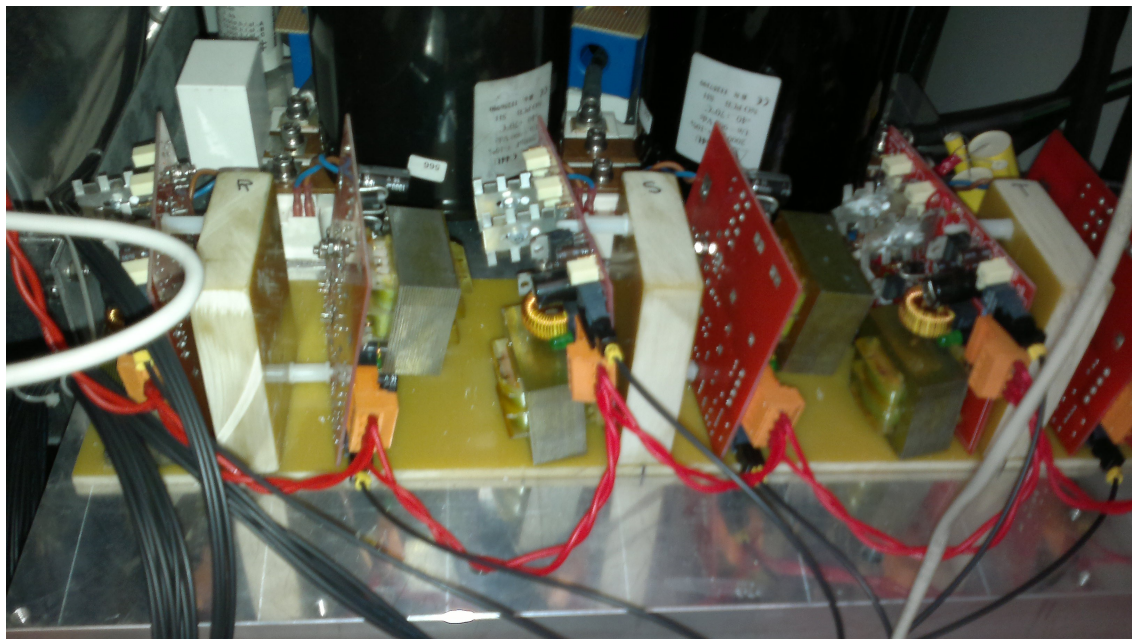


Figura 110: Tarjetas de disparo de los IGBTs

A la salida del convertidor está la DC-Link (5), la cual tiene tres condensadores en paralelo cuya capacidad equivalente es de 6 mF.

### 5.1.3 Descripción de la etapa de control del rectificador activo

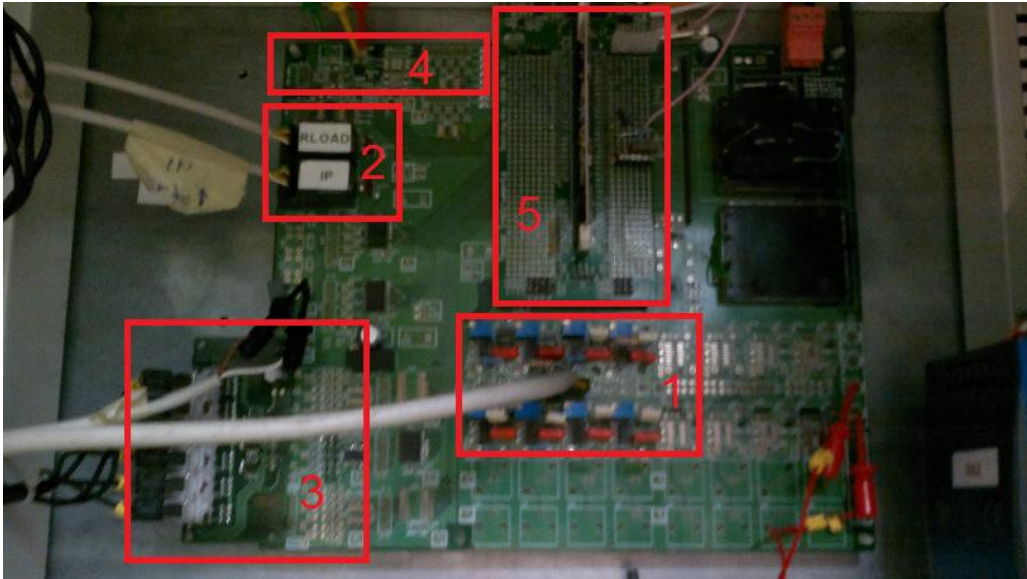


Figura 111: Placa base control

La etapa de control está compuesta por una placa base a la cual llegan todas las señales sensadas en el sistema, las cuales pasan por un circuito de acondicionamiento, compuesto por seguidores y un filtro antialiasing, antes de llegar al DSP (1).

El filtro antialiasing es un filtro pasa bajo de segundo orden Butterworth cuya frecuencia de corte se ha diseñado para 2,5 kHz (la mitad de la frecuencia de conmutación de los IGBTs) y se ha implementado con una estructura tipo de realimentación múltiple (MFB).

La placa base también tiene un par de relés que sirven para gobernar el contactor de potencia y el contactor de puenteo de las resistencias de carga (2).

También se disponen de unos circuitos adaptadores para las 6 salidas PWMs, a las que se les ha conectado una PCB convertidora de señal eléctrica a señal óptica, la cual circulará por fibras hasta las tarjetas de disparos para evitar problemas de EMC en los disparos (3).

El sistema dispone de diferentes buses de comunicación (4):

- I2C: Para la comunicación entre diferentes dispositivos que hay en la propia placa base, como LEDs de señalización, gobernados por su correspondiente driver.
- CAN: Para comunicar el sistema con diferentes dispositivos, entre los que se encuentran el BMS, una carta de gobierno de contactores, una pantalla táctil, etc.
- SCI: Para comunicación serie con otros dispositivos.

Finalmente, sobre la placa base va ubicada la placa de desarrollo que contiene el DSP que gobierna el sistema. El DSP utilizado es el TMS320F28335 de Texas Instruments (5).

#### **5.1.4 Instrumentación de medida**

Para realizar las mediciones de las diferentes señales se van a utilizar los siguientes instrumentos de medida:

- Osciloscopio LeCroy modelo waveRunner 6050A
- Sonda de corriente LeCroy modelo CP-150
- Sonda de corriente LeCroy modelo CP-500
- Sonda diferencial Testec modelo TT-SI 9010
- Polímetro Fluke modelo 179
- Analizador de redes Fluke 43 Basic



## 5.2 COMPROBACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL PLL

Para poder medir y representar variables internas del DSP, se ha configurado una de sus salidas como PWM a una frecuencia de 1 MHz, de forma que el duty de la misma está relacionado con su valor. Para obtener el real de la variable se hace pasar la señal PWM por un filtro pasa bajo de primer orden tipo RC cuya frecuencia de corte se ha calculado para 10 kHz.

### 5.2.1 Medición de la fase mediante el PLL

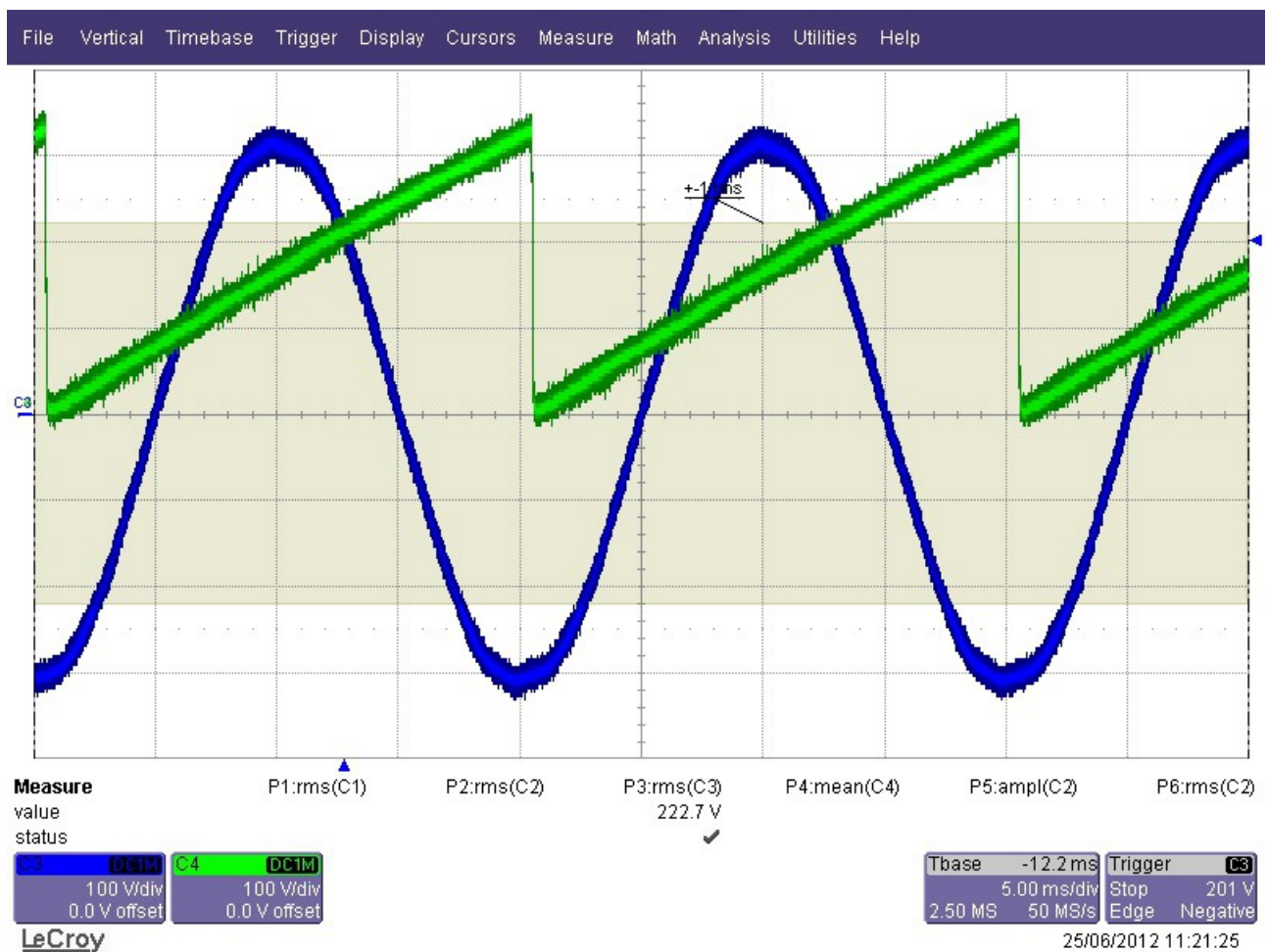


Figura 112: Respuesta del PLL

En esta captura del osciloscopio se puede observar que aparece un desfase de un 1 ms ( $18^\circ$ ) que aparece en el PLL (traza verde – C4) con respecto a la tensión  $V_a$  (traza azul – C3) en el primario del transformador.

Analizando el problema deducimos que este desfase se debe a la presencia de un offset en la medida de las tensiones  $V_a$  y  $V_b$  por parte del DSP introducido por circuito de acondicionamiento de la señal.

Para resolver el problema se proponen dos estrategias:

- Ajuste de la compensación del offset en el DSP
- Filtrar la señal con un filtro pasa alto en el DSP

### 5.2.1.1 Ajuste de la compensación del offset

Como las señales Va y Vb son bipolares y las señales que recibe el DSP es unipolar de 0 a 3 V, para que la señal con la que se trabaja dentro del DSP también sea bipolar se quita un offset, de forma que de 0 a 1,5 V se corresponde con la parte negativa de la señal y de 1,5 a 3 V se corresponde con la parte positiva.

Por defecto el offset se ajusta a 2048, que es la mitad de  $2^{12}=4096$ , ya que el DAC del DSP es de 12 bits.

Cuando se miden las señales en reposo, la lectura que hace el DSP no es de 2048, el correspondiente a 0, sino 2123 para Va y 2127 para Vb, por lo que habría que compensar en 75 puntos para Va y en 79 para Vb.

Haciendo la compensación del offset esta es la respuesta que se obtiene:

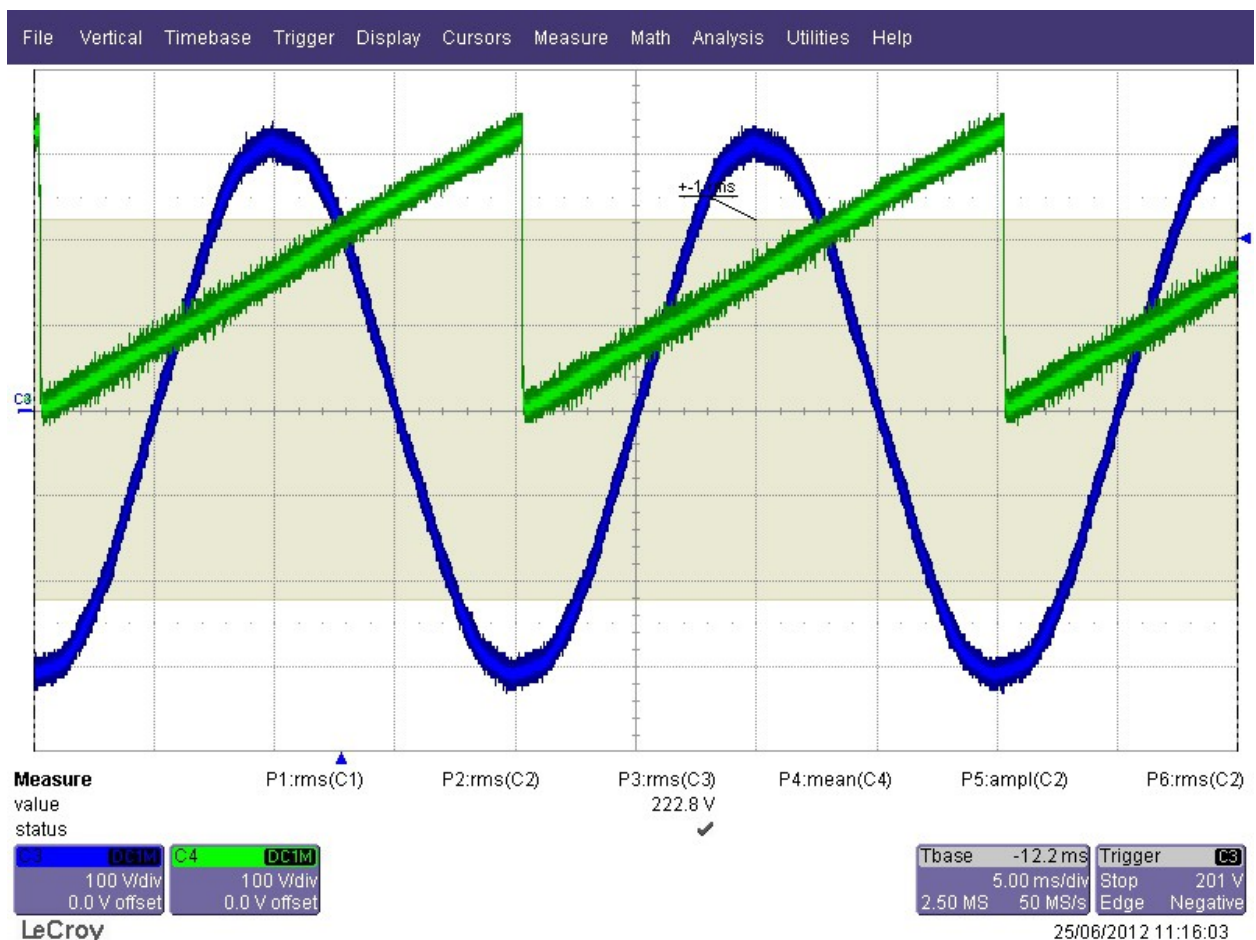


Figura 113: Respuesta del PLL con ajuste del offset de Va y Vb

En esta captura del osciloscopio se puede observar que aparece un desfase de unos 0,5 ms (9°) que aparece en el PLL (traza verde – C4) con respecto a la tensión Va (traza azul – C3) en el primario del transformador.

Se ha mejorado algo, pero todavía hay presencia de un pequeño error.

### 5.2.1.2 Filtrado de la señal con un filtro digital paso alto

El resultado anterior nos da a entender que sigue apareciendo un offset de continua que no controlamos. La mejor forma de eliminar esta continua es mediante un filtro digital pasa alto. Se ha elegido un filtro paso alto de orden 2 tipo Butterworth cuya frecuencia de corte es de 1 Hz.

La función de transferencia del filtro digital es:

$$H(z) = \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.9991114234707954z^{-1} + 0.99911181807963845z^{-2}} \quad (64)$$

Cuyo diagrama de bloques siguiendo la programación en Forma Directa II es:

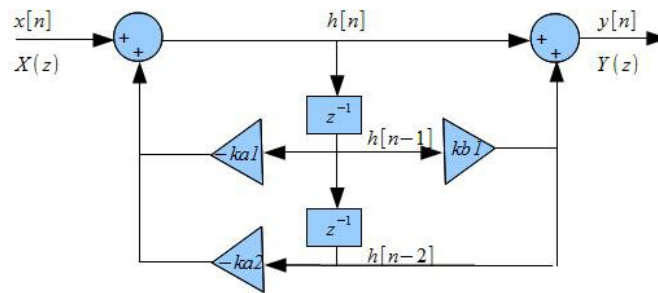


Figura 114: Diagrama de bloques de H(z)

siendo:

- ka1 = -1.9991114234707954
- ka2 = 0.99911181807963845
- kb1 = -2

De donde se puede obtener la expresión de la ecuación en diferencias del filtro:

$$h[n] = x[n] - (k_{a1}h[n-1] + k_{a2}h[n-2]) \quad (65)$$

$$y[n] = h[n] + k_{b1}h[n-1] + h[n-2] \quad (66)$$

Introduciendo el filtro pasa alto esta es la respuesta que se obtiene:

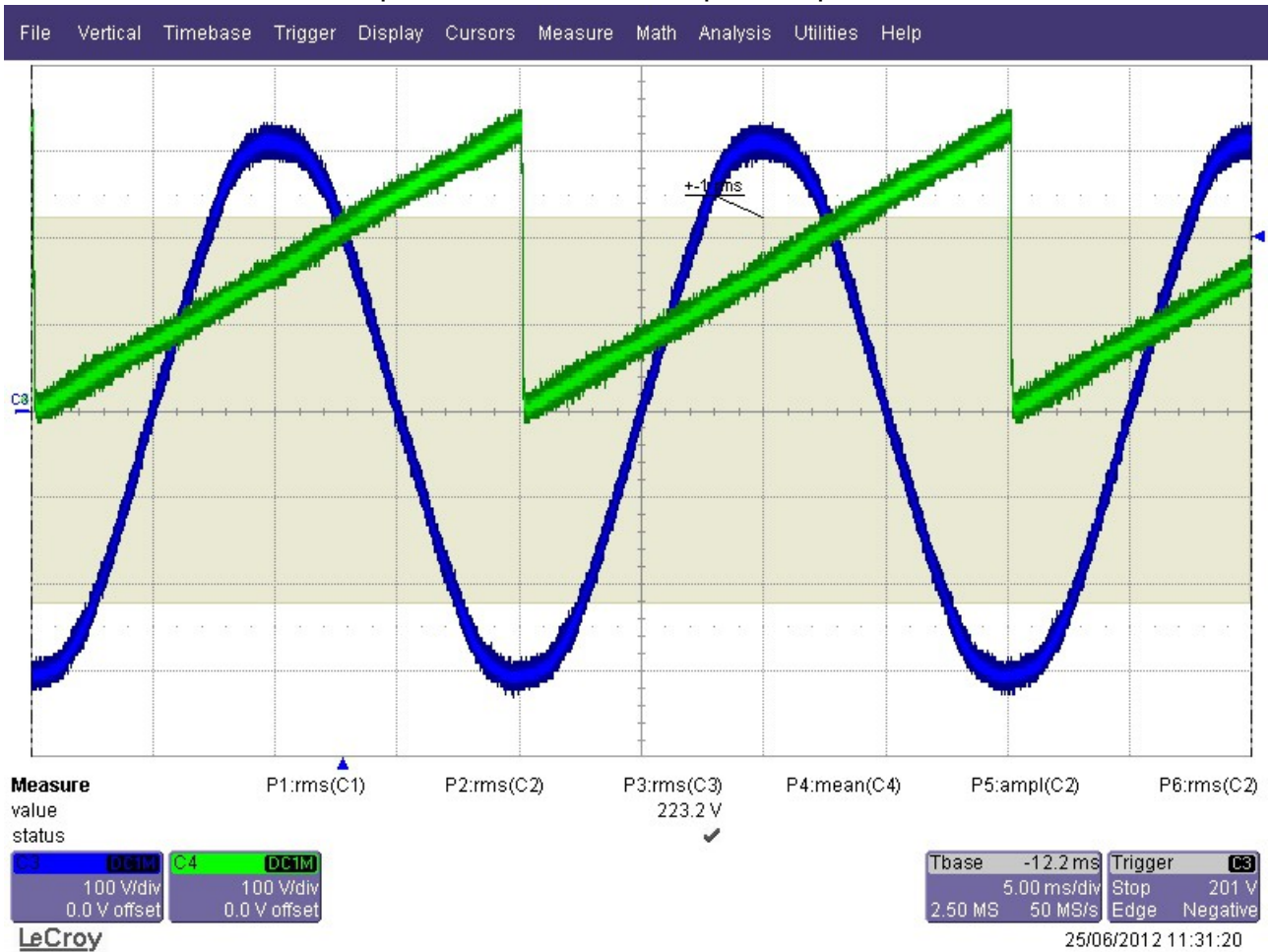


Figura 115: Respuesta del PLL con filtro pasa alto

En esta captura del osciloscopio se puede observar que el desfase que aparece entre el PLL (traza verde – C4) y la tensión  $V_a$  (traza azul – C3) en el primario del transformador es prácticamente despreciable.

## 5.2.2 Secuencia directa

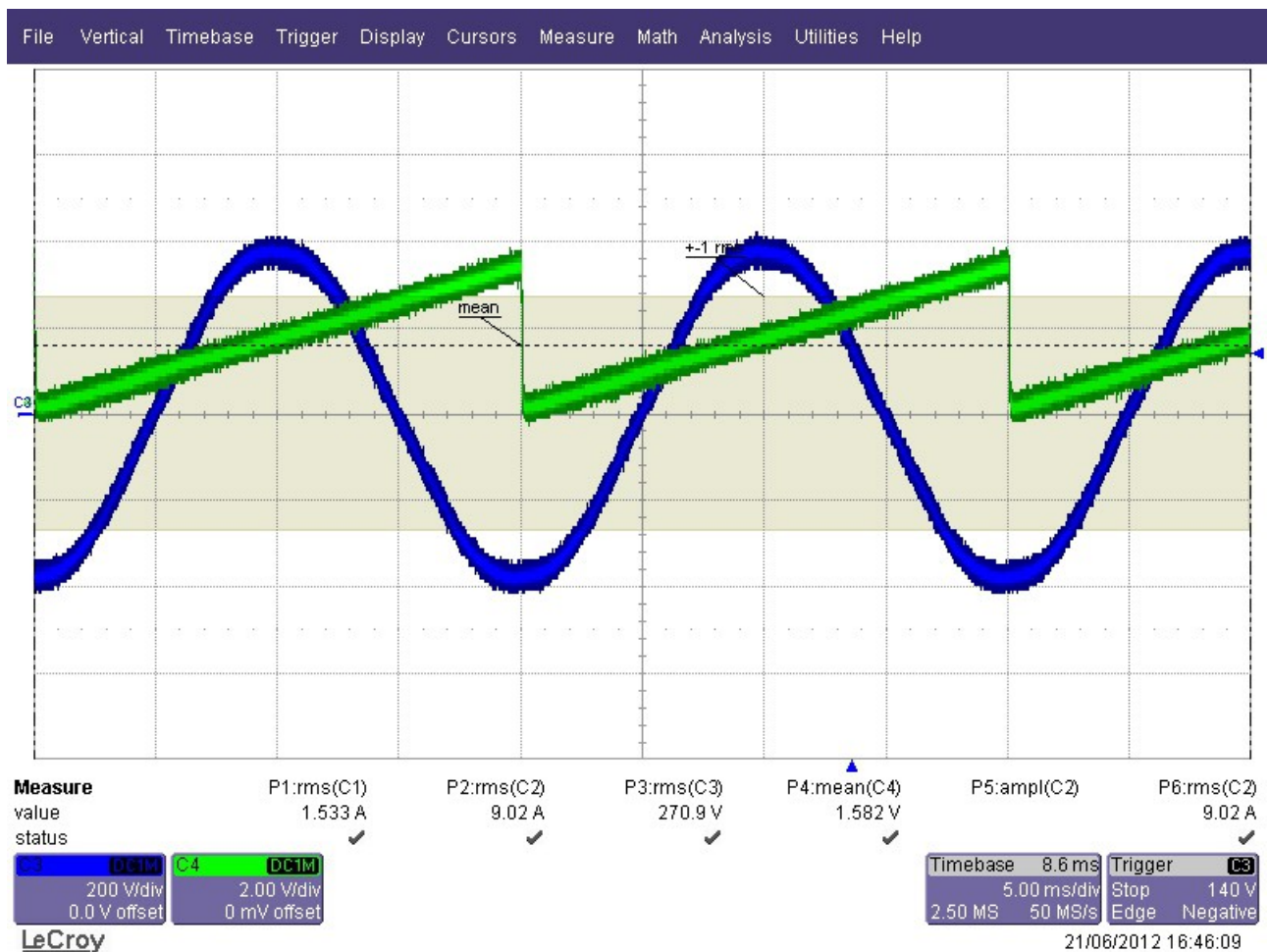


Figura 116: Respuesta del PLL secuencia directa

Se puede observar la perfecta sincronización del ángulo calculado por el PLL con la fase de la tensión  $V_{ab}$ . Dado que la secuencia es directa, el PLL genera una rampa positiva.



### 5.2.3 Secuencia inversa

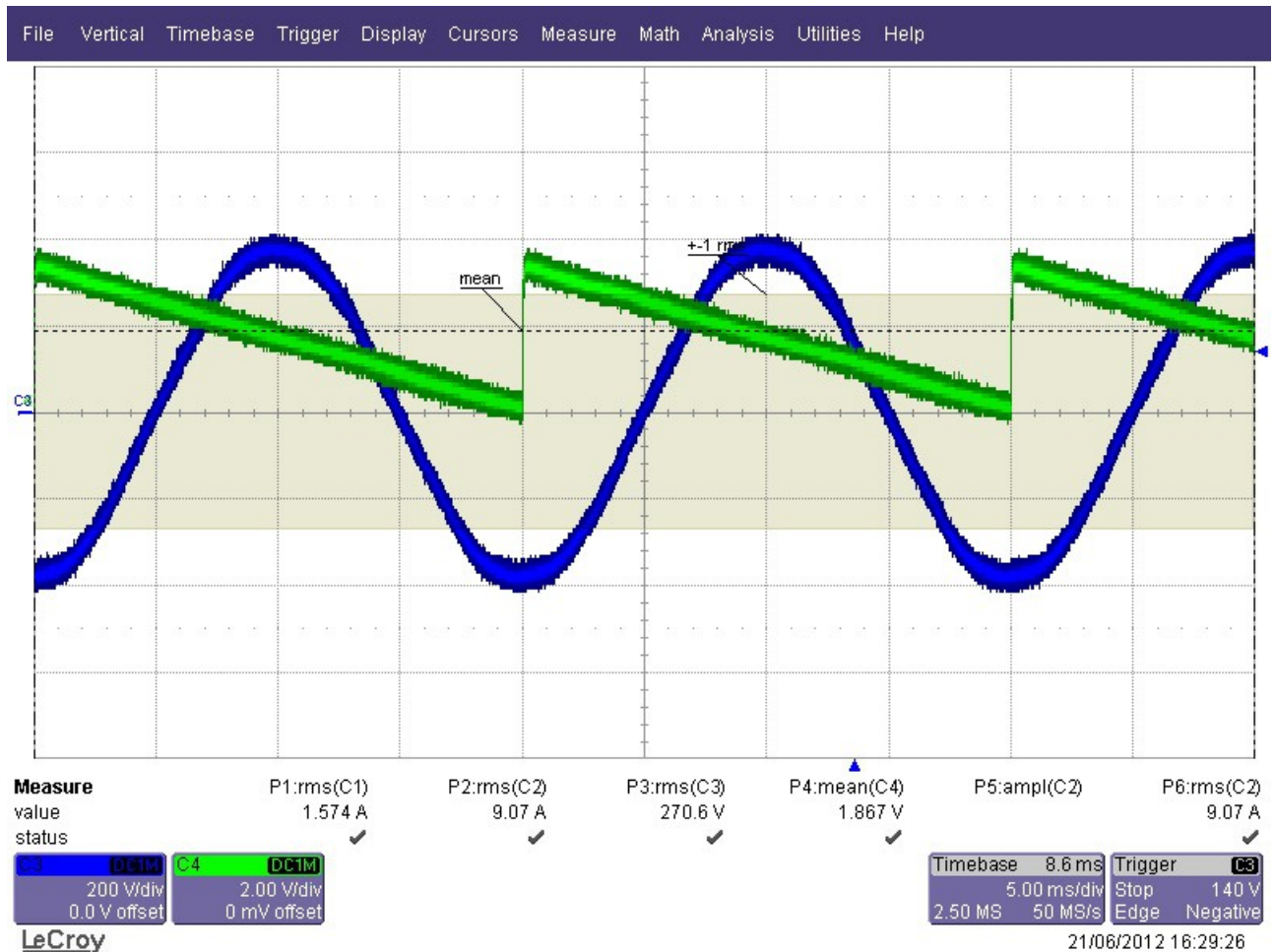


Figura 117: Respuesta del PLL secuencia inversa

Se puede observar la perfecta sincronización del ángulo calculado por el PLL con la fase de la tensión  $V_{ab}$ . Dado que la secuencia es inversa, el PLL genera una rampa negativa.

### 5.2.4 Conclusiones

De los resultados obtenidos se puede dar por bueno el regulador calculado.

Los resultados obtenidos también han servido para verificar que el ángulo calculado por el PLL tiene en cuenta, de manera intrínseca, la secuencia de fases de las tensiones de alimentación, adecuando las señales de control a la misma. Es decir, el convertidor adapta de manera automática su secuencia de fases a la de la red, lo cual es una propiedad con importantes repercusiones de instalación del equipo.



### 5.3 FUNCIONAMIENTO EN LAZO ABIERTO

Para probar el sistema en lazo abierto, el convertidor debe de estar aislado de la red, ya que si no se estarían enfrentando dos fuentes de tensión con niveles que pueden ser diferentes, ya que la red en realidad no está fija en un valor rms, si no que está dentro de un rango alrededor de ese valor rms, y nuestro sistema, al trabajar en lazo abierto, no puede conocer el valor exacto en el que se encuentra la red.

El montaje que se va a utilizar para probar el sistema en lazo abierto es el siguiente:

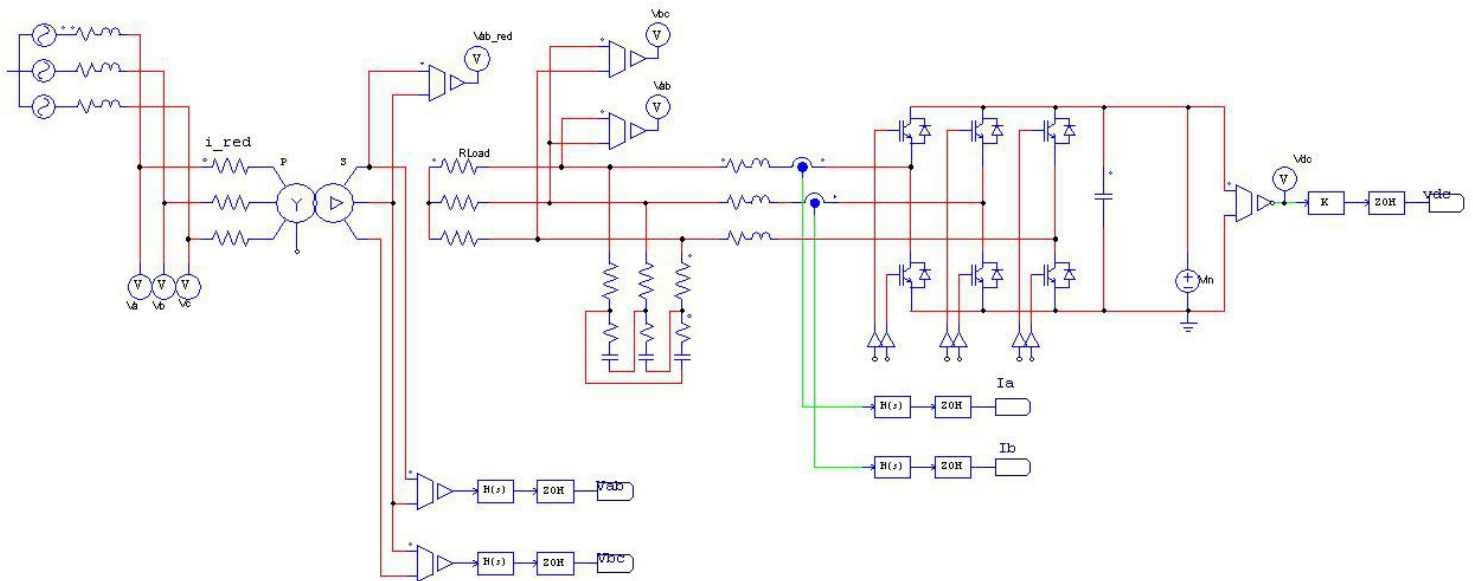


Figura 118: Etapa de potencia convertidor en modo inversor inyectando corriente a resistencias

En esta configuración se va a utilizar una fuente de tensión continua, de la marca Sorensen modelo SGI 600/25 para suministrar energía conectada a la DC-Link del convertidor.

La parte trifásica del convertidor se conecta a una carga resistiva trifásica de 14  $\Omega$ .

Para generar las corrientes y tensiones trifásicas a la salida del convertidor, se sincroniza el SVPWM con la red.

Para trabajar en lazo abierto se han asignado unos valores fijos a los ciclos de trabajo del canal d y del canal q:

- $D_d = -0,9$
- $D_q = 0,3$

Estos ciclos de trabajo se han obtenido por simulación de la siguiente forma: Con el esquema que aparece en la figura 8, en el simulador se ha dejado habilitado el lazo de corriente, a este se le ha asignado una corriente de referencia de 1 A y se ha fijado una tensión de 50 V en el bus de continua. Se ha realizado la simulación y se han medido los valores de  $D_d$  y  $D_q$  que calcula el regulador de corriente para

esta situación.

### 5.3.1 Medidas realizadas

- $V_{dc} = 20\text{ V}$

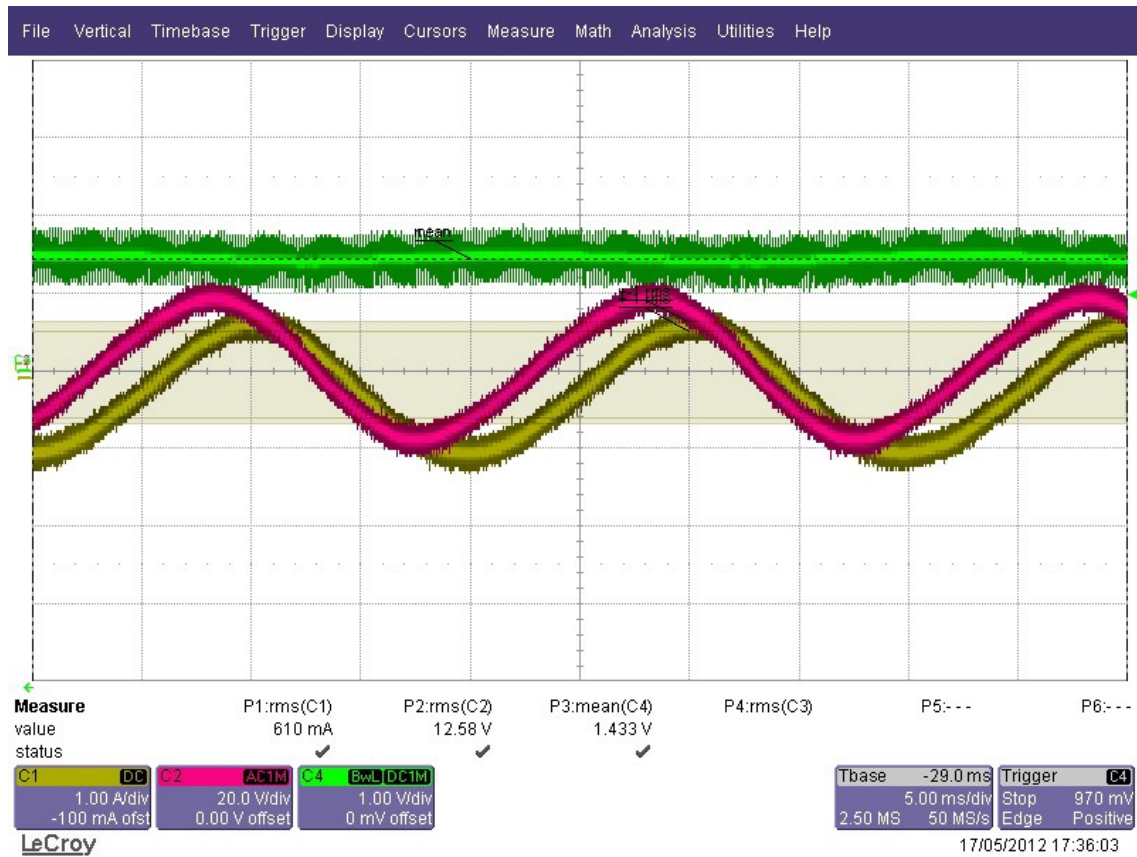


Figura 119: Convertidor en modo inversor en lazo abierto inyectando corriente a resistencias  $V_{dc} = 20\text{ V}$

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza amarilla – C1) cuyo valor es de 610 mA y la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza roja -C2) que alcanza los 12,58 V. También se puede ver la corriente  $I_d$  (traza verde – C4), esta señal se obtiene del interior del DSP por medio de la señal PWM descrita en el punto 5.2 de este capítulo.

- $V_{dc} = 30\text{ V}$

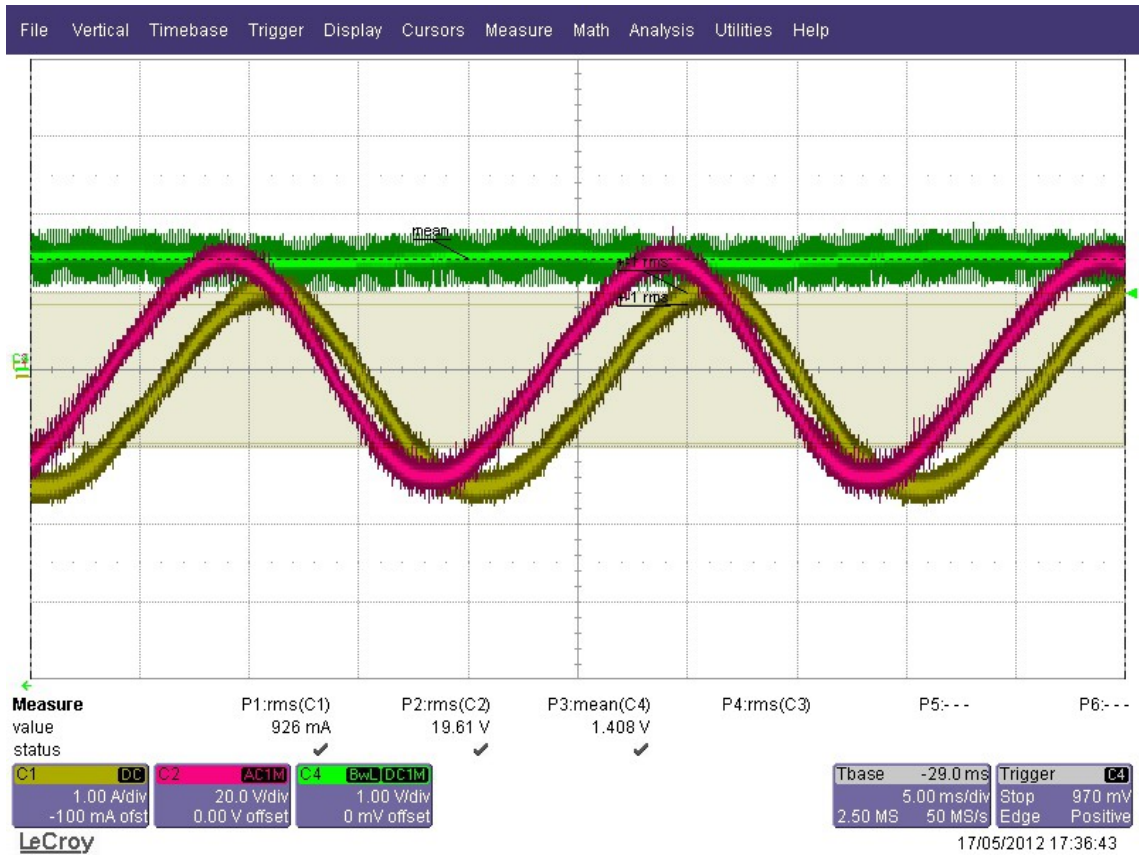


Figura 120: Convertidor en modo inversor en lazo abierto inyectando corriente a resistencias  $V_{dc} = 30\text{ V}$

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza amarilla – C1) cuyo valor es de 926 mA y la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza roja -C2) que alcanza los 19,61 V.

- $V_{dc} = 50\text{ V}$

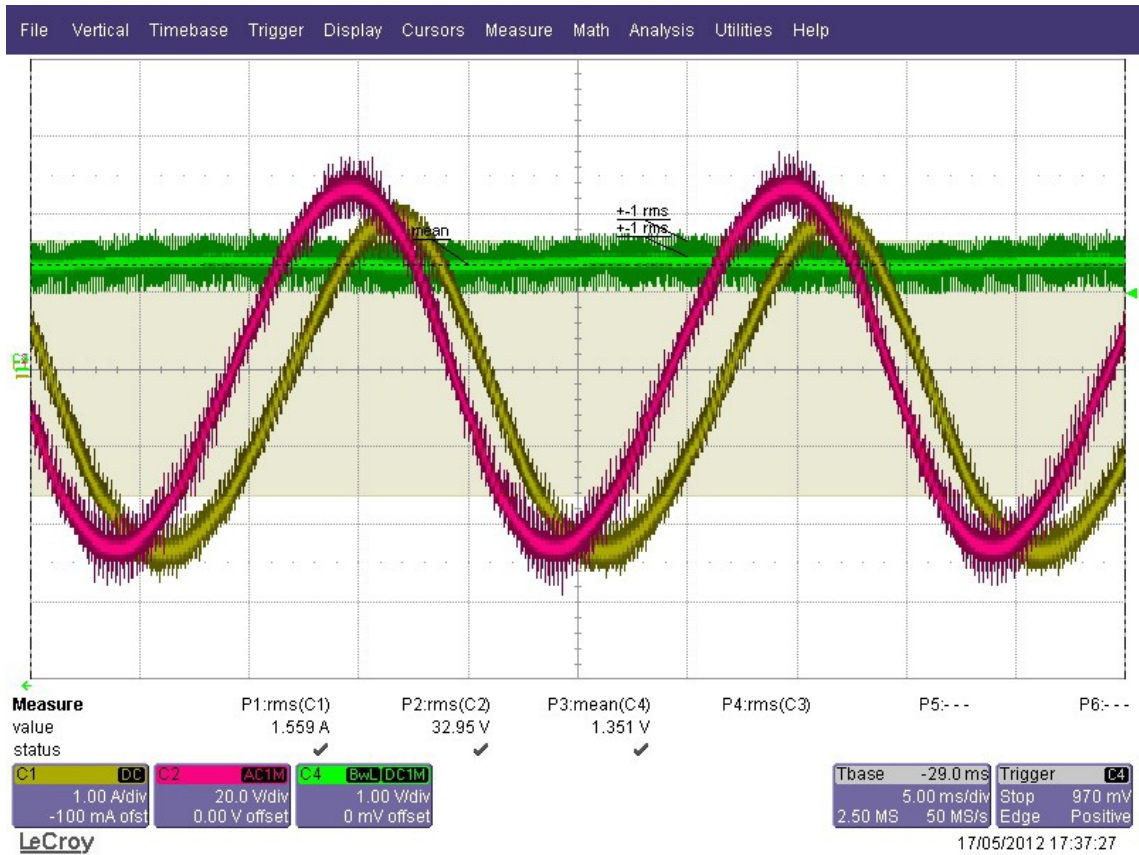


Figura 121: Convertidor en modo inversor en lazo abierto inyectando corriente a resistencias  $V_{dc} = 50\text{ V}$

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza amarilla – C1) cuyo valor es de 1,559 A y la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza roja -C2) que alcanza los 32,95 V.

- $V_{dc} = 60\text{ V}$

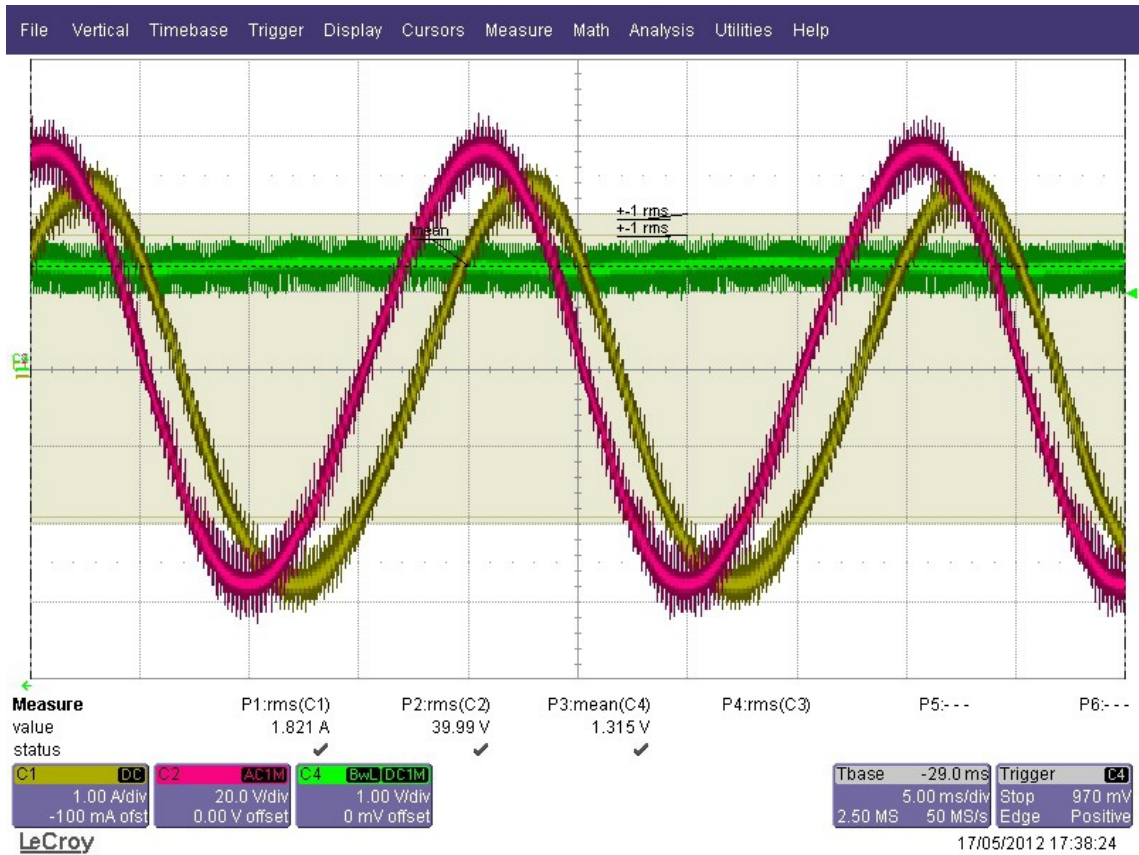


Figura 122: Convertidor en modo inversor en lazo abierto inyectando corriente a resistencias  $V_{dc} = 60\text{ V}$

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza amarilla – C1) cuyo valor es de 1,821 A y la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza roja -C2) que alcanza los 39,99 V.



- $V_{dc} = 80\text{ V}$

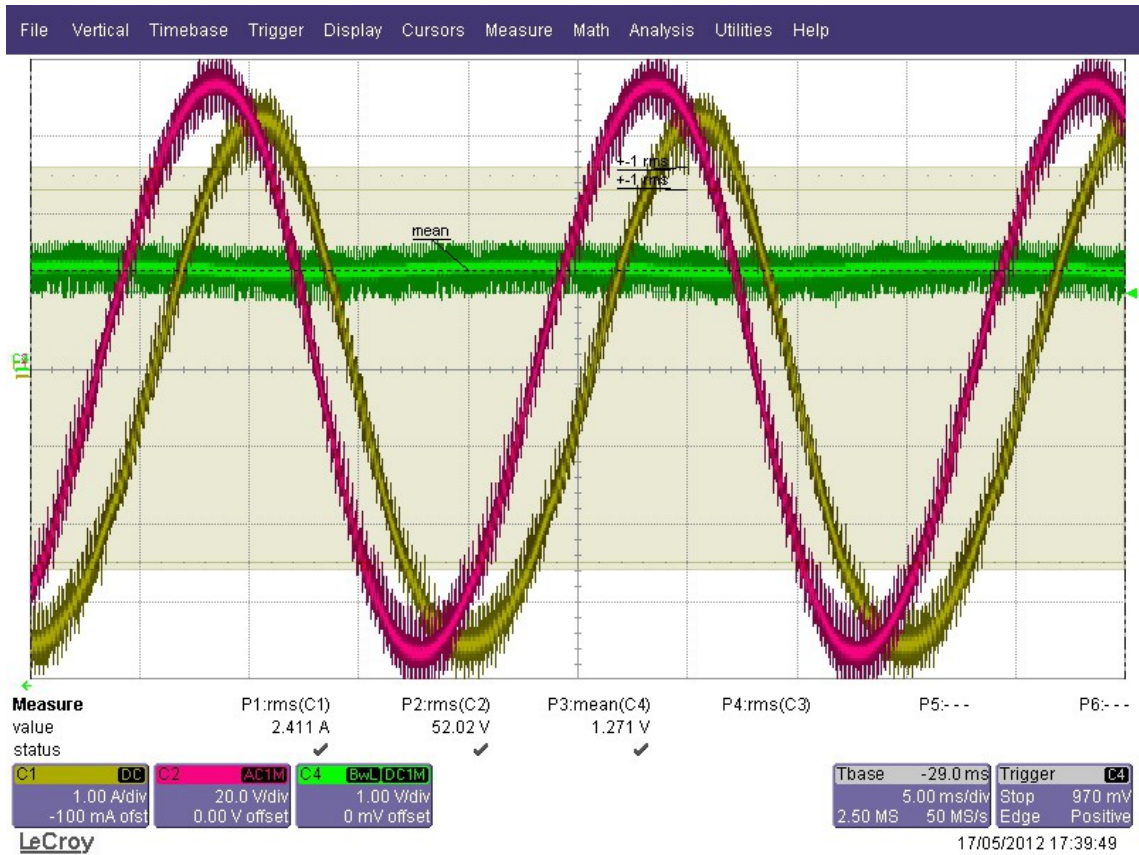


Figura 123: Convertidor en modo inversor en lazo abierto inyectando corriente a resistencias  $V_{dc} = 80\text{ V}$

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza amarilla – C1) cuyo valor es de 2,411 A y la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza roja -C2) que alcanza los 52,02 V.



- $V_{dc} = 100 \text{ V}$

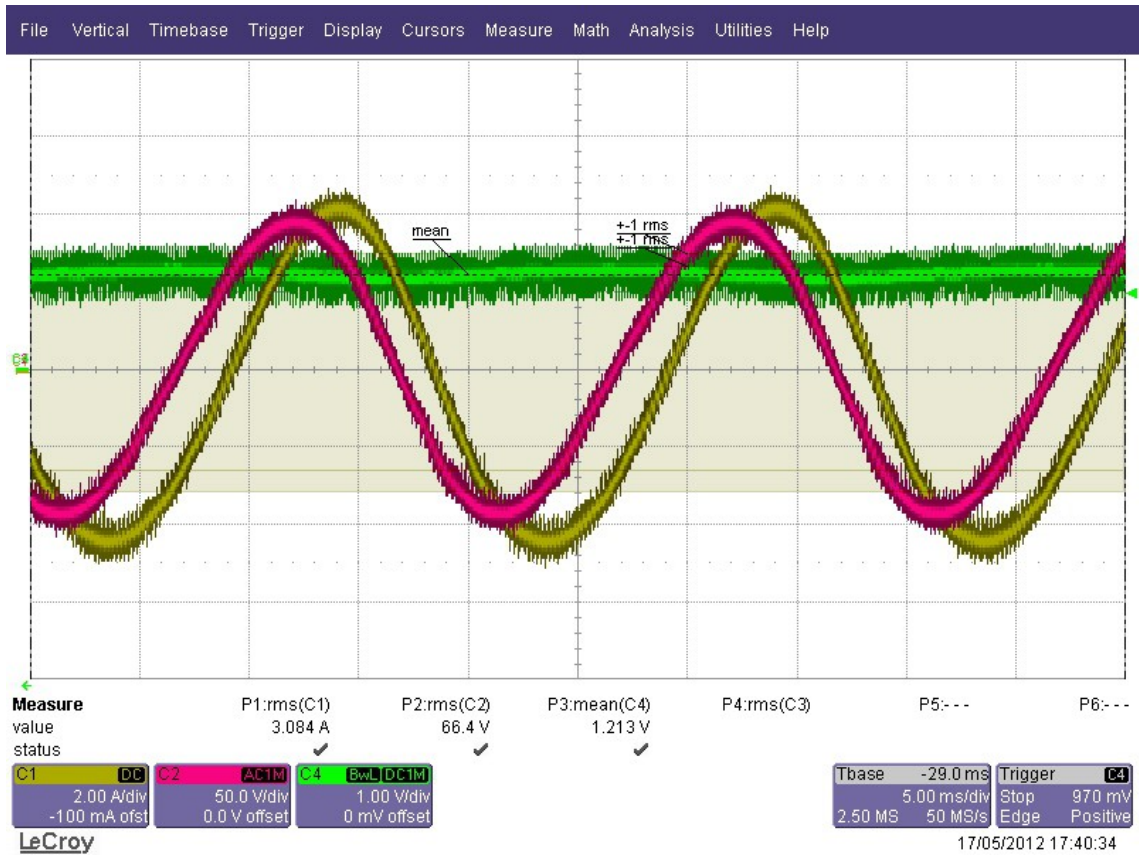


Figura 124: Convertidor en modo inversor en lazo abierto inyectando corriente a resistencias  $V_{dc} = 100 \text{ V}$

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza amarilla – C1) cuyo valor es de 3,084 A y la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza roja -C2) que alcanza los 66,4 V.

### 5.3.2 Conclusiones

Los resultados obtenidos se pueden resumir en la siguiente tabla:

| $V_{dc} \text{ (V)}$ | $I_a \text{ (A)}$ | $V_{ab} \text{ (V)}$ |
|----------------------|-------------------|----------------------|
| 20                   | 0,61              | 5,20                 |
| 30                   | 0,93              | 19,61                |
| 50                   | 1,56              | 32,95                |
| 60                   | 1,82              | 39,99                |
| 80                   | 2,41              | 52,02                |
| 100                  | 3,08              | 66,40                |

Tabla 4: Medidas de tensión y corriente en la carga resistiva trifásica

De los resultados obtenidos se ve como se va incrementando la corriente que circula por la carga y la tensión entre fases debido al aumento de la tensión en el

bus de continua. Este comportamiento es debido lógicamente al estar trabajando en lazo abierto.

Otro dato interesante que se puede deducir al observar las diferentes gráficas es el desfase de unos 1,6 ms ( $30^\circ$ ) entre la  $i$  y  $V_{ab}$ . Este desfase es debido a que se está trabajando con una carga trifásica equilibrada y lo que se está midiendo es una corriente simple y una tensión compuesta. Lógicamente, si la tensión medida fuera tensión simple ambas estarían en fase por tratarse de una carga resistiva. El hecho de que la tensión esté en adelanto con respecto a la corriente es debido a que se está siguiendo una secuencia directa, si la secuencia fuera inversa la tensión estaría retrasada respecto a la corriente.

## **5.4 VERIFICACIÓN FUNCIONAMIENTO LAZO DE CORRIENTE**

Para verificar el buen funcionamiento del lazo de corriente se van a hacer dos pruebas: una con el montaje aislado de la red inyectando corriente a la carga resistiva trifásica y otra haciendo trabajar el convertidor en modo inversor inyectando corriente a la red.

### **5.4.1 Verificación lazo de corriente inyectando a carga resistiva trifásica**

Para esta prueba el montaje utilizado es el mismo que en las pruebas de lazo abierto, pero en este caso se tuvo que substituir la fuente de tensión regulada Sorensen por un rectificador no controlado. El motivo de este cambio fue que la fuente de tensión regulada oscilaba a partir de 150 V al tener una carga activa.

La necesidad de trabajar con tensiones superiores a los 150 V venía porque en la siguiente prueba, en la que había que inyectar corriente en la red, en la DC-Link se necesitaba tener una tensión superior a los 380 V para que no circulara corriente en sentido AC-DC.

Como rectificador no controlado se utilizó la etapa de entrada del cargador que se iba a utilizar para cargar el vehículo eléctrico cuando se hubiera verificado todo el sistema.

Con este rectificador no controlado tendríamos en la DC-Link una tensión de 540 V.

El montaje quedaría de la siguiente forma:

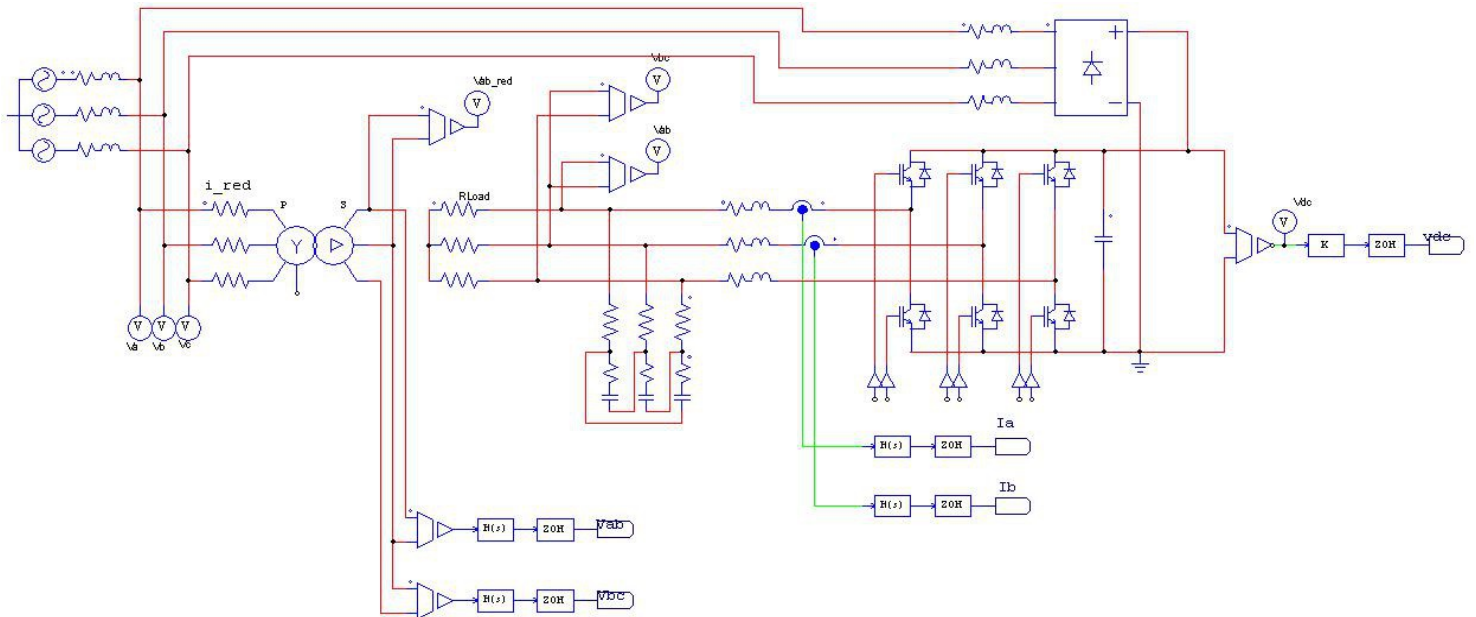


Figura 125: Etapa de potencia convertidor en modo inversor inyectando corriente a resistencias con rectificador

#### 5.4.1.1 Medidas realizadas

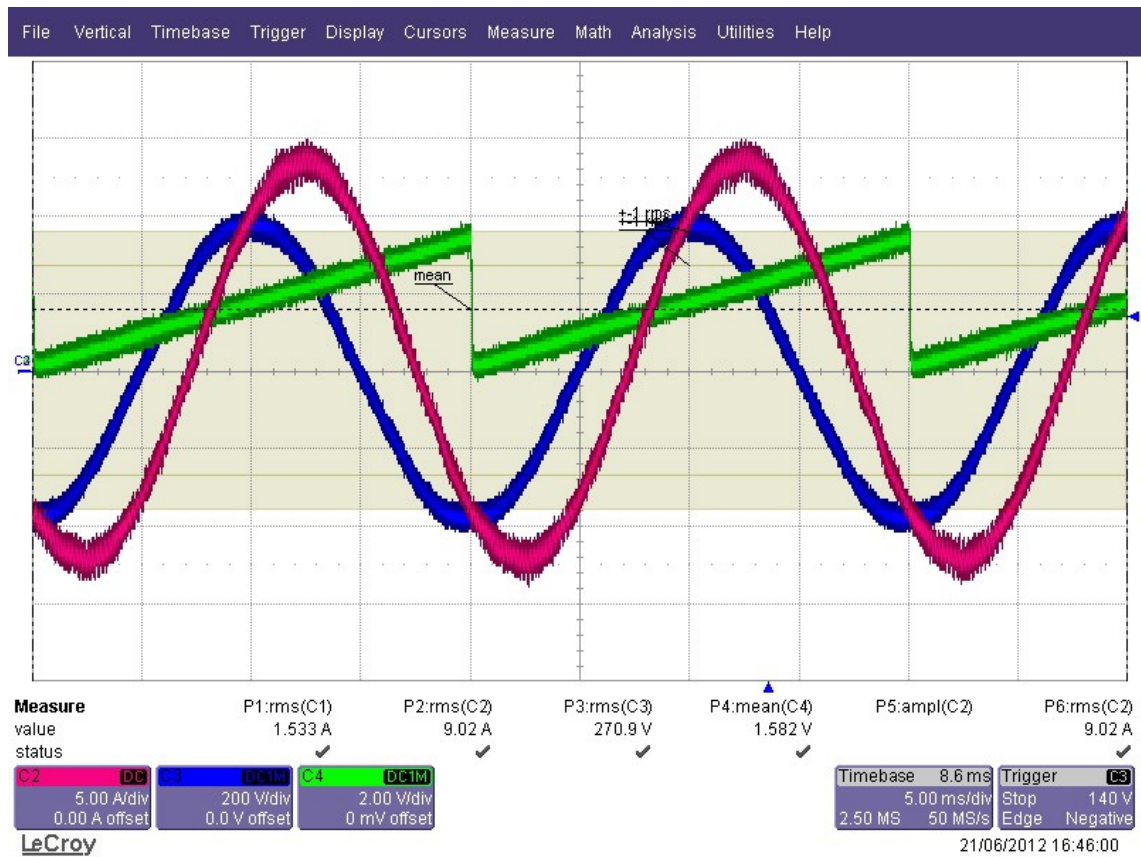


Figura 126: Convertidor en modo inversor con lazo de corriente inyectando corriente a resistencias secuencia directa

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las

resistencias (traza roja – C2), la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza azul -C3) y el PLL (traza verde - C4).

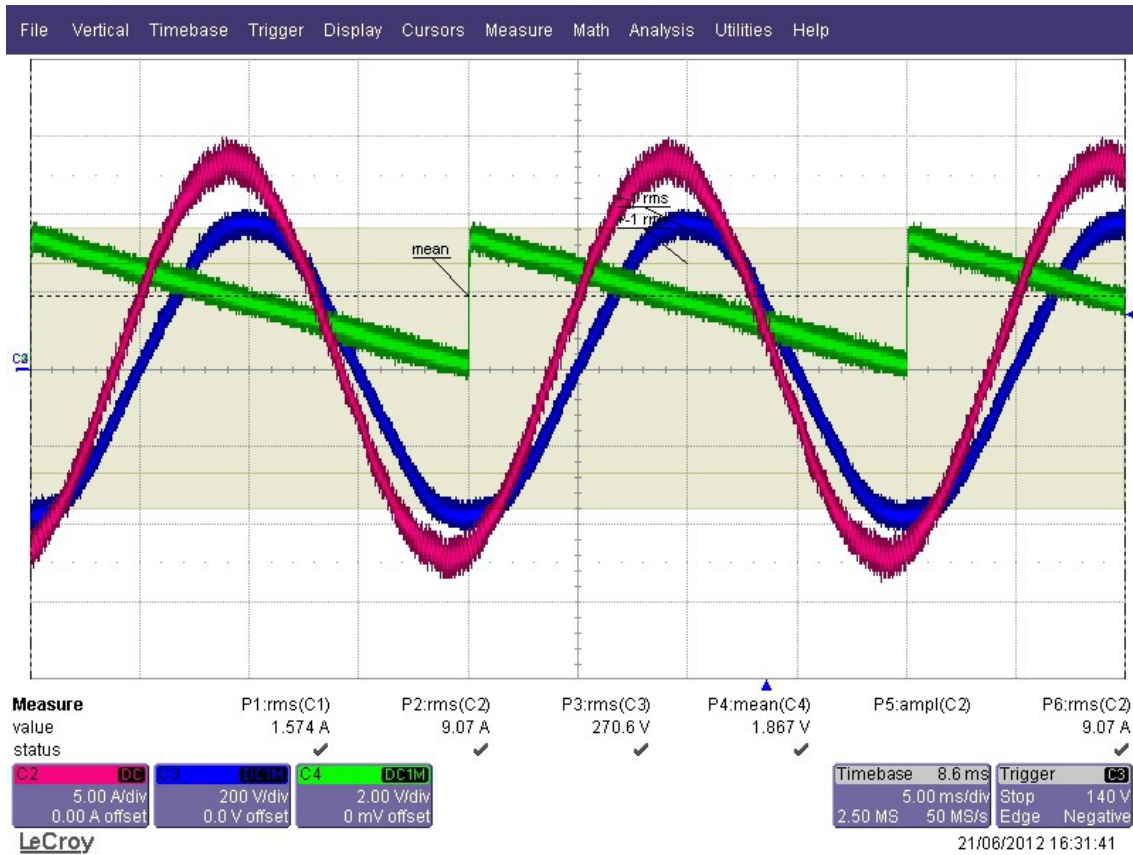


Figura 127: Convertidor en modo inversor con lazo de corriente inyectando corriente a resistencias secuencia inversa

En esta captura del osciloscopio se puede ver la corriente inyectada a las resistencias (traza roja – C2), la tensión compuesta generada a la salida del convertidor (traza azul -C3) y el PLL (traza verde - C4).

## 5.4.2 Verificación lazo de corriente inyectando a la red

Para esta prueba el montaje utilizado es el mismo que en el punto anterior, pero esta vez se conecta el sistema a la red:

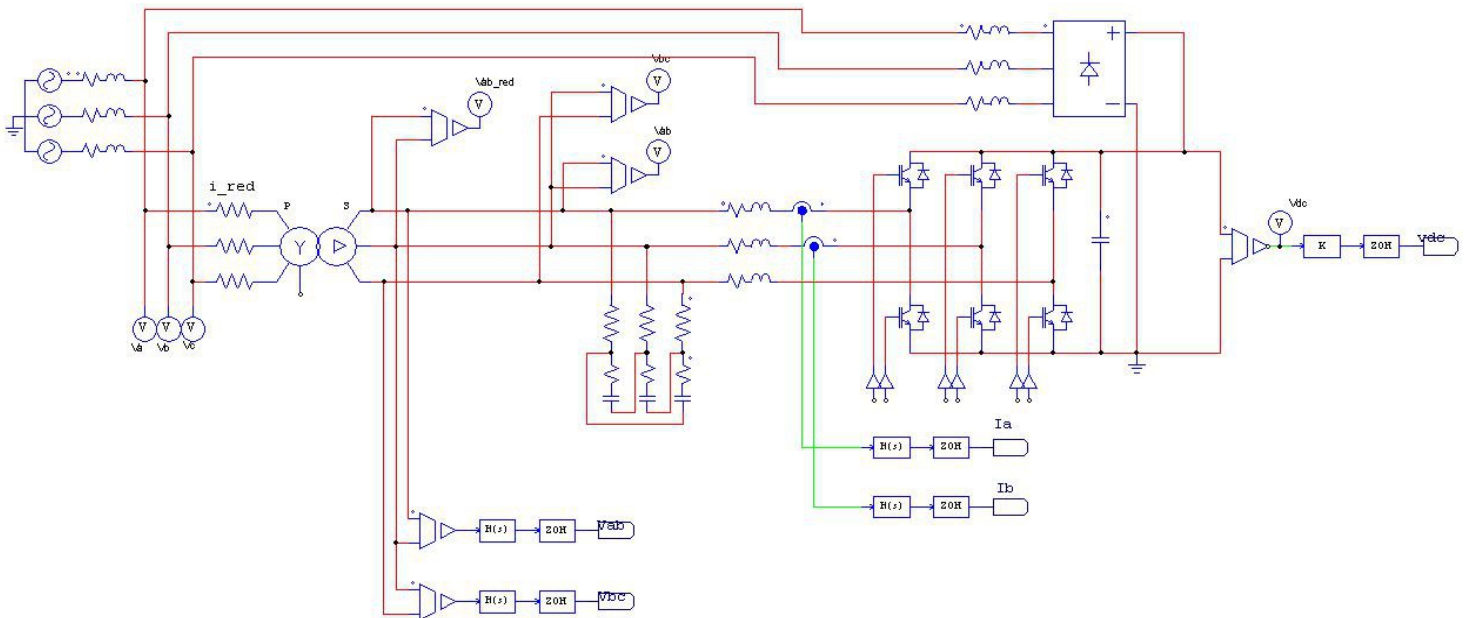


Figura 128: Etapa de potencia convertidor en modo inversor inyectando corriente a red con rectificador

### 5.4.2.1 Análisis y solución problema sobrecorriente en el arranque

Cuando se empezaron a realizar estas pruebas, en el momento de conectar el inversor a la red, se producía una sobre corriente tan elevada que cortocircuitaba los IGBTs del convertidor.

Una primera hipótesis de por qué sucede esto es que el lazo de corriente no es lo suficientemente rápido para limitar el pico de corriente que se produce en el momento de la conexión del equipo a red.

Siguiendo esta hipótesis la primera solución adoptada es hacer el lazo de corriente más rápido incrementando su ganancia. El resultado obtenido fue que se limitaba esta sobrecorriente, pero el sistema se volvía oscilatorio llegando a producirse la rotura de los IGBTs.

La siguiente solución planteada partía del supuesto de que el sistema se iniciaba desde un punto con unas condiciones iniciales que estaba muy alejado del punto de funcionamiento que se daba en el momento de la conexión.

Para analizar este planteamiento se recurrió a la simulación para ver como evolucionaba el sistema en diferentes situaciones:

- Simulación 1: Consigna de corriente 0

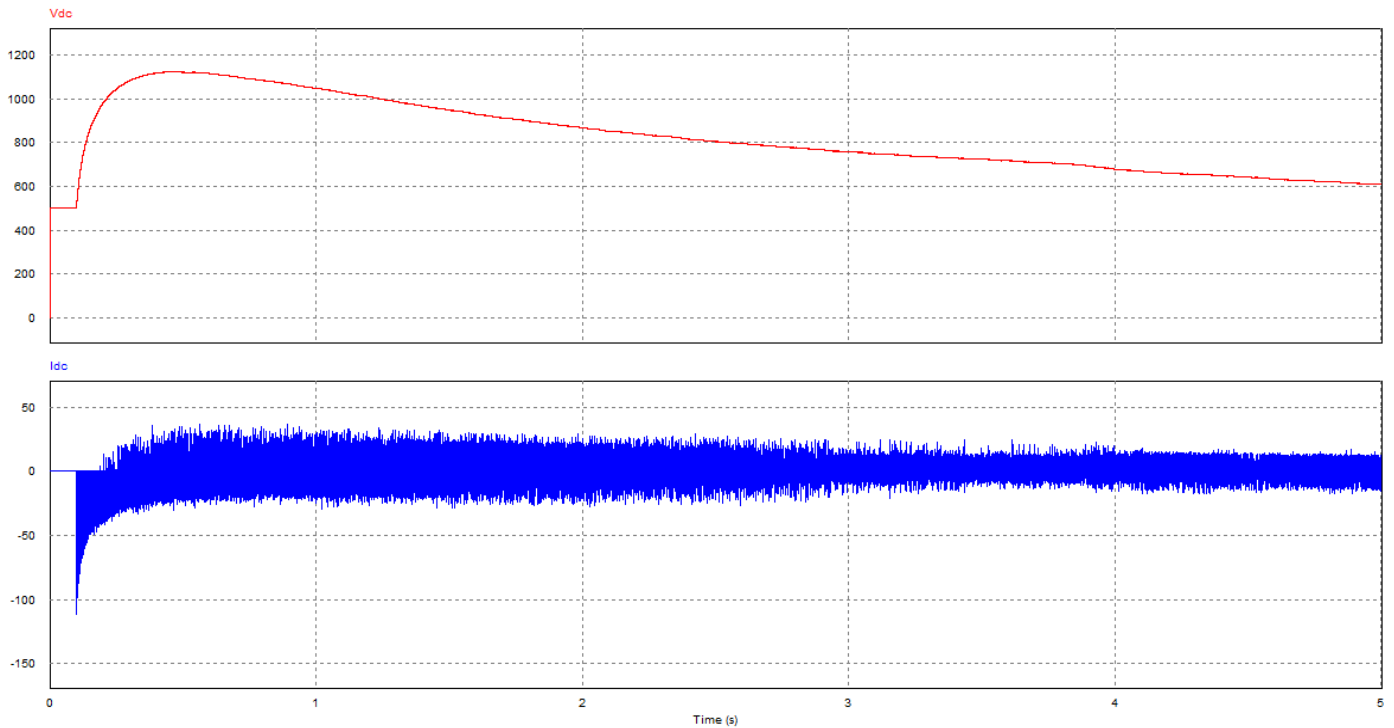


Figura 129: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 0$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas a 0.

En esta simulación podemos observar que hay una circulación de corriente inicial que circula desde la parte AC hacia la parte DC que supera los 100 A, lo que provoca un incremento de la tensión en el bus de continua, que supera los 1100 V.

En lo que dura la simulación, la tensión no le da tiempo a volver a los 500 V iniciales.



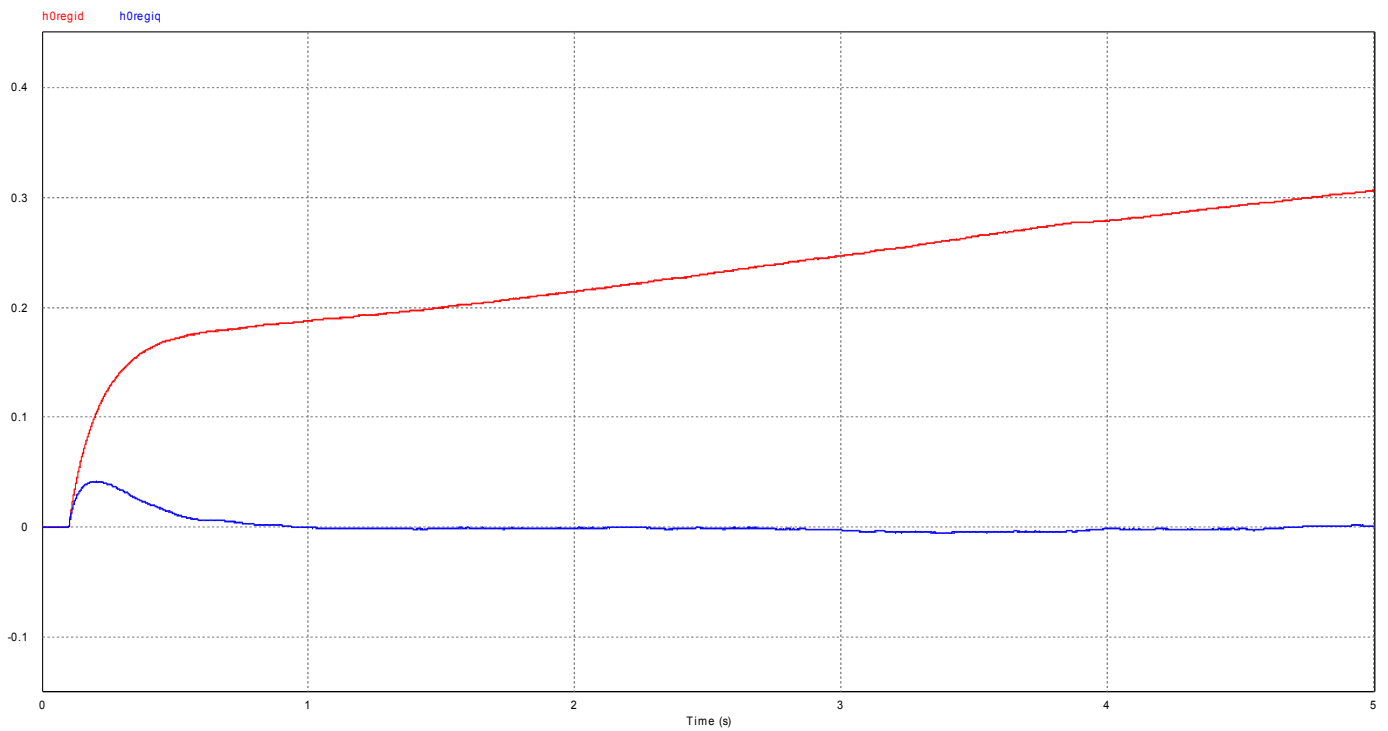


Figura 130: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $I_{dref} = 0$

La memoria interna  $h0regid$  está durante toda la simulación incrementando su valor. La memoria interna  $h0regiq$  no llega a estabilizarse.

- Simulación 2: Consigna de corriente 2,08 (equivalente a 1,2 A en secundario)

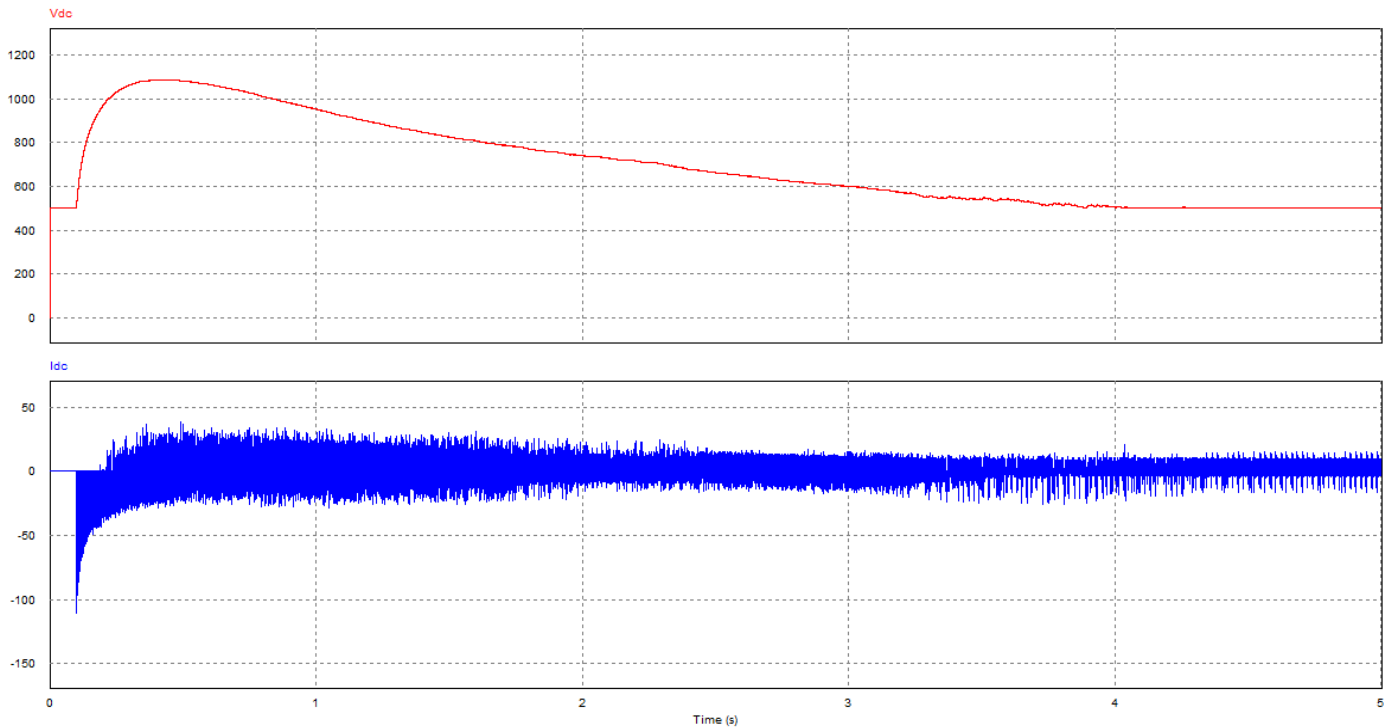


Figura 131: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 2,08$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas a 0.

Seguimos teniendo una circulación de corriente inicial que circula desde la parte AC hacia la parte DC que supera los 100 A, lo que provoca un incremento de la tensión en el bus de continua. Sobre los 4 s de simulación la tensión vuelve a los 500 V iniciales, lo que coincide con la menor circulación de corriente hacia la parte de AC.

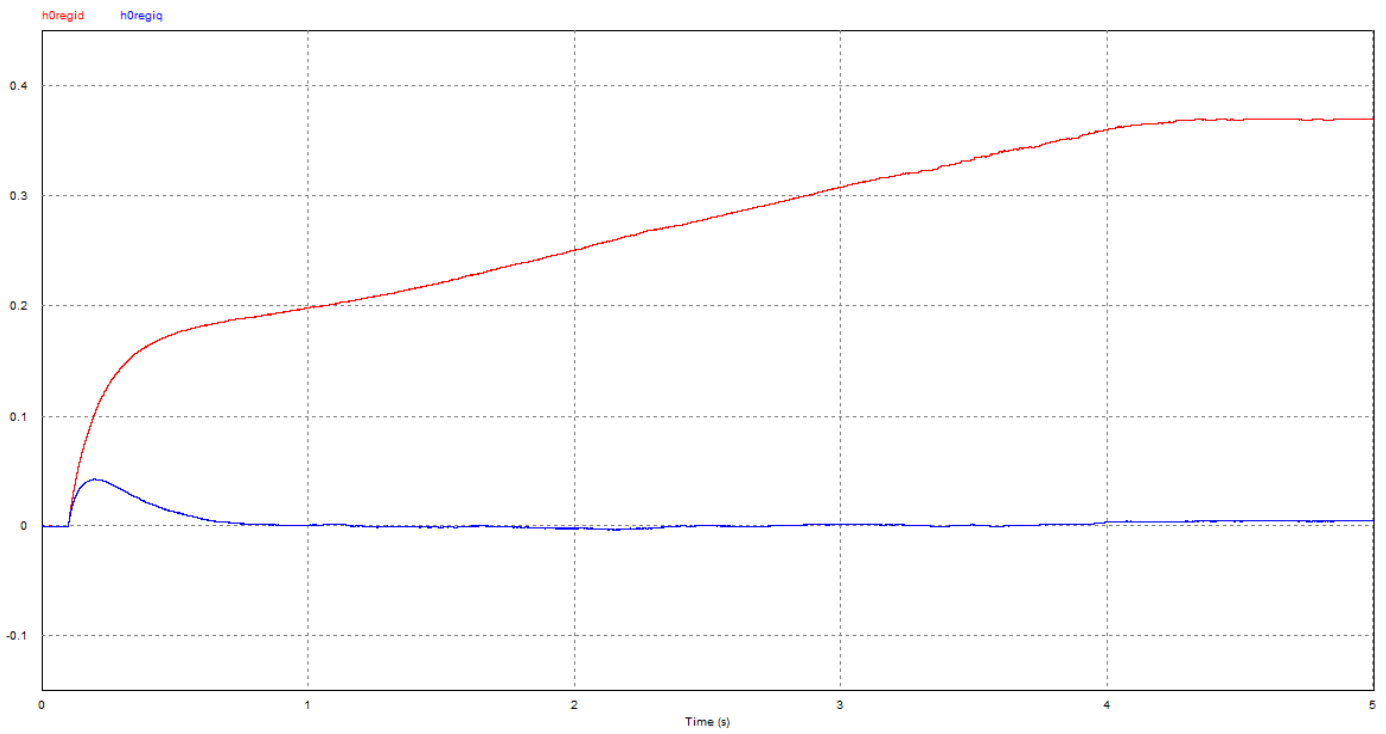


Figura 132: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $ldref = 2,08$

La memoria interna  $h0regid$  se estabiliza en un valor de 0,37 y  $h0regiq$  a un valor de 0,02 pasados los 4 s de simulación.

- Simulación 3: Consigna de corriente 8,66 (equivale a 5 A en secundario)

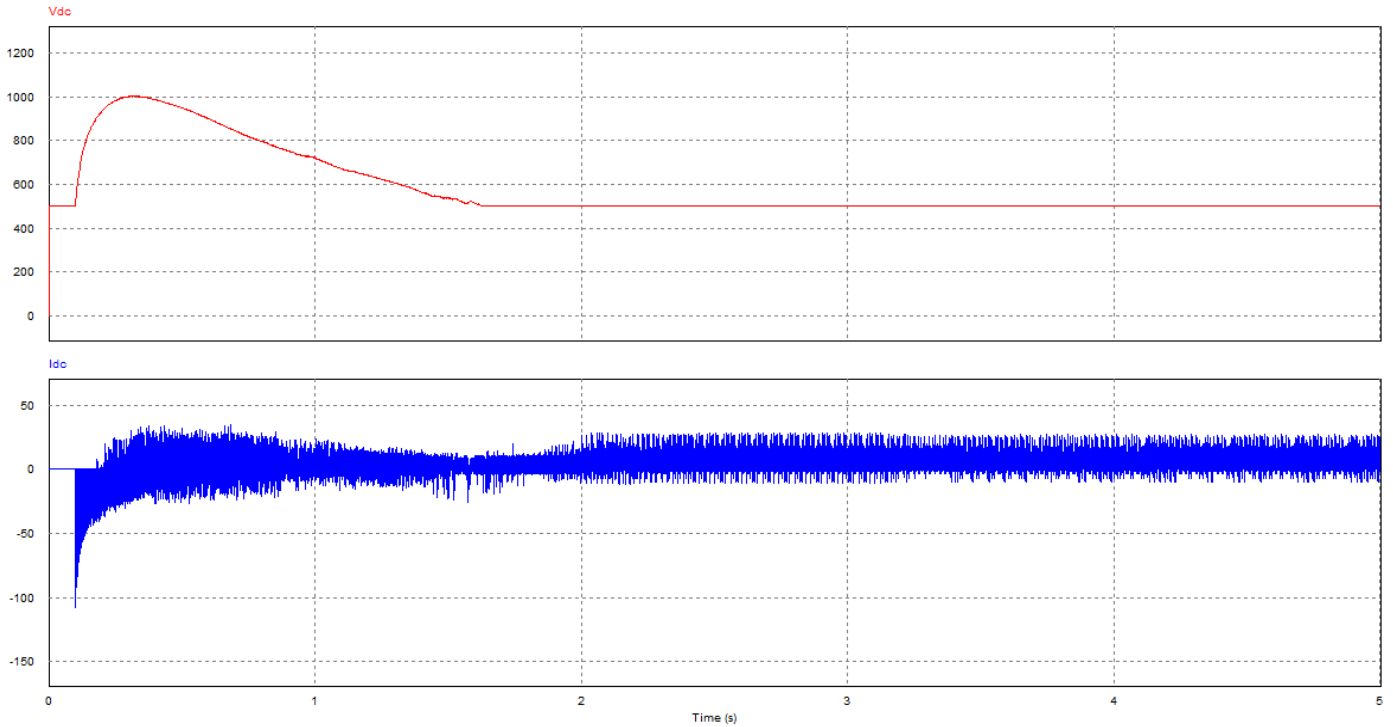


Figura 133: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 8,66$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas a 0.

Seguimos teniendo una circulación de corriente inicial que circula desde la parte AC hacia la parte DC que supera ligeramente los 100 A, lo que provoca un incremento de la tensión en el bus de continua. Pero en este caso se observa que por una parte la sobretensión solo llega hasta los 1000 V, y que esta alcanza los 500 V cuando han pasado unos 1,5 s de simulación, lo que coincide con la menor circulación de corriente hacia la parte de AC.

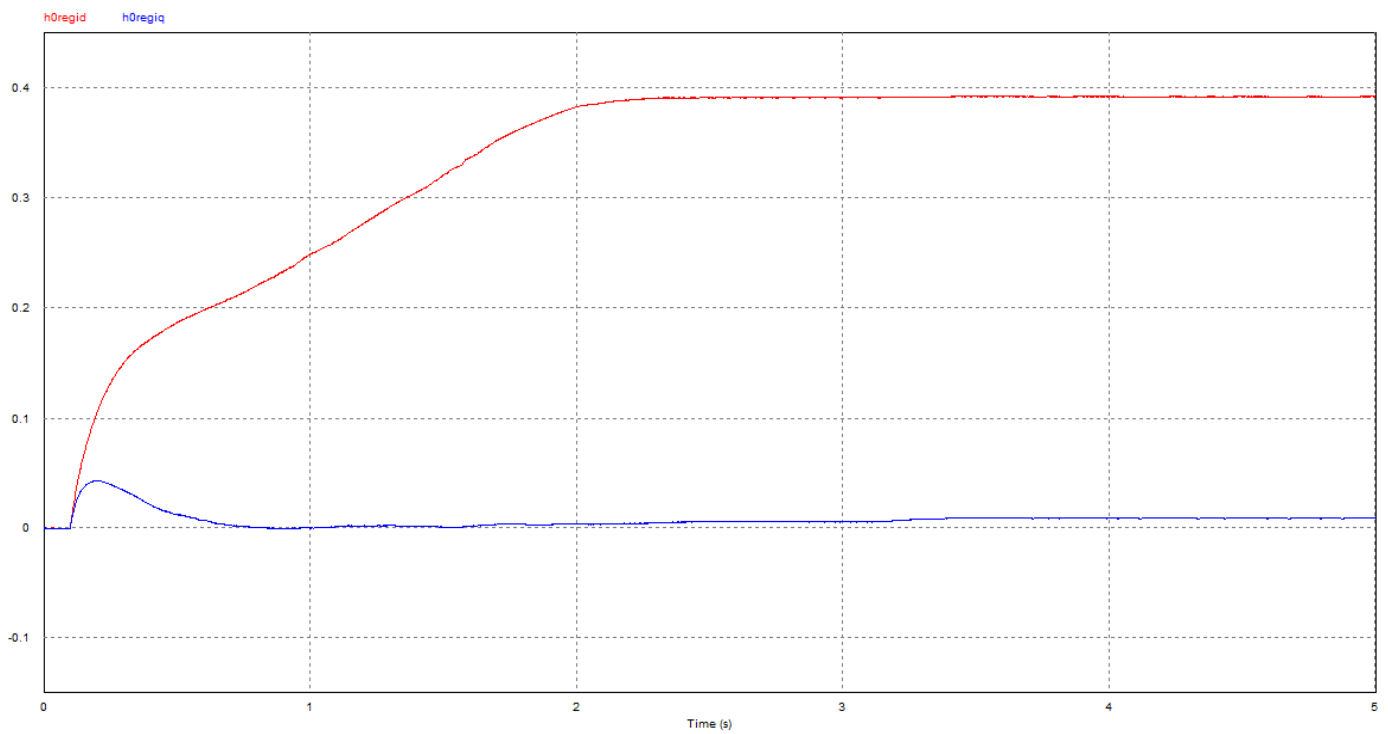


Figura 134: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $I_{dref} = 8.66$

La memoria interna  $h0regid$  se estabiliza en un valor de 0,39 y  $h0regiq$  a un valor de 0,02 pasados los 2 s de simulación.

- Simulación 4: Consigna de corriente 17,32 (equivale a 10 A en secundario)

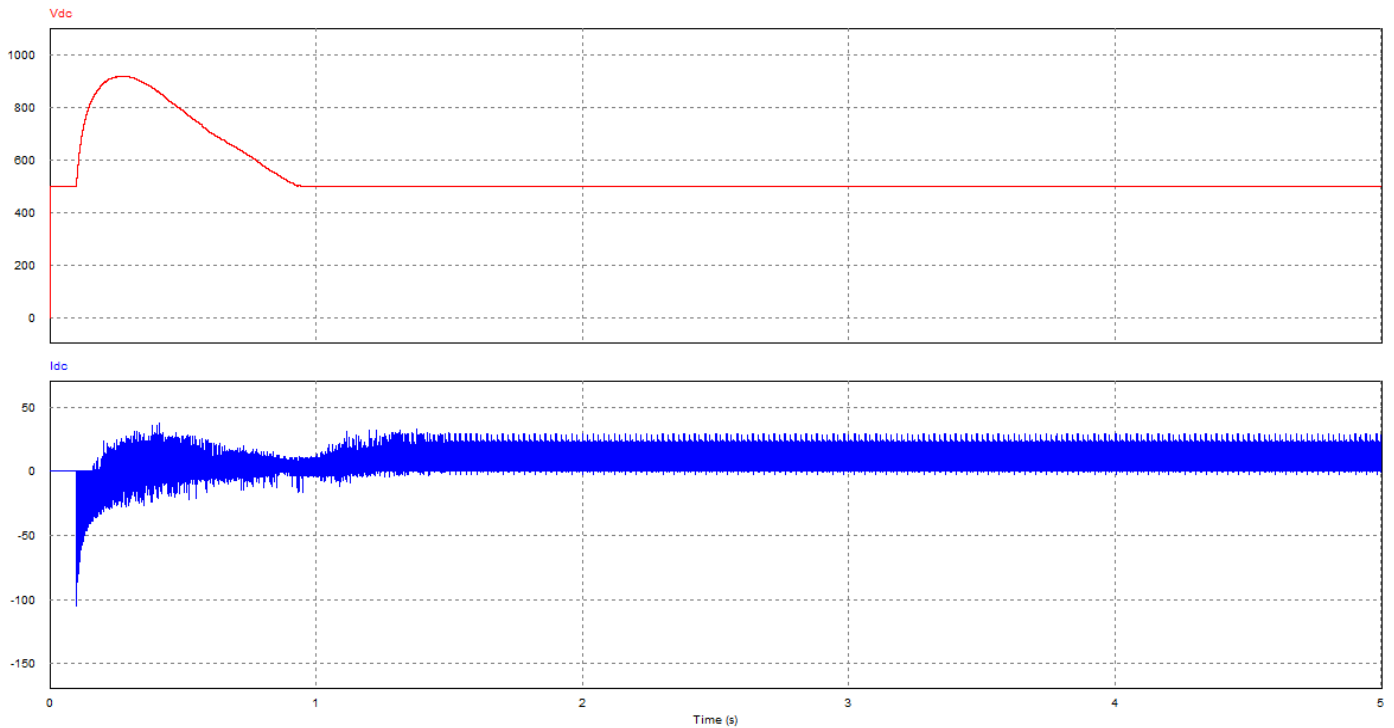


Figura 135: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 17,32$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas a 0.

Seguimos teniendo una circulación de corriente inicial que circula desde la parte AC hacia la parte DC que apenas llega a los 100 A, lo que provoca un incremento de la tensión en el bus de continua. Pero en este caso se observa que por una parte la sobretensión solo llega hasta los 900 V, y que esta alcanza los 500 V cuando han pasado unos 0,9 s de simulación, lo que coincide con la menor circulación de corriente hacia la parte de AC.



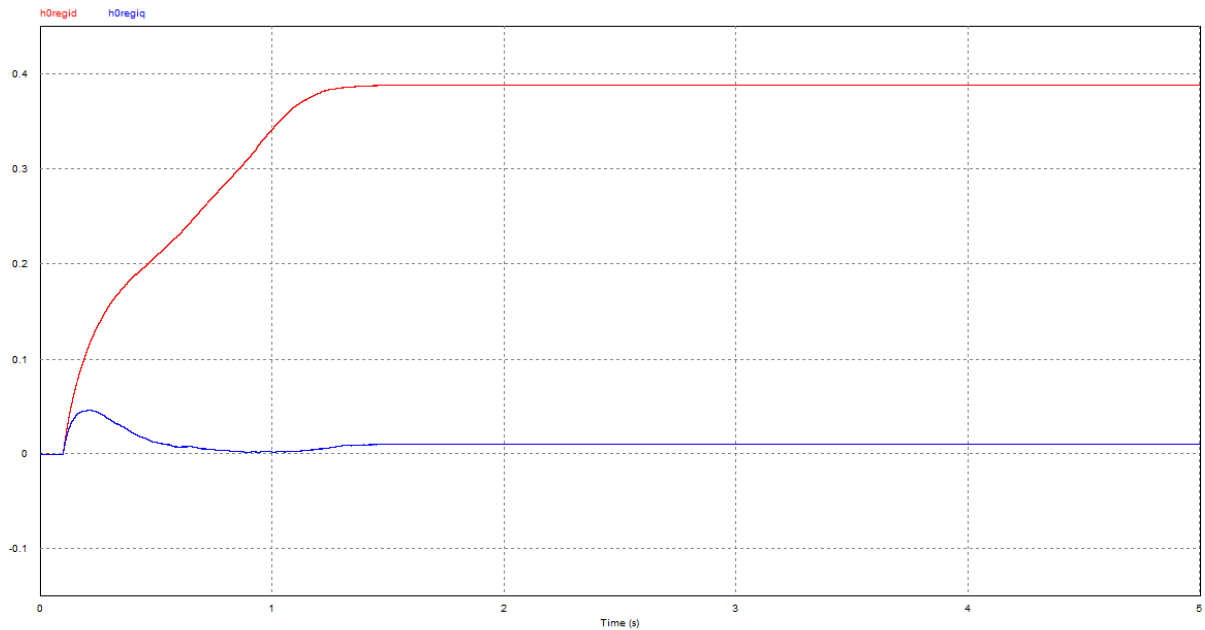


Figura 136: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $I_{dref} = 17,32$

La memoria interna  $h0regid$  se estabiliza en un valor de 0,39 y  $h0regiq$  a un valor de 0,02 pasados 1 s de simulación.

De las simulaciones realizadas se observa que las memorias internas evolucionan hasta unos valores determinados.

Durante esta evolución circula una corriente en sentido AC-DC que hace que la tensión en el bus de continua alcance valores muy elevados, provocando de esta manera la ruptura de los IGBTs.

Se han repetido las simulaciones, pero inicializando las memorias a unos valores próximos a estos valores finales:

- $h0regid = 0,40$
- $h0regiq = 0,02$

- Simulación 5: Consigna de corriente 0

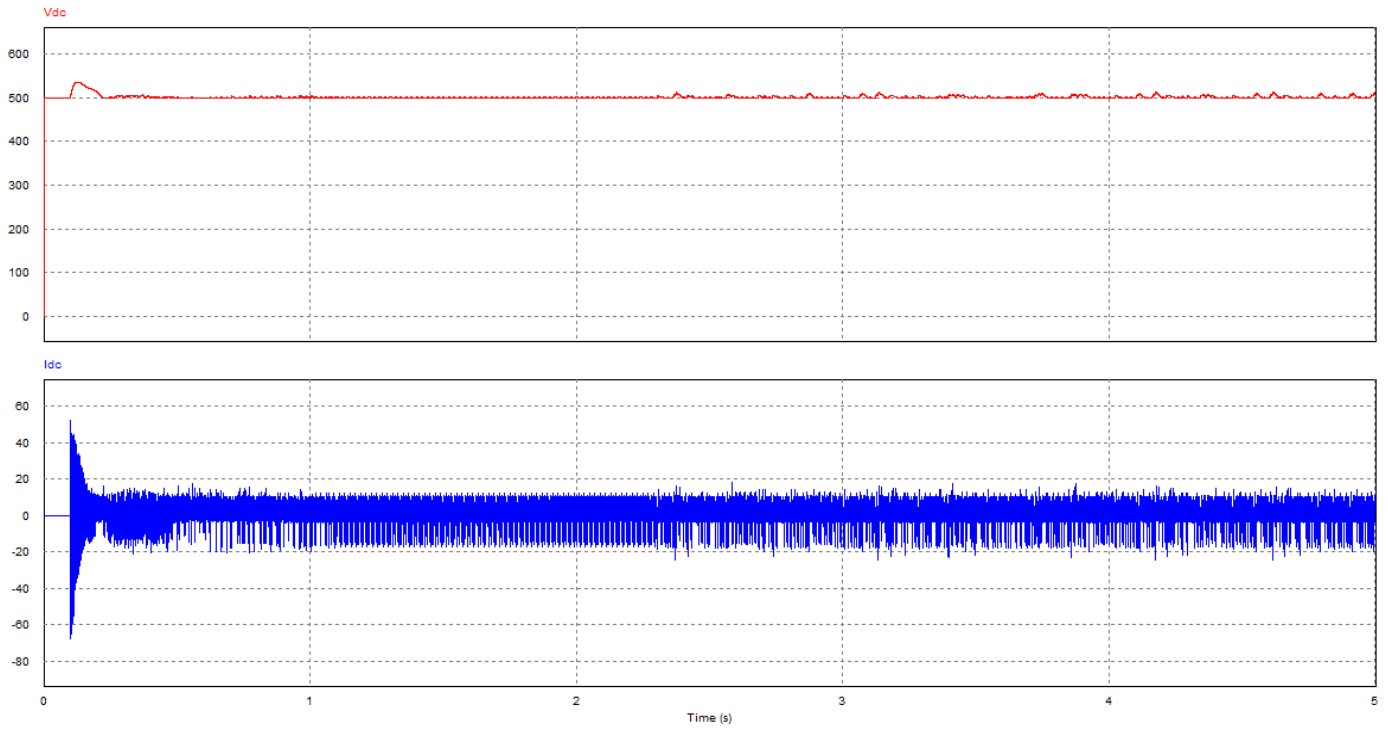


Figura 137: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 0$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas  $h0regid = 0,4$  y  $h0regiq = 0,02$

En este caso se tiene una corriente inicial, pero que en este caso circula en ambos sentidos, no solo en sentido AC-DC, lo que provoca que la tensión en el bus de continua no supere los 550 V. La corriente alcanza un pico de 65 A en sentido AC-DC.

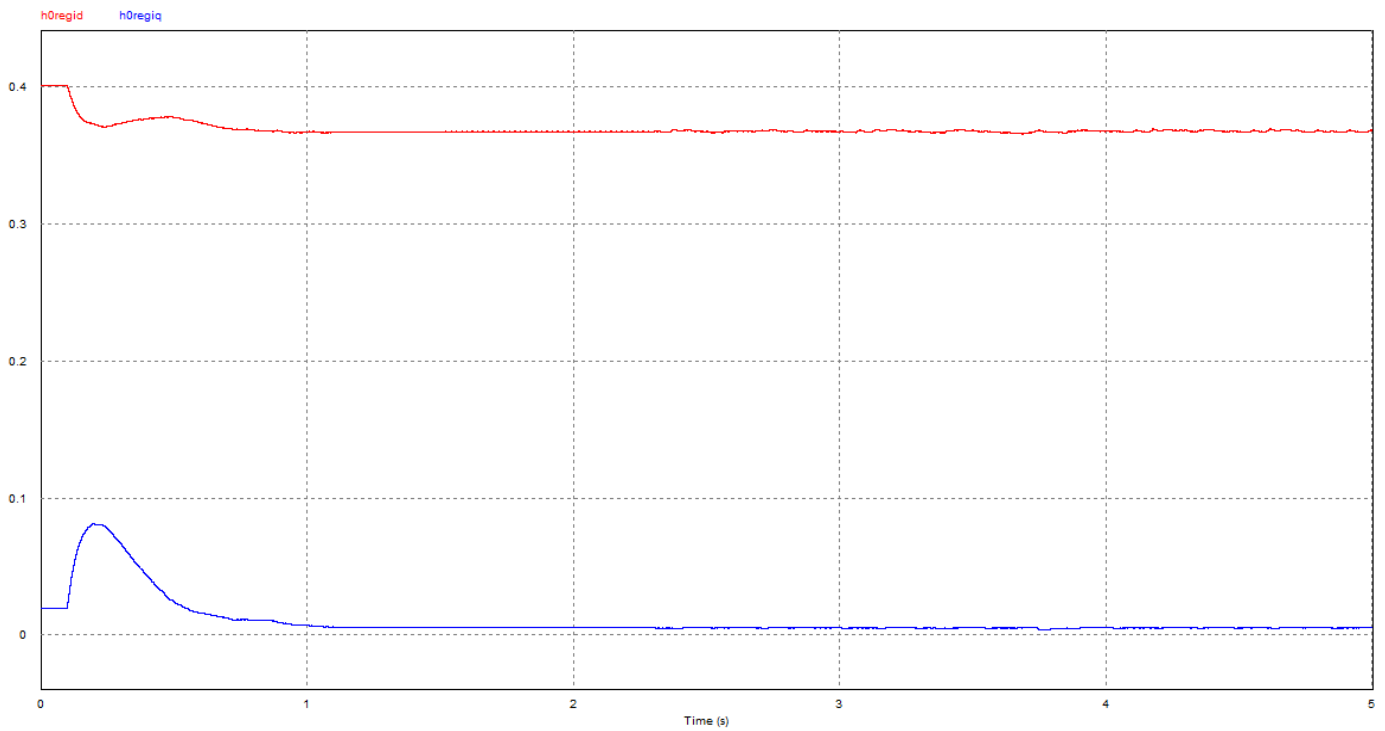


Figura 138: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $I_{dref} = 0$

Se puede observar como las memorias internas alcanzan sus valores estacionarios más rápidamente al encontrarse cerca de ellos.

- Simulación 6: Consigna de corriente 2,08 (equivale a 1,2 A en secundario)

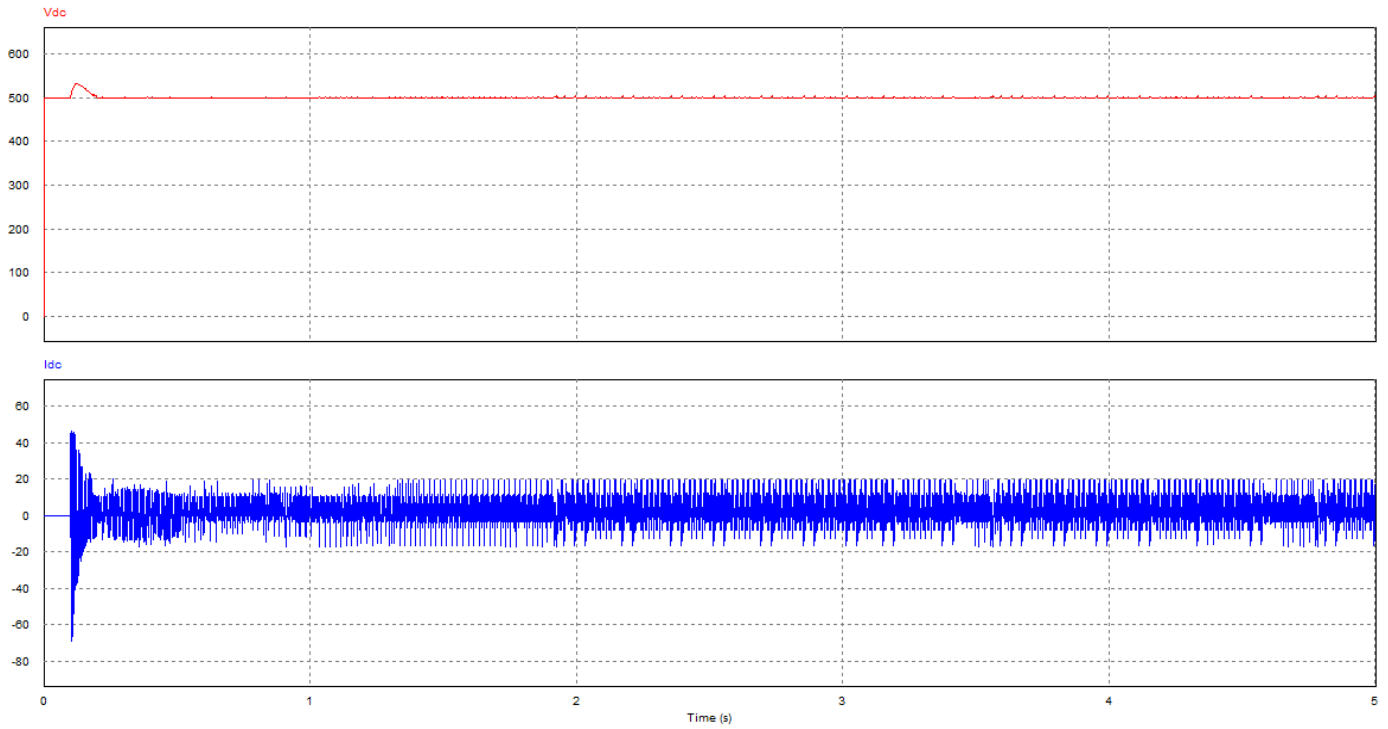


Figura 139: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 2,08$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas  $h0regid = 0,4$  y  $h0regiq = 0,02$

El resultado obtenido es similar al de la simulación anterior. Pero la corriente alcanza un pico de 70 A en sentido AC-DC.

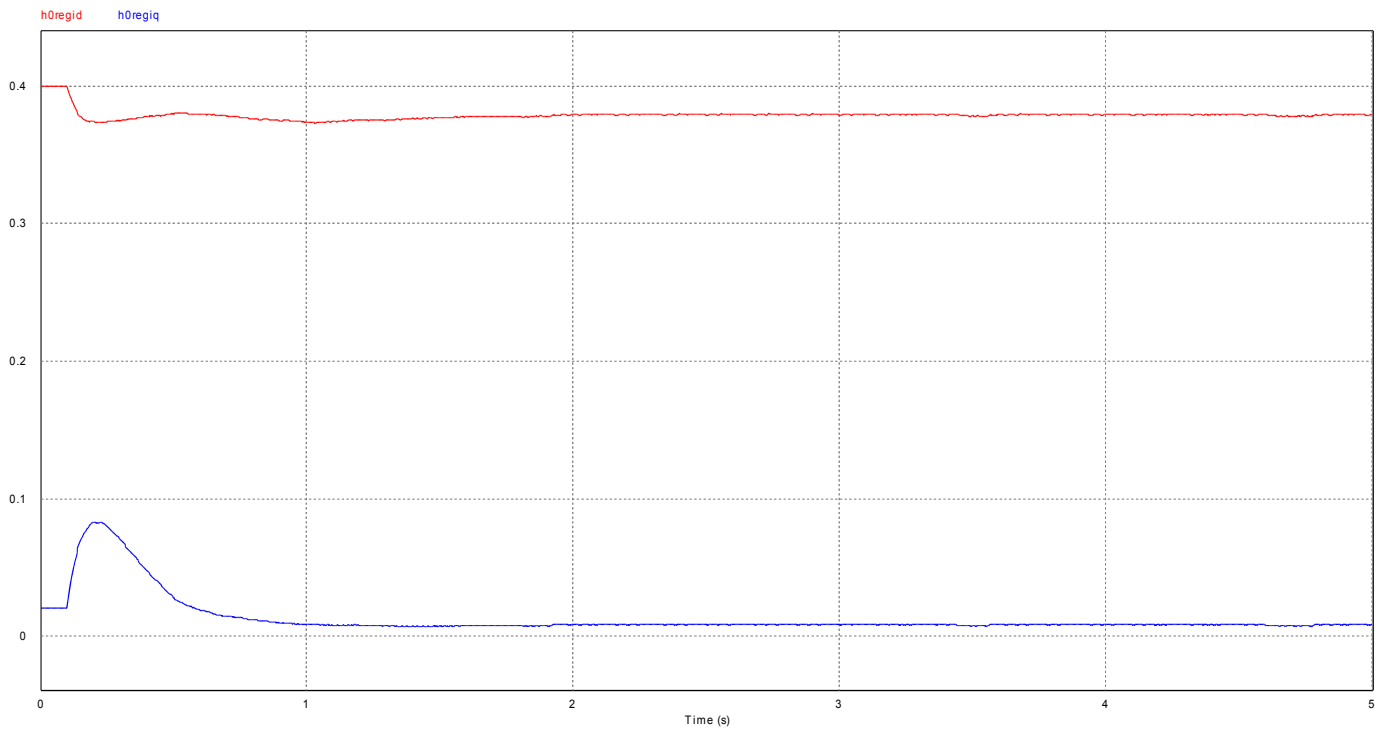


Figura 140: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $Idref = 2,08$

El resultado obtenido es similar al de la simulación anterior.

- Simulación 7: Consigna de corriente 8,66 (equivale a 5 A en secundario)

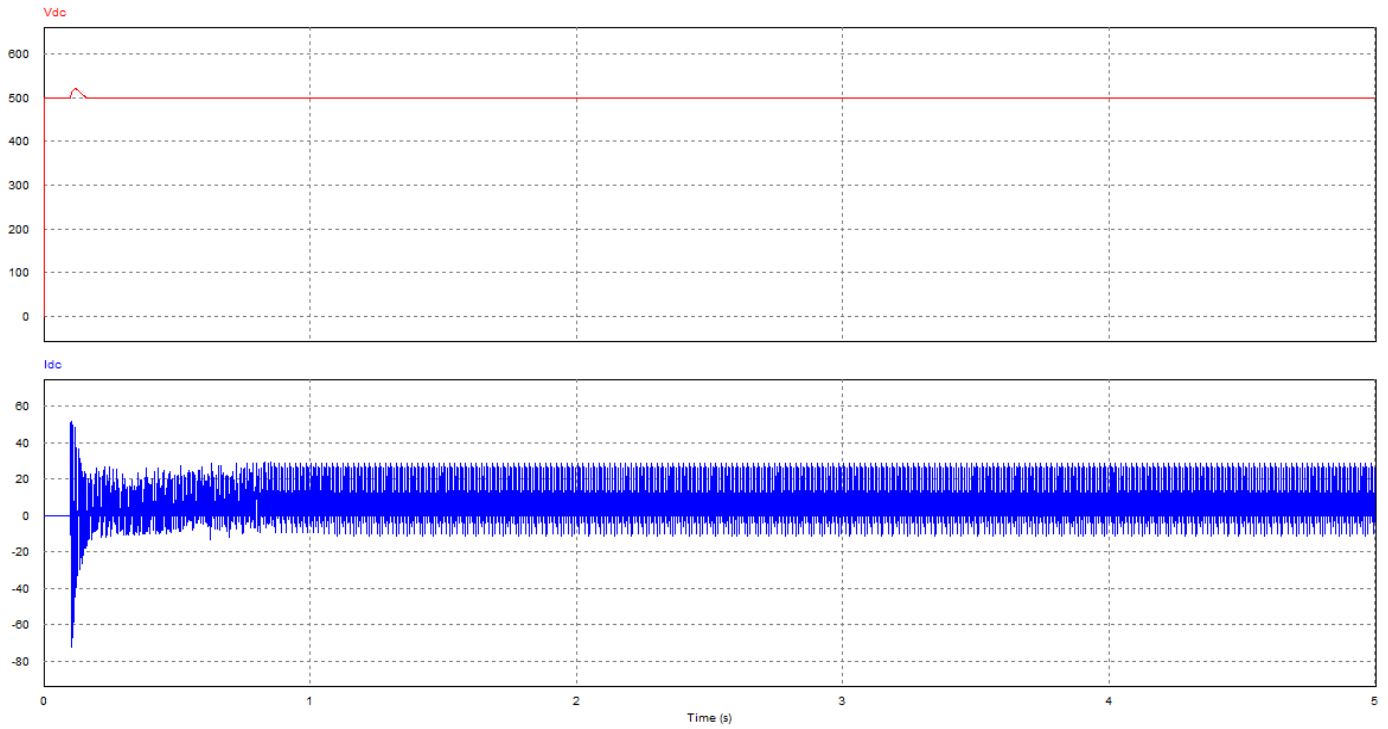


Figura 141: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 8,66$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas  $h0regid = 0,4$  y  $h0regiq = 0,02$

El resultado obtenido es similar al de la simulación anterior. Pero la corriente alcanza un pico de 75 A en sentido AC-DC.



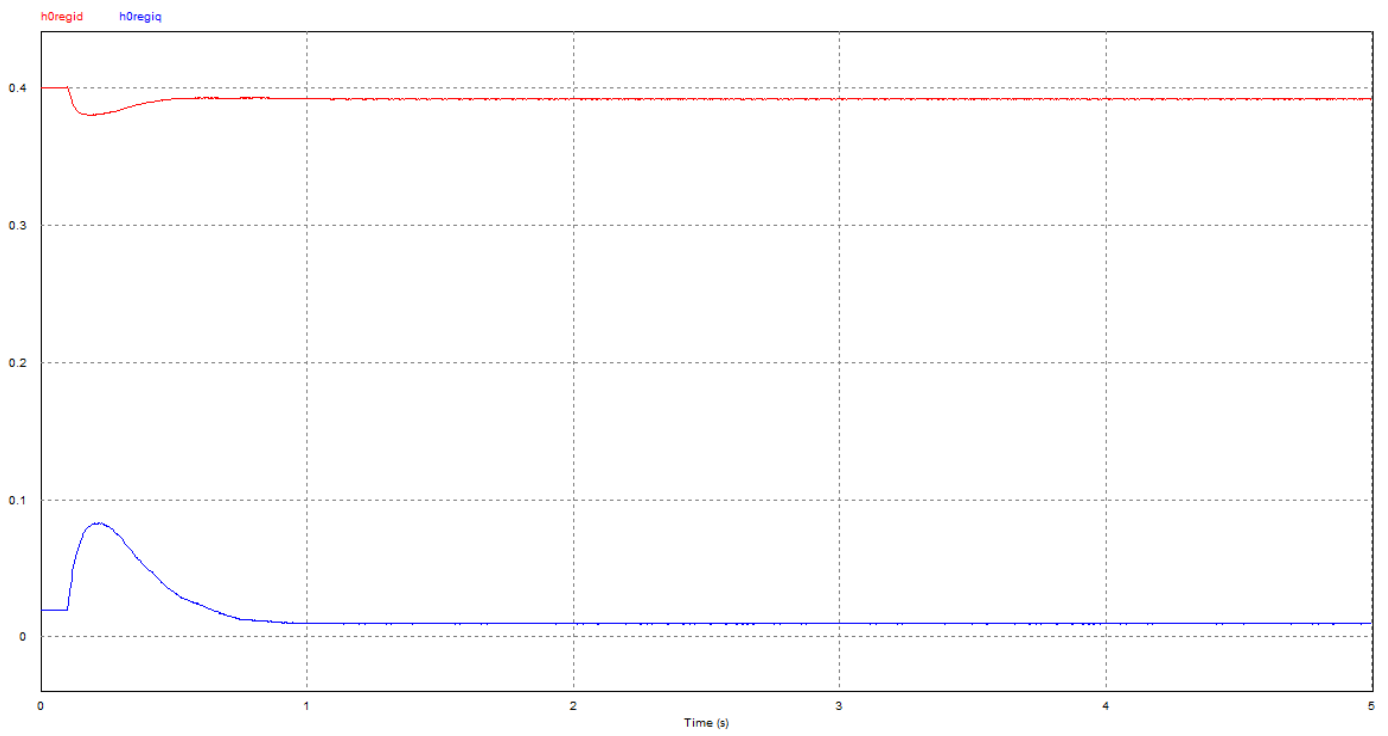


Figura 142: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $I_{dref} = 8,66$

El resultado obtenido es similar al de la simulación anterior.

- Simulación 8: Consigna de corriente 17,32 (equivalente a 10 A en secundario)

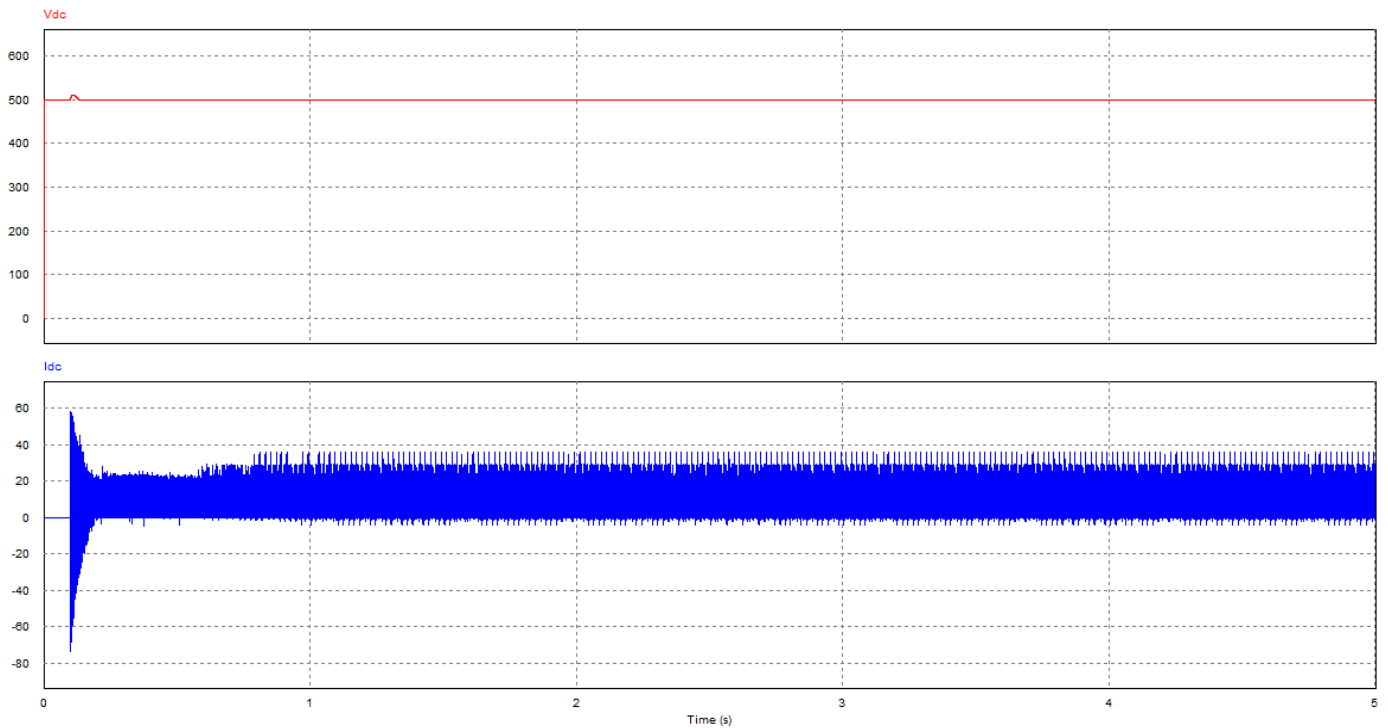


Figura 143: Evolución de la tensión y de la corriente en la DC-Link para  $I_{dref} = 17,32$ . Memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas  $h0regid = 0,4$  y  $h0regiq = 0,02$

El resultado obtenido es similar al de la simulación anterior. Pero la corriente alcanza un pico de 75 A en sentido AC-DC.

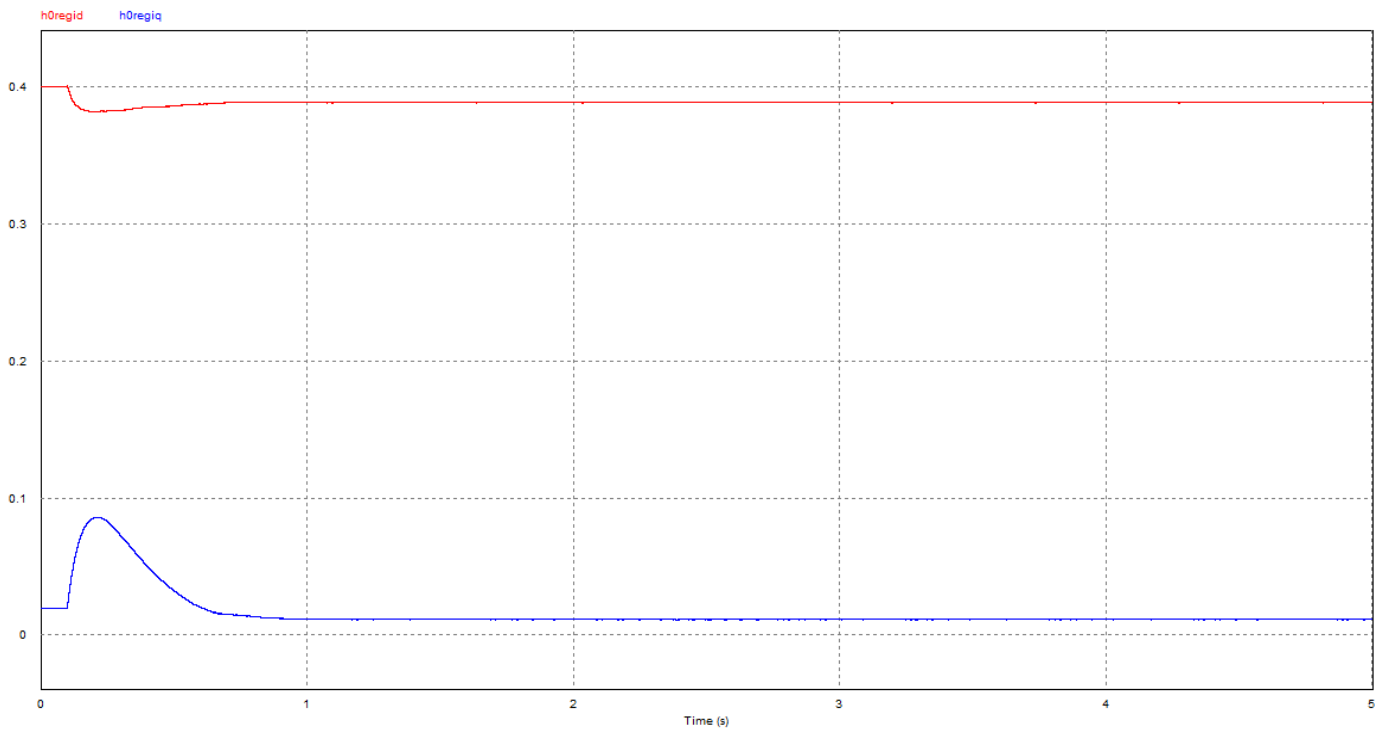


Figura 144: Evolución de  $h0regid$  y  $h0regiq$   $I_{dref} = 17,32$

El resultado obtenido es similar al de la simulación anterior.

De las simulaciones realizadas se ve que el comportamiento del sistema es similar en todos los casos, a excepción de que conforme va aumentando la corriente de referencia la corriente que circula en sentido AC-DC también aumenta.

La solución final adoptada ha sido arrancar el sistema con las memorias internas de los reguladores de corriente inicializadas a los valores anteriormente mencionados y que en el momento de la conexión a red la corriente de referencia sea de 0 A, subiendo con una rampa suave hasta el valor de corriente deseado con el que se quiera hacer trabajar el sistema.

### 5.4.2.2 Medidas realizadas

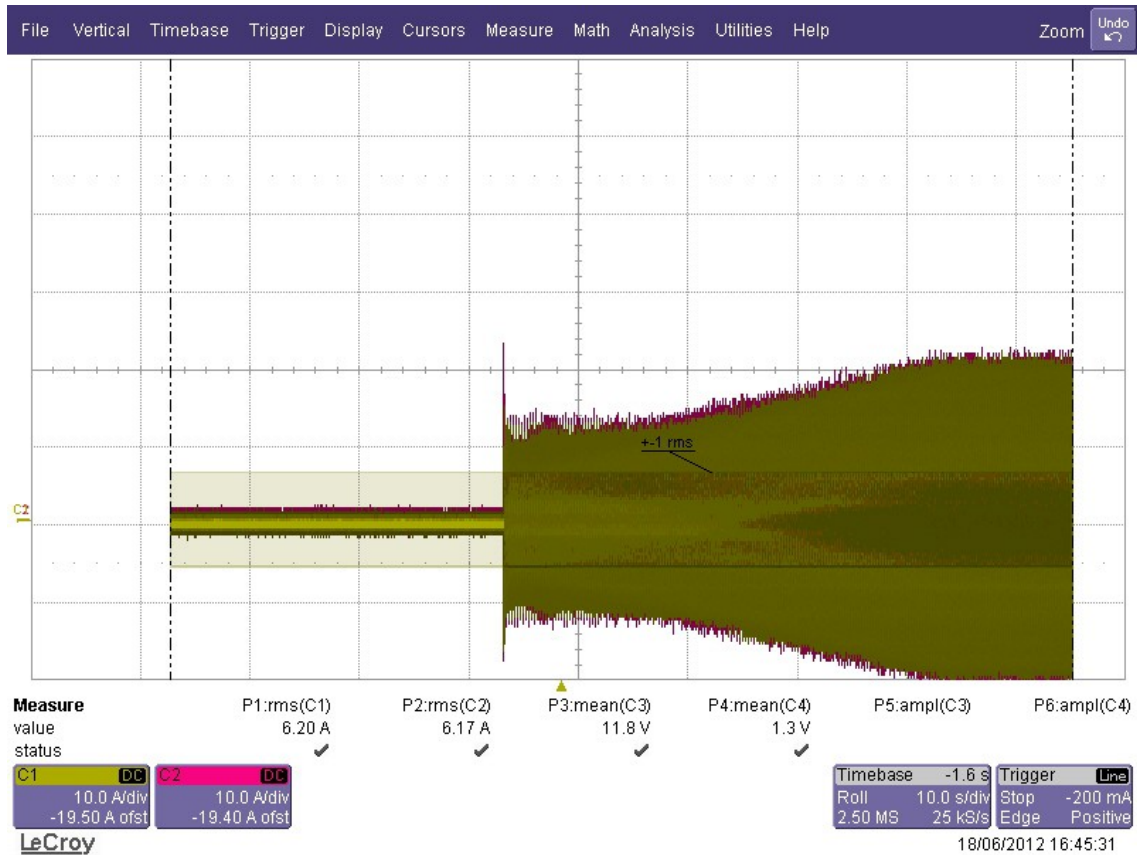


Figura 145: Arranque del sistema trabajando con el lazo de corriente inyectando corriente a red.

En esta captura de osciloscopio se puede observar como evolucionan la (traza amarilla – C1) e Ib (traza roja - C2) en el secundario del transformador (bobinado de 270 V) arrancando el sistema con una consigna de 0 A y siguiendo a una rampa hasta alcanzar la consigna de Idref = 17,32 (10 A en secundario).

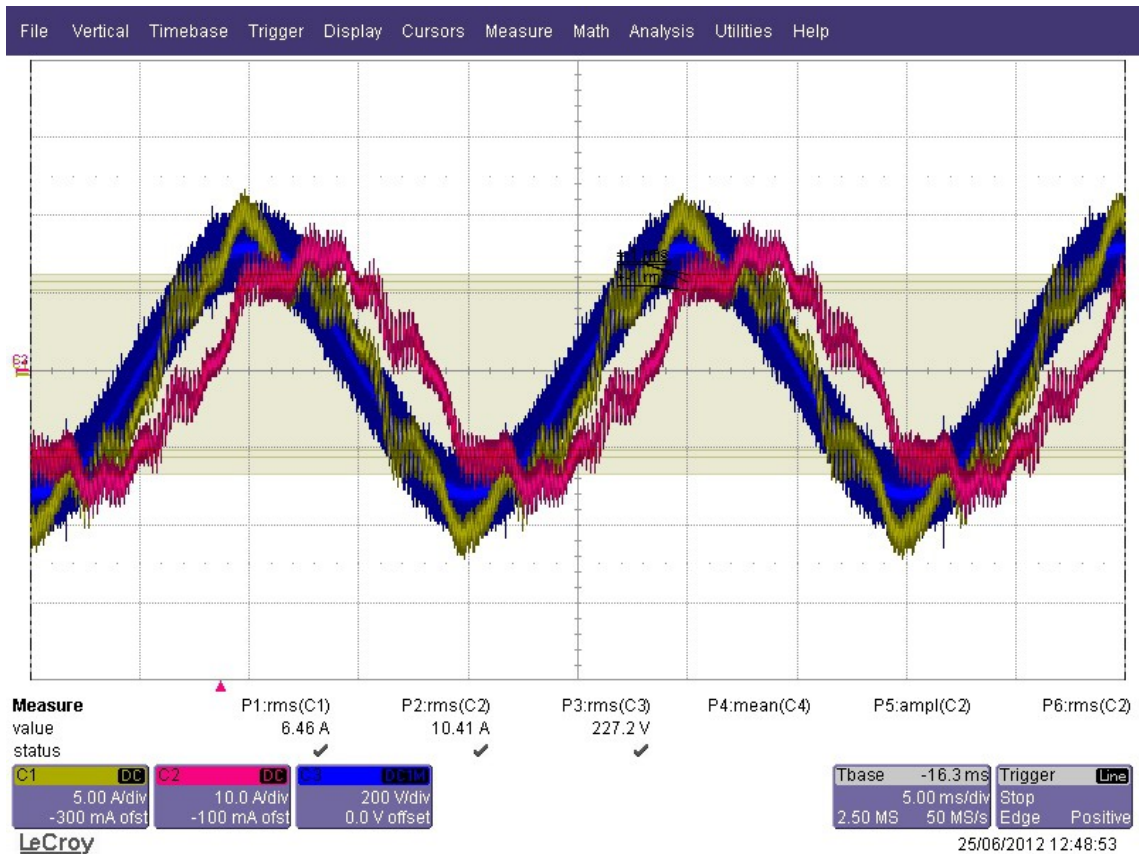


Figura 146:  $I_a$  en el primario,  $I_b$  en el secundario generados por el convertidor trabajando con el lazo de corriente con consigna de  $I_{dref} = 17,32$  A.

En esta captura de osciloscopio se puede observar la (traza amarilla – C1) en el primario del transformador, la (traza roja - C2) en el secundario del transformador y  $V_a$  en el primario del transformador (traza azul – C3).

Cabe destacar que que en el primario la tensión simple y la corriente están prácticamente en fase.

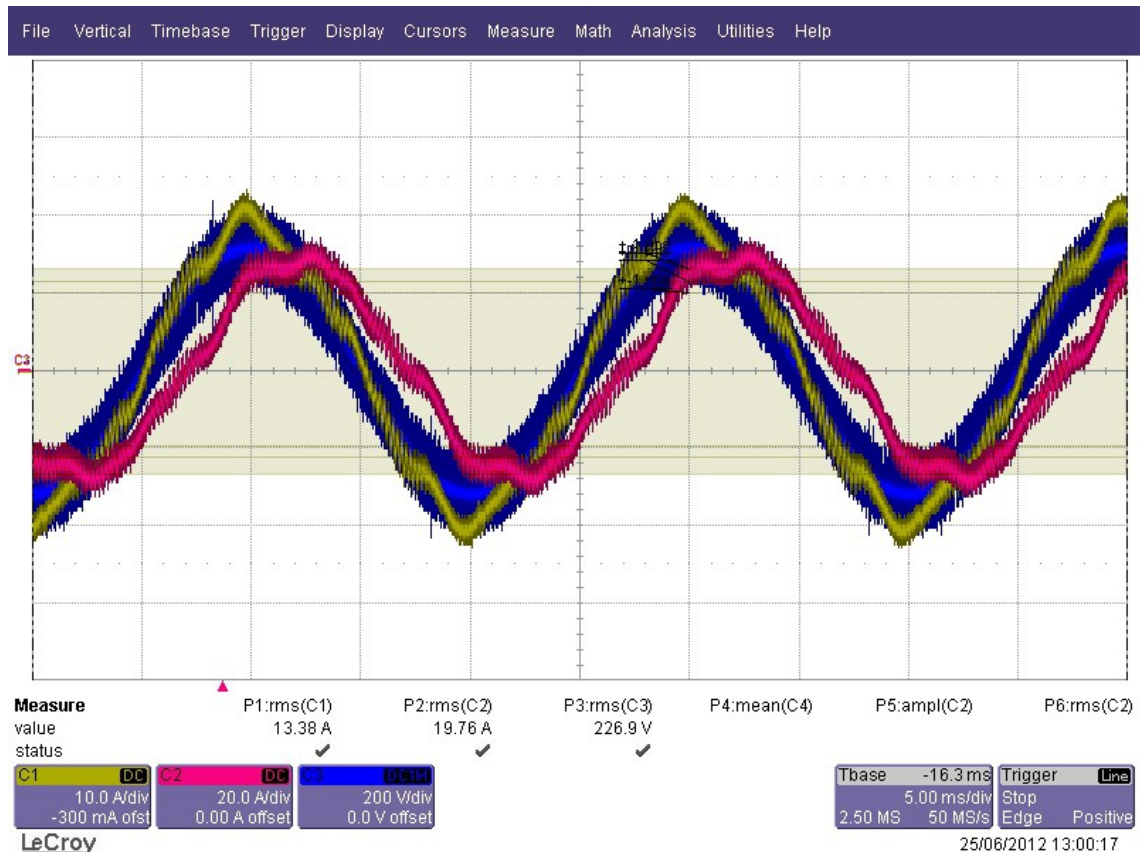


Figura 147:  $I_a$  en el primario,  $I_b$  en el secundario generados por el convertidor trabajando con el lazo de corriente con consigna de  $I_{dref} = 34,64$  A.

En esta captura de osciloscopio se puede observar la (traza amarilla – C1) en el primario del transformador, la (traza roja - C2) en el secundario del transformador y  $V_a$  en el primario del transformador (traza azul – C3).

Cabe destacar que que en el primario la tensión simple y la corriente están prácticamente en fase.

Comparando esta captura con la anterior se puede apreciar como disminuye la distorsión armónica en la corriente.

### 5.4.3 Conclusiones

De los resultados obtenidos y con las modificaciones realizadas con respecto al punto de partida, se ha verificado el buen funcionamiento de los reguladores de corriente.

También se han podido ir viendo los efectos positivos que tiene el uso de este convertidor en cuanto calidad energética, haciendo que la red sea mínimamente perturbada.

## 5.5 VERIFICACIÓN FUNCIONAMIENTO LAZO DE TENSIÓN

Para verificar el funcionamiento del lazo de tensión se utiliza el montaje descrito en el punto 5.1, ya que ya se tiene el sistema de control completo y se va a hacer trabajar al convertidor en modo rectificador.

### 5.5.1 Carga DC-Link del Rectificador Activo

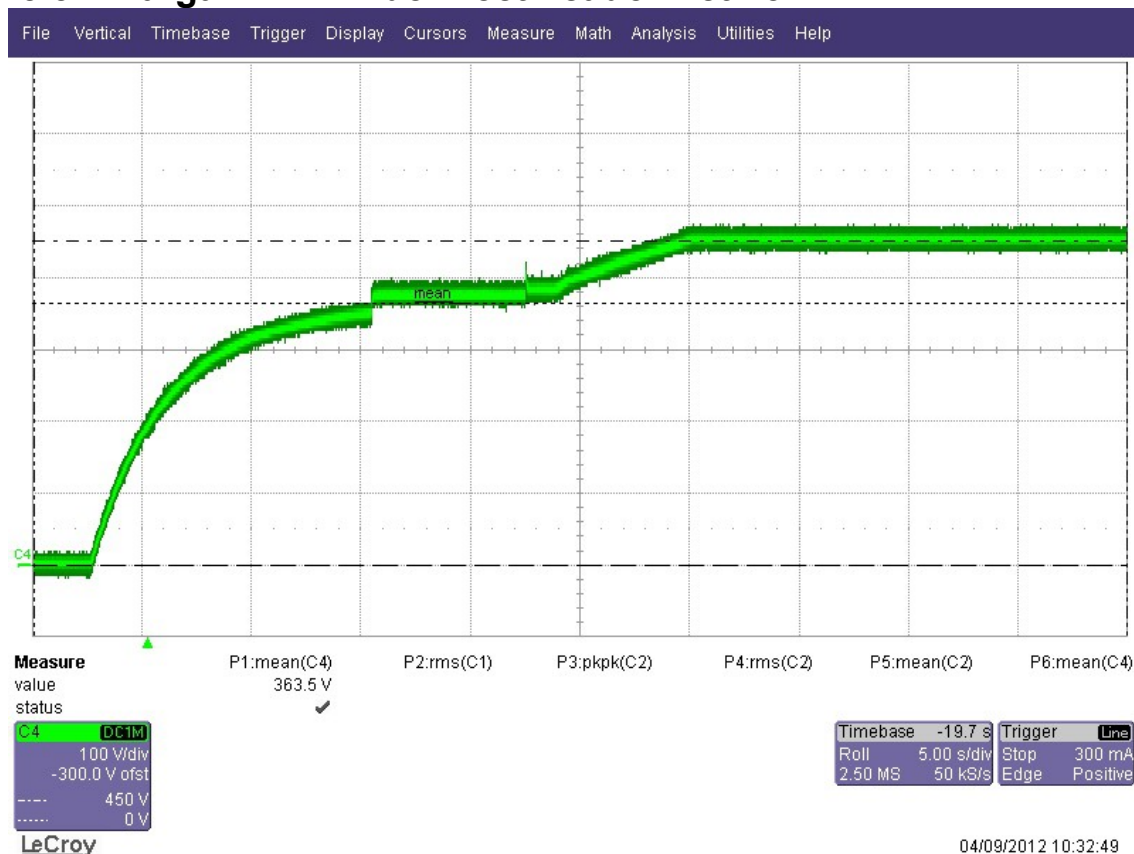


Figura 148: Vdc durante la carga de la DC-Link del R.A. Consigna final 450 V

En esta captura de osciloscopio se ve como evoluciona la tensión en el bus de continua durante el proceso de carga de la DC-Link.

En el primer tramo se ve como se carga siguiendo la curva de un circuito RC formado por las resistencias de carga y la capacidad de la DC-Link a través de los diodos del puente trifásico.

En el segundo tramo, una vez se ha superado cierto nivel de tensión (360 V) se puentean las resistencias de carga y la tensión da un pequeño salto hasta alcanzar los 380 V.

En el tercer tramo el sistema empieza a regular y eleva la tensión mediante un arranque suave hasta la tensión de consigna especificada, en este caso 450 V.

En el cuarto y último tramo se mantiene la tensión en el bus de continua estable en los 450 V.



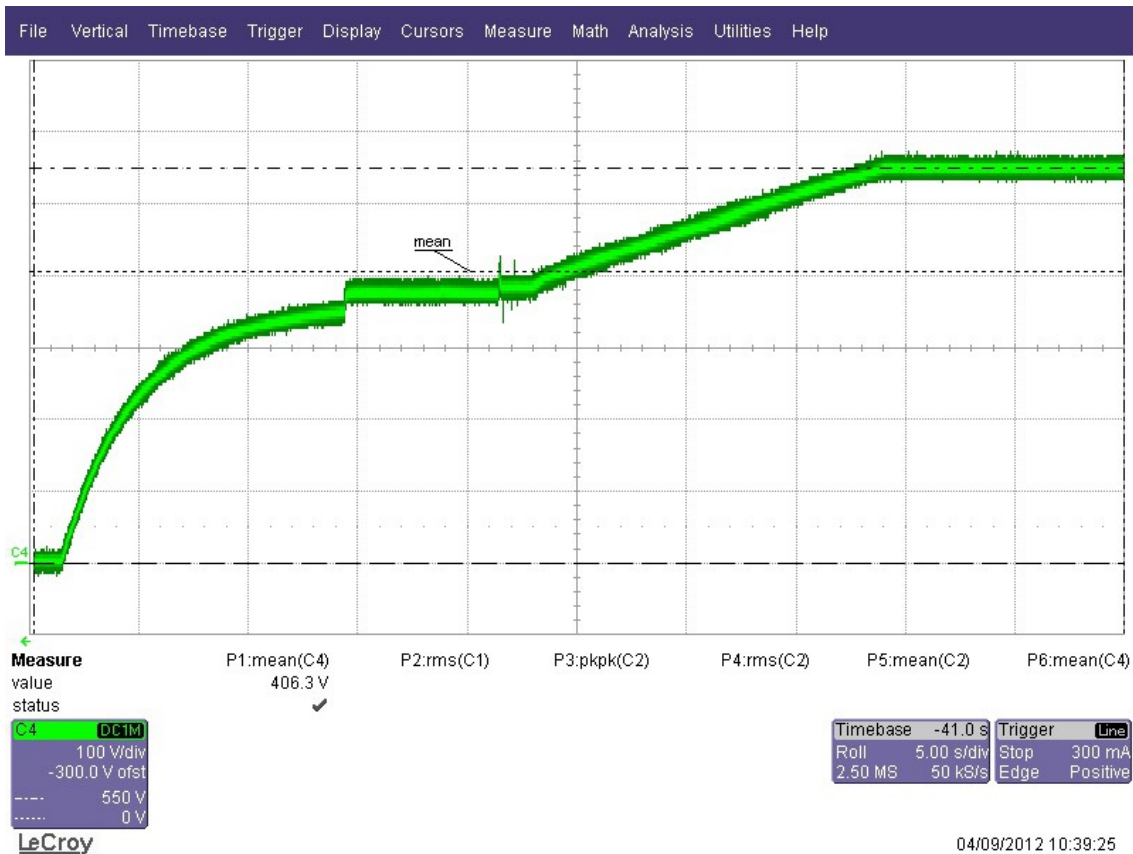


Figura 149: Vdc durante la carga de la DC-Link del R.A. Consigna final 550 V

En esta captura de osciloscopio se ve como evoluciona la tensión en el bus de continua durante el proceso de carga de la DC-Link.

El proceso de carga es idéntico al anterior, pero la tensión de consigna final en el bus de continua es de 550 V.

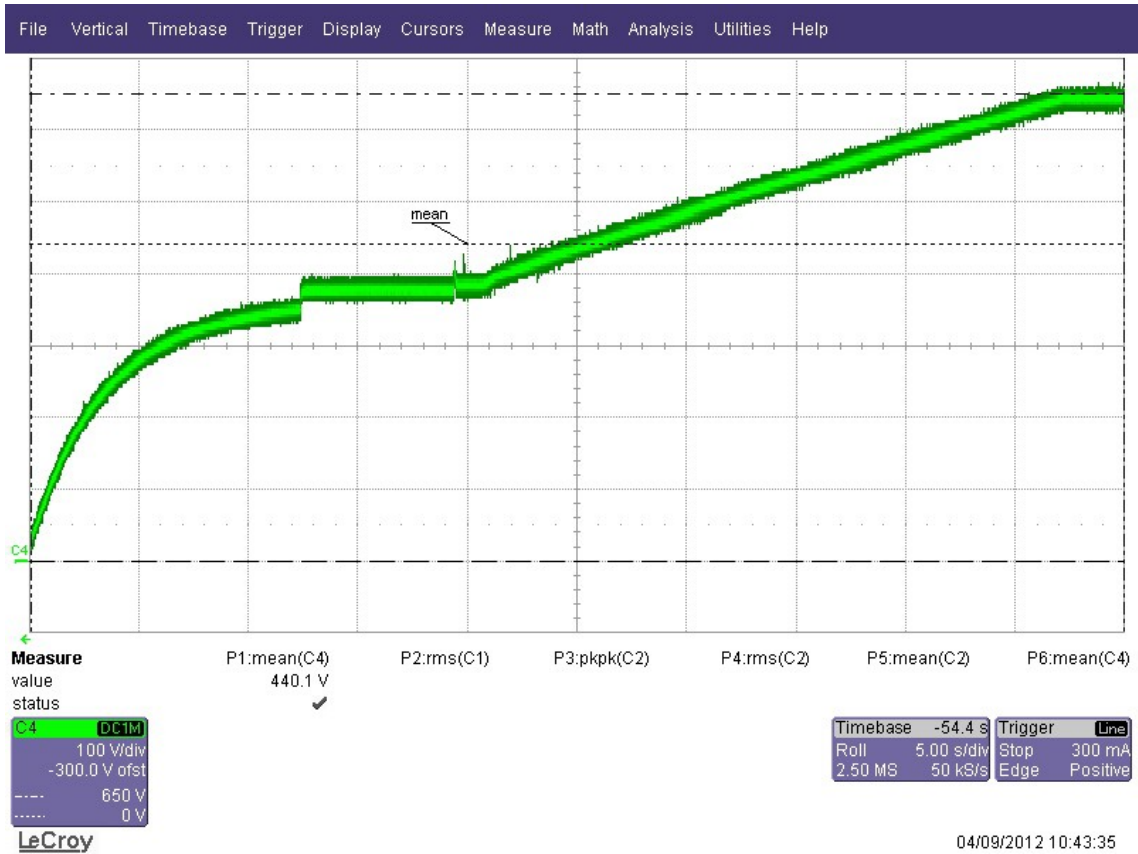


Figura 150: Vdc durante la carga de la DC-Link del R.A. Consigna final 650 V

En esta captura de osciloscopio se ve como evoluciona la tensión en el bus de continua durante el proceso de carga de la DC-Link.

El proceso de carga es idéntico al anterior, pero la tensión de consigna final en el bus de continua es de 550 V.

## 5.5.2 Carga de la DC-Link del cargador de vehículos eléctricos

### 5.5.2.1 Problemas de EMC

Cuando se utiliza el rectificador activo para regular la tensión de la DC-Link del surtidor, aparece una tensión en el condensador de salida del orden de la decena de voltios sin que se disparen los IGBTs del inversor.

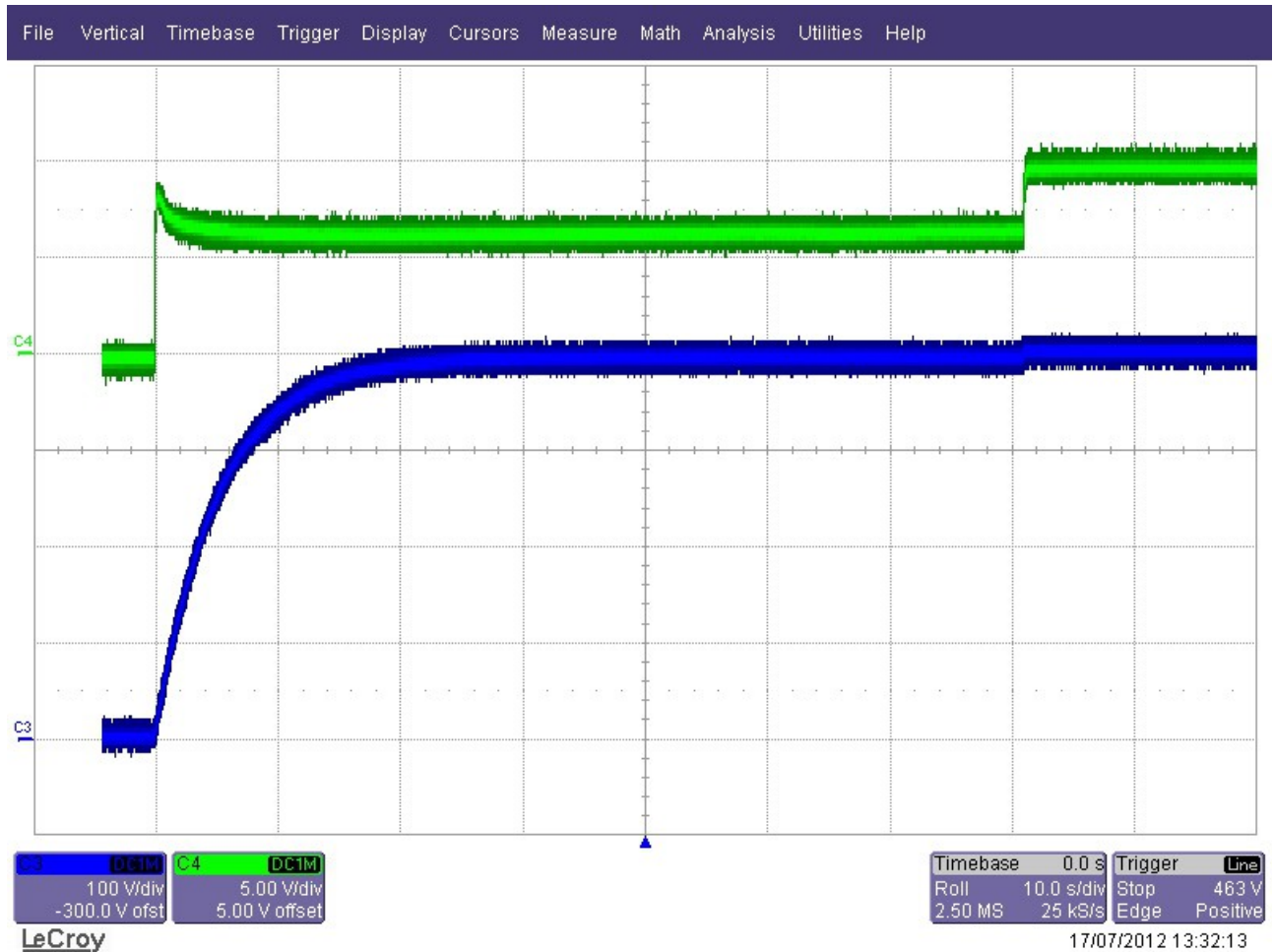


Figura 151: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con todas las ramas del primario del transformador de HF conectadas

En la captura del osciloscopio se pueden observar las tensiones en la DC-Link (traza Azul) y en el condensador de salida del surtidor (traza Verde).

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8V$  y siguiendo una curva exponencial negativa se descarga hasta  $V_c \approx 6V$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 9.6V$ .

Para determinar el tipo de interferencia que se tiene y cual es el camino que se sigue se van a ir cortando caminos hasta que desaparezca el fenómeno indeseado.

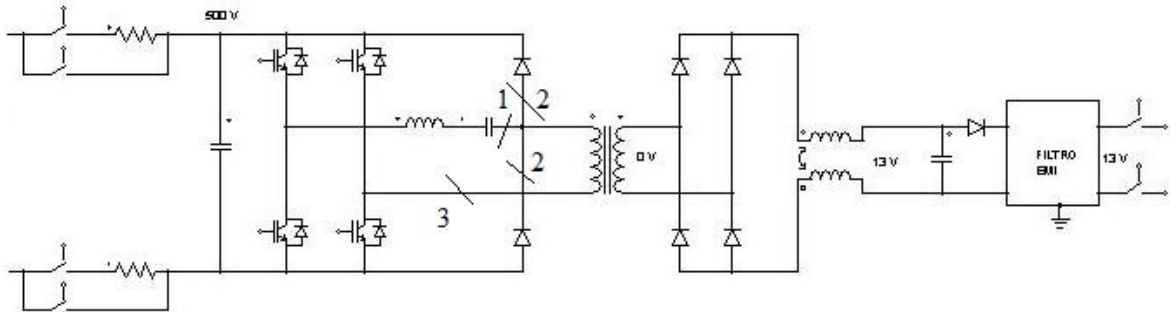


Figura 152: Esquema de Potencia del Surtidor

- Desconexión de la rama LC inversor – primario transformador HF

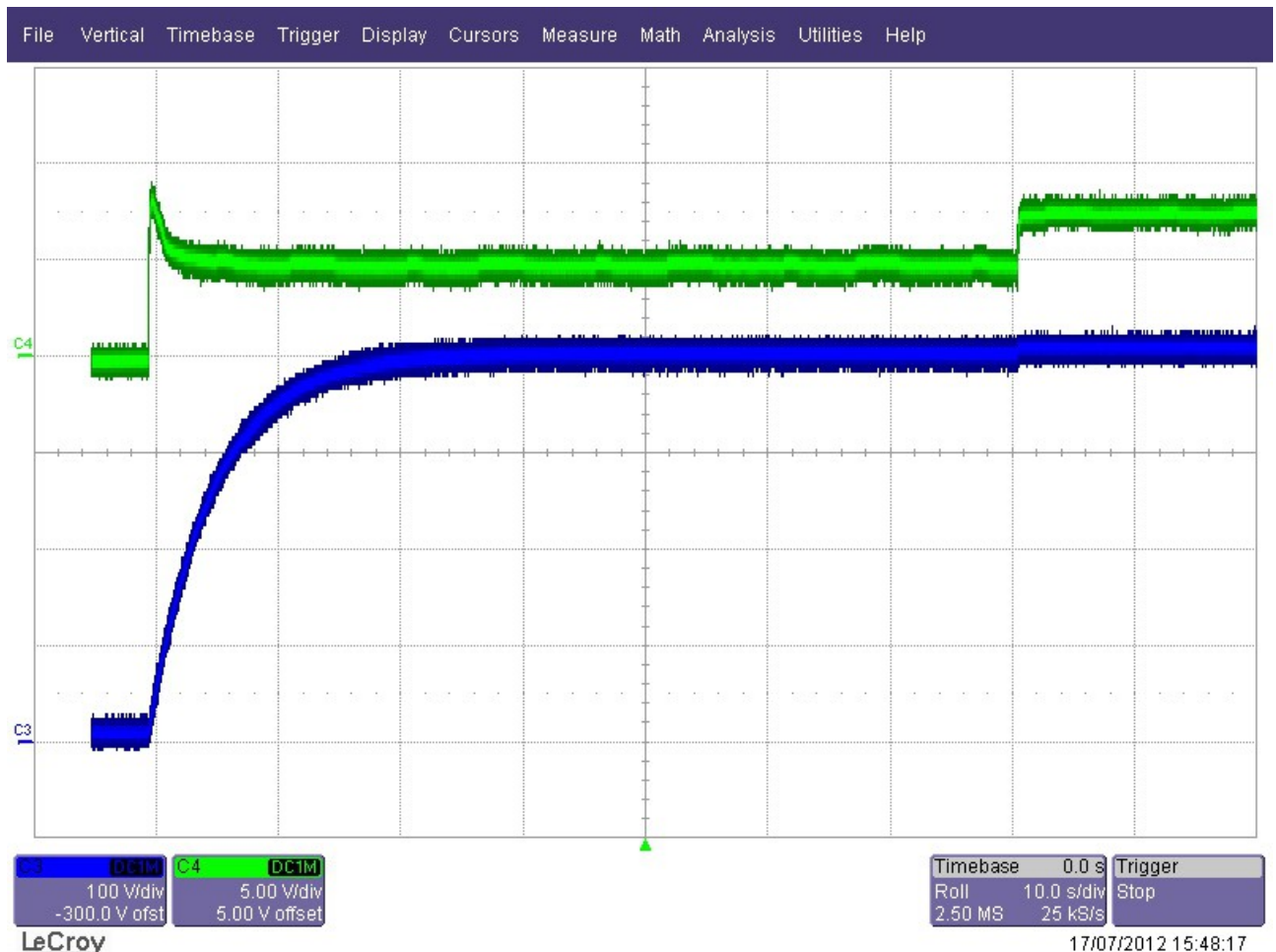


Figura 153: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con la rama LC inversor - primario del transformador de HF desconectada

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de pre-carga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8V$  y siguiendo una curva exponencial negativa se descarga hasta  $V_c \approx 5V$ .

Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 7.4V$  .

- Desconexión de la rama LC inversor – primario transformador HF y de la red de diodos de clamp

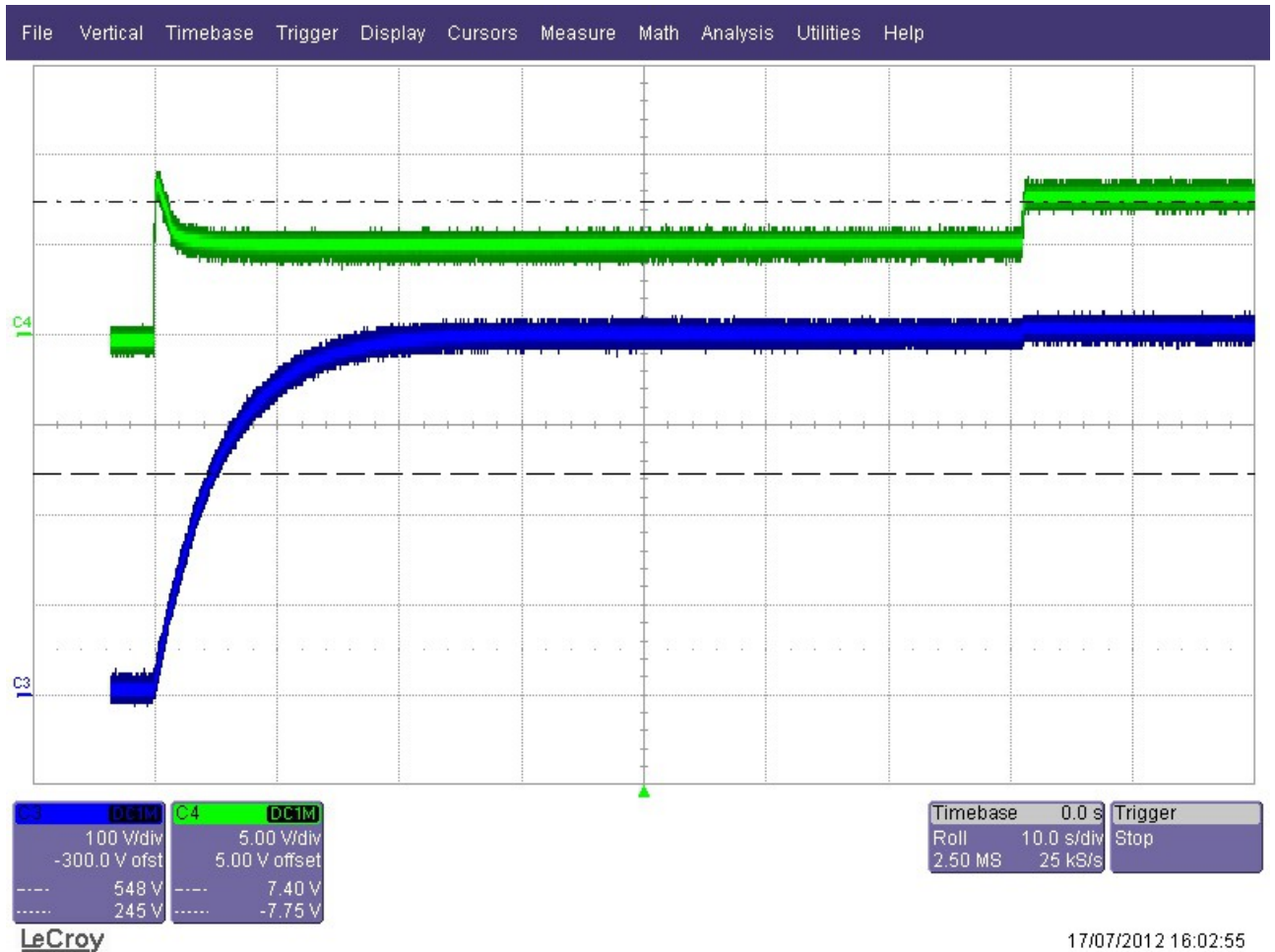


Figura 154: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con la rama LC inversor - primario del transformador de HF y red de diodos de clamp desconectadas

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8V$  y siguiendo una curva exponencial negativa se descarga hasta  $V_c \approx 5V$  . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 7V$  .

- Desconexión de la red de diodos de clamp

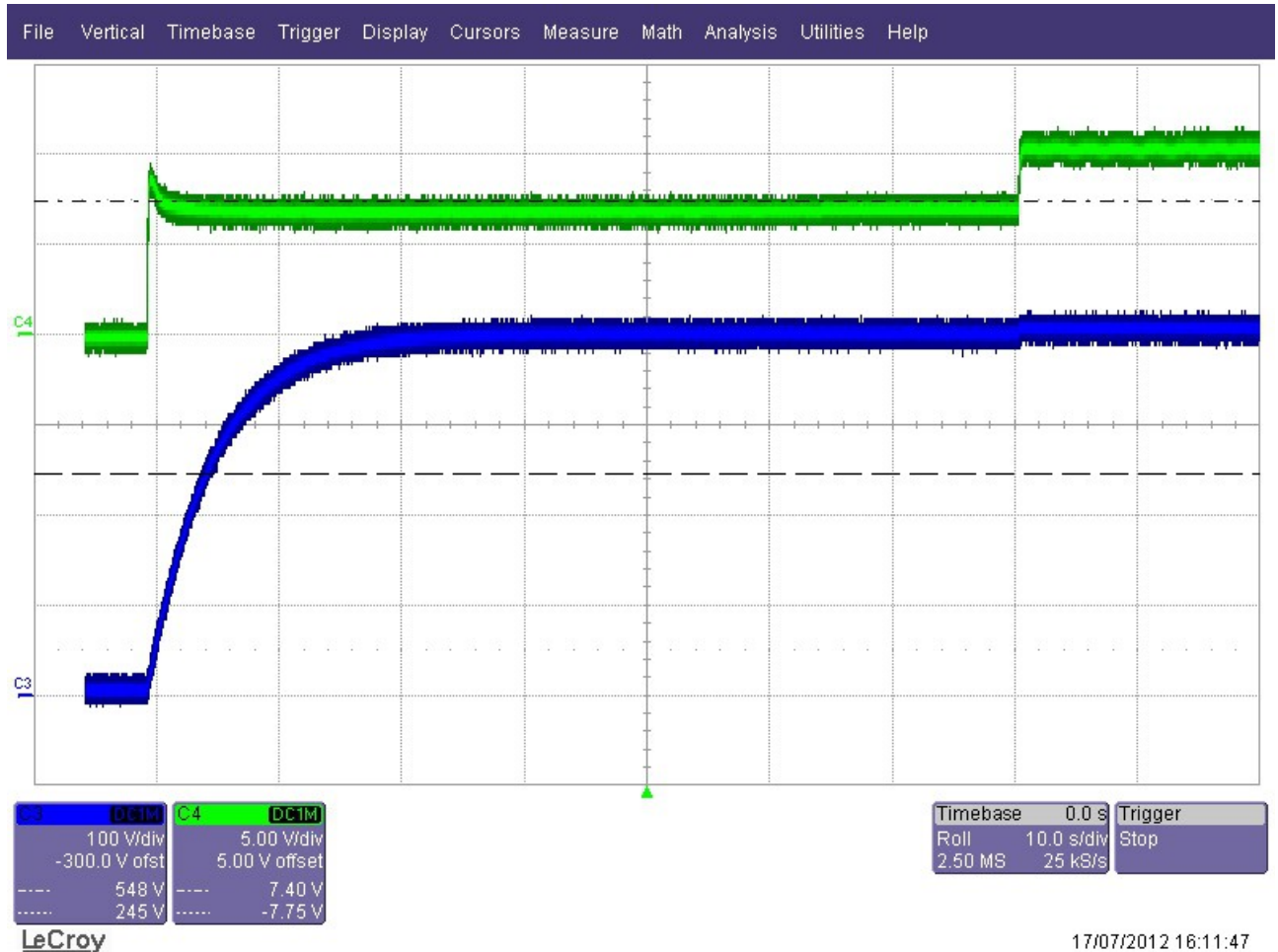


Figura 155: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con red de diodos de clamp desconectada

17/07/2012 16:11:47

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de las resistencias de precarga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8.5V$  y siguiendo una curva exponencial negativa se descarga hasta  $V_c \approx 7V$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 10V$ .



- Desconexión de la rama directa inversor – primario transformador HF

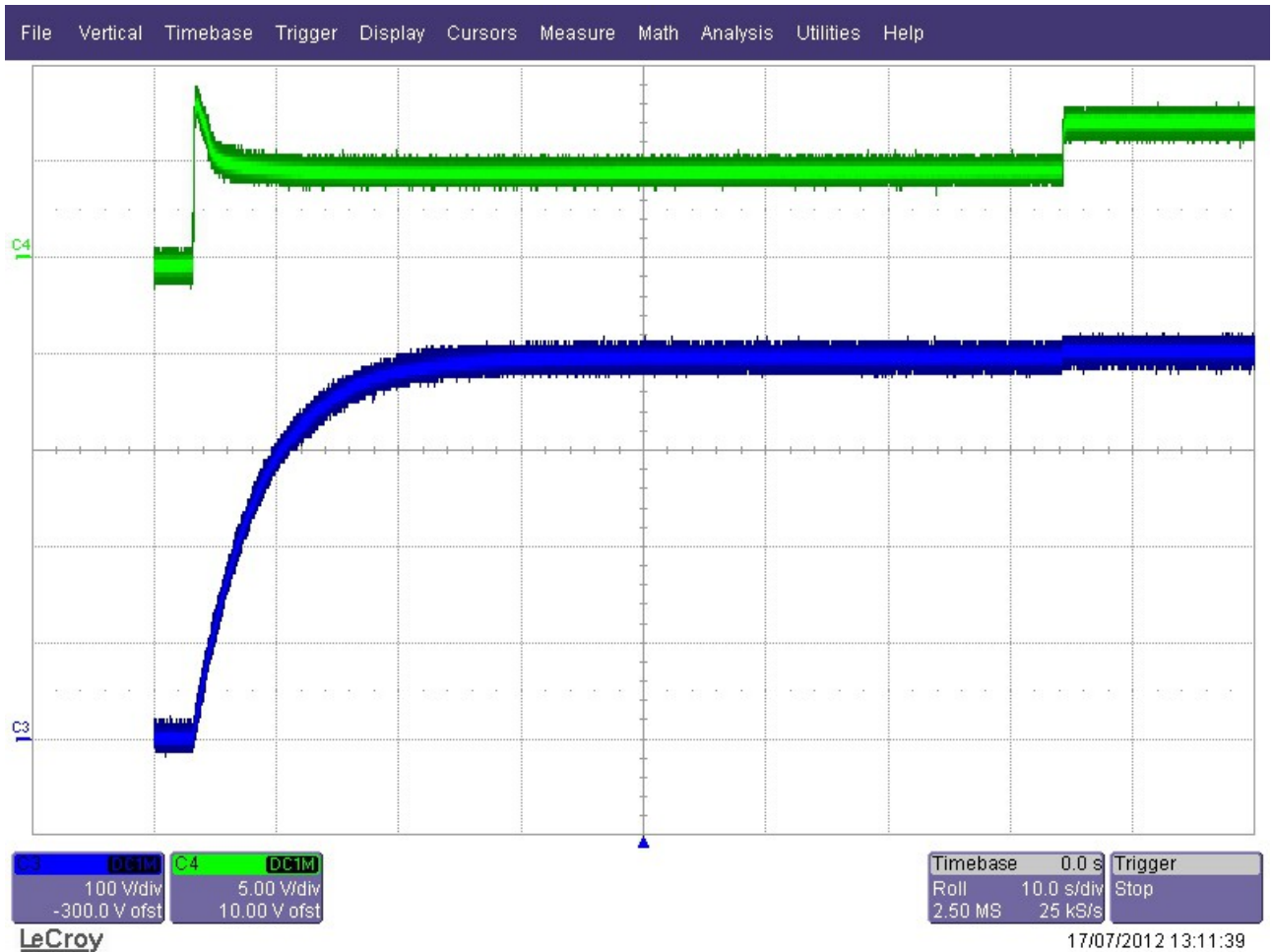
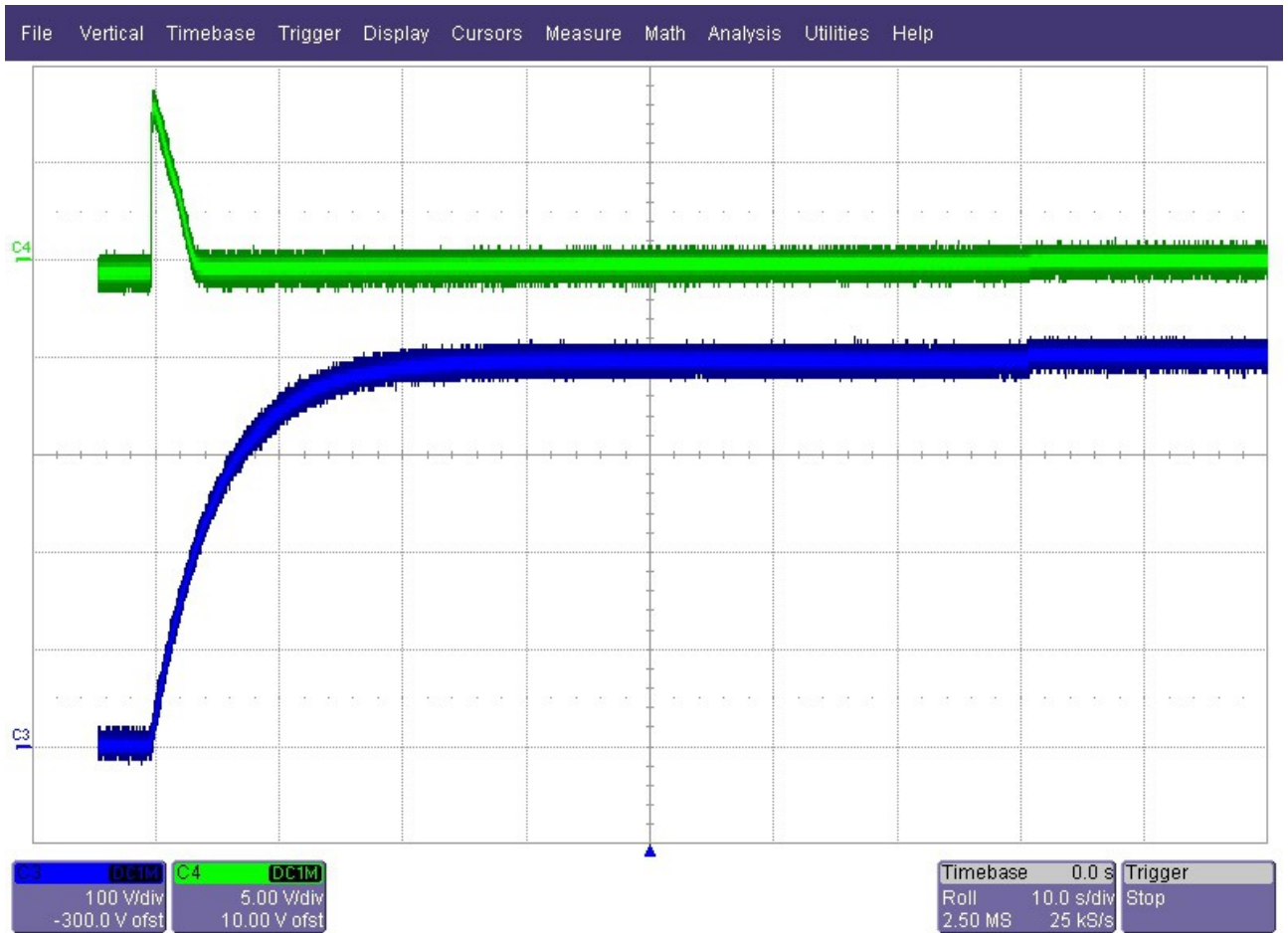


Figura 156: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con la rama directa inversor - primario del transformador de HF desconectada

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8V$  y siguiendo una curva exponencial negativa se descarga hasta  $V_c \approx 5V$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 8V$ .



- Desconexión de las dos ramas inversor – primario transformador HF



LeCroy  
 17/07/2012 13:01:40  
 Figura 157: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con las dos ramas del inversor - primario del transformador de HF desconectadas

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8V$  y se queda prácticamente descargado el condensador de salida.

- Desconexión de la rama directa inversor – primario transformador HF y de la red de diodos de clamp

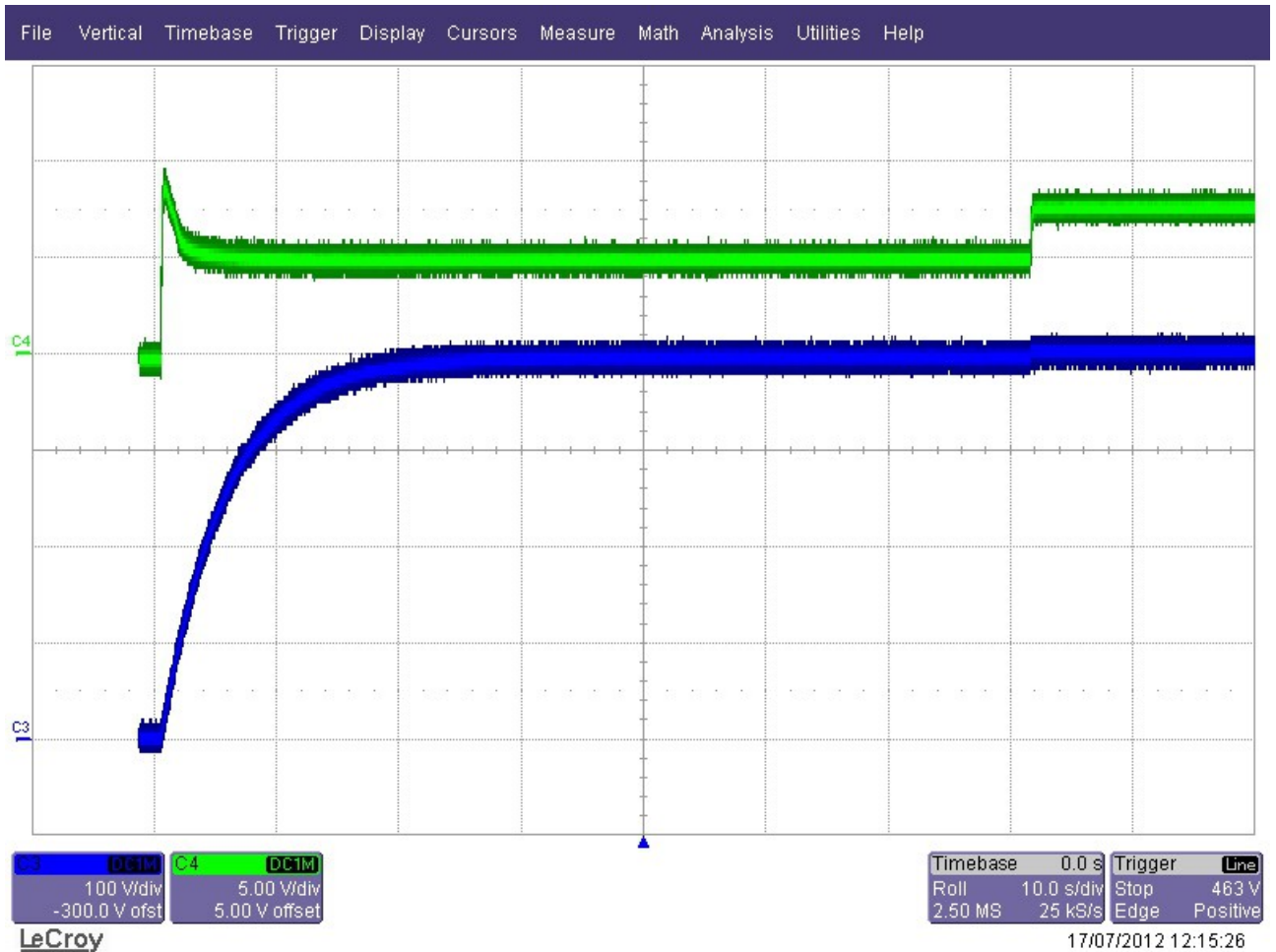


Figura 158: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con la rama directa del inversor - primario del transformador de HF y la red de diodos de clamp desconectadas

Se puede apreciar como cuando se inicia la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador de salida se carga hasta  $V_c \approx 8V$  y siguiendo una curva exponencial negativa se descarga hasta  $V_c \approx 5V$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 7.6V$ .

- Desconexión de todas las ramas del primario transformador HF

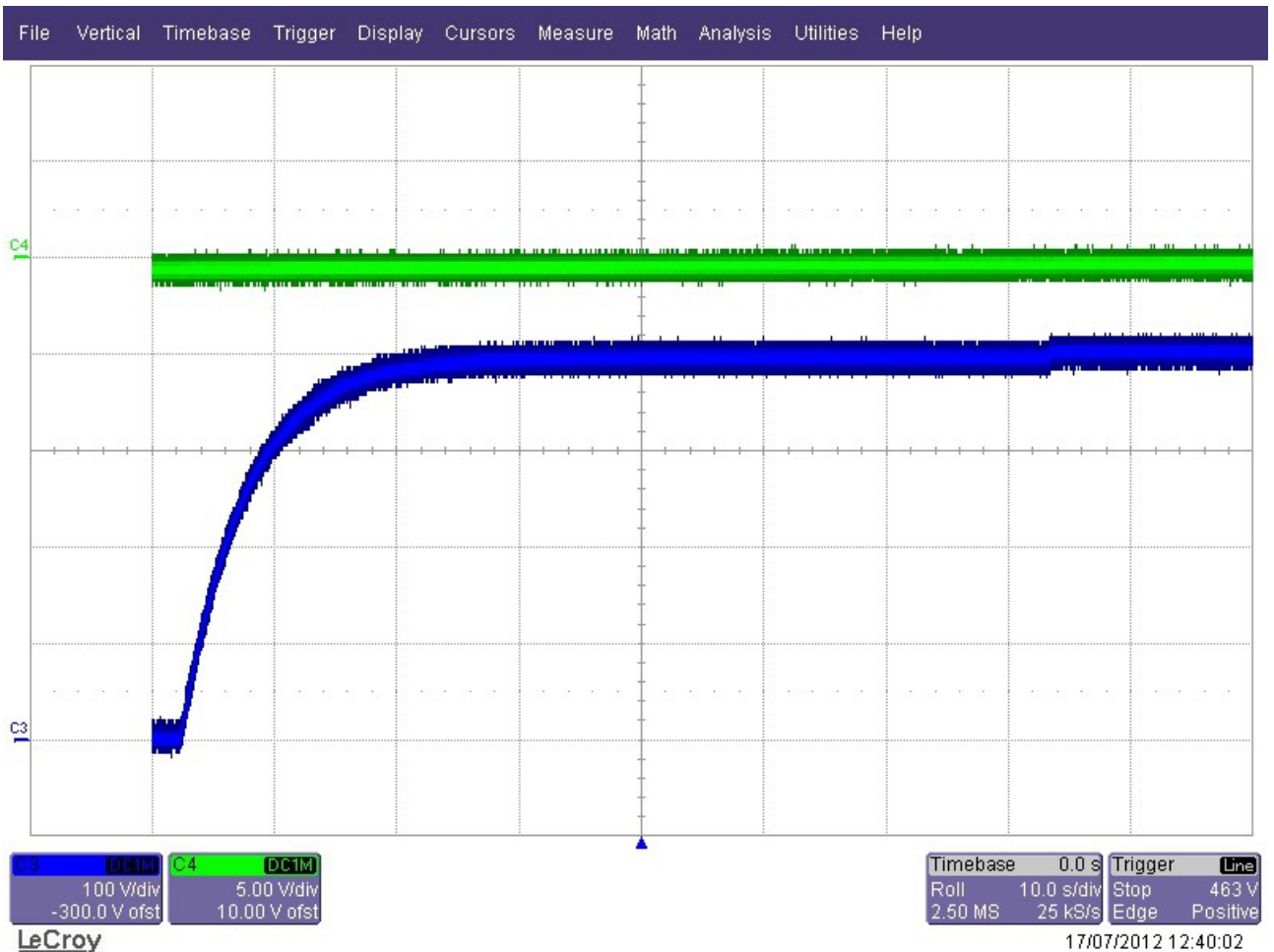


Figura 159: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con todas las ramas al primario del transformador de HF desconectadas

Se puede apreciar como el condensador de salida permanece descargado durante todo el proceso.

De los resultados obtenidos en las diferentes pruebas realizadas se puede observar que siempre que exista una rama inversor-primario transformador HF conectada, en el condensador de salida habrá una carga. En cambio, si no está conectada ninguna de las dos ramas inversor-primario transformador HF, en el condensador de salida no hay carga. Por lo tanto, se puede concluir que el tipo de ruido que está perturbando el sistema es un ruido en modo común, el cual se transmite por los dos polos de la DC-Link, circula por las capacidades parásitas de los IGBTs del inversor del surtidor, con lo que llega a las ramas que unen al inversor con el primario del transformador de HF y a través de la capacidad parásita entre primario y secundario pasa al rectificador de salida, el cual hace que a la salida llegue una señal rectificada la cual hace que se cargue el condensador de salida a un determinado nivel. El ruido cierra su circuito retornando por el plano de tierra atravesando las diferentes capacidades parásitas que presenta el inversor, el transformador de HF y el rectificador de salida.

Una vez identificado el problema como ruido en modo común se puede proceder a eliminar su efecto con las técnicas adecuadas. Para ello se recomienda derivar el ruido a tierra en la misma DC-Link del rectificador activo. Ésto se puede hacer utilizando condensadores de desacoplo entre + y tierra, y – y tierra. También se pueden incluir ferritas a modo de choque para eliminar las interferencias conducidas del ruido en modo común.

Como no se tienen las curvas que caracterizan la respuesta en frecuencia de los condensadores de los que se dispone para eliminar el ruido se va a proceder con el método de prueba y error hasta conseguir con el material disponible minimizar su efecto.

- **CONDENSADORES DE DESACOPLO DE  $C_{des} = 100 \text{ nF}$** 
  - $V_{dc} = 400 \text{ V}$



Figura 160: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 100 \text{ nF}$  y  $V_{dc} = 400 \text{ V}$

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de las resistencias de precarga, el condensador está prácticamente descargado. Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 1V$ .

- $V_{dc} = 500\text{ V}$

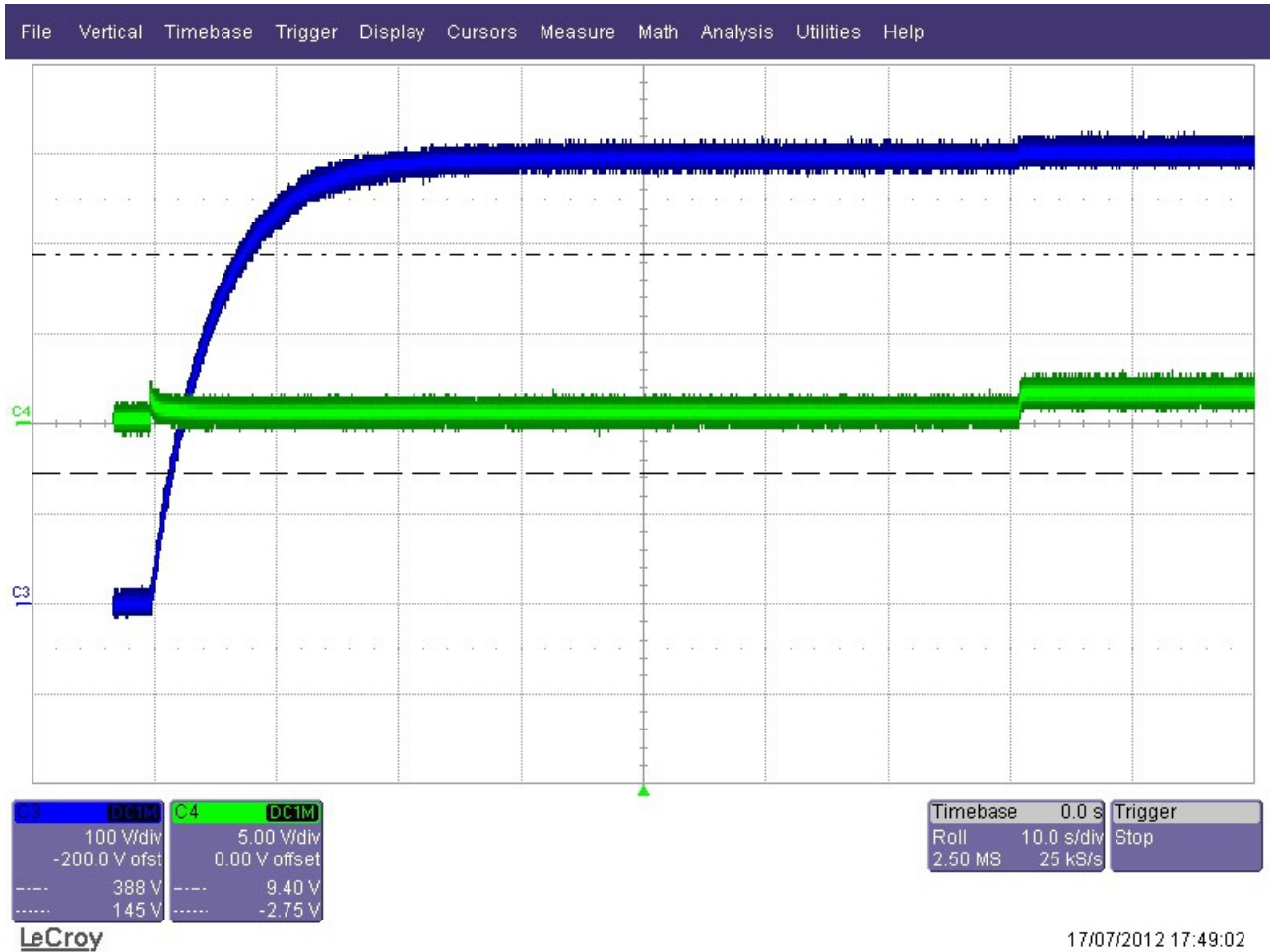


Figura 161: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 100\text{ nF}$  y  $V_{dc} = 500\text{ V}$

17/07/2012 17:49:02

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador presenta una carga de  $V_c \approx 650\text{mV}$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 1.7\text{V}$ .

- $V_{dc} = 600\text{ V}$

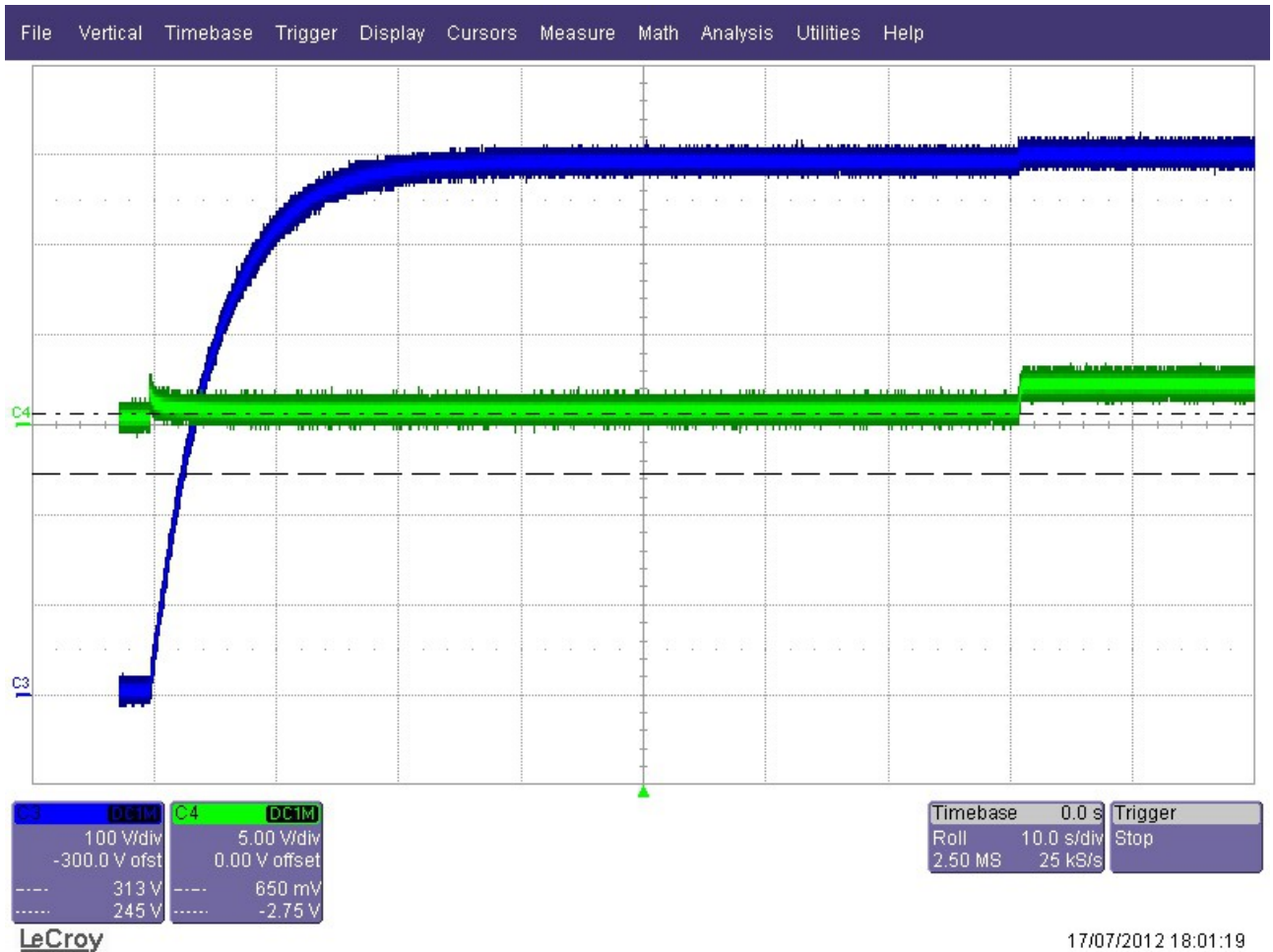
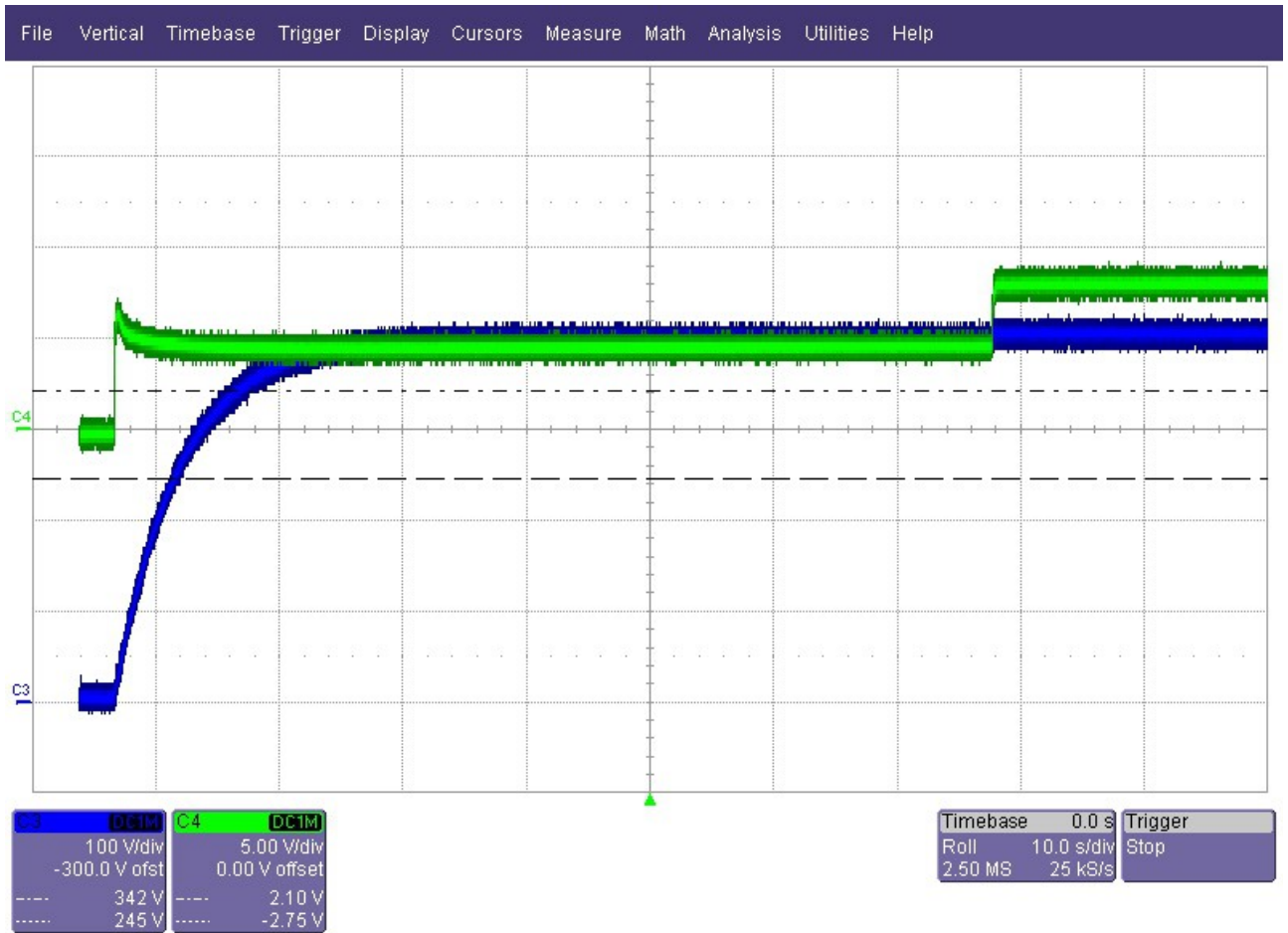


Figura 162: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 100\text{ nF}$  y  $V_{dc} = 600\text{ V}$

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador presenta una carga de  $V_c \approx 800\text{ mV}$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 2.1\text{ V}$ .



- CONDENSADORES DE DESACOPLO DE  $C_{des} = 3.3 \text{ nF}$ 
  - $V_{dc} = 400 \text{ V}$



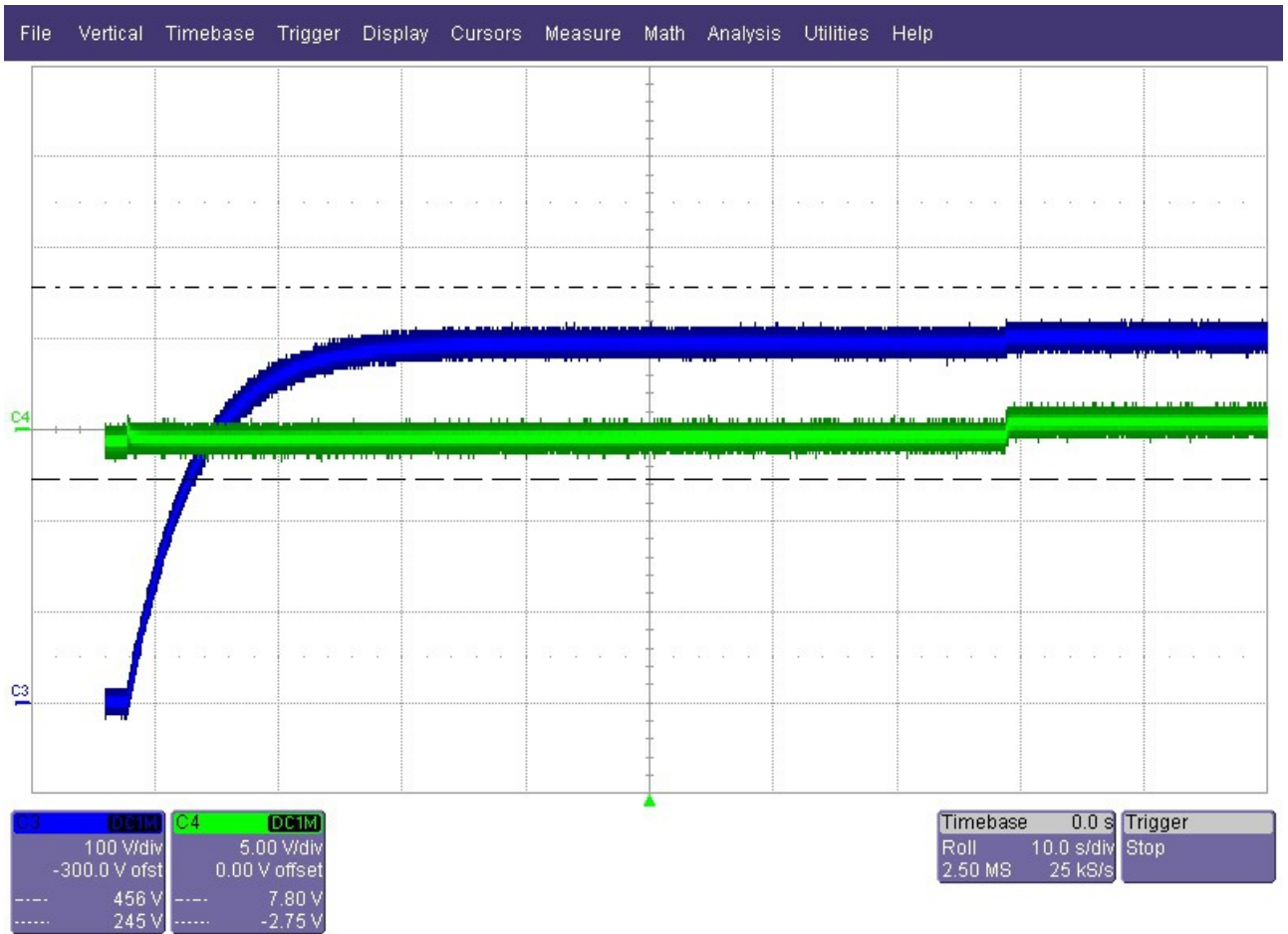
LeCroy  
 17/07/2012 18:30:05  
 Figura 163: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 3.3 \text{ nF}$  y  $V_{dc} = 400 \text{ V}$

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador presenta una carga de  $V_c \approx 4.6\text{V}$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 7.8\text{V}$ .

Comparando el resultado obtenido para la misma tensión con  $C_{des} = 100\text{nF}$  se puede apreciar un empeoramiento en el resultado obtenido, por lo que se descarta la utilización de condensadores de desacoplo de  $C_{des} = 3.3\text{nF}$ .



- CONDENSADORES DE DESACOPLO DE  $C_{des} = 200 \text{ nF}$ 
  - $V_{dc} = 400 \text{ V}$



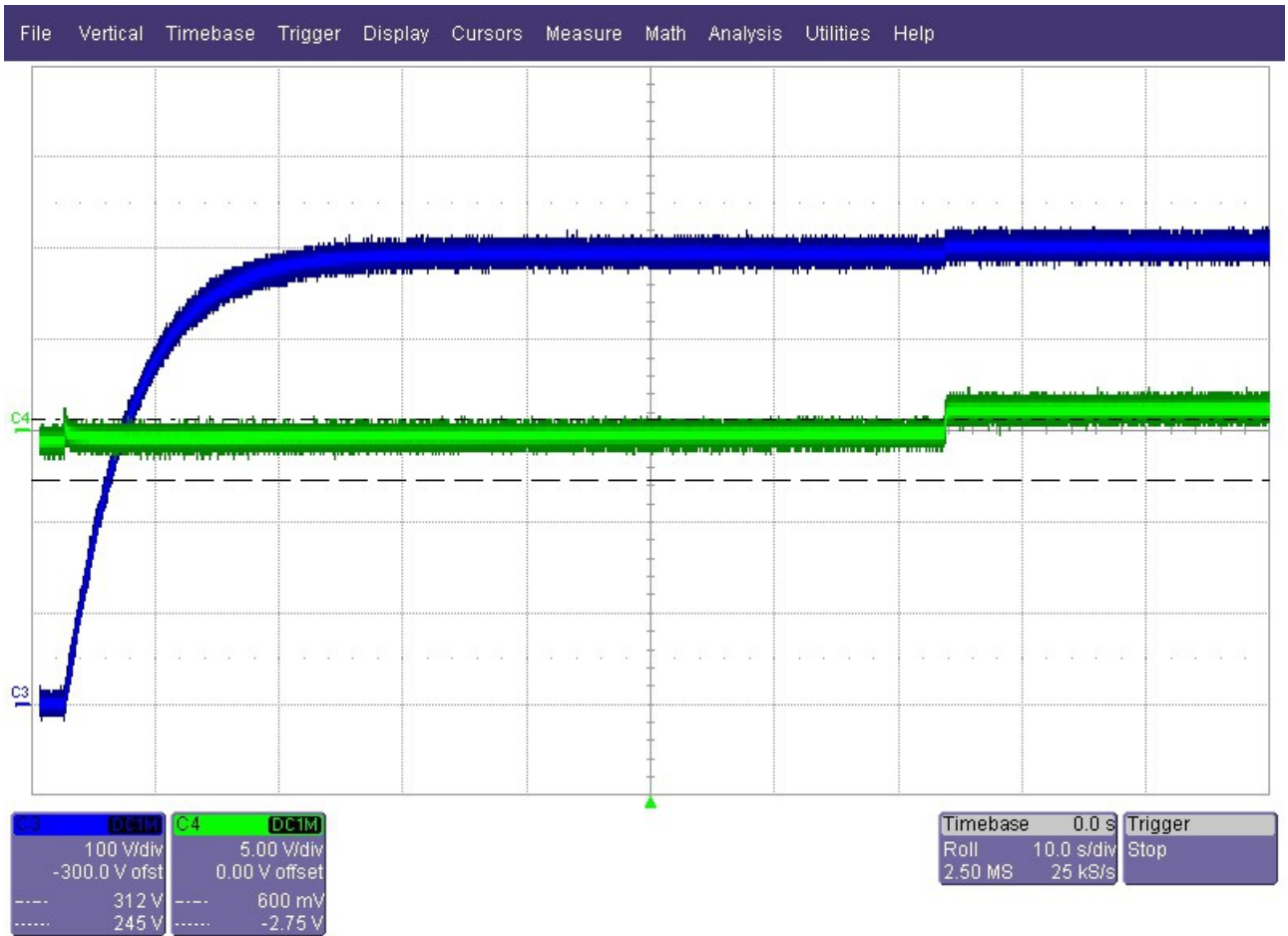
LeCroy

18/07/2012 10:40:47

Figura 164: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 200 \text{ nF}$  y  $V_{dc} = 400 \text{ V}$

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador está prácticamente descargado. Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 650 \text{ mV}$ .

- $V_{dc} = 500\text{ V}$



18/07/2012 13:16:54

Figura 165: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 200\text{ nF}$  y  $V_{dc} = 500\text{ V}$

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de la resistencias de precarga, el condensador está prácticamente descargado. Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 1.1\text{ V}$ .

- $V_{dc} = 600 \text{ V}$

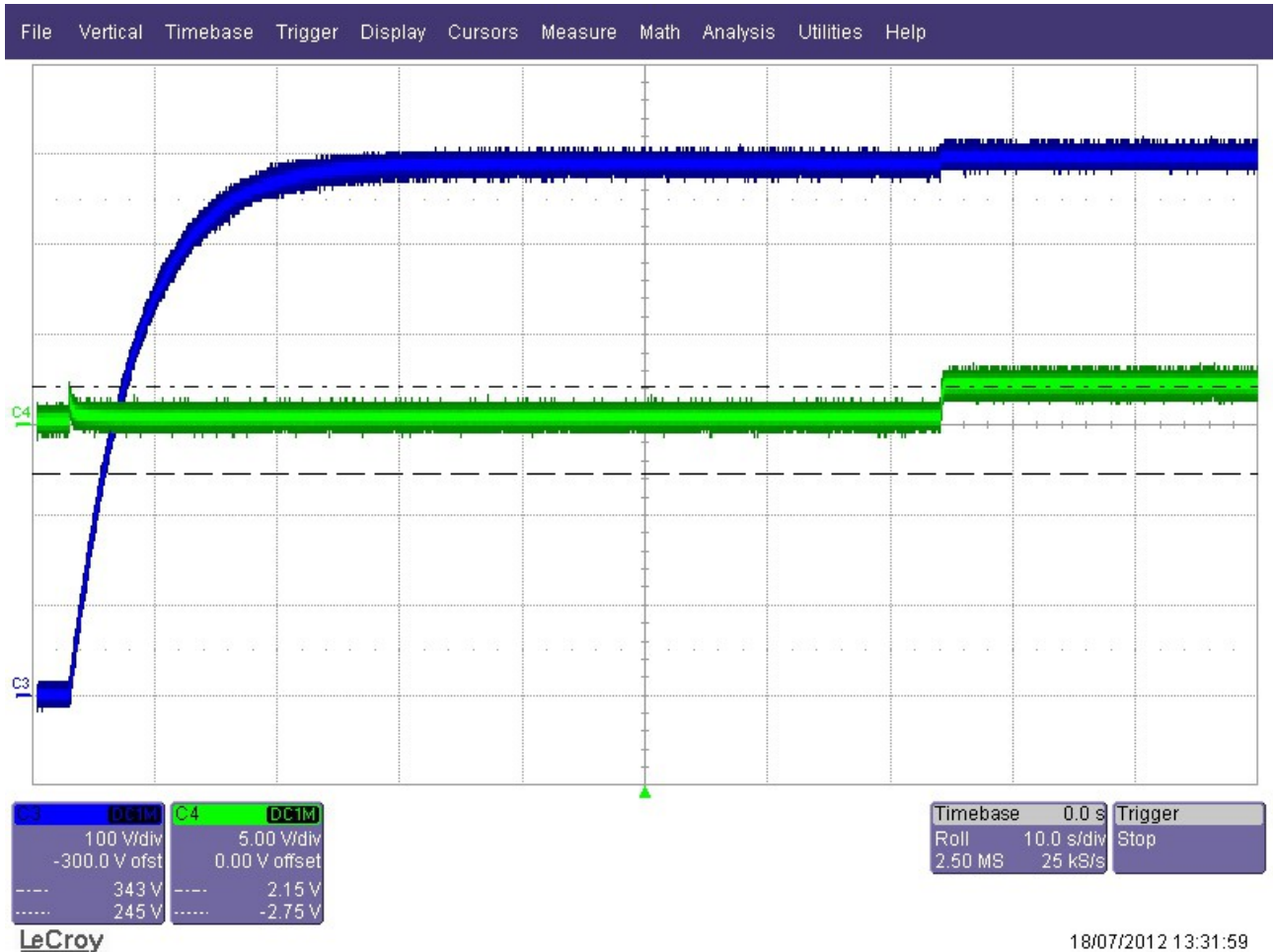


Figura 166: Tensión en la DC-Link y en Cout del Surtidor con  $C_{des} = 200 \text{ nF}$  y  $V_{dc} = 600 \text{ V}$

18/07/2012 13:31:59

Se puede apreciar como durante la carga de la DC-Link, a través de las resistencias de precarga, el condensador presenta una carga de  $V_c \approx 330 \text{ mV}$ . Finalmente, cuando termina la carga de la DC-Link y se puentean las resistencias, la tensión en el condensador de salida eleva su carga hasta  $V_c \approx 2.15 \text{ V}$ .

Comparando los resultados obtenidos con  $C_{des} = 100 \text{ nF}$  se puede ver que los resultados son algo mejores en general.

Según el protocolo CHADEMO la tensión a la salida del cargador antes de iniciar el test de aislamiento precedente a la carga del vehículo debe de ser inferior a 10 V, por lo que se da el resultado por bueno con esta solución.

La opción elegida es la de utilizar condensadores de desacoplo de  $C_{des} = 200 \text{ nF}$ .

### 5.5.2.2 Problemas de rizado en la corriente entre DC-Links

Una vez ha finalizado la carga de la DC-Link del Surtidor y se han puenteado las resistencias de precarga, aparece una corriente en los cables que unen la DC-Link del Rectificador Activo con la DC-Link del cargador.

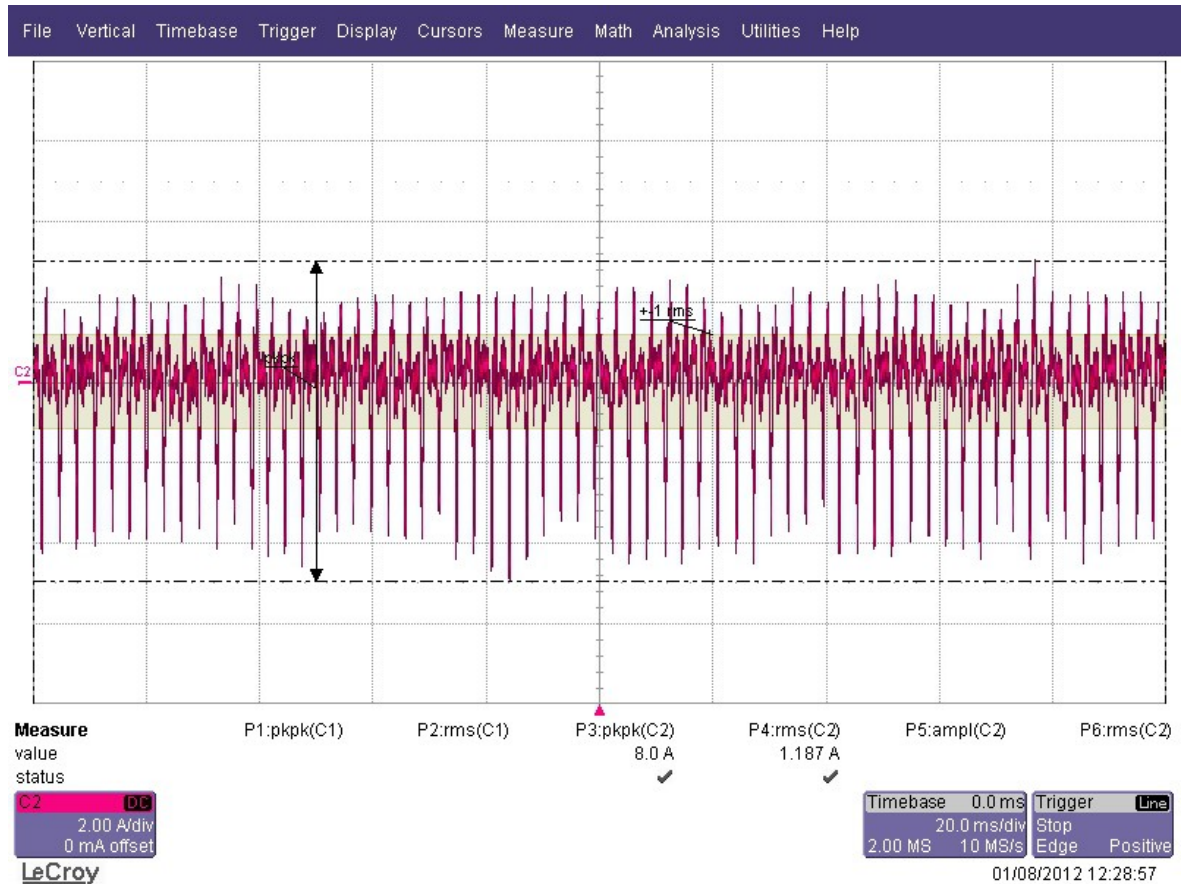


Figura 167: Corriente entre DC-Links

En la captura del osciloscopio se puede ver que la corriente pico-pico alcanza los 8,0 A y su valor eficaz es de 1,2 A.

Se puede apreciar que hay una oscilación de baja frecuencia. El problema viene por una oscilación que aparece en la tensión del bus de continua debido a que al desequilibrio de fases en la red y otras imperfecciones. Como el ancho de banda del lazo de tensión está muy cerca de la frecuencia de oscilación, ésta se ve amplificada por el regulador de tensión, haciendo que la consigna de corriente que entra al regulador de corriente también oscile.

A parte, en la medida del bus de continua puede estar presente ruido debido a la conmutación de los IGBTs.

La solución pasa por poner un filtro digital pasa bajo de primer orden con frecuencia de corte de 4,5 kHz y atenuador a la salida del regulador de tensión.

La función de transferencia del filtro digital es:

$$H(z) = \frac{-0.1586 - 0.1586z^{-1}}{1 + 0.6828z^{-1}} \quad (67)$$

Cuyo diagrama de bloques siguiendo la programación en Forma Directa II es:

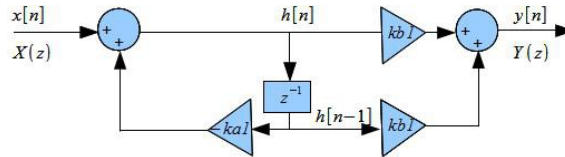


Figura 168: Diagrama de bloques del filtro de la salida del regulador de tensión

siendo:

- $k_a = 0.6828$
- $k_b = -0.1586$

De donde se puede obtener la expresión de la ecuación en diferencias del filtro:

$$h[n] = x[n] + k_a h[n-1] \quad (68)$$

$$y[n] = (h[n] + h[n-1]) k_b \quad (69)$$

Introduciendo el filtro esta es la respuesta que se tiene:

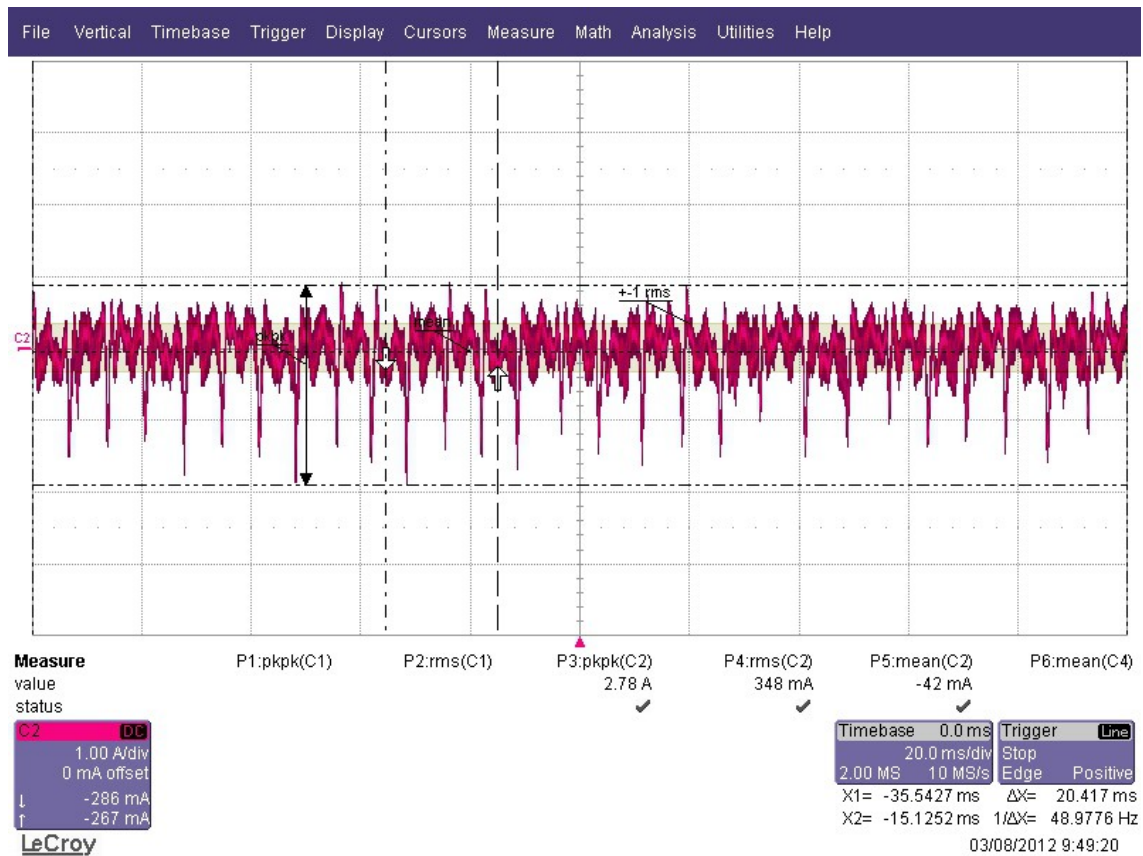


Figura 169: Corriente entre DC-Links con filtro a la salida del regulador de tensión

En la captura del osciloscopio se puede ver que la corriente pico-pico alcanza los 2,78 A y su valor eficaz es de 348 mA. Con lo que se ha disminuido considerablemente el rizado de la corriente.

### 5.5.3 Conclusiones

De los resultados obtenidos y con las modificaciones realizadas con respecto al punto de partida, se ha verificado el buen funcionamiento del regulador de tensión.



## 5.6 MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE A LA ENTRADA DEL RECTIFICADOR

### 5.6.1 En régimen estacionario (15 kW)

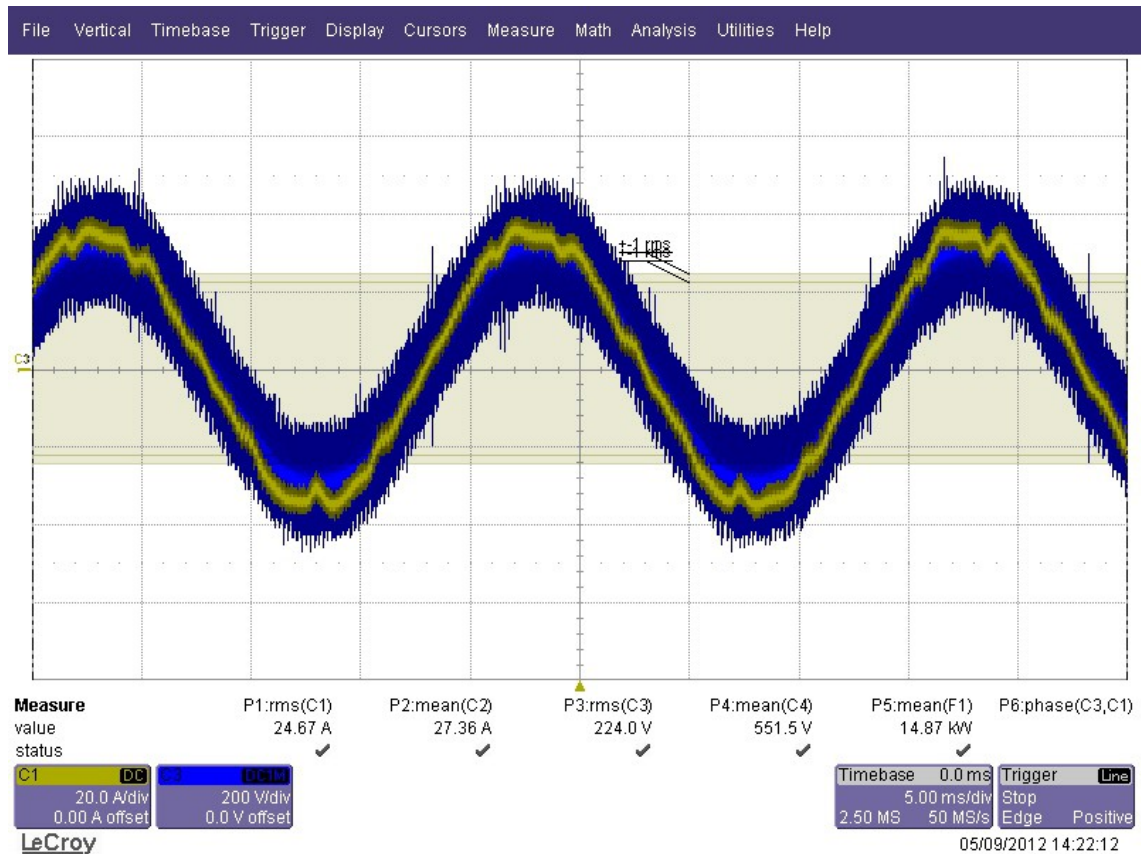


Figura 170: Tensión y corriente a la entrada del rectificador en régimen estacionario (15 kW)

En esta captura de osciloscopio se puede ver la corriente  $I_a$  (traza amarilla – C1) y la tensión  $V_a$  (traza azul – C3) en el primario del transformador.

En cuanto a la corriente se puede observar que está prácticamente en fase con la tensión y además presenta una distorsión armónica muy baja.



## 5.6.2 Respuesta ante un escalón de carga (18%)

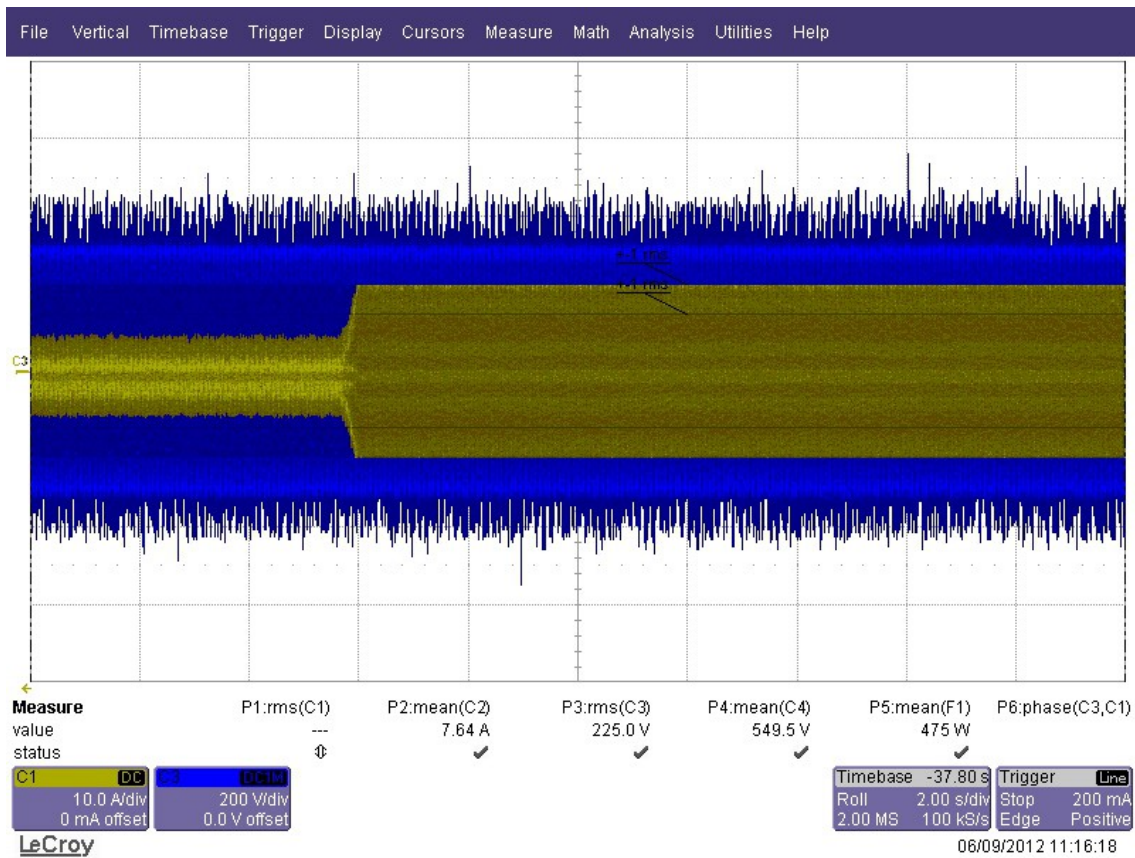


Figura 171: Tensión y corriente a la entrada del rectificador ante un escalón de carga del 18%

Se observa que la respuesta que tiene el sistema en la entrada al aplicarle un escalón de carga del 18% es muy estable y no se generan perturbaciones en la red.

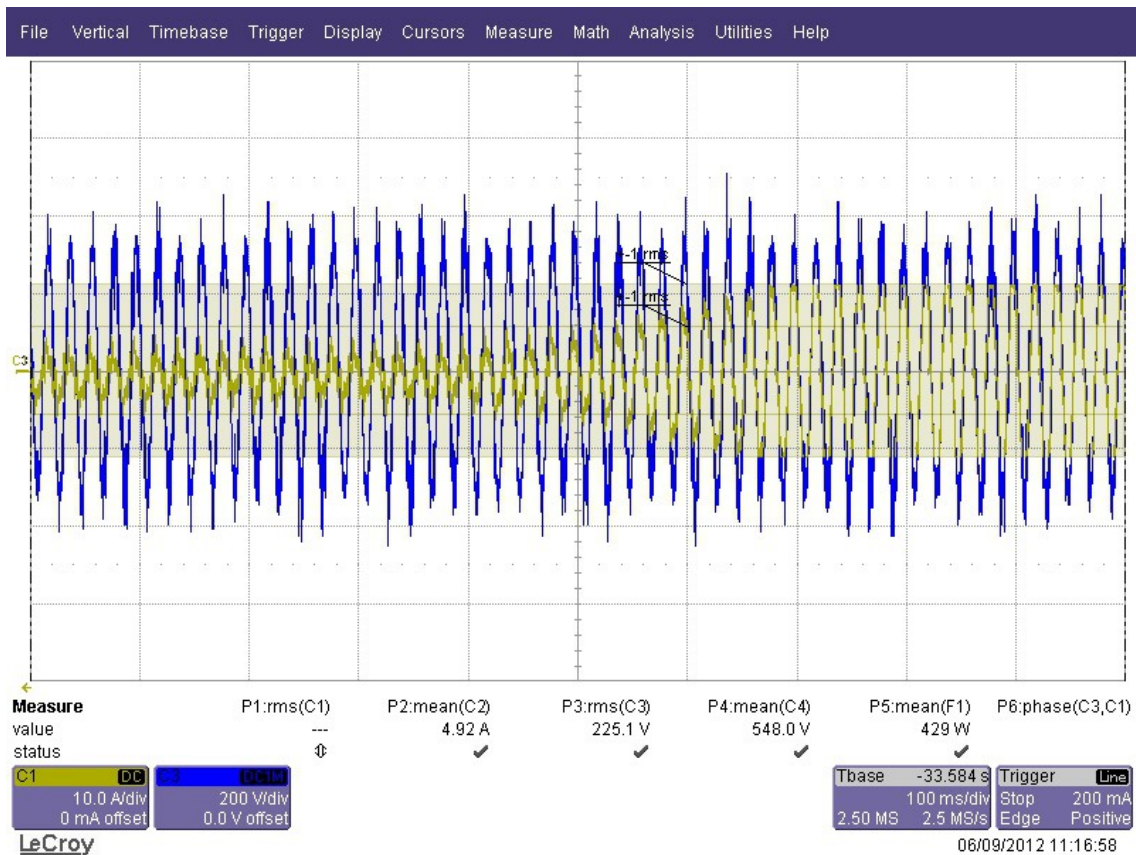


Figura 172: Tensión y corriente a la entrada del rectificador ante un escalón del 18% de carga

En esta captura de osciloscopio se observa como el sistema realiza el cambio de forma suave.

El sistema tarda en responder para esta variación de carga unos 400 ms.

### 5.6.3 Conclusiones

De los resultados obtenidos se puede deducir que en cuanto a lo que respecta a la entrada del convertidor, éste se comporta conforme a las especificaciones: una baja tasa de distorsión armónica y un factor de desplazamiento también reducido, lo que implica tener un alto factor de potencia.

También se puede apreciar la buena respuesta del sistema frente a cambios bruscos, perturbando en lo mínimo a la red eléctrica.

## 5.7 MEDICIÓN DE LA TENSIÓN Y DE LA CORRIENTE EN EL BUS DE CONTINUA

### 5.7.1 En régimen estacionario (5 kW)

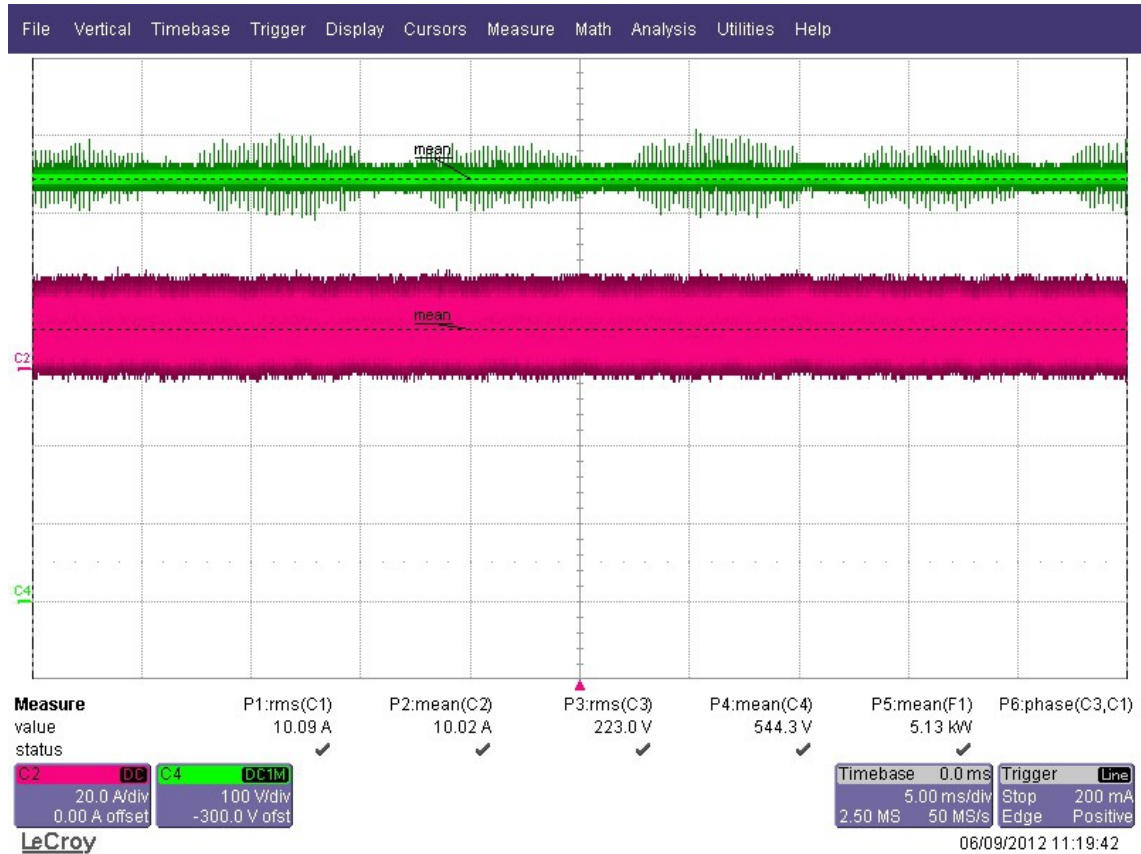


Figura 173: Tensión y corriente en el bus de continua

En esta captura de osciloscopio se puede ver la corriente  $I_{dc}$  (traza roja – C2) y la tensión  $V_{dc}$  (traza verde – C4) en el bus de continua.

Se puede observar que una vez alcanzado el régimen estacionario el sistema se comporta de forma estable.

Si se hace una ampliación para ver el rizado que presentan la tensión y la corriente en régimen estacionario:

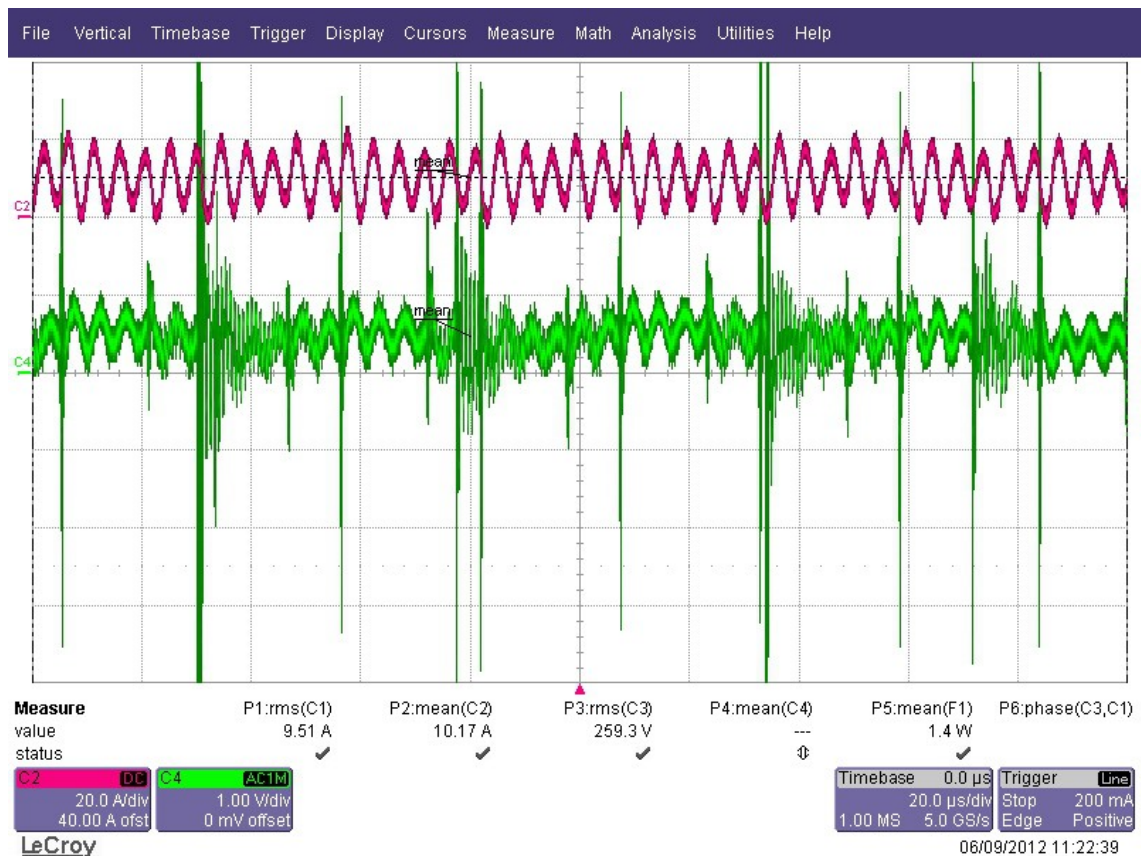


Figura 174: Rizado de la tensión y corriente en el bus de continua

Se puede apreciar que tanto para la corriente el rizado es de 20 A. Estos resultado discrepa con el mostrado en el apartado 4.5.1, pero hay que tener en cuenta que esta medida se han tomado para una potencia que supone el 9% de la plena carga, por lo que no es comparable.

Para la tensión el rizado es de 1 V, lo que supone un 0,18%, y este resultado se aproxima mucho al obtenido en el apartado 4.5.1.

## 5.7.2 Respuesta ante un escalón de carga (18%)



Figura 175: Respuesta ante el escalón de carga de la tensión y corriente en el bus de continua

Se observa que la respuesta que tiene el sistema en el bus de continua al aplicarle un escalón de carga del 18% es muy estable.



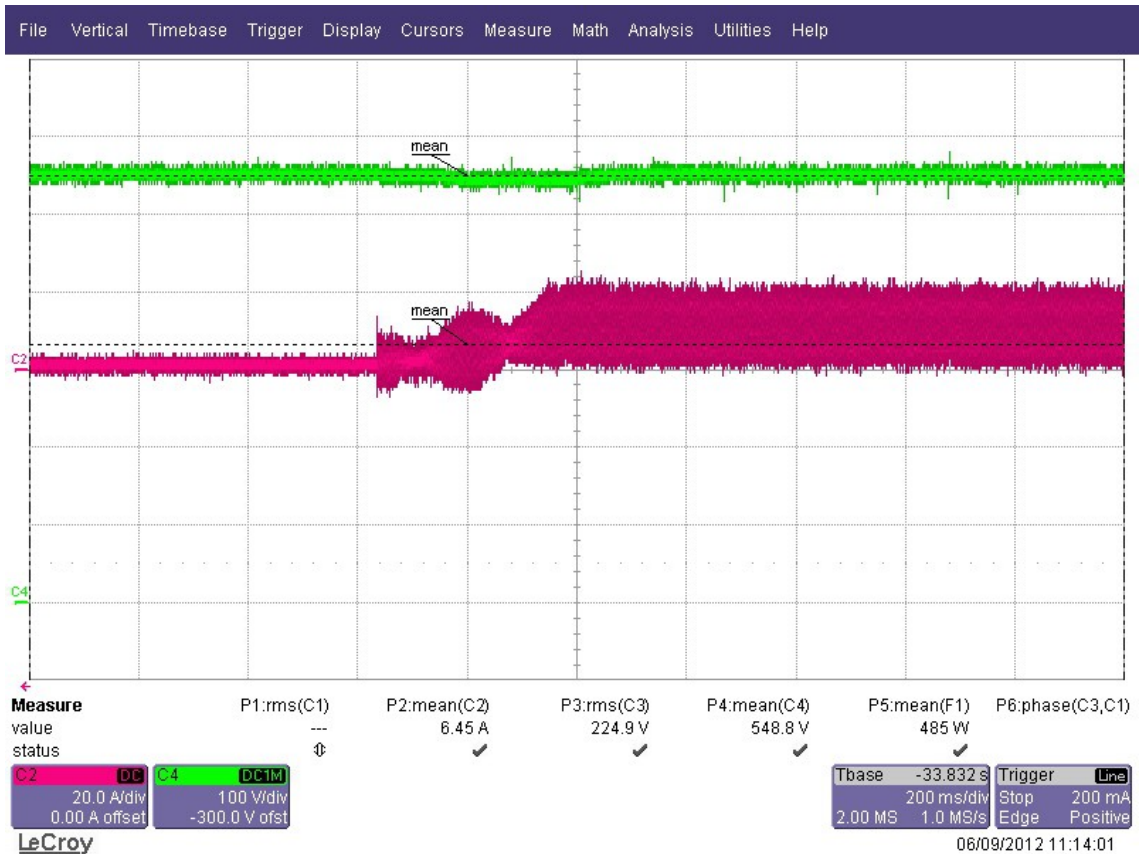


Figura 176: Respuesta ante el escalón de carga de la tensión y corriente en el bus de continua

En esta captura de osciloscopio se puede apreciar que el tiempo de respuesta está alrededor de los 400 ms.

### 5.7.3 Conclusiones

De los resultados obtenidos se puede deducir que en cuanto a lo que respecta a la salida del convertidor, éste se comporta de una manera muy estable, tanto en régimen estacionario como frente a variaciones de carga.

Se puede apreciar que los tiempos de estabilización de la tensión y corriente en el bus de continua se asemejan a los tiempo de estabilización de la corriente a la entrada del convertidor.

## 5.8 MEDIDA DEL THDi, DEL DPF Y DEL PF

### 5.8.1 Mediciones

Para verificar el comportamiento del sistema en cuanto a calidad energética, se han realizado diferentes experimentos, en los cuales se han probado diferentes tensiones en el bus de continua (550 V y 600 V), y para cada tensión se han probado diferentes cargas (3 kW, 5 kW, 10 kW, 15 kW). El motivo de no sobrepasar los 15 kW viene dado por la potencia que puede soportar la carga resistiva conectada al emulador del vehículo eléctrico.

Se han realizado mediciones del THDi, del PF y del DPF utilizando las opciones que para ello tiene el analizador de redes empleado (Fluke....).

- Vdc = 550 V
  - P = 3 kW

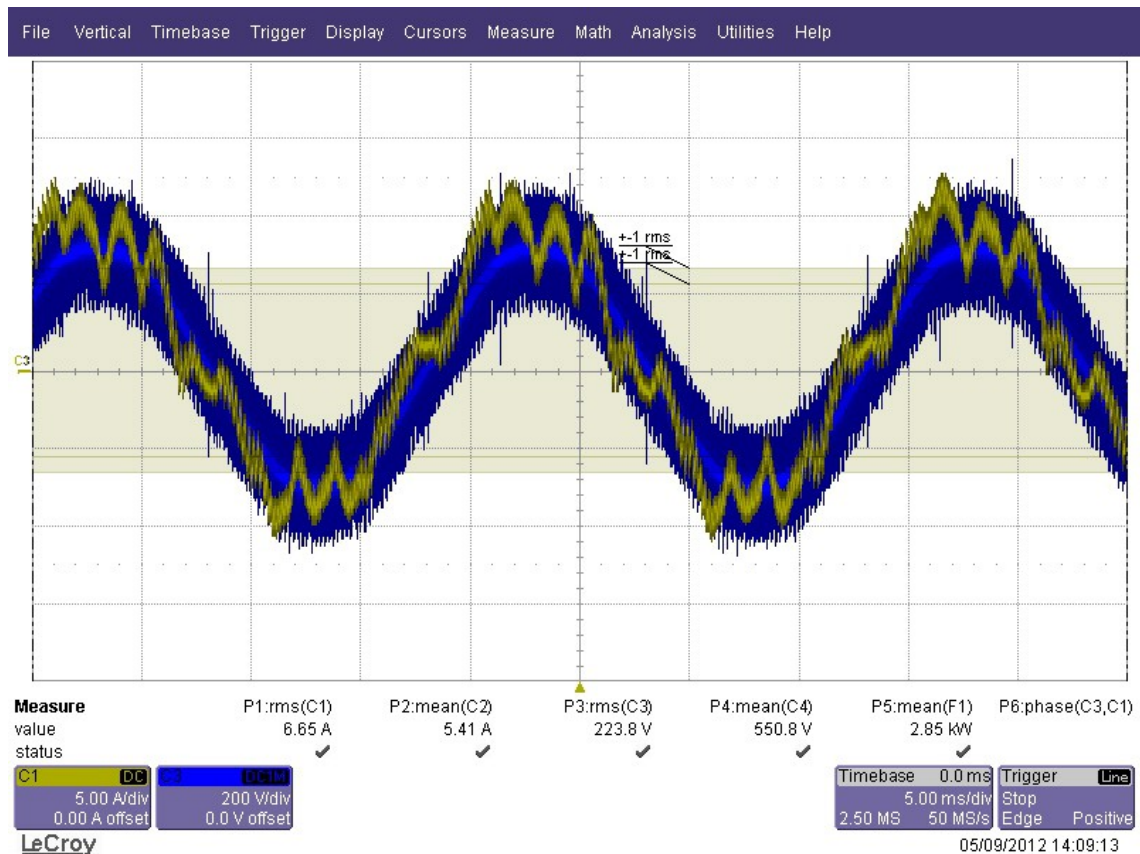


Figura 177: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para Vdc = 550 V y P = 3 kW

Las medidas realizadas son:

- THDi = 0,1730
- DPF = 0,9900
- PF = 0,9700



- $P = 5 \text{ kW}$

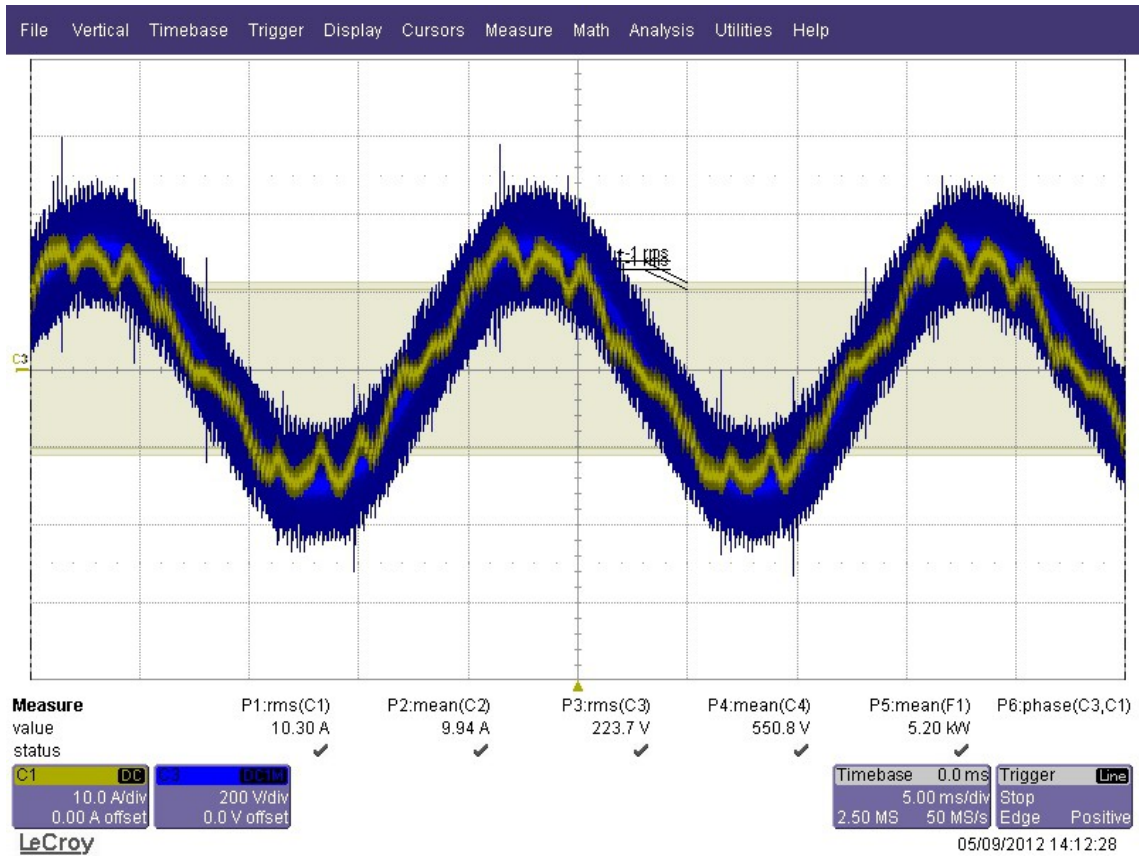


Figura 178: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 5 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,1060$
- $\text{DPF} = 0,9900$
- $\text{PF} = 0,9800$

- $P = 10 \text{ kW}$

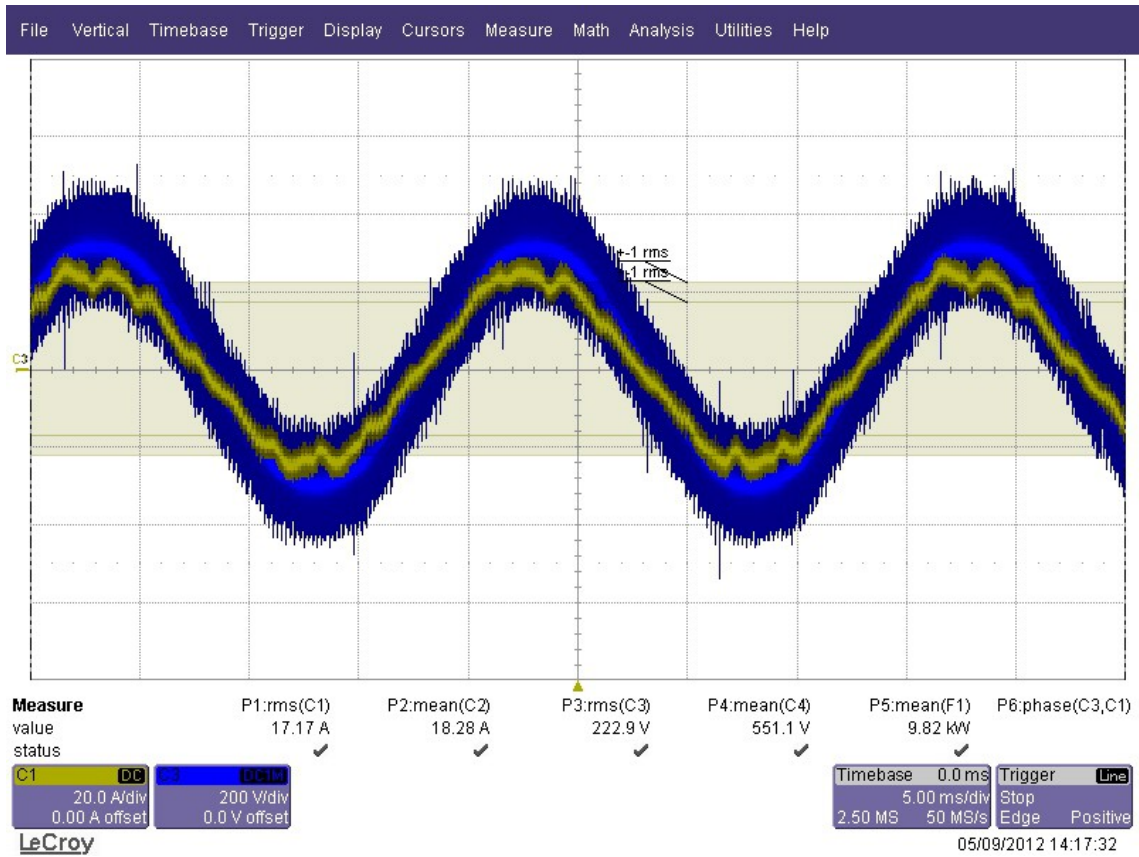


Figura 179: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 10 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0470$
- $\text{DPF} = 1,0000$
- $\text{PF} = 0,9900$

- $P = 15 \text{ kW}$

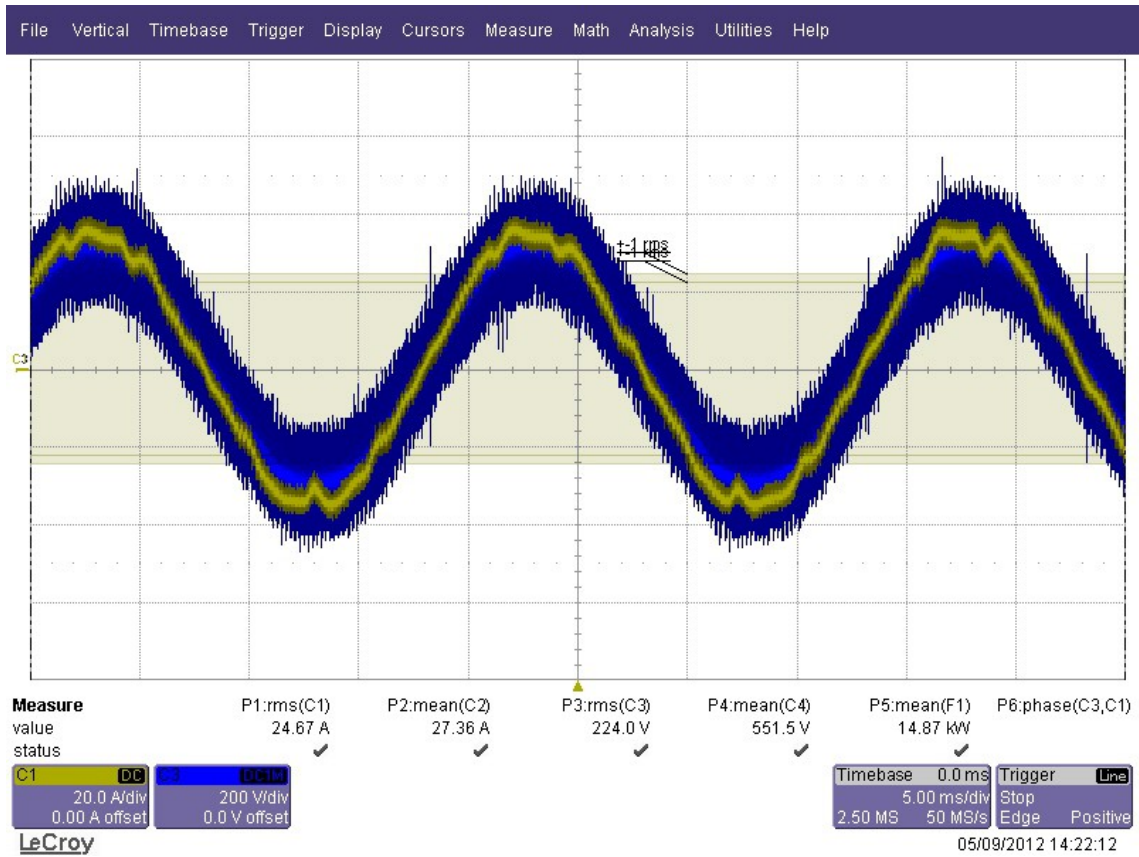


Figura 180: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 550 \text{ V}$  y  $P = 15 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0320$
- $\text{DPF} = 1,0000$
- $\text{PF} = 1,0000$

- $V_{dc} = 600 \text{ V}$ 
  - $P = 3 \text{ kW}$

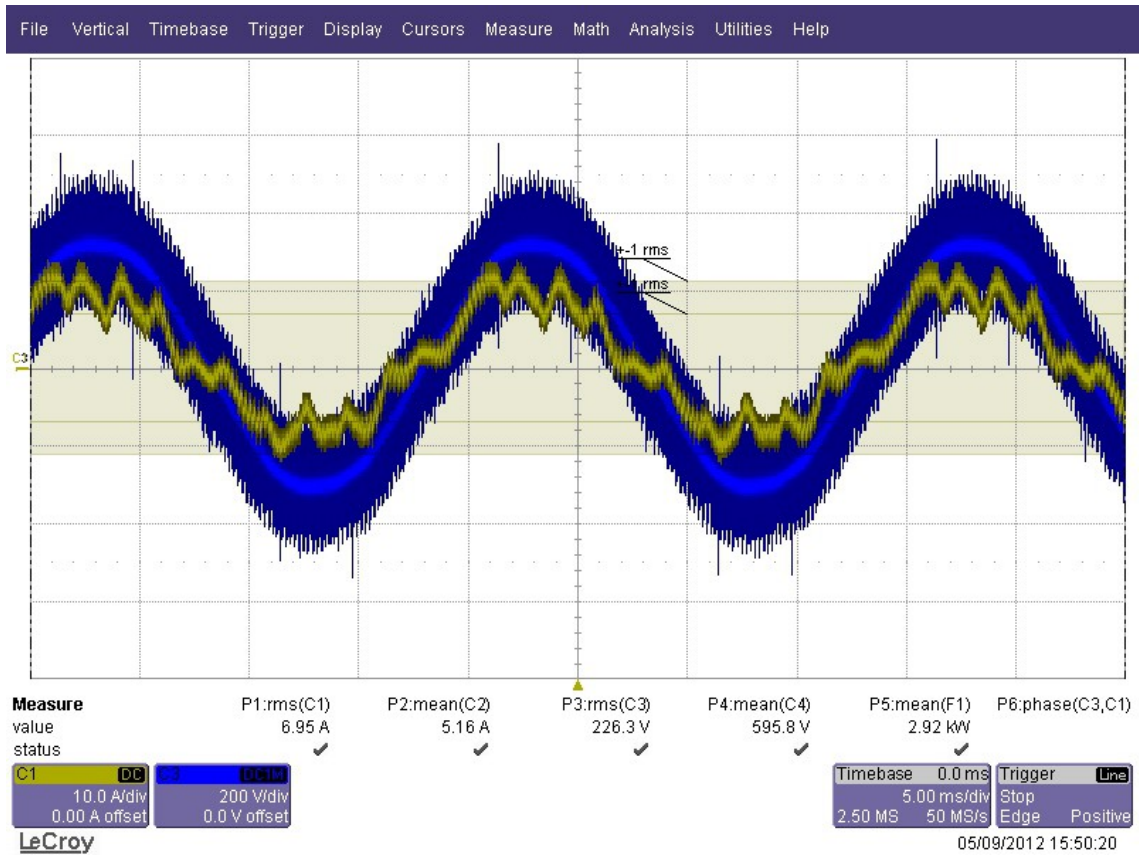


Figura 181: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 600 \text{ V}$  y  $P = 3 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,1750$
- $\text{DPF} = 0,9900$
- $\text{PF} = 0,9700$

- $P = 5 \text{ kW}$

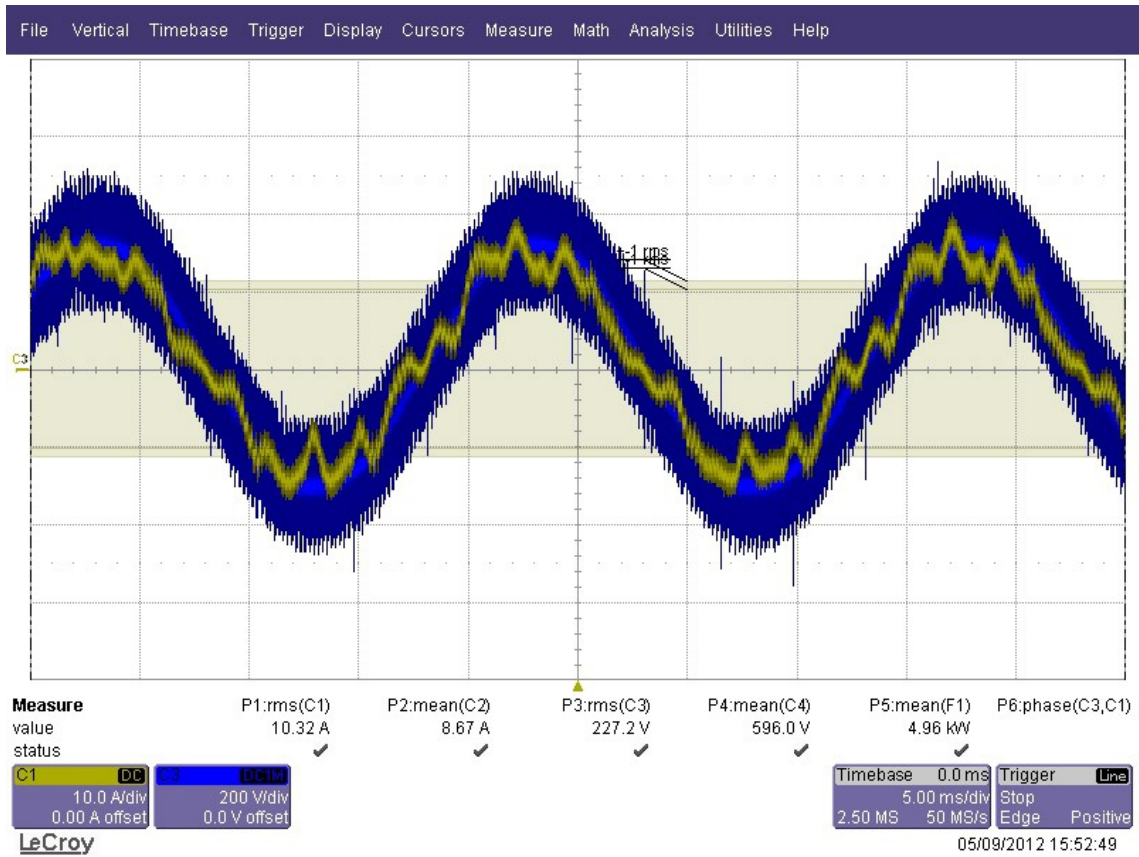


Figura 182: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 600 \text{ V}$  y  $P = 5 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,1340$
- $\text{DPF} = 0,1000$
- $\text{PF} = 0,9800$

- $P = 10 \text{ kW}$

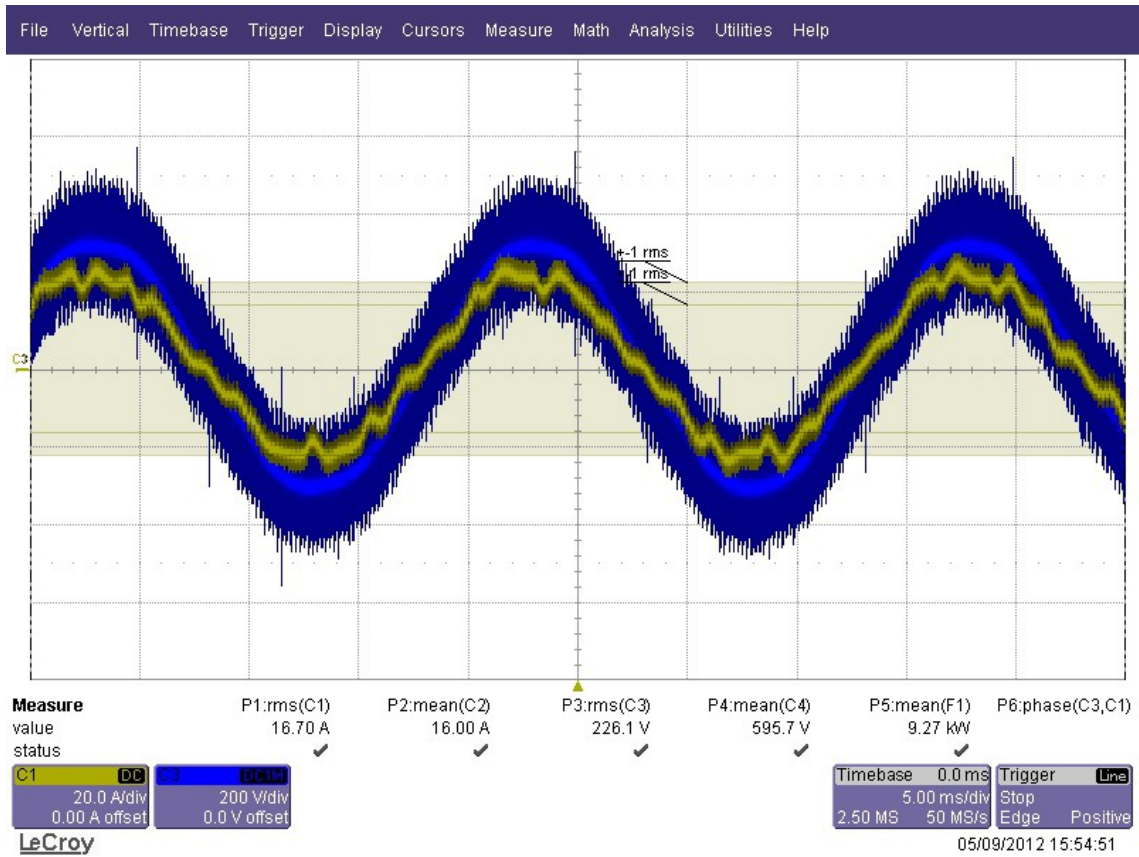


Figura 183: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 600 \text{ V}$  y  $P = 10 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0710$
- $\text{DPF} = 0,1000$
- $\text{PF} = 0,9900$



- $P = 15 \text{ kW}$

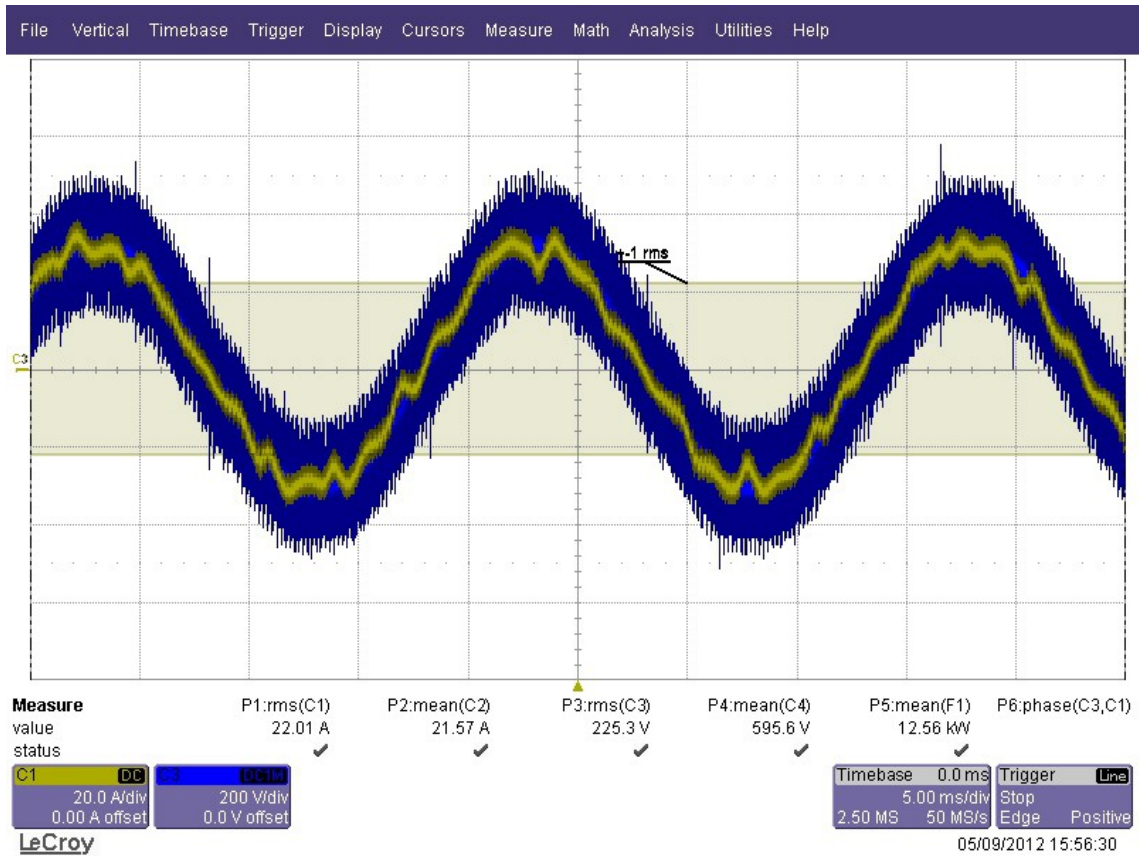


Figura 184: Tensión y corriente a la entrada del convertidor para  $V_{dc} = 600 \text{ V}$  y  $P = 15 \text{ kW}$

Las medidas realizadas son:

- $\text{THDi} = 0,0630$
- $\text{DPF} = 0,1000$
- $\text{PF} = 0,9900$

## 5.8.2 Conclusiones

Si analizamos los resultados en su conjunto:

| V   | P(kW) | THDi   | PF     | DPF    |
|-----|-------|--------|--------|--------|
| 550 | 3     | 0,1730 | 0,9700 | 0,9900 |
|     | 5     | 0,1060 | 0,9800 | 0,9900 |
|     | 10    | 0,0470 | 0,9900 | 1,0000 |
|     | 15    | 0,0320 | 1,0000 | 1,0000 |
| 600 | 3     | 0,1750 | 0,9700 | 0,9900 |
|     | 5     | 0,1340 | 0,9800 | 1,0000 |
|     | 10    | 0,0710 | 0,9900 | 1,0000 |
|     | 15    | 0,0630 | 0,9900 | 1,0000 |

Tabla 5: Medidas de calidad energética

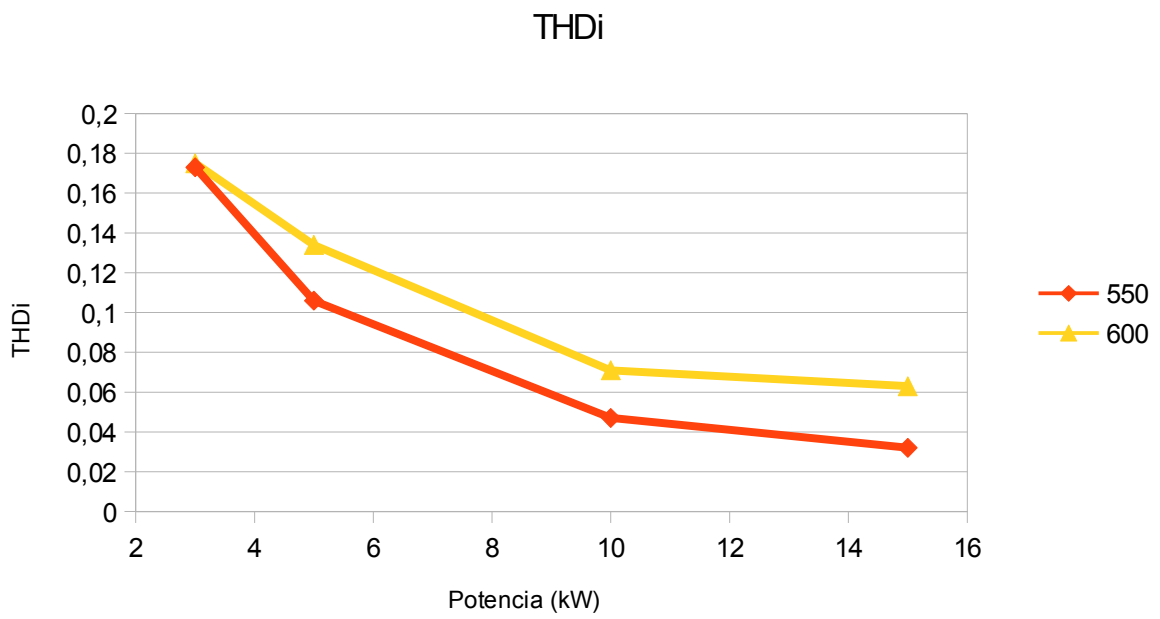


Figura 185: Evolución del THDi en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

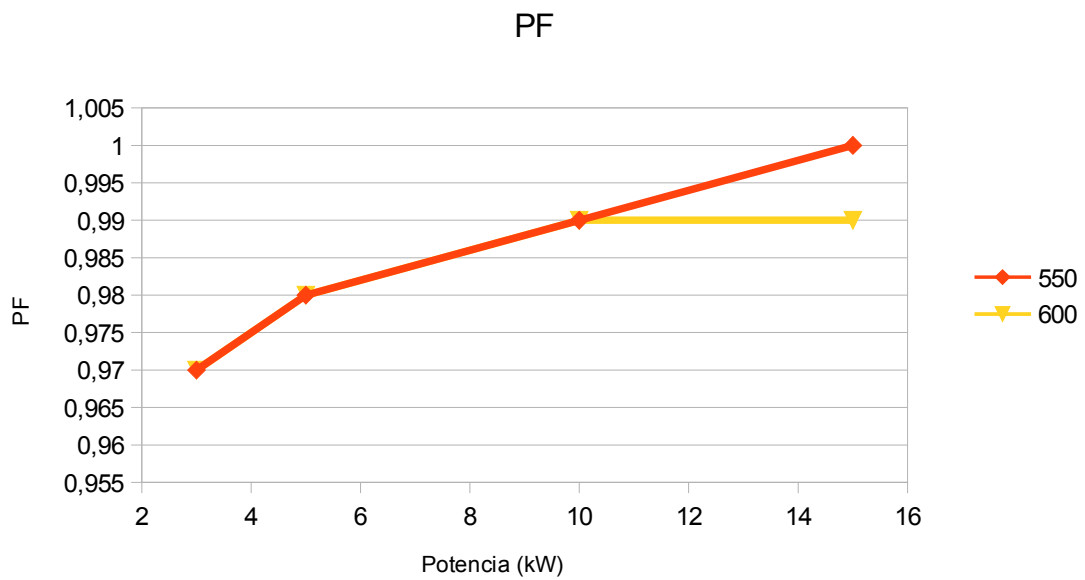


Figura 186: Evolución del PF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

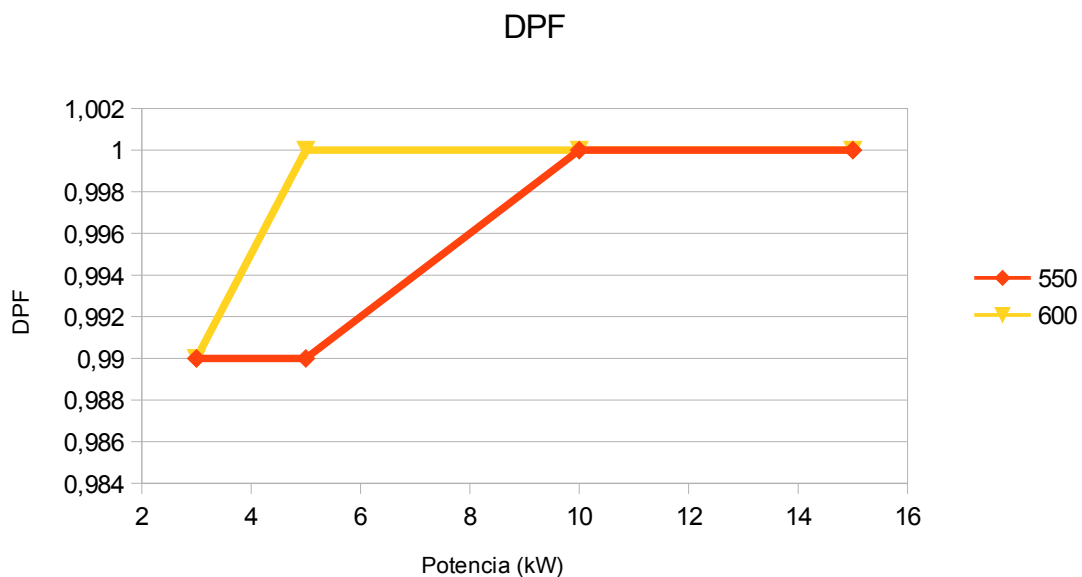


Figura 187: Evolución del DPF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

Se puede ver que a excepción de las potencias bajas, se tiene por lo general un distorsión armónica muy reducida. El hecho de que con cargas bajas la distorsión armónica sea elevada se explica porque la componente fundamental de la corriente es de valor reducido, por lo que la resultante se ve muy afectada por las componentes armónicas. Según se va aumentando la carga, la componente fundamental va incrementando su valor y la influencia de las componentes armónicas van perdiendo peso en la resultante.

Cabe destacar que el factor de desplazamiento es prácticamente la unidad.

La combinación de los dos efectos anteriores hace que en general se tenga un PF superior al 0,9, lo que hace que el sistema en su conjunto tenga un comportamiento muy bueno a efectos de calidad energética y por tanto que perturbe muy poco a la red eléctrica, lo cual es uno de los objetivos perseguidos.

## 6 CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos, tanto por simulación como experimentales, justifican y validan la elección de la solución adoptada para solventar el problema de factor de potencia planteado en el apartado 1.1.2.1, ya que mejora considerablemente los resultados obtenidos con el filtro pasivo LC.

Con el prototipo se han conseguido valores del THDi del 3% para una potencia de 15 kW, cuando con el filtro pasivo LC eran del 14 %.

Para esta misma potencia el DPF medido para el rectificador activo es de 1, y en cambio, para el filtro LC es de 0,85.

Otro dato a destacar es la fuerte correlación que hay en los resultados obtenidos tanto en simulación como en el prototipo, lo cual valida el modelo utilizado para realizar el diseño de los diferentes reguladores.

Esto permite suponer que si se sigue la evolución de los resultados obtenidos en simulación, cabe esperar que con el prototipo, una vez que se alcance la plena potencia de 50 kW, el THDi será inferior al 1%, y el DPF y el PF estarán próximos a la unidad.

Todos estos resultados hacen que el sistema en su conjunto tenga un comportamiento muy bueno a efectos de calidad energética y por tanto que perturbe muy poco a la red eléctrica, cumpliéndose el objetivo de este trabajo.

Finalmente destacar la gran estabilidad que presenta el rectificador diseñado.

## 7 TRABAJOS FUTUROS

El objetivo científico tecnológico del proyecto SURTIDOR consiste en la concepción, estudio teórico, diseño y verificación experimental de una estación de recarga ultra-rápida de baterías en continua para el vehículo eléctrico cuya transferencia de potencia será por contacto directo; incluye un sistema de almacenamiento energético con un convertidor bidireccional, un sistema de gestión integral de la estación y los sistemas necesarios para su integración en la red de suministro.

El proyecto se divide en dos paquetes de trabajo:

- PT1- Estación unidireccional de recarga ultrarrápida para el vehículo eléctrico.
- PT2- Estación de recarga ultrarrápida con sistema de almacenamiento energético.

El paquete de trabajo PT1 está dedicado a todas aquellas tareas relacionadas con el convertidor de potencia para la carga ultra-rápida de baterías del vehículo eléctrico y los sistemas de gestión de la estación.

El paquete de trabajo PT2 se incluyen todos los trabajos necesarios para el desarrollo de un sistema de almacenamiento energético auxiliar y un convertidor bidireccional para el control del flujo de energía entre la red de suministro y el sistema de almacenamiento, y entre este y los convertidores de recarga para vehículos eléctricos.

Dentro del PT2, y visto desde el punto de vista del convertidor bidireccional, se plantean 3 objetivos importantes:

- Diseñar el convertidor bidireccional para que controle el flujo de energía entre la red y los convertidores de recarga para vehículos eléctricos con un bajo impacto en la red en cuanto a calidad energética. En este apartado entran el modelado del convertidor bidireccional, el diseño de los lazos de regulación, la simulación y la validación experimental de su funcionamiento.
- Integrar el sistema de almacenamiento energético al conjunto formado por el convertidor bidireccional y el convertidor de recarga para vehículos eléctricos. En este apartado entran el modelado del sistema de almacenamiento energético, el diseño del lazo de regulación que gestione el flujo de la energía en función del estado de carga de las baterías de respaldo, la implementación del sistema de comunicaciones con el BMS (Sistema de Gestión de Baterías), la simulación y la validación experimental de su funcionamiento.
- Integración del sistema completo con funcionalidad B2G (Battery to Grid) en la red eléctrica de suministro con su función dual de absorción e inyección de energía controlada por la Unidad de Gestión de Surtidores (UGS) de forma inteligente para optimizar el coste de la energía, según el marco normativo. En este apartado entra el desarrollo del sistema de comunicaciones con el UGS, los lazos de control que gestionen el flujo de

energía en sentido B2G, la simulación y la validación experimental de su funcionamiento.

- Implementación de una microrred formada por cargadores de vehículos eléctricos, sistemas de almacenamiento de energía, sistemas de generación de energía renovable, etc. Siendo el convertidor bidireccional el punto de enlace con la red general de suministro eléctrico.

Este trabajo ha abordado con éxito el primero de los objetivos del PT2, por lo que quedan por desarrollar los otros dos.



## **8 REFERENCIAS DOCUMENTALES**

- [1] José R. Rodríguez , Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt y Pablo Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art" *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 52, NO. 1, FEBRUARY 2005
- [2] Amirnaser Yazdani, Reza Iravani, "VOLTAGE-SOURCED CONVERTERS IN POWER SYSTEMS. Modeling, Control, and Applications" *IEE PRESS by John Wiley & Sons* 2010

# A1 MEJORA DEL THDi A BAJAS POTENCIAS MEDIANTE FILTROS RESONANTES

## A1.1 INTRODUCCION

En el apartado 5.8 se ha podido observar que el valor del THDi a bajas frecuencias es considerablemente mayor que a potencias elevadas. Esto es debido a que el valor de las diferentes componentes armónicas se mantiene prácticamente constante a diferencia de la fundamental, que va aumentando su valor según aumenta la potencia, lo que se traduce en que la influencia de las componentes armónicas en la resultante es mayor a bajas frecuencias que en altas.

Si se observa el espectro de frecuencias se observa que las componentes que más influencia tienen, dentro del ancho de banda del lazo de corriente, son las de 250 Hz de secuencia inversa (5º armónico) y de 350 de secuencia directa (7º armónico), las cuales pasan a 300 Hz cuando se hace el cambio de sistema de referencia trifásico estacionario a,b,c a sistema de referencia síncrono d,q.

Si se produce un desequilibrio en las fases aparece una componente de 150 Hz de secuencia directa (3º armónico), que se traduce en 100 Hz al realizar el cambio de sistema de referencia.

En este anexo se propone el diseño de dos filtros resonantes, uno sintonizado a 100 Hz y otro sintonizado a 300 Hz, para que su efecto se suma a la acción de control del regulador de corriente y así obtener una mejor respuesta del lazo de corriente a estas frecuencias, reduciendo así su efecto en la corriente de entrada, y mejorando de esta forma el THDi a bajas frecuencias.

## A1.2 DISEÑO DE LOS FILTRO RESONANTES

La función de transferencia de un filtro resonante es:

$$R_n(s) = \frac{A B s}{s^2 + B s + w_k^2} \quad (70)$$

siendo:

- $A$  la ganancia en escala lineal del pico de resonancia
- $B$  el ancho de banda del pico de resonancia
- $w_k$  la frecuencia de resonancia buscada

Los parámetros  $A$  y  $B$  se han elegido de forma de que se obtenga la máxima ganancia posible a la frecuencia de resonancia buscada, pero sin perjudicar los márgenes de estabilidad de los lazos de corriente, obteniéndose los siguientes filtros resonantes:

- 100 Hz: 
$$R_{100}(s) = \frac{10000 \cdot 0.00001 \cdot s}{s^2 + 0.00001 \cdot s + (2 \cdot \pi \cdot 100)^2} \quad (71)$$

- 300 Hz: 
$$R_{300}(s) = \frac{10000 \cdot 0.00001 \cdot s}{s^2 + 0.00001 \cdot s + (2 \cdot \pi \cdot 300)^2} \quad (72)$$

La respuesta en frecuencia de los lazos de corriente para todo el rango de funcionamiento es la siguiente:

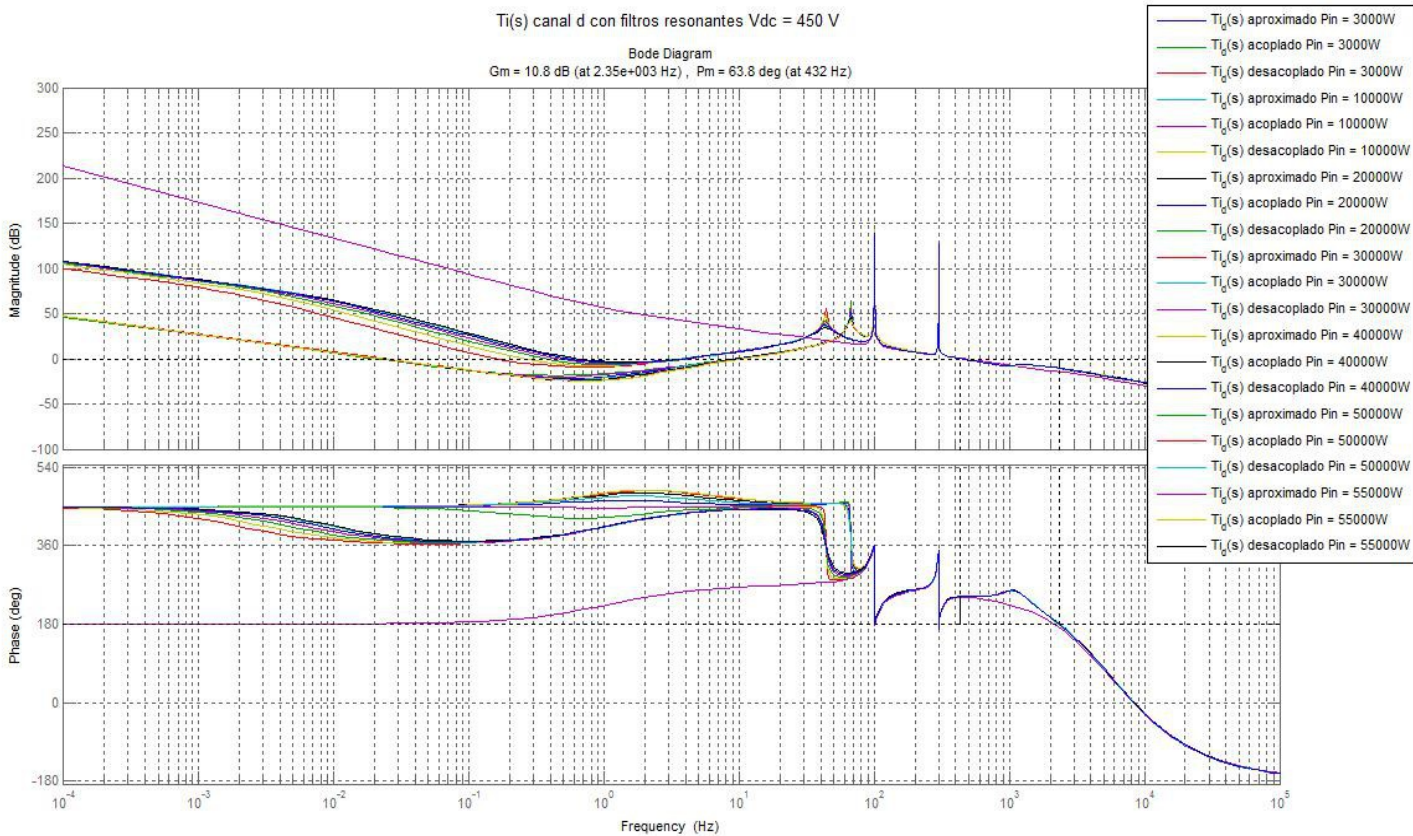


Figura 188:  $T_i(s)$  canal d con filtros resonantes Vdc = 450 V

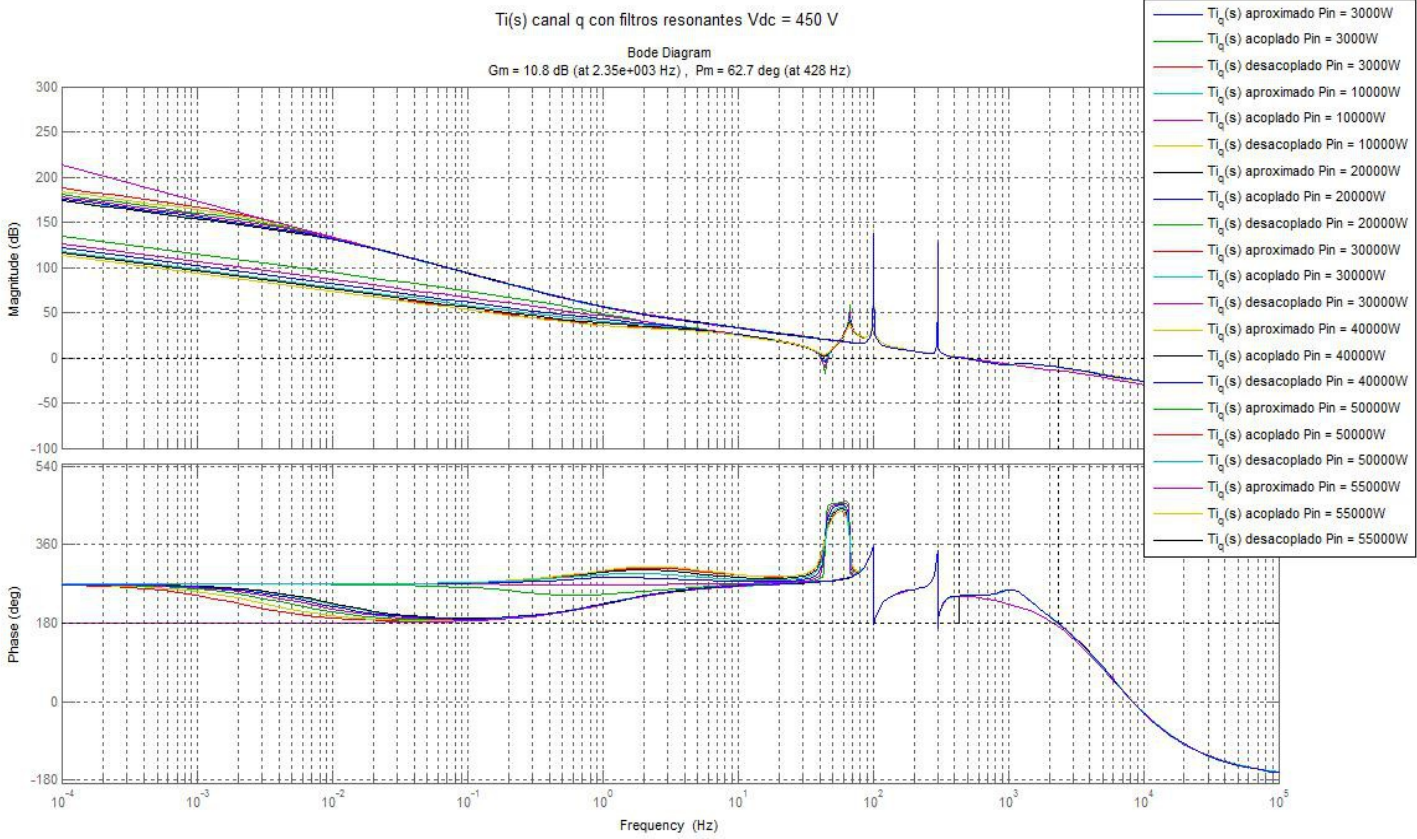


Figura 189:  $T_i(s)$  canal q con filtros resonantes  $V_{dc} = 450$  V

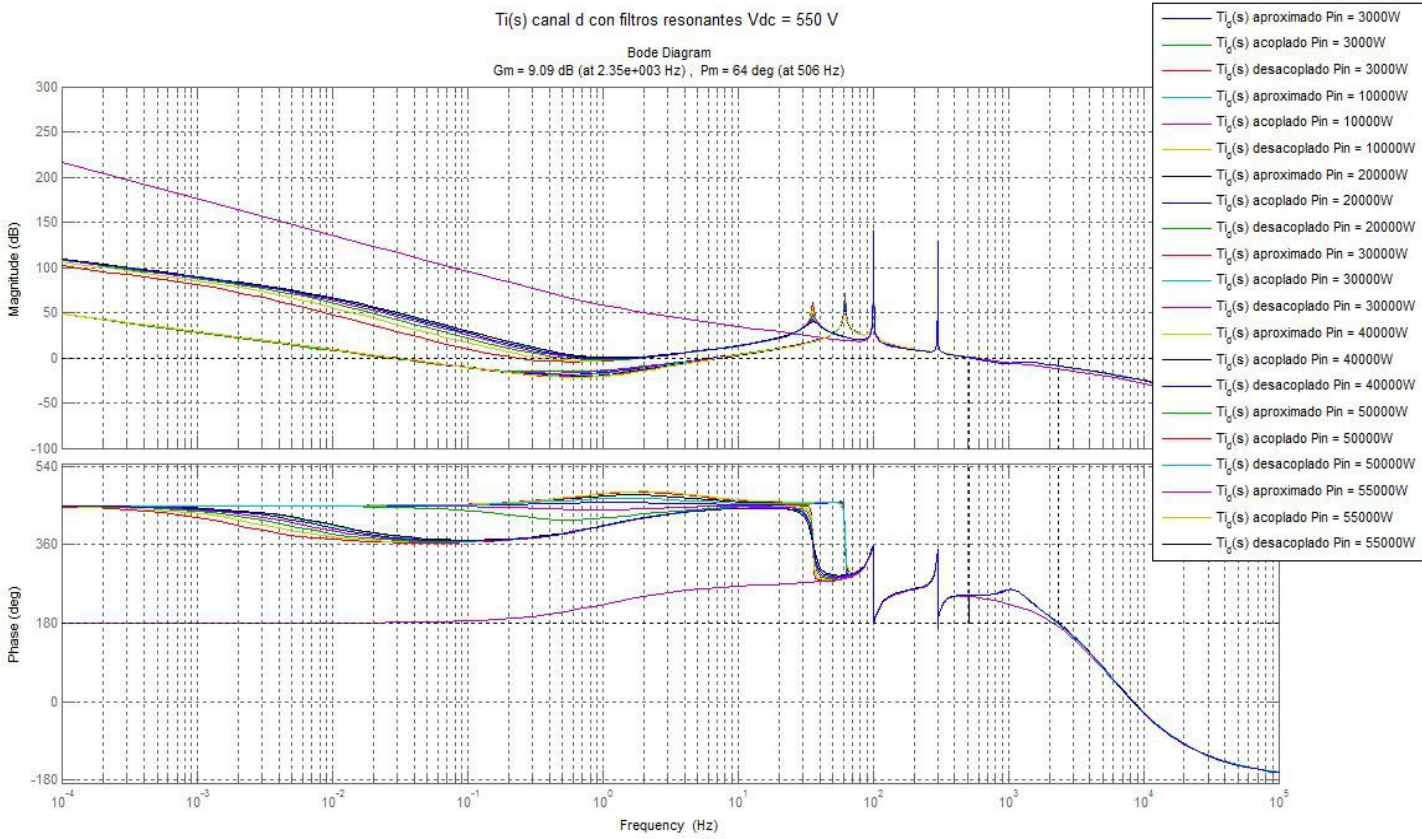


Figura 190:  $T_i(s)$  canal d con filtros resonantes  $V_{dc} = 550$  V



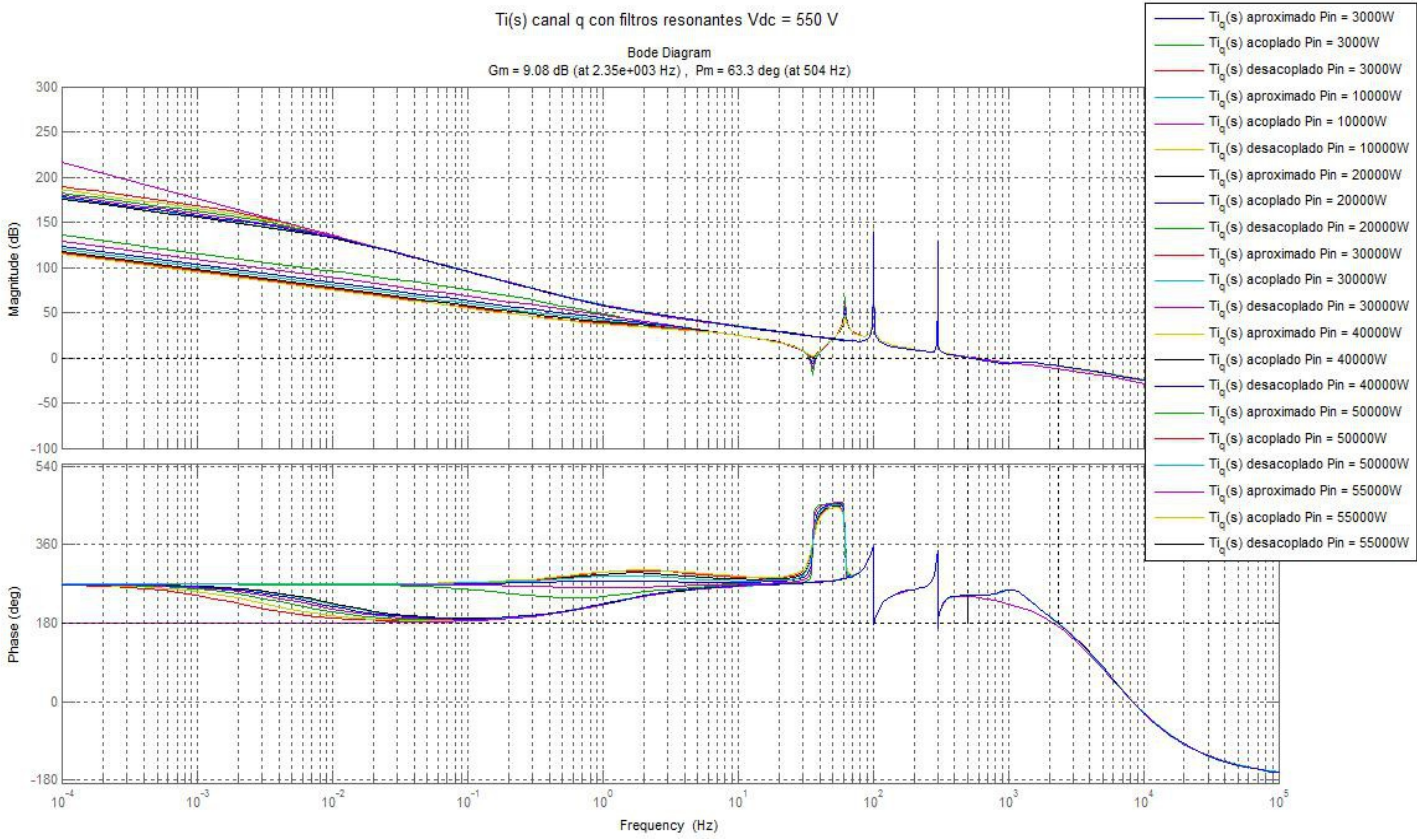


Figura 191:  $T_i(s)$  canal q con filtros resonantes Vdc = 550 V

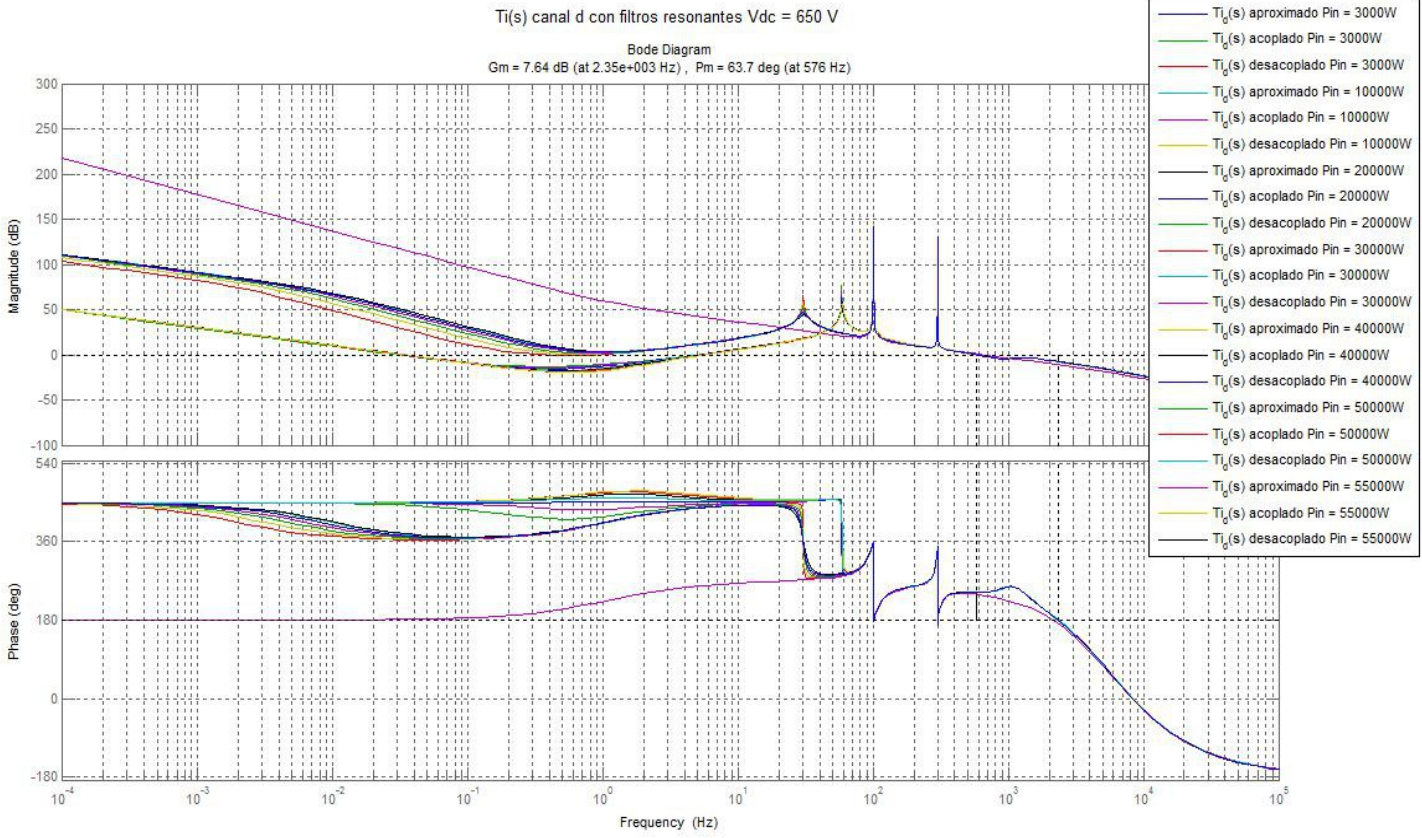


Figura 192:  $T_i(s)$  canal d con filtros resonantes  $V_{dc} = 650$  V



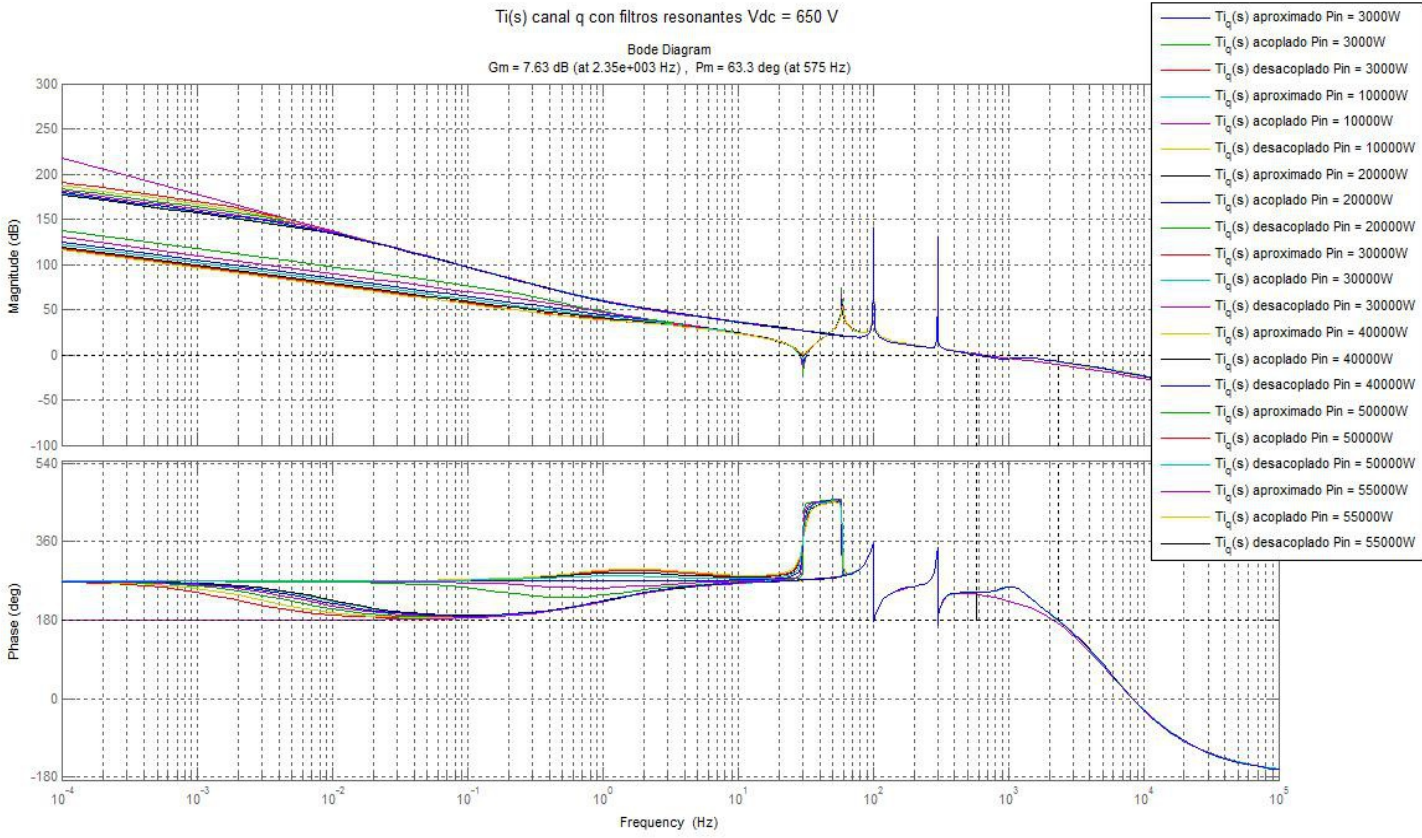


Figura 193:  $T_i(s)$  canal q con filtros resonantes Vdc = 650 V

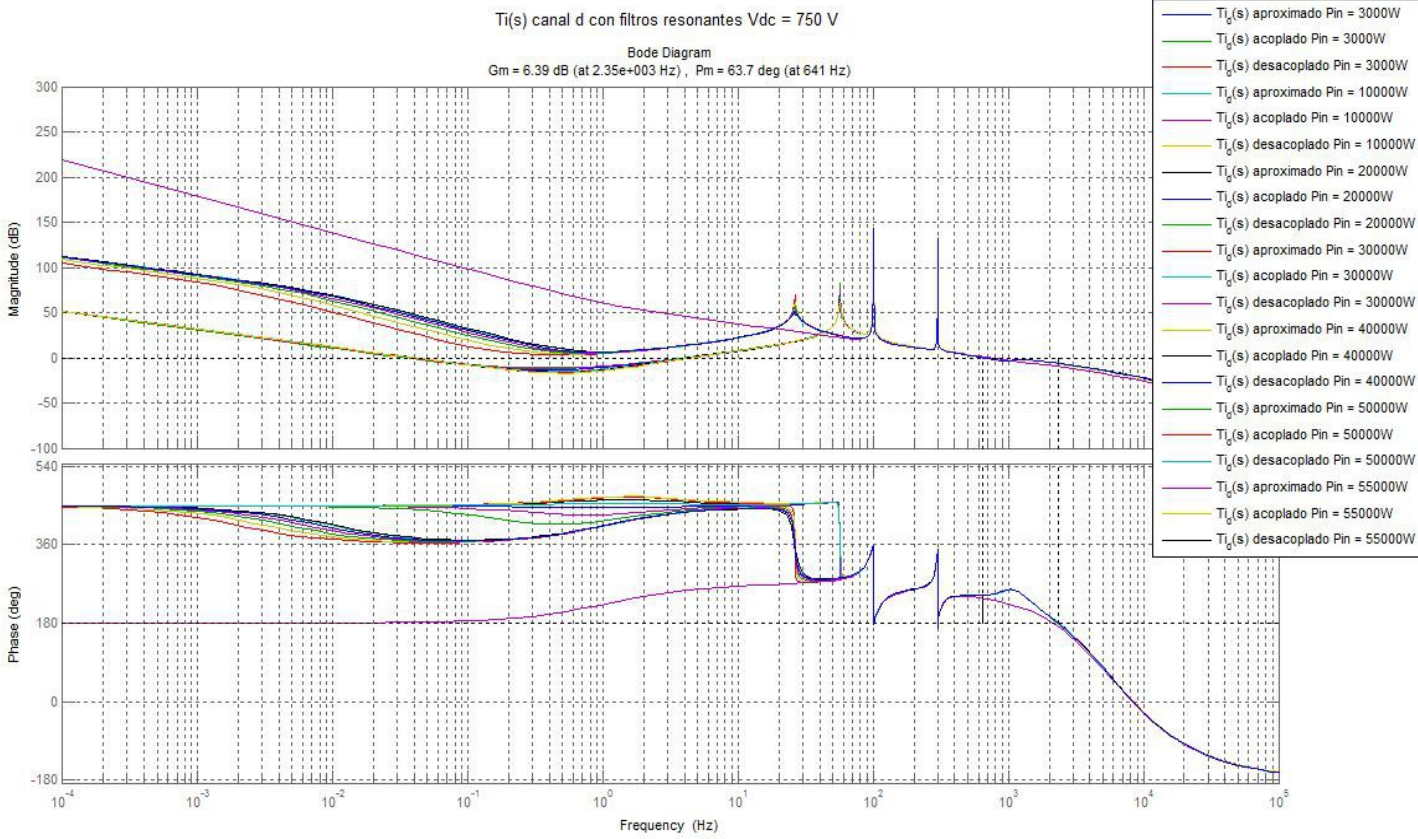


Figura 194:  $T_i(s)$  canal d con filtros resonantes Vdc = 750 V

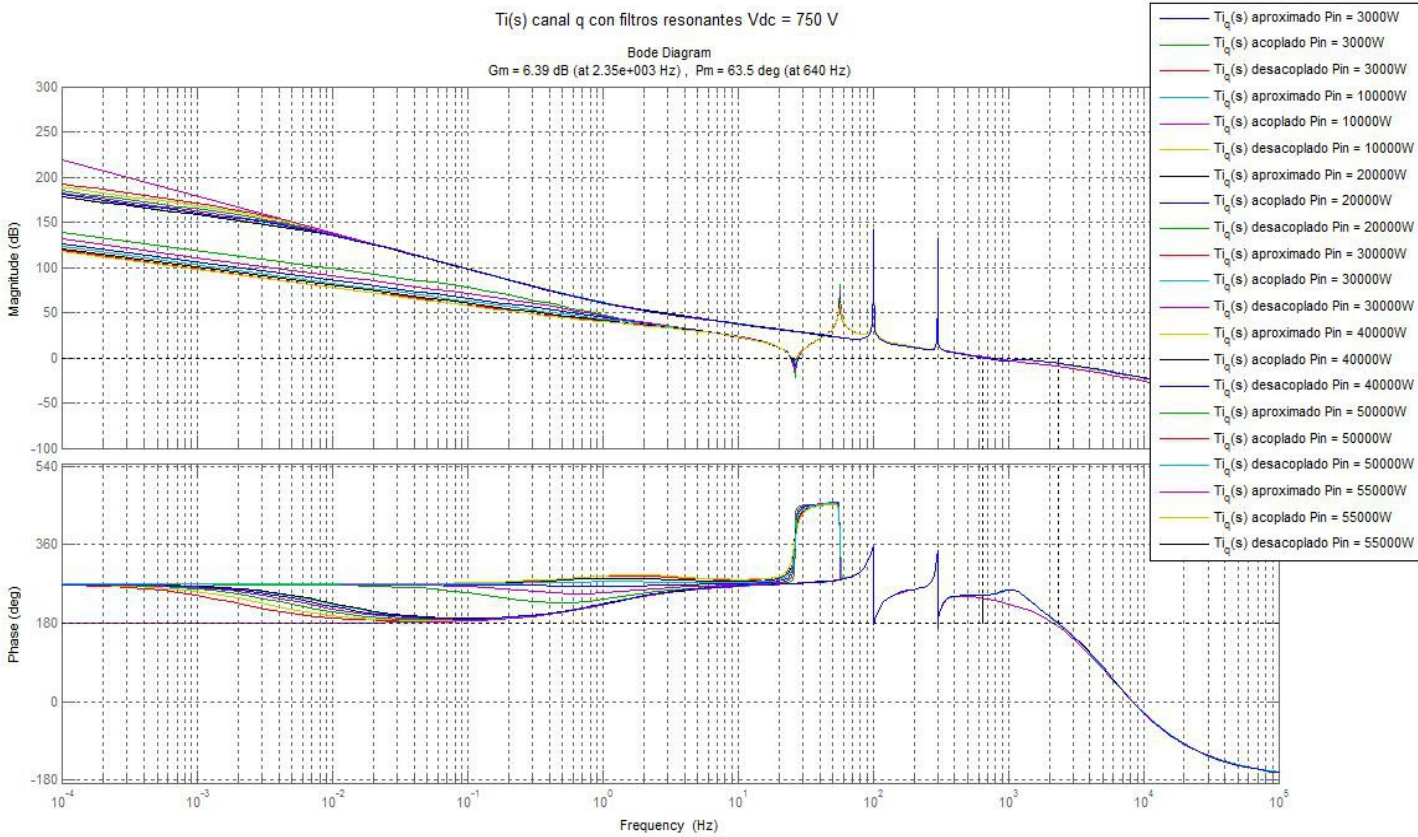


Figura 195:  $T_i(s)$  canal q con filtros resonantes Vdc = 750 V

El primer fenómeno que se puede destacar observando las respuestas en frecuencia de los lazos de corriente es que a la frecuencia de cruce el comportamiento es independiente de la carga que se tenga.

En segundo lugar se pueden resumir los parámetros que determinan la estabilidad del lazo de corriente para las diferentes tensiones de funcionamiento en la siguiente tabla:

| Tensión (V) | Canal | Frecuencia cruce (Hz) | Margen de Fase (°) | Margen de Ganancia (dBs) |
|-------------|-------|-----------------------|--------------------|--------------------------|
| 450         | d     | 432                   | 63,8               | 10,8                     |
|             | q     | 428                   | 62,7               | 10,8                     |
| 550         | d     | 506                   | 64                 | 9,09                     |
|             | q     | 504                   | 63,3               | 9,08                     |
| 650         | d     | 576                   | 63,7               | 7,64                     |
|             | q     | 575                   | 63,3               | 7,63                     |
| 750         | d     | 641                   | 63,7               | 6,39                     |
|             | q     | 640                   | 63,5               | 6,39                     |

Tabla 6: Margenes de estabilidad lazo de corriente  $T_i(s)$  con filtros resonantes

Tabla de la que podemos deducir que la frecuencia de cruce cambia en función de la tensión a la que estemos trabajando: a menor tensión el lazo de regulación es más lento.

Se puede observar que el margen de fase se mantiene más o menos constante sobre los 63,8 dBs para todos los puntos de funcionamiento.

Por otro lado, el margen de ganancia va reduciendo su valor según aumenta la tensión.

Si se comparan estos resultados con los obtenidos sin los filtros resonantes, se puede apreciar que los márgenes de estabilidad son algo menores.

Finalmente, podemos concluir que para el rango de trabajo del convertidor el lazo de corriente va a ser estable.

### A1.3 DISCRETIZACIÓN DE LOS FILTROS RESONANTES

Aplicando la aproximación bilineal o el método de Tustin para discretizar los filtros resonantes, las funciones de transferencia en el dominio discreto quedan de la siguiente forma:

- 100 Hz: 
$$R_{100}(z) = \frac{4.995 \cdot 10^{-5} - 4.995 \cdot 10^{-5} z^{-2}}{1 - 1.9961 z^{-1} + z^{-2}} \quad (73)$$

- 300 Hz: 
$$R_{300}(z) = \frac{4.956 \cdot 10^{-5} - 4.956 \cdot 10^{-5} z^{-2}}{1 - 1.9648 z^{-1} + z^{-2}} \quad (74)$$

Cuyo diagrama de bloques siguiendo la programación en Forma Directa II es:

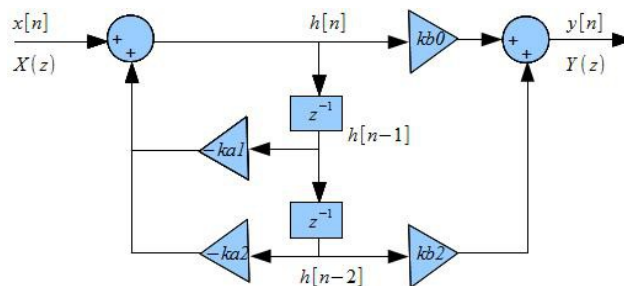


Figura 196: Diagrama de bloques de  $R_x(z)$

De donde se puede obtener la expresión de la ecuación en diferencias de los filtros resonantes:

- 100 Hz

$$h[n] = x[n] - (-1.9961 \cdot h[n-1] + h[n-2]) \quad (75)$$

$$y[n] = 4.995 \cdot 10^{-5} \cdot h[n] - 4.995 \cdot 10^{-5} \cdot h[n-2] \quad (76)$$

- 300 Hz

$$h[n] = x[n] - (-1.9648 \cdot h[n-1] + h[n-2]) \quad (77)$$

$$y[n] = 4.956 \cdot 10^{-5} \cdot h[n] - 4.956 \cdot 10^{-5} \cdot h[n-2] \quad (78)$$



## A1.4 VALIDACION EN GRAN SEÑAL DEL DISEÑO

Las medidas obtenidas mediante simulación de THDi, PF y DPF para diferentes puntos de funcionamiento son las siguientes:

| V   | P(kW) | Sin Filtros Resonantes |        |        | Con Filtros Resonantes |        |        |
|-----|-------|------------------------|--------|--------|------------------------|--------|--------|
|     |       | THDi                   | PF     | DPF    | THDi                   | PF     | DPF    |
| 450 | 3     | 0,2428                 | 0,9091 | 0,9355 | 0,1730                 | 0,9093 | 0,9228 |
|     | 5     | 0,1368                 | 0,9654 | 0,9744 | 0,1154                 | 0,9636 | 0,9700 |
|     | 10    | 0,0594                 | 0,9931 | 0,9949 | 0,0465                 | 0,9930 | 0,9941 |
|     | 15    | 0,0351                 | 0,9976 | 0,9982 | 0,0316                 | 0,9977 | 0,9982 |
| 550 | 3     | 0,2541                 | 0,8921 | 0,9204 | 0,2438                 | 0,8987 | 0,9250 |
|     | 5     | 0,1435                 | 0,9609 | 0,9707 | 0,1296                 | 0,9629 | 0,9710 |
|     | 10    | 0,0641                 | 0,9924 | 0,9944 | 0,0548                 | 0,9928 | 0,9943 |
|     | 15    | 0,0356                 | 0,9976 | 0,9982 | 0,0293                 | 0,9977 | 0,9981 |
| 650 | 3     | 0,2488                 | 0,9027 | 0,9302 | 0,2428                 | 0,9012 | 0,9274 |
|     | 5     | 0,1083                 | 0,9661 | 0,9717 | 0,1473                 | 0,9649 | 0,9753 |
|     | 10    | 0,0540                 | 0,9924 | 0,9938 | 0,0546                 | 0,9926 | 0,9941 |
|     | 15    | 0,0345                 | 0,9977 | 0,9983 | 0,0347                 | 0,9977 | 0,9983 |
| 750 | 3     | 0,4030                 | 0,8602 | 0,9274 | 0,3747                 | 0,8654 | 0,9242 |
|     | 5     | 0,2188                 | 0,9497 | 0,9722 | 0,2346                 | 0,9486 | 0,9744 |
|     | 10    | 0,0812                 | 0,9904 | 0,9937 | 0,0782                 | 0,9901 | 0,9931 |
|     | 15    | 0,0524                 | 0,9964 | 0,9978 | 0,0503                 | 0,9964 | 0,9977 |

Tabla 7: Medidas de calidad energética obtenidas mediante simulación

### THDi

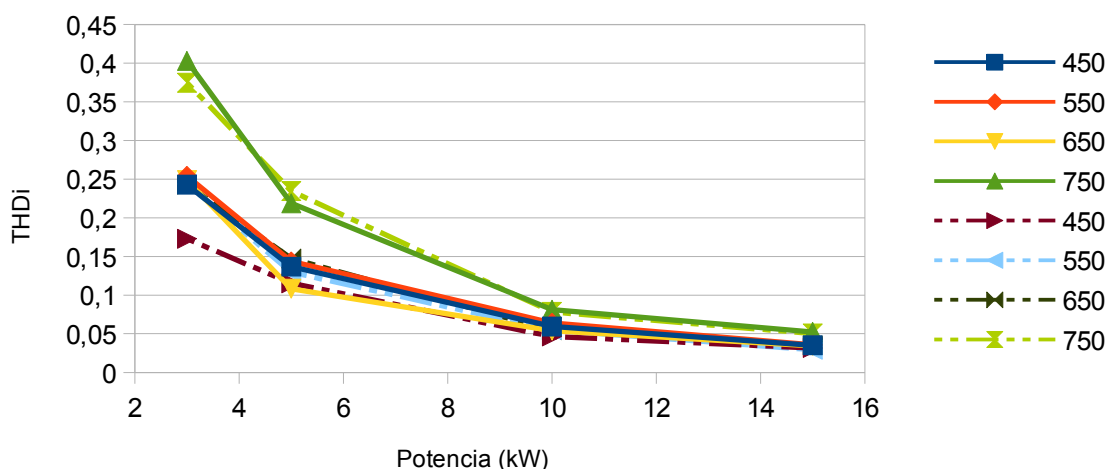


Figura 197: Evolución del THDi en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

De los resultados obtenidos se puede observar que hay una mejora en el THDi a bajas potencias debido a los filtros resonantes sintonizados, principalmente al filtro sintonizado a 300 Hz, ya que en la simulación no hay desequilibrio entre fases y por tanto no aparece la componente de 150 Hz.



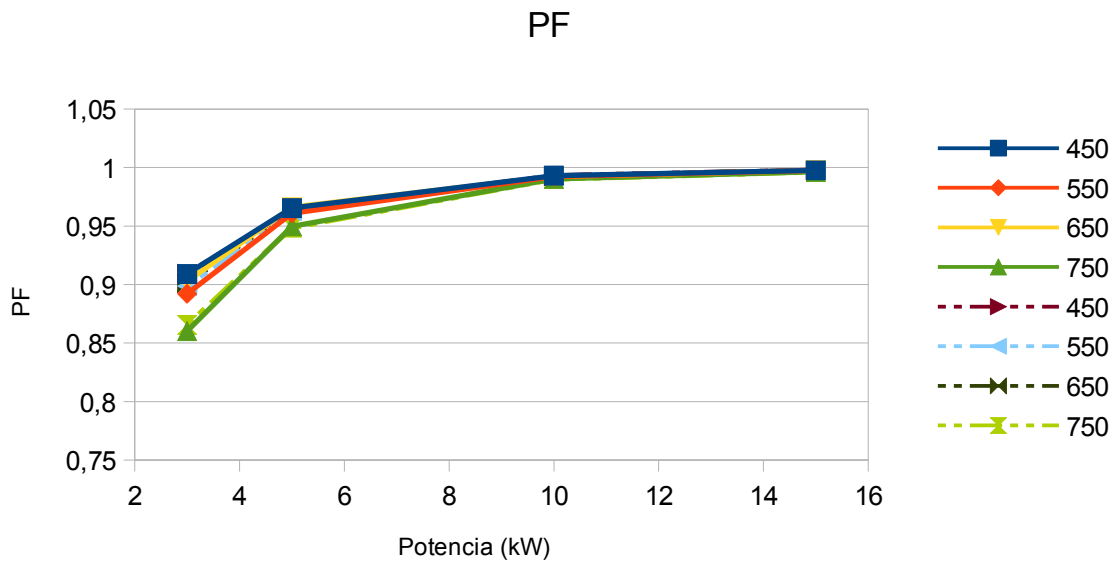


Figura 198: Evolución del PF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

En cuanto a PF se puede observar que la mejora no es significativa.

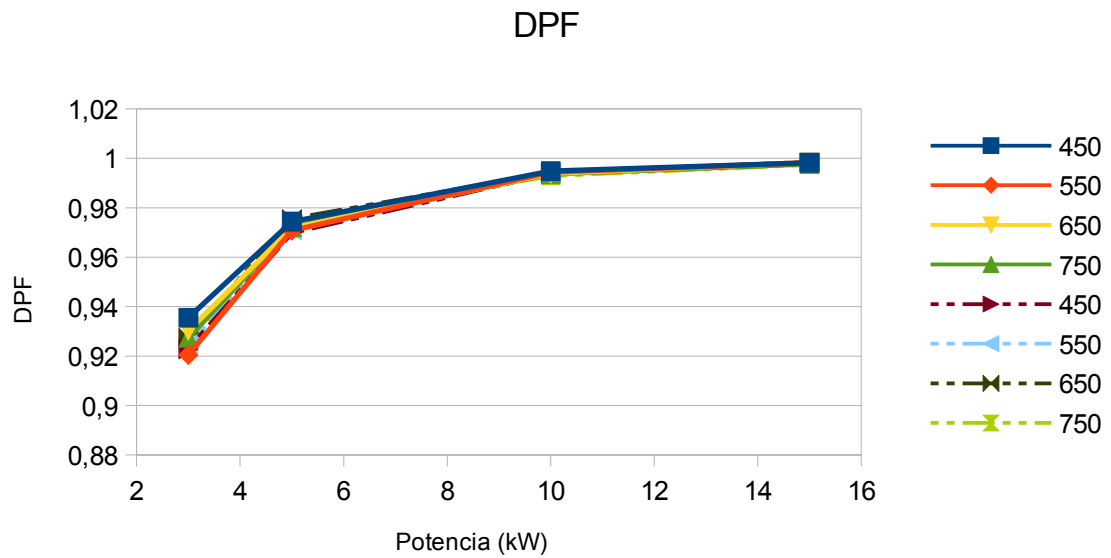


Figura 199: Evolución del DPF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

Finalmente, se puede observar que el DPF no se ve apenas afectado.

## A1.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Las medidas obtenidas en el prototipo experimental de THDi, PF, DPF, I 5° armónico e I 7° armónico son las siguientes:

| Sin Filtros Resonantes |       |        |                    |                    |        |        |
|------------------------|-------|--------|--------------------|--------------------|--------|--------|
| V                      | P(kW) | THDi   | I <sub>5</sub> (A) | I <sub>7</sub> (A) | PF     | DPF    |
| 550                    | 3     | 0,1880 | 0,9900             | 0,1700             | 0,9600 | 0,9900 |
|                        | 5     | 0,1220 | 0,9200             | 0,1300             | 0,9800 | 0,9900 |
|                        | 10    | 0,0570 | 0,7100             | 0,1600             | 0,9900 | 1,0000 |
|                        | 15    | 0,0450 | 0,6900             | 0,1800             | 0,9900 | 1,0000 |
| 600                    | 3     | 0,1750 | 0,8900             | 0,3500             | 0,9600 | 0,9900 |
|                        | 5     | 0,1150 | 0,8500             | 0,1300             | 0,9800 | 0,9900 |
|                        | 10    | 0,0650 | 0,6600             | 0,1300             | 0,9900 | 1,0000 |
|                        | 15    | 0,0450 | 0,5400             | 0,1500             | 0,9900 | 1,0000 |

Tabla 8: Medidas de calidad energética sin filtros resonantes en el prototipo experimental

| Con Filtros Resonantes |       |        |                    |                    |        |        |
|------------------------|-------|--------|--------------------|--------------------|--------|--------|
| V                      | P(kW) | THDi   | I <sub>5</sub> (A) | I <sub>7</sub> (A) | PF     | DPF    |
| 550                    | 3     | 0,1380 | 0,5200             | 0,1100             | 0,9700 | 0,9900 |
|                        | 5     | 0,1000 | 0,4900             | 0,1100             | 0,9800 | 0,9900 |
|                        | 10    | 0,0540 | 0,4900             | 0,1400             | 0,9900 | 1,0000 |
|                        | 15    | 0,0400 | 0,4500             | 0,0600             | 0,9900 | 1,0000 |
| 600                    | 3     | 0,1200 | 0,5400             | 0,0700             | 0,9700 | 0,9900 |
|                        | 5     | 0,0900 | 0,5400             | 0,0700             | 0,9800 | 0,9900 |
|                        | 10    | 0,0560 | 0,4800             | 0,1100             | 0,9900 | 1,0000 |
|                        | 15    | 0,0480 | 0,4700             | 0,1200             | 0,9900 | 1,0000 |

Tabla 9: Medidas de calidad energética con filtros resonantes en el prototipo experimental

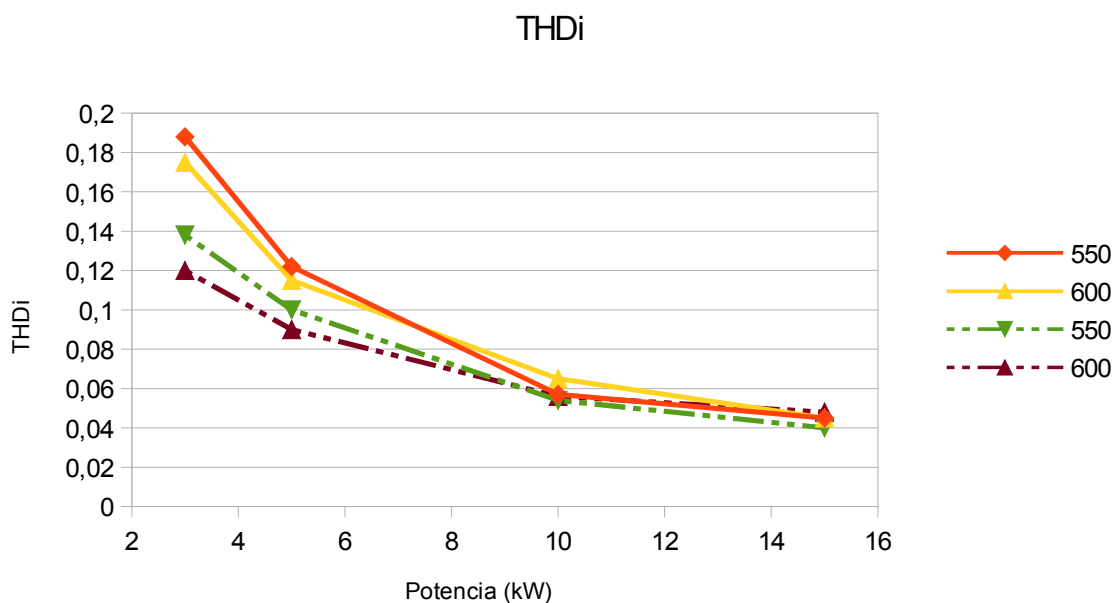


Figura 200: Evolución del THDi en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

De los resultados obtenidos se puede observar la mejora en el THDi a bajas potencias debido a los filtros resonantes sintonizados, consiguiéndose valores inferiores al 15% .

Esta mejora se debe principalmente a la reducción del valor de las componentes de 250 Hz (5° armónico) y de 350 Hz (7° armónico), tal como se muestra a continuación:

I 5° Armónico Vdc = 550 V

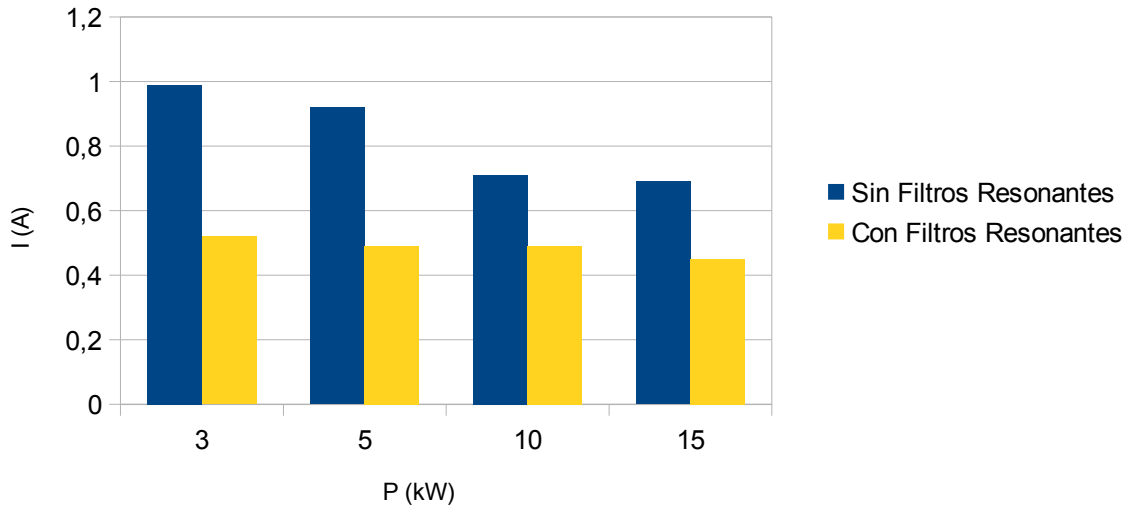


Figura 201: Comparación del 5° armónico sin filtro resonantes y con filtro resonante con Vdc = 550 V

I 5° Armónico Vdc = 600 V

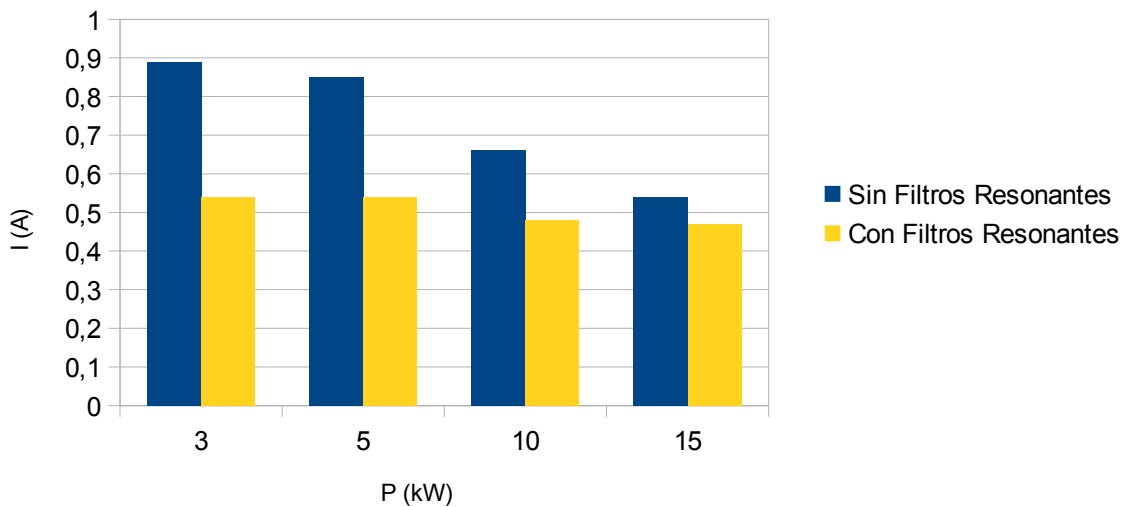


Figura 202: Comparación del 5° armónico sin filtro resonantes y con filtro resonante con Vdc = 600 V

### I 7º Armónico Vdc = 550 V

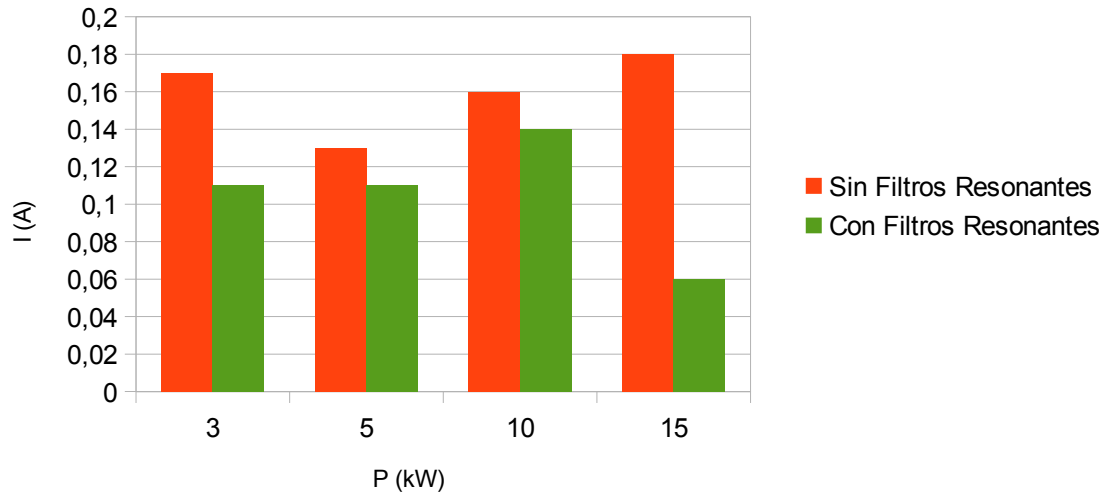


Figura 203: Comparación del 7º armónico sin filtro resonantes y con filtro resonante con Vdc = 550 V

### I 7º Armónico Vdc = 600 V

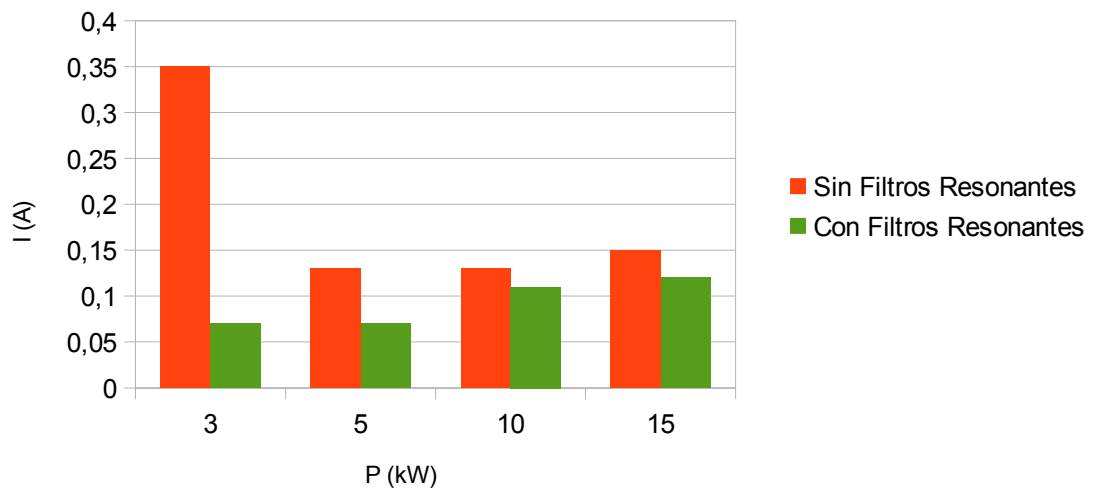


Figura 204: Comparación del 7º armónico sin filtro resonantes y con filtro resonante con Vdc = 600 V

Esta mejora en el THDi se traduce en una mejora del PF a bajas potencias tal como se muestra a continuación:

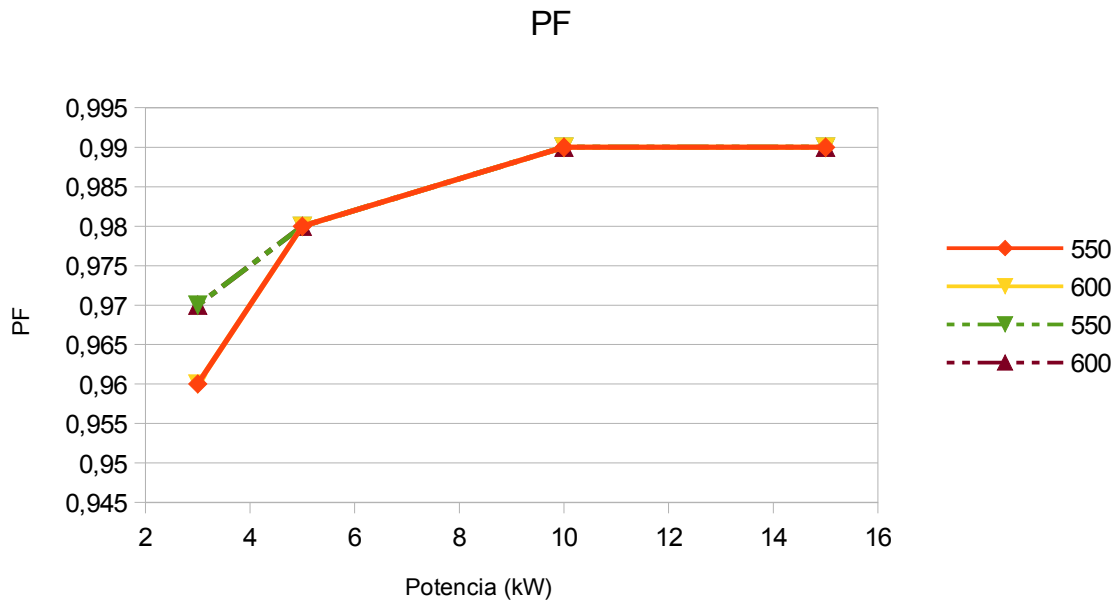


Figura 205: Evolución del PF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

Finalmente, destacar que no se produce ninguna variación importante en cuanto a DPF:

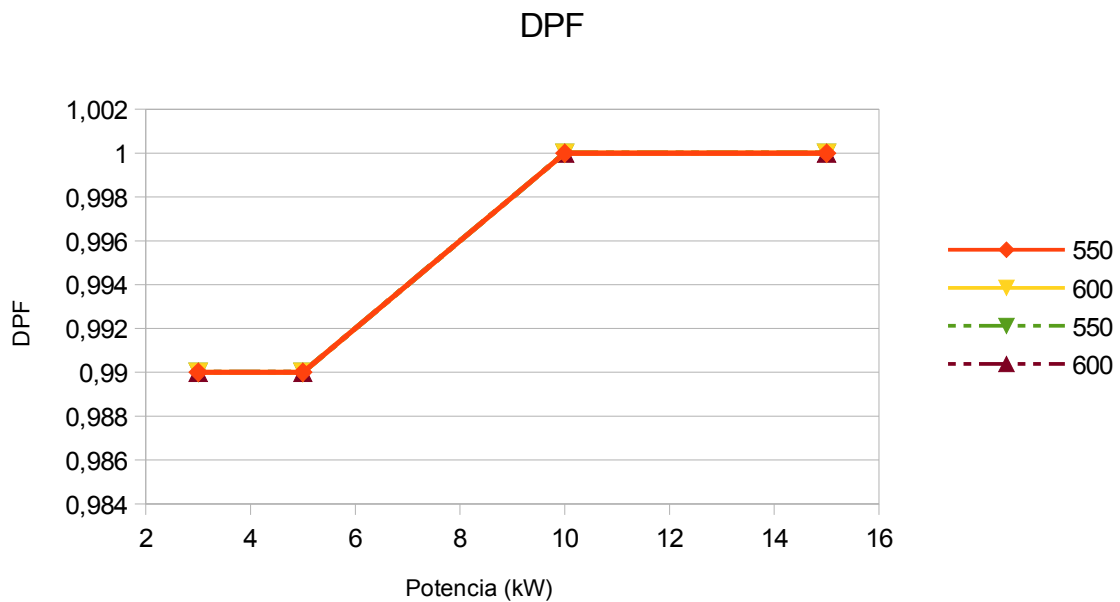


Figura 206: Evolución del DPF en función de la tensión en el bus de continua y de la carga

## **A1.6 CONCLUSIONES**

De los resultados obtenidos se puede deducir que la introducción de los filtros resonantes en los lazos de corriente tiene un efecto positivo en el THDi a bajas potencias, lo que se traduce en una mejora del PF, ya que el DPF a penas se ve afectado.

Esta mejora supone una mayor eficiencia del sistema a bajas potencias.