



Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FI DE CARRERA

TÍTOL: Mètodos de control de un Ondulador Monofásico

AUTOR: Eduardo Alarcón Gallo

TITULACIÓ: Ing. Automática Industrial

DIRECTOR: Dr. José Matas Alcalá

DEPARTAMENT: EEL

DATA: 14/07/2010

TÍTOL: Métodos de control de un Ondulador Monofásico

COGNOMS: Alarcón Gallo

NOM: Eduardo

TITULACIÓ: Ing. Automática Industrial

ESPECIALITAT:

PLA: 1995

DIRECTOR: Dr. José Matas Alacalá

DEPARTAMENT: EEL

QUALIFICACIÓ DEL PFC

TRIBUNAL

PRESIDENT

SECRETARI

VOCAL

DATA DE LECTURA: 14/07/2010

Aquest Projecte té en compte aspectes mediambientals: Sí No

PROYECTO FI DE CARRERA

RESUM (màxim 50 línies)

El presente proyecto final de carrera forma parte de un objetivo más amplio, la realización de una tesis doctoral con el grupo SEPIC. Esta tesis se enmarca en el estudio de los sistemas de generación distribuida y, en particular, en el control y gestión energética de los onduladores de potencia que se encargan de realizar las principales funciones electrónicas.

Debido a la particularidad de este trabajo, es necesario primero acercarse al campo de trabajo con un estudio detallado del estado del arte y profundizar en las problemáticas existentes en el campo de la generación distribuida.

Como primer paso específico se introduce la topología básica de un ondulator monofásico, exponiendo el funcionamiento elemental de cada una de las etapas que lo conforman. Seguidamente se realiza un estudio de una propuesta de control basada en la teoría de linealización por realimentación. A continuación se extiende el estudio a la problemática de la paralelización, donde se analizan diferentes técnicas derivadas del método de la pendiente para evitar usar comunicación entre las unidades de generación distribuidas cuando trabajan conjuntamente conectados a la microrred.

Para complementar el estudio, se presenta la implementación de un ondulator que permitirá extraer resultados experimentales para evaluar las técnicas de control estudiadas con anterioridad. Este prototipo se está llevando a cabo en paralelo con la elaboración de este proyecto.

Paraules clau (màxim 10):

Ondulador	Monofásico	Control no lineal	Droop Method
Microrred			

Índice general

1. Objetivos del proyecto	4
1.1. Objetivo general	4
1.2. Objetivos específicos	5
2. Antecedentes y estado del arte	7
2.1. Análisis y configuración de inversores conectados a la red.	7
2.1.1. Introducción a la topología	7
2.1.2. Principio de operación	10
3. Control del ondulator mediante linealización por realimentación	19
3.1. Linealización por realimentación en el seguimiento de consignas variables en el tiempo	19
3.2. Diseño del controlador en cascada	19
3.2.1. Control de tensión	20
3.2.2. Control de corriente	22
3.3. Resultados	23
3.3.1. Resultados de simulación con cargas lineales y rectificadores	25
4. Sistemas de generación distribuida	28
4.1. Introducción	28
4.2. Arquitectura y modelado de un sistema modular de ondulator en paralelo	28
4.3. Control no lineal de ondulator conectados en paralelo sin comunicación mutua	33
4.3.1. Resultados	40

4.3.2. Resultados	45
4.4. Controladores para la mejora de la respuesta transitoria.	48
4.5. Impedancia de lazo cerrado.	48
4.5.1. Control por feedback linearization	48
4.5.2. Impedancia de salida en lazo cerrado.	50
5. Implementación de un Ondulador.	56
5.1. Alimentación	58
5.2. Sensado y Drivers	61
5.2.1. Sensado	65
5.2.2. Drivers	66
5.3. Control	67
5.4. Visión de conjunto	69
5.4.1. Inversor trifásico:	70
5.4.2. Inversor trifásico con lectura de variables adicionales	71
6. Conclusiones y proyecciones futuras	72

A mi familia, de cuya pertenencia me siento cada día más afortunado.

A José Luís García de Vicuña, con quien disfruto aprendiendo a su lado tanto a nivel personal como profesional, porque si me llevo algo de este trabajo es el concepto de que hay que trabajar todo lo despacio que se pueda, pero haciéndolo de un modo que sea imposible trabajar más deprisa.

A José Matas, que en un humanidad siempre percibe las cualidades que hay en mí, porque desde el primer día (hace 4 años) ha actuado en pro de mi beneficio, y a día de hoy continúa haciéndolo.

A Miguel Castilla y Jaume Miret, cuya mera presencia me aporta tranquilidad, porque siempre han tenido disposición de ayudarme en lo que fuera necesario, y lo han hecho.

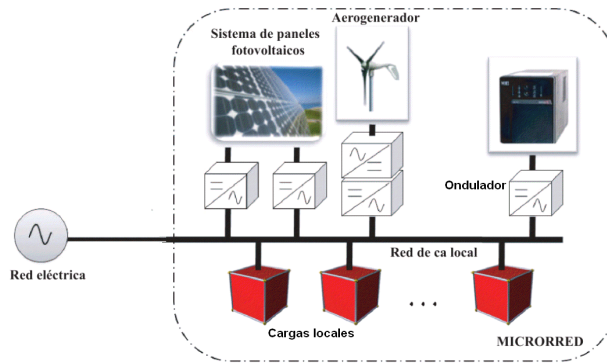
Capítulo 1

Objetivos del proyecto

1.1. Objetivo general

El concepto de red eléctrica ha sufrido importantes cambios en los últimos años. La estrategia que se ha empleado hasta el presente es centralizada, realizándose la generación en centrales eléctricas de gran potencia, muy alejadas del consumidor. Sin embargo, debido a la desregularización del mercado eléctrico promovido por los gobiernos, y al avance tecnológico de las energías renovables; se ha evolucionado hacia el concepto de microrred en el que la generación se ha acercado al consumidor.

Este sistema se basa en la captación de energía de fuentes renovables, tales como paneles fotovoltaicos, células de combustible, plantas de cogeneración o pequeñas turbinas eólicas; para abastecer a un consumo local y a la red eléctrica. Esta introducción de las microrredes a la estrategia de generación eléctrica ha sido posible por los recientes avances en sistemas de generación distribuida (GD), dado que una microrred está formada por diversas unidades de GD.



(1.1)

Una unidad de GD está formada por un sistema electrónico de potencia que transforma la energía de una fuente renovable en energía eléctrica para el consumo local, como por ejemplo unos paneles fotovoltaicos y un ondulador.

Una de las cuestiones más importantes es la interacción de todas las unidades de GD entre sí para suministrar energía a la microrred de un modo equilibrado. Uno de los temas clave en las microrredes es la estrategia de gestión energética, es decir, la cantidad de energía que cada unidad de generación distribuida debe aportar a la microrred para su consumo.

1.2. Objetivos específicos

El presente proyecto final de carrera forma parte de un objetivo más amplio, la realización de una tesis doctoral con el grupo SEPIC. Esta tesis se enmarca en el estudio de los sistemas de generación distribuida y, en particular, en el control y gestión energética de los onduladores de potencia que se encargan de realizar las principales funciones electrónicas.

Debido a la particularidad de este trabajo, es necesario primero acercarse al campo de trabajo con un estudio detallado del estado del arte y profundizar en las problemáticas existentes en el campo de la generación distribuida.

Como primer paso específico se introduce la topología básica de un ondulador monofásico, exponiendo el funcionamiento elemental de cada una de las etapas que lo conforman. Seguidamente se realiza un estudio de una propuesta de control basada en la teoría de lin-

ealización por realimentación [Matas02a]. A continuación se extiende el estudio a la problemática de la paralelización, donde se analizan diferentes técnicas derivadas del método de la pendiente para evitar usar comunicación entre las unidades de generación distribuidas cuando trabajan conjuntamente conectados a la microred [Guerrero04].

Para complementar el estudio, se presenta la implementación de un ondulator que permitirá extraer resultados experimentales para evaluar las técnicas de control estudiadas con anterioridad. Este prototipo se está llevando a cabo en paralelo con la elaboración de este proyecto.

Capítulo 2

Antecedentes y estado del arte

2.1. Análisis y configuración de inversores conectados a la red.

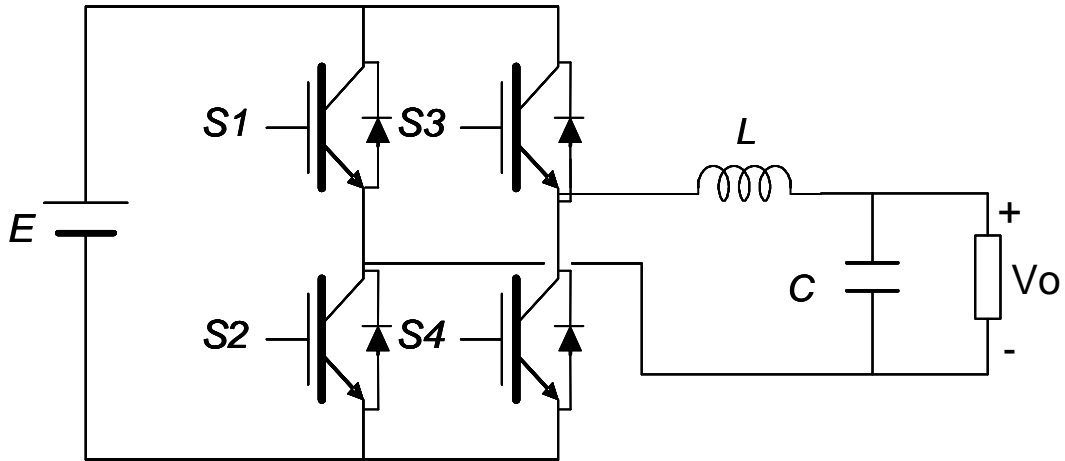
2.1.1. Introducción a la topología

Un ondulator (también llamado inversor) es un sistema electrónico cuya función es transformar una tensión de entrada continua en una salida de tensión alterna, con una magnitud y una frecuencia deseada por el usuario o el diseñador.

El caso de estudio que se muestra en la figura como podemos ver es un inversor monofásico que actúa como fuente de tensión (VSI). Éste posee una estructura topológica convencional, conocida como puente completo.

La fuente de tensión ideal ubicada en la entradas (E) son realmente unos condensadores alimentados por unas fuentes de energía primaria. Éstos deben tener una capacidad lo suficientemente como para proveer la energía necesaria a la carga.

Los interruptores de potencia se representan como unos convencionales IGBT pero es posible encontrar implementaciones en las que se usa diferentes tecnologías, como por ejemplo MOSFET de potencia, o para aplicaciones de muy alta potencia TIRISTORES.

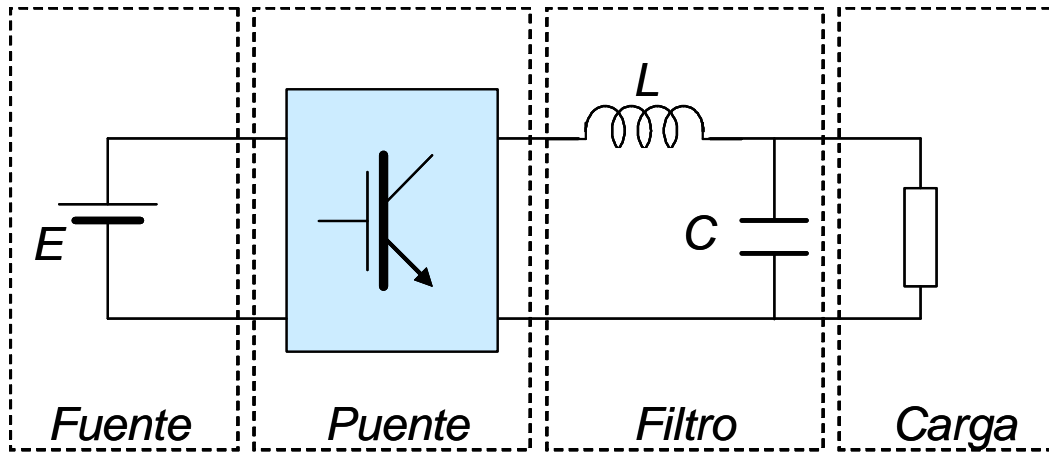


Esquema básico de un ondulator monofásico de puente completo. (2.1)

Como se puede apreciar, cada interruptor tiene un diodo en paralelo. Su propósito es convertir el interruptor en bidireccional cuando el flujo de la corriente lo precise. Nuevamente, con el propósito de simplificar el análisis, se asumirá que el comportamiento del interruptor será ideal, es decir, su estado “on” corresponde a una caída de tensión cero, y su estado “off” corresponde a un paso de corriente cero. Además se asumirá que el paso del estado “on” al “off” y viceversa se realizará en tiempo nulo.

Sin embargo existen más topologías que se han usado ampliamente, tanto en pequeñas fuentes de alimentación como en aplicaciones de alta potencia, propias de la industria. El campo de aplicación que aquí atañe es la transformación de la energía continua proveniente de fuentes como paneles fotovoltaicos, pequeñas turbinas de viento, o celdas de combustible, en corriente alterna para ser inyectada a la red o usada en instalaciones eléctricas aisladas, como una microrred. En algunos casos son necesarios sistemas de almacenamiento como volantes de inercia, supercondensadores o sistemas basados en aire comprimido.

La figura siguiente muestra el circuito básico de un ondulator monofásico consistente en una fuente de corriente continua, un puente de onda completa y un filtro L-C de salida.



(2.2a)

Bloques que conforman un Ondulador monofásico.

Para controlar el inversor, es necesario añadir una electrónica adicional, el circuito de accionamiento de los interruptores y el circuito de sensado de variables fundamentales en la dinámica.

El primero de los dos circuitos nombrados es el encargado de conmutar el estado de los interruptores. Dependiendo del tipo de interruptor, el circuito empleado será diferente. Un modo de operación típico de los circuitos de accionamiento es controlar la corriente entre los terminales de puerta y emisor mediante el uso de optoacopladores, o la adopción de circuitos de generación de fuentes flotantes basadas en condensadores bootstrap.

No se profundizará más en la operación de este circuito y se asumirá que el estado del interruptor cambia instantáneamente en el momento apropiado. Exceptuando el caso de los tiempos muertos, que se presentará más adelante.

Además de los circuitos de accionamiento de los interruptores, para llevar a cabo el control se requiere la medición de variables eléctricas, como en el caso de la figura, la corriente i_L en el inductor, la tensión en bornes del condensador C y el voltaje de entrada E . La adquisición de estas señales requiere circuitos de condicionamiento (generalmente analógicos) que pueden medir tensiones en las resistencias o corrientes. O bien utilizar filtros pasivos o sensores de efecto Hall para medir corrientes sin perturbar el circuito a

medir.

En éste capítulo simplemente asumiremos que la señal de control se procesa mediante un circuito acondicionador adecuado y que generalmente aplicará algún escalado y filtrado a cada variable eléctrica. La frecuencia de respuesta de esta adquisición será tomada en cuenta en el diseño del controlador presentado en capítulos siguientes.

Seguidamente se repasarán rápidamente conceptos básicos sobre el funcionamiento elemental de este sistema.

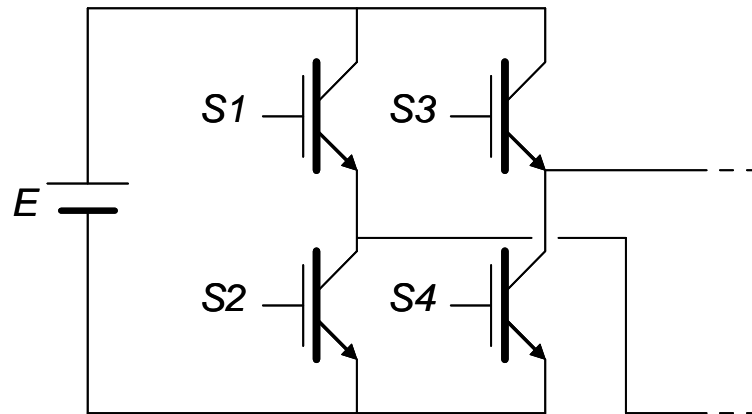
2.1.2. Principio de operación

Es la encargada de proveer al sistema la energía necesaria para que sea transformada y consumida. Ésta energía puede tener su origen, por ejemplo, en el viento o el sol, y se recolecta utilizando diversos métodos, como aerogeneradores o paneles solares, respectivamente.

Puente de onda completa

El principio de operación del inversor de puente completo es el siguiente. Activando la pareja de interruptores S1 y S4 se impone un voltaje igual a E que pasa por el filtro y finalmente llega a la carga. En cambio, activando la otra pareja de interruptores S2 y S3 se impone una tensión de $-E$. Si se dispone de un control adecuado que regule la tensión media que llega a la carga podemos hacer que la corriente que se entrega siga cualquier trayectoria deseada.

La limitación principal es evidente, la tensión en la carga no puede exceder la fuente $\pm E$. Existen más limitaciones, como puede ser la máxima corriente que pueden entregar los interruptores. Para prevenir daños accidentales es necesario añadir un control de corriente. Es necesario subrayar que cualquier controlador que trate de imponer voltajes o corrientes por encima del límite saturará el inversor, llevándolo a un rango de trabajo alejado del propuesto. Si hemos hecho un modelo mediante pequeña señal, eventos como éste no estarán bien modelados.



(2.3)

Estructura del puente completo.

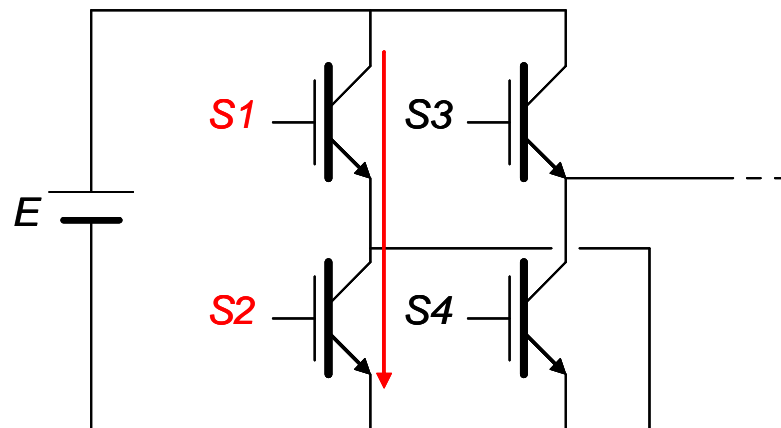
En el caso más general, el control del inversor tiene un orden jerárquico. En el nivel inferior, un controlador determina el estado de las parejas de interruptores, y con ello, la tensión media en la carga. Esto se hace con una modulación. A este nivel lo llamamos “nivel de modulación”. La estrategia que produce el cambio en los estados de los interruptores se denomina “ley de modulación”. La señal de entrada al lazo de tensión es el punto de consigna de la tensión media de la carga, normalmente determinado por un lazo de control con un nivel jerárquico superior.

El propósito principal de este capítulo es explicar cómo se organizan estos dos lazos de control y cómo se llega a su diseño. Sin embargo, antes de describirlos se deberá remarcar algunos aspectos más de los principios de operación.

Dead Time

El tema que se desea tratar en este apartado es conocido como "tiempo muerto de conmutación." "switching dead-time". La característica principal de este concepto es que no se debe permitir que ambos interruptores de la misma rama permitan una conducción simultánea. Esto provocaría un cortocircuito en la fuente de tensión de entrada, generando una circulación incontrolada de corriente a través de los interruptores, y por consiguiente

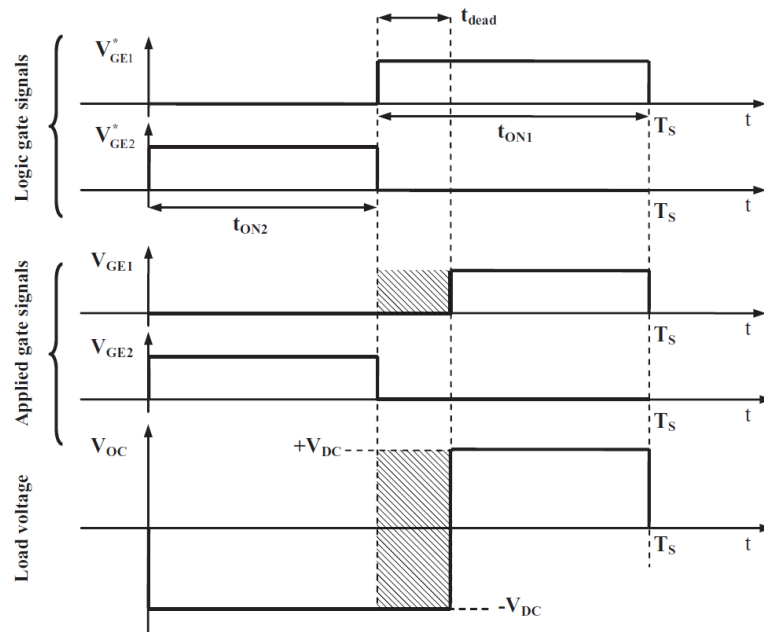
un daño irreversible en el dispositivo. Cualquier modulador sin dependencia de la implementación ni del tipo de modulación debería tener protecciones ante este evento. La implementación de un tiempo muerto de conmutación o un retardo adecuado antes de la activación de los interruptores resulta un sistema de protección efectivo.



Cortocircuito en el puente completo debido a la (2.4)

ausencia del Dead-Time. (2.5)

En la siguiente figura se muestra el efecto de los tiempos muertos de conmutación en la hipótesis de que circula una corriente I_o positiva hacia la carga. La observación se centra en una de las dos ramas que componen el puente completo. En la figura se aprecia un periodo llamado T_s , donde los interruptores S1 y S2 permanecen activos durante el tiempo T_{on1} y T_{on2} respectivamente, y donde la corriente de la carga se asume que es constante. Para evitar el mencionado cortocircuito el modulador retarda la activación de S1 un tiempo T_{dead} , aplicando las señales sobre VGE1 y VGE2. La duración de T_{dead} es suficiente para permitir que S2 se apague de forma segura antes de que S1 se active.



Gráfica que muestra los efectos de Dead Time en la tensión de salida del ondulador. (2.6)

Considerando la figura, es importante percatarse de que el efecto del tiempo muerto es un intervalo en que ambos interruptores están apagados y en que la corriente circula a través de los diodos. Debido a esto, se produce una diferencia entre la duración de tiempo deseada de S1 y la real, lo que provoca un error en el voltage en la carga. Este efecto se produce del mismo modo en la conmutación opuesta.

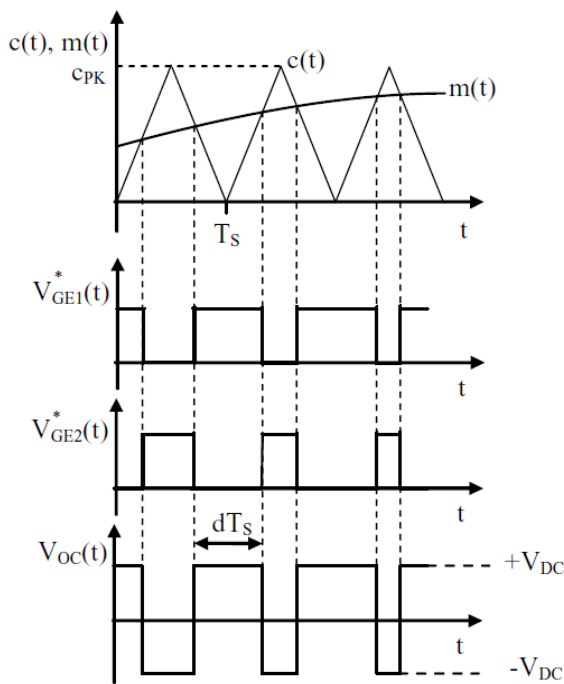
Para concluir este tema se añade una referencia acerca de diferentes técnicas de compensación para mitigar el problema en las que el lector puede profundizar, como por ejemplo [?]

Modulación PWM

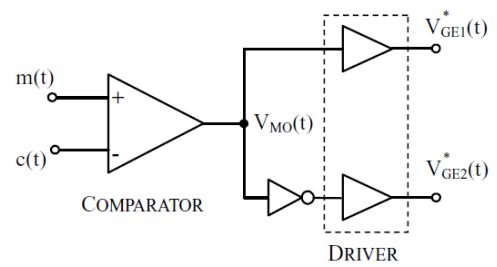
Control Primario El primer paso en el diseño de un control para un convertidor es definir un tipo de modulación adecuado. A pesar de que existen variadas técnicas, la más eficiente para este caso es la modulación de ancho de pulso (PWM). Ésta técnica

cuenta con ventajas significativas como la facilidad de implementación o la inmediata demodulación usando sencillos filtros pasa-bajos. En su versión más sencilla, solamente es necesario generar una señal triangular o de diente de sierra adecuada y un comparador analógico, tal y como se muestra en la figura.

PWM analógico Considerando el circuito de la figura y lo que se ha explicado anteriormente será fácil ver que, como resultado de la comparación de la señal de referencia con la señal triangular, se obtendrá una onda cuadrada de amplitud V_{oc} , frecuencia constante $f_s=1/T_s$, siendo T_s el periodo de la señal triangular, y duty-cycle d variable. Finalmente, la figura nos permite ver la relación que hay entre el duty-cycle y el valor medio de la tensión en la carga.



a)



b)

a) PWM analógico y sus tensiones resultantes de puerta.

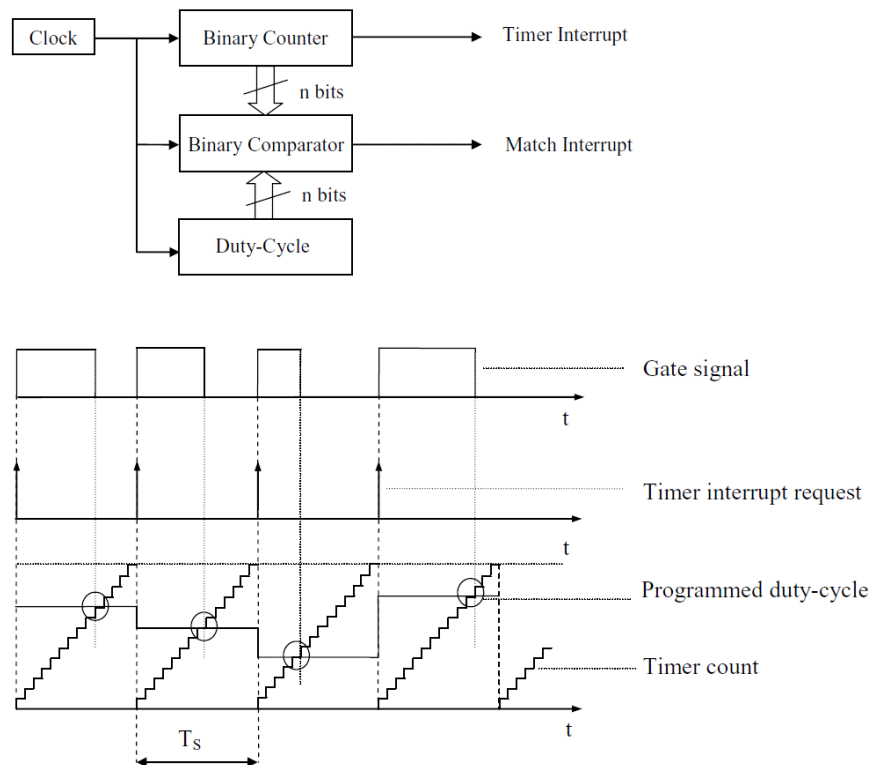
b) Implementación de la señal negada del PWM

(2.7)

Este análisis simplificado puede desarrollarse con más amplitud añadiendo las bases matemáticas que se pueden encontrar en libros de electrónica de potencia como [este] y [este]. En la siguiente figura se puede ver un ejemplo de una aplicación de un PWM. Se muestra la tensión instantánea de la carga $V_o(t)$, demodulada por el filtro paso bajos del inversor. La corriente resultante en la carga $I_o(t)$ tiene un valor medio cuya forma de onda queda determinada por la tensión media.

Es interesante anotar que la implementación analógica del PWM garantiza el retardo mínimo entre la señal moduladora y el duty-cycle. Se verá en la sección siguiente cómo otras implementaciones de moduladores PWM (como la digital) las cuales implican la introducción de dispositivos de "sample-and-hold" producen un efecto de retardo que no se debe despreciar.

PWM digital Los principios básicos ya descritos se pueden aplicar a la implementación digital del modulador PWM. El modo más directo, denominado "PWM de muestreo uniforme" resulta de la sustitución de todos los bloques analógicos por unos digitales. El comparador analógico se sustituye por uno digital y la señal de referencia por un contador binario.



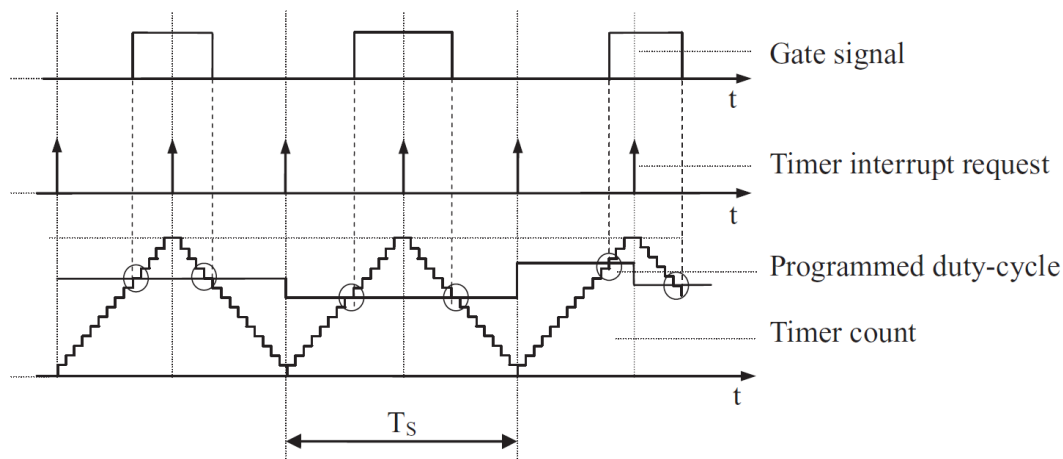
Estructura de bloques de un PWM digital de muestreo uniforme (2.8)

Esta imagen simplificada muestra como el comparador binario provoca una petición de interrupción al microprocesador cada vez que el contador binario es igual a la señal de control. El contador y el comparador pueden ser de un número de bits u otro dependiendo de la complejidad del microcontrolador usado. El parámetro N_e es importante para determinar la cuantización del duty-cycle. La siguiente fórmula expresa la relación entre N_e y la duración del periodo de modulación. donde f_{clock} es la frecuencia del reloj de modulación., $F_s=1/T_s$ es la frecuencia de modulación deseada.

La figura 2.5 permite observar otro efecto interesante a discutir sobre el PWM digital, el cual es responsable del retardo en la respuesta dinámica del modulador. Se puede apreciar rápidamente cómo la señal de modulación se actualiza al principio del periodo de modulación. Se puede modelar este modo de operación como un efecto sample and hold . Puede observarse que si hubiera una resolución infinita, el modulador digi-

tal funcionaría exactamente igual que uno analógico. Éste efecto de retardo provoca una diferencia dramática con respecto a la implementación analógica lo cual implica en una reducción significativa del margen de fase del sistema. Todo ello fuerza la adopción de un control más conservador, con un ancho de banda más reducido.

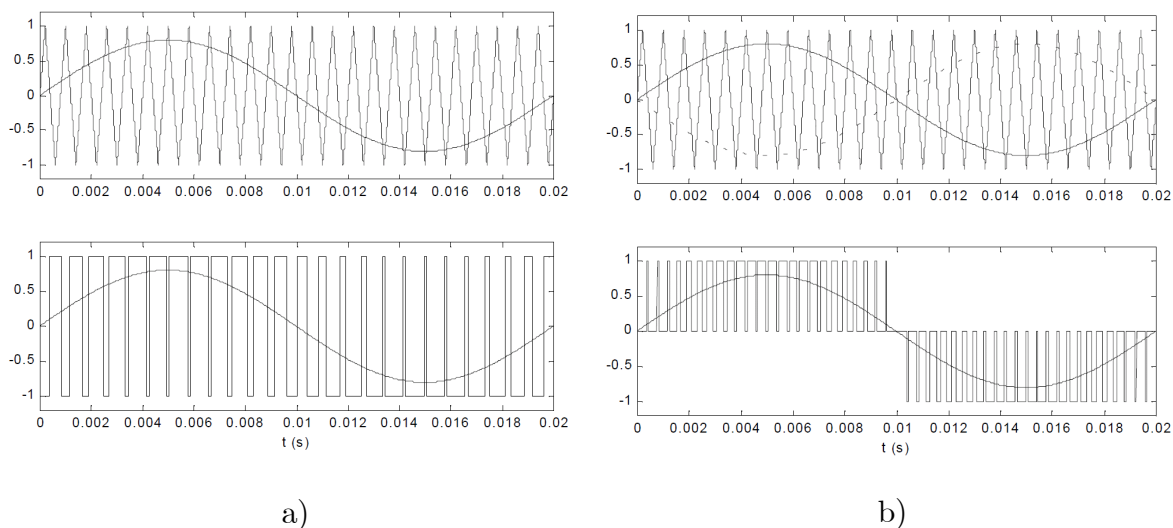
PWM de doble actualización En diversos microcontroladores y DSPs existe la posibilidad de aplicar la doble actualización para compensar parcialmente el retardo incrementado por el muestreo digital del PWM. En este caso, el contador digital se iguala a la señal de control dos veces por periodo, la primera durante la fase de cuenta ascendente y la segunda en la fase descendente. La señal de modulación PWM es fruto de las conmutaciones de los interruptores del puente completo o del medio puente. Para obtener esta señal se pueden emplear diversas filosofías de conmutación, de las cuales se explicará dos: La conmutación bipolar y la unipolar. En la siguiente figura se muestra el resultado de este modo de operación en una cadena de pulsos.



Modo de operación de una cadena de pulsos para obtener la modulación. (2.9)

Conmutación Bipolar y Unipolar Por un lado, la conmutación PWM bipolar genera dos niveles de tensión mediante la conmutación alternativa de los dos pares de interruptores s1-s4 y s2-s3. En consecuencia la tensión a la entrada del filtro toma valores positivos

y negativos de la tensión de entrada E . Debe decirse aquí que un generador de patrones PWM bipolar es más sencillo de implementar que un PWM unipolar. Por otra parte, en la conmutación PWM unipolar se generan tres niveles de tensión ; positivo, negativo y cero. La estrategia unipolar permite reducir los armónicos de orden inferior y las interferencias electromagnéticas (EMI), con lo cual el tamaño del filtro puede minimizarse. Sin embargo, es necesario un circuito más complejo para evitar el error de cruce de la tensión de salida. Existen dos tipos de moduladores unipolares que quedarán fuera del tema tratado en este capítulo. En caso de que el lector quiera profundizar más, puede leer algunos artículos científicos como [Lai95] o [Broeck95].



Formas de onda de las tensiones de referencia y moduladora (superior); tensión (2.10) diferencial en el puente (inferior); A) PWM unipolar; b) PWM bipolar

Capítulo 3

Control del ondulator mediante linealización por realimentación

3.1. Linealización por realimentación en el seguimiento de consignas variables en el tiempo

En esta sección se analizará el seguimiento de una consigna variable en el tiempo. Tratándose de un ondulator, Los objetivos de control [Matas02a] que se plantean son distintos de otros empleados en convertidores de corriente continua, en el que la tensión de salida debe alcanzar una referencia constante y modificar la respuesta transitoria para que ésta sea apropiada y estable. En este caso, el seguimiento de las señales requiere que la tensión de salida sea capaz de seguir a la tensión de referencia y a cada una de sus derivadas temporales, las cuales en regulación serían nulas. En consecuencia, se debe hacer converger una función de error y todas sus derivadas temporales (número que depende del grado relativo).

3.2. Diseño del controlador en cascada

En este apartado se propone un control no lineal aplicado a un ondulator monofásico. La idea consiste en utilizar linealización por realimentación en un contexto de seguimiento

de señal. Si el lector tiene interés en conocer la técnica en detalle que aquí se emplea, puede dirigirse capítulo 6 del conocido libro [Slotine91] cuya referencia se encuentra en [slotine]

A continuación se muestra la metodología que se ha empleado para deducir de forma sistemática la estructura del controlador. Se parte inicialmente de la descripción del ondulator a partir del siguiente modelo bilineal [Miret02]

$$L \frac{di_L}{dt} = E \cdot u - V_o \quad (3.1)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \quad (3.2)$$

En las ecuaciones se entiende que la derivada de la corriente que atraviesa el inductor, multiplicado por su valor de inductancia es igual a una diferencia de tensión que se encuentra en bornes del elemento. Del mismo modo, la derivada de la tensión que hay en bornes del condensador multiplicado por su valor de capacidad es igual a la corriente que le atraviesa, y con ello podemos formular la ecuación de corrientes en el nodo donde se encuentra el elemento.

El termino u es la variable de control, que podrá tomar los valores 0,1 ó -1 en función del tipo de conmutación y del estado de los interruptores.

Como se puede observar, se ha mantenido de forma explícita la corriente de la carga i_L , ya que un ondulator puede ser utilizado para alimentar cargas de diferente naturaleza y habitualmente para multitud de aplicaciones no lineales. El objeto del control será, por tanto, eliminar las no linealidades que provengan de la carga y el término no lineal, $E \cdot u$, que implícitamente aparece en el modelo del convertidor.

3.2.1. Control de tensión

Con el propósito de diseñar el controlador, se puede encontrar una ecuación diferencial de la tensión de salida v_o en la cual la variable de control aparezca explícitamente. Derivando en el tiempo la ecuación 3.2 se obtiene:

$$C \frac{d^2 V_o}{dt^2} = \frac{di_L}{dt} - \frac{di_o}{dt} \quad (3.3)$$

Que, multiplicandola por L se convierte en:

$$LC \frac{d^2 V_o}{dt^2} = L \frac{di_L}{dt} - L \frac{di_o}{dt} \quad (3.4)$$

e introduciendola en 3.1 deviene:

$$LC \frac{d^2 V_o}{dt^2} = L \frac{di_o}{dt} + V_o - E \cdot u \quad (3.5)$$

Tomando los valores promediados en un periodo de conmutación sobre la ecuación anterior 3.5

$$LC \frac{d^2 \langle V_o \rangle}{dt^2} = L \frac{d \langle i_o \rangle}{dt} + \langle V_o \rangle - \langle E \cdot u \rangle \quad (3.6)$$

donde el simbolo $\langle \rangle$ denota valor promediado sobre un ciclo de conmutación.

Para obtener una buena dinámica de seguimiento de la tensión de salida, se plantea un controlador PI convencional junto con el término $\frac{1}{E}$ que cancelará los efectos de variaciones en la entrada y los demás términos eliminarán las no lineales. Teniendo en cuenta lo anterior, el controlador seguirá la siguiente ecuación.

$$u = \frac{1}{E} \left[V_o + L \frac{di_o}{dt} + \gamma \right] \quad (3.7)$$

De modo que si se sustituye 3.7 en 3.6, se cancelará términos y simplificará la ecuación a la siguiente expresión:

$$LC \frac{d^2 \langle V_o \rangle}{dt^2} = \gamma \quad (3.8)$$

Donde la entrada del control γ puede ser la que se expone a continuación si se desea un control de tensión:

$$\gamma = k_p(V_R - V_o) + k_i \int (V_R - V_o) d\tau \quad (3.9)$$

Se realizará una derivada temporal y se representará el resultando de la expresión como:

$$LC \frac{d^3 \langle V_o \rangle}{d^3 t} + k_p \frac{d \langle V_o \rangle}{dt} + k_i \langle V_o \rangle = k_p \frac{d \langle V_R \rangle}{dt} + k_i \langle V_R \rangle \quad (3.10)$$

Con esta representación se aprecia la dinámica en lazo cerrado del sistema.

3.2.2. Control de corriente

Ya se ha anotado previamente que la señal de salida del control de tensión del condensador proporciona la señal de referencia de corriente, cuya utilidad está basada en formar parte de un lazo de control con una dinámica más rápida, encargado de que el sistema proporcione la corriente adecuada al consumo y de restaurar la tensión en bornes del condensador.

Para esta empresa, se puede escoger un controlador proporcional como el siguiente:

$$\gamma = G_p (i_R - i_L) \quad (3.11)$$

Siendo:

$$i_R = PI(V_R - V_o) \quad (3.12)$$

Observando las ecuaciones 3.11 y 3.12 se aprecia la dependencia que tienen el control de tensión y el control de corriente.

Además se le añadirá unos términos que cancelarán no linealidades no deseadas como la corriente de salida. Quedando pues, como sigue:

$$\gamma = G_p (i_R - i_L) + L \frac{di_R}{dt} + G_p i_o \quad (3.13)$$

Para verificar que el controlador propuesto es adecuado, introducimos 3.13 en 3.7 y el

control en 3.1:

$$L \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = G_p(\langle i_R \rangle - \langle i_L \rangle) + L \frac{d\langle i_R \rangle}{dt} + L \frac{d\langle i_o \rangle}{dt} + G_p \langle i_o \rangle \quad (3.14)$$

Si se estudia la anterior ecuación en régimen estacionario, los términos derivativos van aproximándose a cero, resultando una relación directa entre la corriente de referencia, la corriente de la bobina y la corriente del inductor.

En el dominio transformado, la forma de la ecuación es:

$$(L_S + G_p)i_L(s) = (L_S + G_p)i_R(s) + (L_S + G_p)i_o(s) \quad (3.15)$$

↓

$$\langle i_L \rangle = \langle i_R \rangle + \langle i_o \rangle \quad (3.16)$$

Finalmente, se introduce la ecuación 3.16 en 3.2 y se obtiene una relación con dependencias más sencillas:

$$C \frac{d\langle V_o \rangle}{dt} = \langle i_R \rangle \quad (3.17)$$

En la ecuación 3.10 se ha visto la representación de la dinámica del sistema en lazo cerrado, sin embargo, la nueva representación que se obtiene en la ecuación 3.17 permite un control de sobrecorriente mediante windup, dado que el control se realiza a partir de la corriente. Es decir, dado que sensamos la corriente para aplicar el control, podemos introducir sobre esta misma variable un sistema de seguridad, que mejora sustancialmente la calidad del control propuesto.

3.3. Resultados

Se presentan los resultados obtenidos, fruto del estudio que se ha detallado en los capítulos presentados. Permite verificar de esta forma, la validez de las estrategias de

control y de los modelos propuestos. Se han realizado varias pruebas para el análisis de la estrategia de control propuesto. Se consideran cargas lineales y no lineales, propias de un rectificador.

Para llevar a cabo una simulación del sistema, se ha optado por utilizar la herramienta de trabajo Simulink, a través del paquete matemático Matlab 2008.

El algoritmo de control para un inversor Hf-Combi¹ está basado en una estrategia de regulación multilazo utilizando el voltaje de salida del inversor, respondiendo a cambios en la carga. Este control consta de dos lazos principales: un lazo interno de control de corriente para responder a perturbaciones de la carga, y un lazo de control externo encargado para mejorar la estabilidad y la compensación del seguimiento de la referencia del voltaje deseado.

El control del lazo está basado en un compensador PI del error generado por la diferencia entre el voltaje de salida sensado previamente y el voltaje de referencia deseado. Para el lazo de control interno, se ha considerado la variable de salida tanto de la corriente de inductor como la del condensador para posteriores análisis. En la literatura, se muestran estudios pertinentes a la utilización de la corriente del condensador dentro del lazo interno de control[Slotine91].

¹Para realizar las pruebas experimentales posteriores se utilizará un inversor Mass Combi 12/20000-100 suministrado por la empresa Mastervolt.

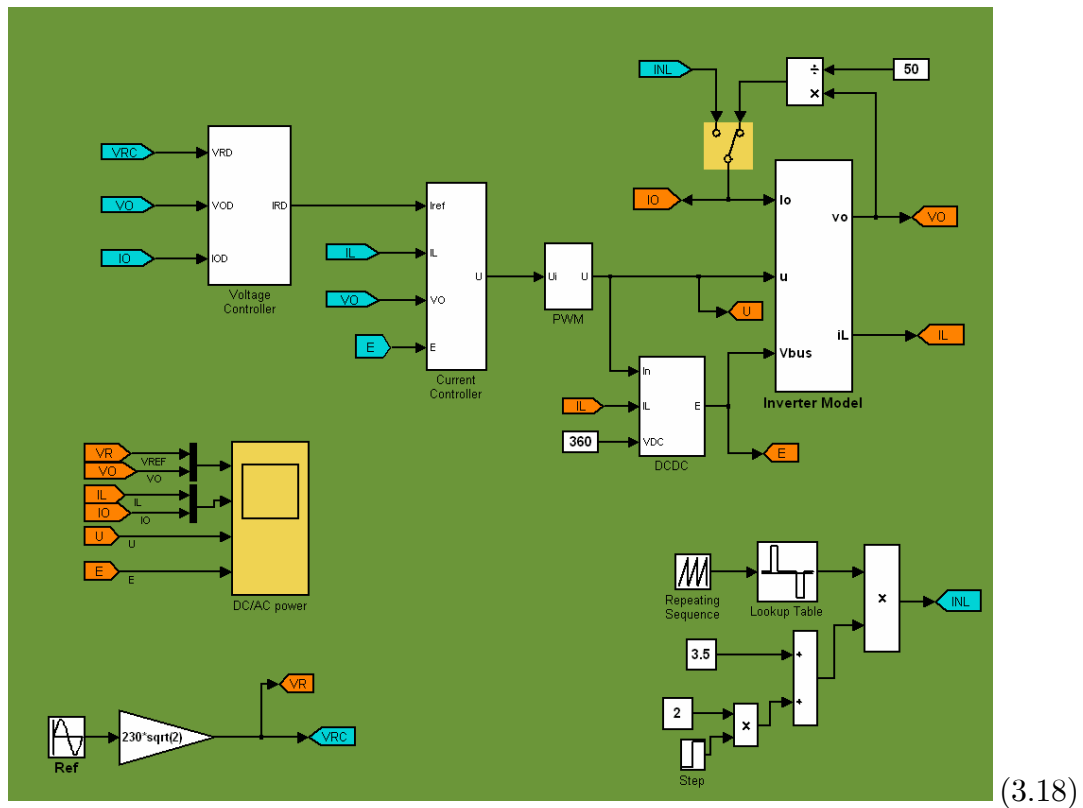
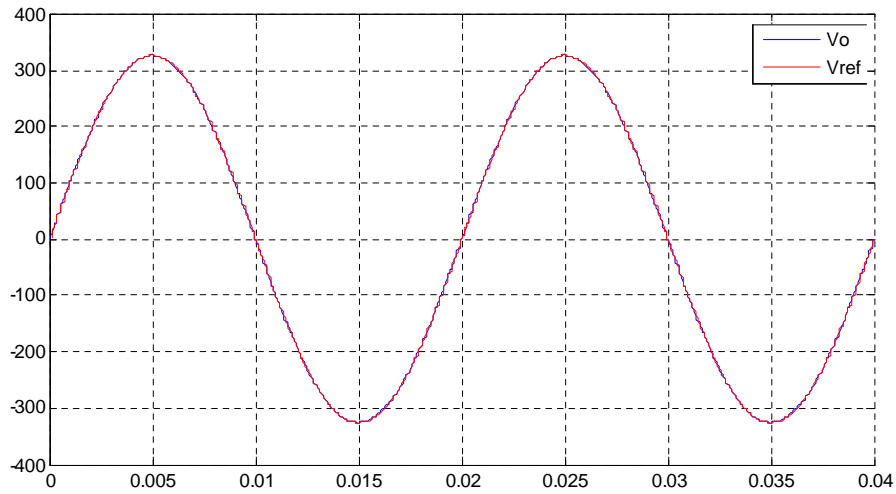


Imagen de la planta simulada con el programa Matlab 2008.

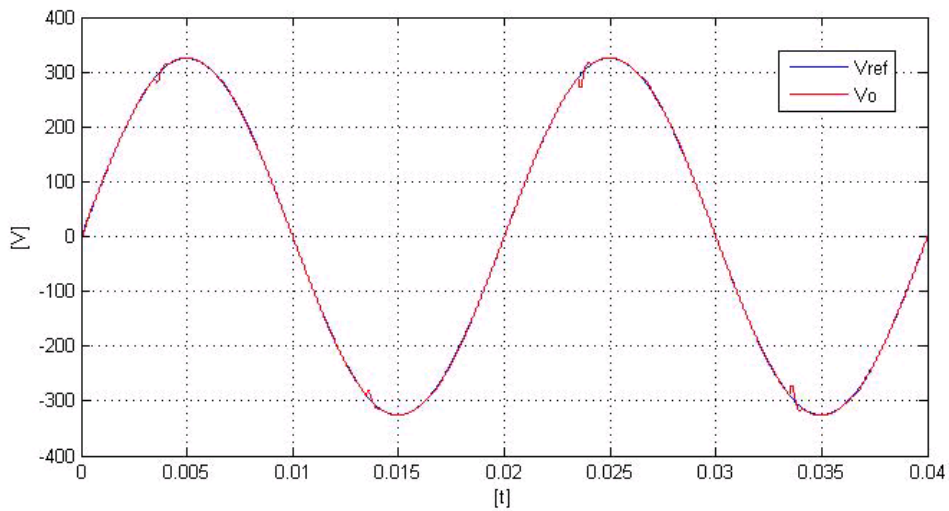
3.3.1. Resultados de simulación con cargas lineales y rectificadores

Las figuras 3.19 y ?? ilustran los resultados de simulación obtenidos basados en un tiempo de prueba de 40ms. En ella se muestra el seguimiento de la tensión de referencia por parte del voltaje de salida. En la primera imagen se ha utilizado una carga resistiva y en la segunda una carga no lineal como corriente de salida. Los resultados muestran como se alcanza un seguimiento en la referencia de voltaje. En este caso, la corriente de salida del inversor corresponde a una carga lineal de 50Ω .



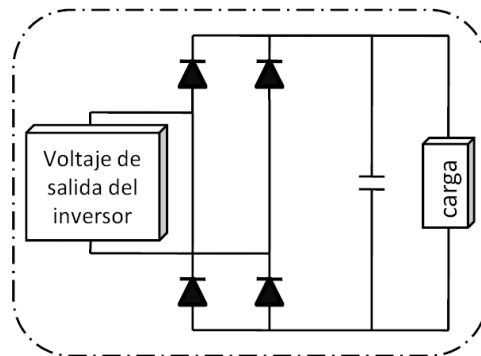
(3.19)

Seguimiento de la tensión de referencia ante una carga lineal.



Desviación de la tensión de salida cuando se aplica un consumo no lineal. (3.20)

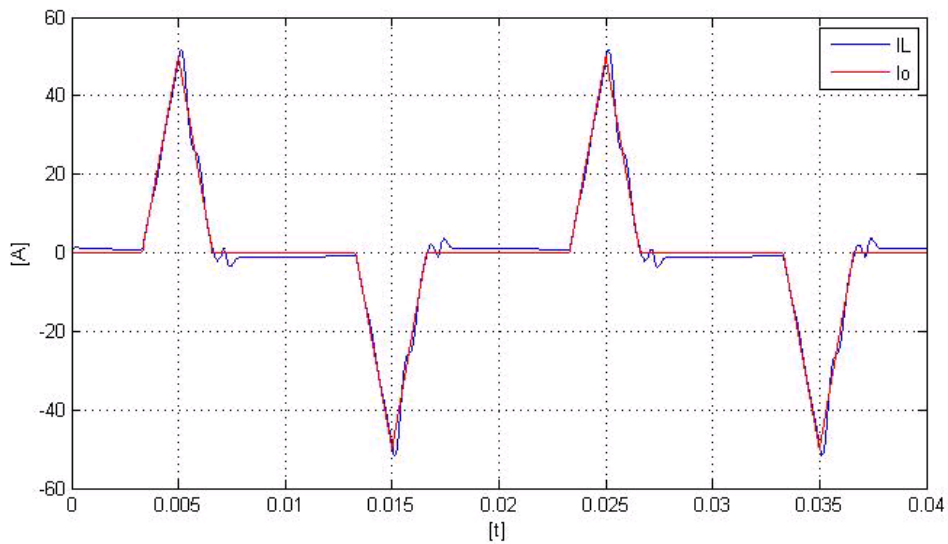
Con la intención de probar el desempeño de la estrategia de control multilazo se ha considerado una carga no lineal. Esta carga consta de un puente rectificador de diodos con un condensador en paralelo y una resistencia como se ilustra en la figura siguiente:



(3.21)

Esquema de una carga no lineal

En la figura 3.22, se observa el comportamiento de la corriente de salida del inversor cuando hay un consumo no lineal comparada con la corriente que entrega el inductor. En la simulación se aprecia un pico de corriente de 50A.



(3.22)

Corriente que entrega el inductor cuando se demanda un consumo propio de una carga no lineal con un alto factor de rizado.

Capítulo 4

Sistemas de generación distribuida

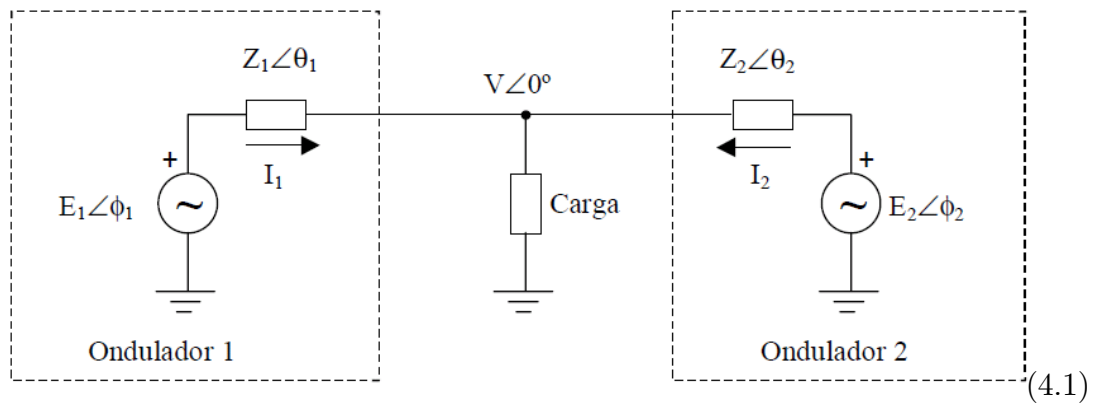
4.1. Introducción

Este capítulo tiene como objetivo mostrar en el presente proyecto final de carrera recientes aportaciones en el campo de los sistemas de generación distribuida (GD)[Guerrero04]. En concreto se estudia la problemática del control descentralizado de onduladores conectados en paralelo.

En este estudio se considerarán ciertas idealidades, como la generación continua por parte del inversor y la consideración de una red dura, sin perturbaciones en cuanto a tensión y frecuencia.

4.2. Arquitectura y modelado de un sistema modular de onduladores en paralelo

Ya se ha apuntado que la aproximación del modelo y de todo el sistema puede ser dividido en submódulos: red principal, inversores y cargas. Así mismo, cada inversor se puede mostrar mediante un circuito equivalente como el que se muestra en la figura siguiente .

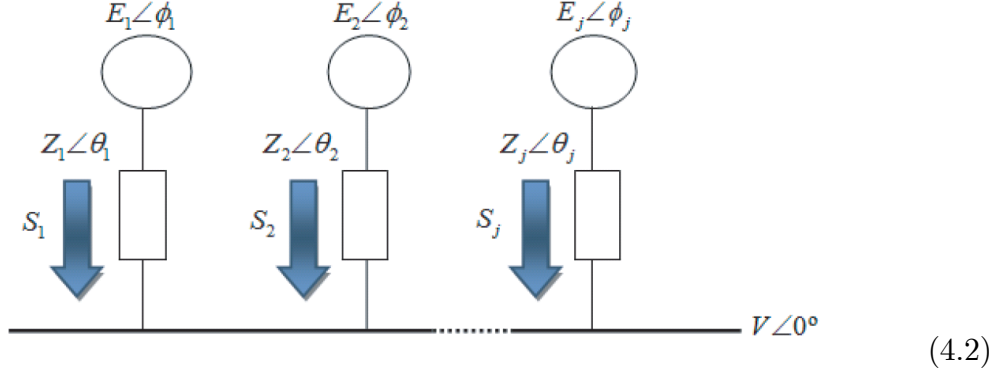


Circuito equivalente de dos inversores en paralelo actuando sobre una carga común.

El ángulo ϕ representa la diferencia de fase entre E y V , que son la tensión de salida del inversor y la tensión del bus respectivamente. Se ha tomado la tensión del bus como referencia, por ese motivo se indica un 0° en su valor de fase.

El ángulo θ indica la diferencia entre la fase de I y V que pasa por la impedancia de salida. Como es bien sabido, cuando una onda sinusoidal atraviesa una impedancia, se sucede un desfase entre su valor de tensión y su valor de corriente. La impedancia es el valor que establece la relación entre estos dos valores.

El análisis teórico que se desarrolla a continuación puede extenderse y generalizarse para el caso de más de dos onduladores en las mismas condiciones, como en la figura que se muestra a continuación.



Circuito equivalente de n onduladores conectados en paralelo a un bus común.

(4.3)

Si se centra la atención en un ondulator conectado al bus y a su representación fasorial de tensiones, se hayará la potencia compleja, S_e entregada por cada ondulator a la carga común a través de las impedancias de salida. Esta potencia puede expresarse fasorialmente como:

$$S_e = S_{EV} = \vec{E} \cdot \vec{I}^* = \vec{E} \left(\frac{\vec{E} - \vec{V}}{\vec{Z}} \right)^* = \frac{E^2}{\vec{Z}^*} - \frac{\vec{E}\vec{V}}{\vec{Z}^*} = \frac{E^2}{Z} e^{j\phi} - \frac{EV}{Z} e^{j\phi} e^{j\theta} \quad (4.4)$$

Donde $\vec{E} = E \angle \phi = E e^{j\phi}$ y $\vec{Z} = Z \angle \theta = e^{j\theta}$

De igual forma se puede calcular la potencia compleja recibida, S_r , por el bus que alimenta a la carga común

$$S_r = -S_{VE} = -\vec{E} \cdot \vec{I}^* = -\vec{V} \left(\frac{\vec{V} - \vec{E}}{\vec{Z}} \right)^* = -\frac{V^2}{\vec{Z}^*} + \frac{\vec{V}\vec{E}}{\vec{Z}^*} = \frac{V^2}{Z} e^{j\theta} - \frac{EV}{Z} e^{j\theta} e^{j\phi} \quad (4.5)$$

Desarrollando los fasores de las expresiones anteriores se obtiene la potencia compleja en forma trigonométrica

$$S_e = \frac{E^2}{Z}(\cos \theta + j \sin \theta) - \frac{EV}{Z}[\cos(\theta + \phi) + j \sin(\theta + \phi)] \quad (4.6)$$

$$S_r = -\frac{V^2}{Z}(\cos \theta + j \sin \theta) + \frac{EV}{Z}[\cos(\theta - \phi) + j \sin(\theta - \phi)] \quad (4.7)$$

Siguiendo el siguiente ejemplo: 4.8, se pueden calcular las potencias activa y reactiva, asociadas a la potencia compleja.

$$S_e = \underbrace{\frac{E^2}{Z}}_{P.activa} (\underbrace{\cos \theta}_{P.activa} + \underbrace{j \sin \theta}_{P.reactiva}) - \underbrace{\frac{EV}{Z}}_{P.activa} [\underbrace{\cos(\theta + \phi)}_{P.activa} + \underbrace{j \sin(\theta + \phi)}_{P.reactiva}] \quad (4.8)$$

Esto nos permite expresar la potencia compleja como

$$S = P + jQ \quad (4.9)$$

Partiendo de la definición anterior se pueden extraer las expresiones generalizadas de las potencias activa y reactiva.

$$P_e = \frac{E^2}{Z} \cos \theta - \frac{EV}{Z} \cos(\theta + \phi) \quad (4.10)$$

$$Q_e = \frac{E^2}{Z} \sin \theta - \frac{EV}{Z} \sin(\theta + \phi) \quad (4.11)$$

$$P_r = \frac{EV}{Z} \cos(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \cos \theta \quad (4.12)$$

$$Q_r = \frac{EV}{Z} \sin(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \sin \theta \quad (4.13)$$

Si se considera que la impedancia de salida de los onduladores es esencialmente inductiva, es decir, que $\theta_1 \approx \theta_2 \approx 90^\circ$, las impedancias complejas pueden aproximarse por: $Z_1 \approx jX_1$ y $Z_2 \approx jX_2$ Las expresiones de las potencias serán:

$$S_e = \frac{E^2}{X} e^{j90^\circ} - \frac{EV}{X} e^{j(90^\circ+\phi)} = j \frac{E^2}{X} - \frac{EV}{X} (j \cos \phi - \sin \phi) \quad (4.14)$$

$$S_r = -\frac{V^2}{X} e^{j90^\circ} + \frac{EV}{X} e^{j(90^\circ-\phi)} = -j \frac{V^2}{X} + \frac{EV}{X} (j \cos \phi + \sin \phi) \quad (4.15)$$

Así, las potencias activas y reactivas pueden expresarse del siguiente modo:

$$P_e = \frac{EV}{X} \sin \phi \quad (4.16)$$

$$Q_e = \frac{E^2 - EV \cos \phi}{X} \quad (4.17)$$

$$P_r = \frac{EV}{X} \sin \phi \quad (4.18)$$

$$Q_r = \frac{EV \cos \phi - V^2}{X} \quad (4.19)$$

Donde X es la reactancia de salida del ondulator, es decir, la oposición ofrecida al paso de corriente alterna por L's o C's.

En este momento se hace la siguiente simplificación: Si se considera que la diferencia de fase ϕ entre la tensión de salida del inversor y el bus de tensión es muy pequeña, el seno de ϕ puede despreciarse y el coseno de ϕ puede aproximarse a la unidad. Así pues las ecuaciones quedan simplificadas a:

$$P \approx \frac{VE\phi}{X} \quad (4.20)$$

$$Q \approx \frac{V(V-E)}{X} \quad (4.21)$$

$\forall \theta = 90^\circ$

En este caso en que las impedancias de salida son inductivas, la potencia activa está fuertemente influenciada por el ángulo de desfase entre potencias, mientras que la potencia reactiva depende fundamentalmente de la diferencia de amplitudes. Esto es de este modo porque las desviaciones de frecuencia y de amplitud son del 2% y 5% respectivamente. También se puede observar en 4.20 que los cambios de $(V - E)$ que tanto afectan en la

Q, prácticamente no alteran el resultado de P, es decir, existe un desacoplo en la entrega de potencia activa y reactiva si se gestiona a partir de estas dos variables.

En consecuencia, se pueden utilizar esquemas de control basados en pendientes P- ω y Q-V.

En el caso de P, se ha diseñado un sistema de control que modifique ω en vez de ϕ por una serie de justificaciones. Primeramente, variar la fase ϕ de la señal de salida provoca cambios muy drásticos en la señal, y al existir una relación directa entre ω y ϕ ($\omega t = \phi$) se puede variar la una a través de la otra. Además, variar ω en vez de ϕ resulta más sencillo.

El análisis realizado nos permite plantear el control descentralizado de sistemas distribuidos de alimentación. Seguidamente se estudiará el caso en que la impedancia de salida del ondulator es claramente inductiva.

4.3. Control no lineal de onduladores conectados en paralelo sin comunicación mutua

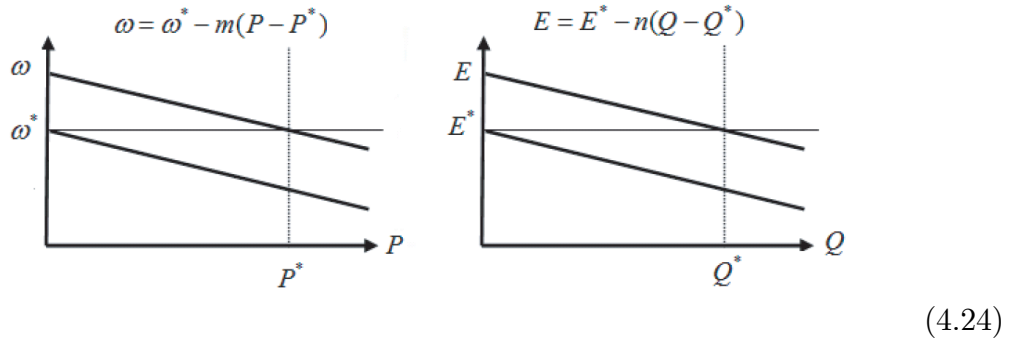
Cada inversor tendrá un lazo de control de potencia basado en el método de la pendiente o droop control [Guerrero04], también denominado como control descentralizado o autónomo, cuyo propósito es la de compartir la potencia activa y reactiva entre unidades de generación distribuida y mejorar la estabilidad del sistema ajustando tanto la frecuencia como la amplitud del voltaje de salida como se indica en la figura 4.24 y se define a través de las ecuaciones:

$$\omega = \omega^* - mP \quad (4.22)$$

$$E = E^* - nQ \quad (4.23)$$

Donde ω^* y E^* son la frecuencia y amplitud respectivamente de la tensión de salida trabajando en vacío, y los coeficientes m y n son las pendientes correspondientes. El método de la pendiente aumenta la fiabilidad del sistema debido a la independencia con la que operan los módulos. Asimismo, la repartición de la corriente es efectuada actuando

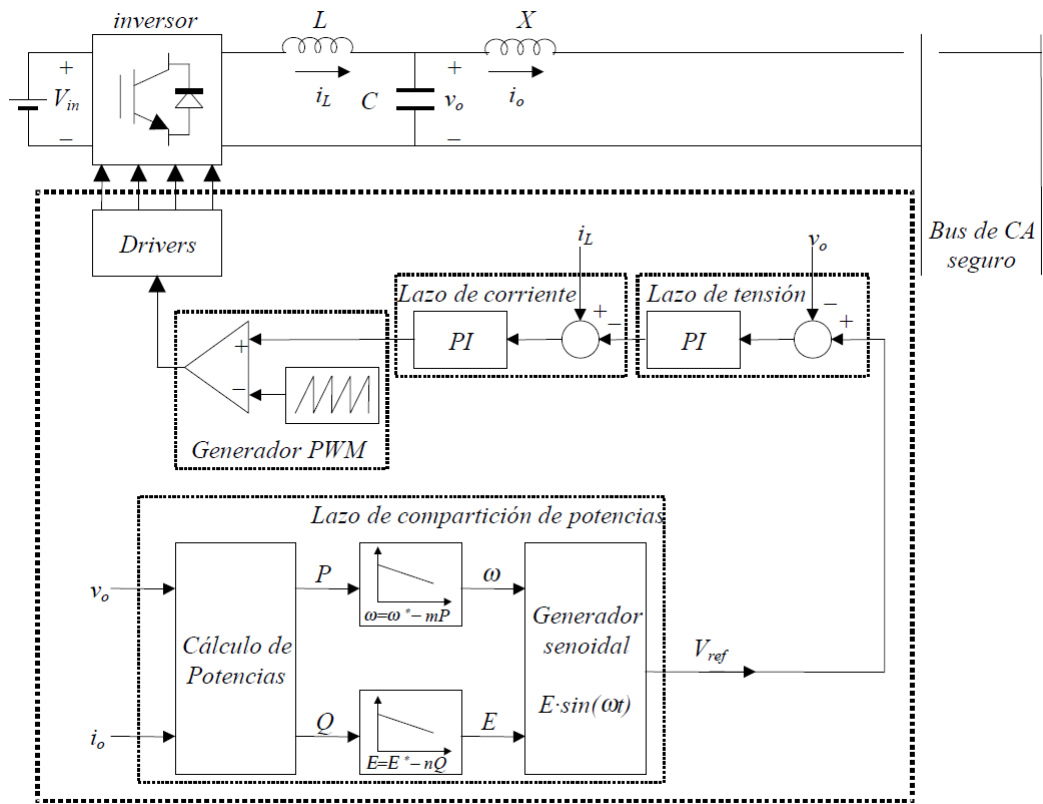
directamente sobre la amplitud y la frecuencia de la tensión de salida de cada módulo un mecanismo de autoregulación que utiliza tanto la potencia activa y reactiva locales de cada equipo.



Gráfica de repartición de potencias P y Q mediante pendientes lineales 4.22 y 4.23.

(4.25)

En la figura 4.26 se muestra el diagrama de bloques que habitualmente se utiliza para el control de un ondulator conectado a una red de corriente alterna segura. El inductor de desacoplo X es necesario para fijar la impedancia de salida del ondulator. Aunque dicho inductor suele ser un elemento físico, también es posible emularlo mediante el control. En el diagrama también aparece un lazo externo para el reparto de las potencias y dos lazos internos de regulación de la tensión y la corriente del ondulator. La figura 4.27 detalla la implementación del lazo de compartición de potencias.



(4.26)

Diagrama de bloques de un control descentralizado de un ondulator conectado a una red.

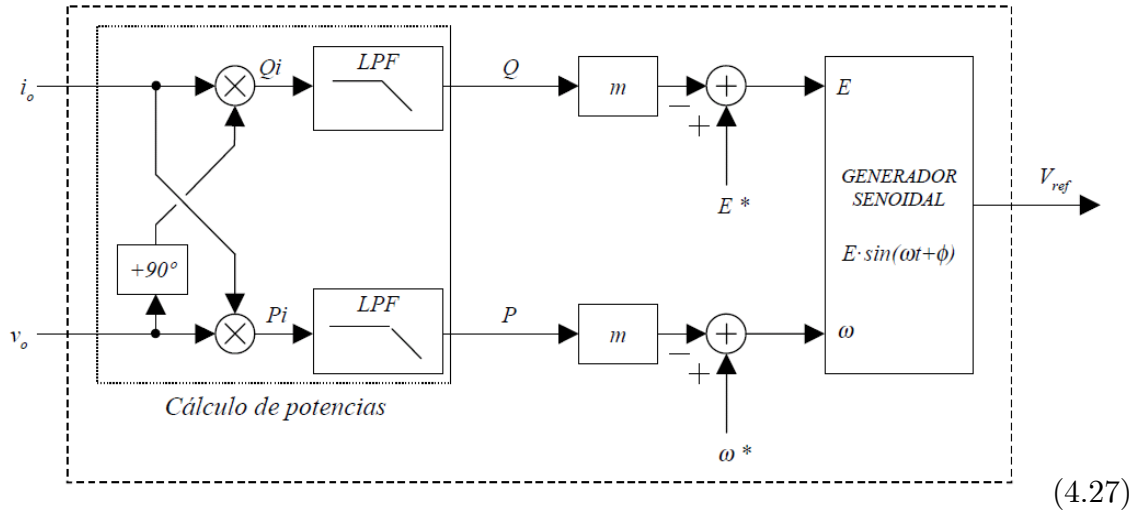


Diagrama de bloques del lazo de control convencional de repartición de potencias.

Con el esquema de control que se ha descrito se consigue un buen reparto de la potencia si se aumenta el valor de los coeficientes de las pendientes, pero a expensas de empeorar la regulación de la tensión de salida. Este compromiso puede ser aceptable si las desviaciones en frecuencia y amplitud son como máximo del 2% y del 5%, respectivamente. Esta restricción puede ser una seria limitación en términos de la respuesta transitoria, la precisión de la repartición de carga y la estabilidad del sistema. El análisis que se realiza a continuación revela las limitaciones del método de la pendiente, tal y como se ha venido utilizando hasta la fecha. Esta argumentación nos permitirá plantear mejoras consustanciales tanto en la dinámica, estabilidad y error estacionario del sistema.

En la figura 4.10 se puede observar el compromiso estático entre la regulación de la frecuencia de salida y el reparto de la potencia activa entre dos onduladores. Si se supone que cada ondulador ajusta su frecuencia en vacío a ω_1^* y ω_2^* , puede escribirse:

$$\omega_1 = \omega_1^* - mP_1 \quad (4.28)$$

$$\omega_2 = \omega_2^* - mP_2 \quad (4.29)$$

Considerando que la frecuencia en la carga será única, el reparto de la potencia vendrá dado por

$$\Delta P = \frac{|\omega_1^* - \omega_2^*|}{m} \quad (4.30)$$

Por otra parte, la desviación máxima de frecuencia $\Delta\omega$ limita el valor máximo de las pendientes

$$m_{\text{máx}} = \frac{\Delta\omega_{\text{máx}}}{P_{\text{máx}}} \quad (4.31)$$

De la misma forma, se puede realizar este mismo análisis en el caso de las pendientes de la amplitud de la tensión de salida

$$E_1 = E_1^* - nQ_1 \quad (4.32)$$

$$E_2 = E_2^* - nQ_2 \quad (4.33)$$

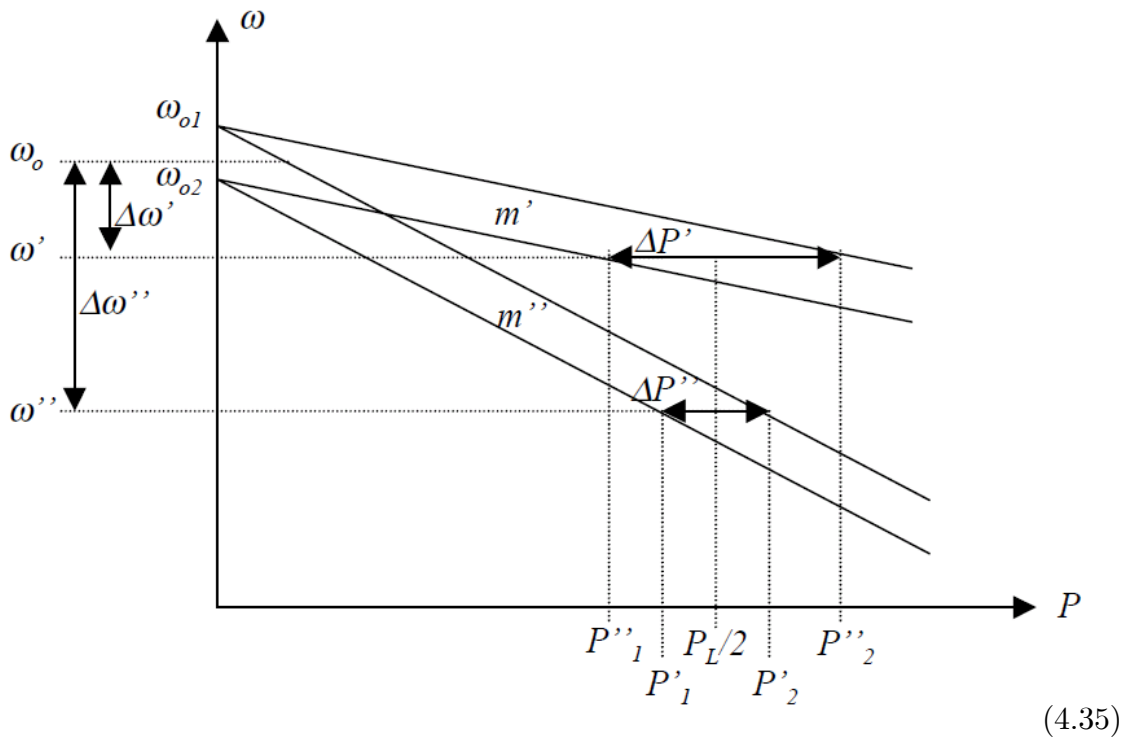
Obteniéndose la diferencia de potencia activa, que depende del error en la precisión de las amplitudes de referencia

$$\Delta Q = \frac{|E_1^* - E_2^*|}{n} \quad (4.34)$$

A su vez, obtenemos el valor de la pendiente máxima de la amplitud de la tensión de salida, que depende de la desviación máxima de ésta y de la potencia reactiva nominal del ondulator

$$n_{\text{máx}} = \frac{\Delta E_{\text{máx}}}{Q_{\text{máx}}}$$

Del análisis estático realizado puede desprenderse que el error en la precisión de las frecuencias y amplitudes de referencia provoca errores en el reparto de potencias activas y reactivas. Y que para reducir esos últimos errores se deben aumentar los valores de las pendientes, lo que provoca una mayor desviación de la frecuencia y amplitud de referencia.



Errores estáticos en la frecuencia y potencia activa de dos onduladores.

Para programar el método de la pendiente, expresado por las ecuaciones 4.22 y 4.23, se necesita calcular el valor promediado en un ciclo de red de las potencias de salida activa y reactiva. Esta operación de promediado puede implementarse mediante filtros pasa bajos con un ancho de banda menor que el del lazo de control de la tensión de salida del ondulator en lazo cerrado. Por lo tanto, los filtros que calculan el valor medio de las potencias y los coeficientes de las pendientes determinan fuertemente la dinámica y la estabilidad del sistema de onduladores conectados en paralelo. Los fenómenos oscilatorios debidos a la diferencia de fase entre módulos podrían causar inestabilidades y una elevada corriente transitoria circulante que podría sobrecargar y dañar a los onduladores.

Con la finalidad de estudiar la estabilidad y la respuesta transitoria del sistema de onduladores conectados en paralelo se propone a continuación un modelo de pequeña señal. Uno de los objetivos del controlador es evitar la corriente circulante entre módulos. En consecuencia, esta corriente es una variable de gran interés, aunque por su naturaleza

es una variable de evolución temporal rápida y oscilante. Para facilitar el análisis se puede calcular la señal envolvente de la corriente circulante, I_c .

$$|\bar{I}| = \frac{\vec{E} - \vec{V}}{j\omega L} = -\frac{E}{\omega L} \sin \phi + j \frac{E \cos \phi - V}{\omega L} \quad (4.36)$$

Tomando las siguientes aproximaciones: $E \ll V$, $\cos \phi \approx 1$ y $\sin \phi \approx \hat{\phi}$, se extrae la siguiente expresión:

$$|\bar{I}| = \pm \frac{E}{\omega L} \hat{\phi} \quad (4.37)$$

donde $\hat{\phi}$ es una pequeña variación de la diferencia de fases. Seguidamente se deriva la dinámica de las potencias activa y reactiva, utilizando 4.20 considerando que los filtros encargados del promediado son de primer orden corte ω_c

$$\hat{p} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \frac{V}{X} [\sin \Phi \cdot \hat{e} + E \cos \Phi \cdot \hat{\phi}] \quad (4.38)$$

$$\hat{q} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \frac{V}{X} [\cos \Phi \cdot \hat{e} - E \sin \Phi \cdot \hat{\phi}] \quad (4.39)$$

donde el símbolo $\hat{}$ indica valores perturbados y las letras en mayúsculas son valores en régimen estacionario.

Perturbando las ecuaciones 4.22, 4.23, 4.38 y 4.39 se obtiene:

$$\hat{\omega} = -m \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \frac{V}{X} [\sin \Phi \cdot \hat{e} + E \cos \Phi \cdot \hat{\phi}] \quad (4.40)$$

$$\hat{e} = -n \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \frac{V}{X} [\cos \Phi \cdot \hat{e} - E \sin \Phi \cdot \hat{\phi}] \quad (4.41)$$

La dinámica en pequeña señal de la variable $\hat{\phi}$ se obtiene despejando la amplitud de la tensión perturbada \hat{e} de la ecuación 4.41 y sustituyéndola en la expresión 4.40

$$s^3 \hat{\phi} + As^2 \hat{\phi} + Bs \hat{\phi} + C \hat{\phi} = 0 \quad (4.42)$$

siendo

$$\begin{aligned}
A &= \frac{\omega_c}{X}(2X + nV \cos \Phi] \\
B &= \frac{\omega_c}{X}(\omega_c X + n\omega_c V \cos \Phi + mVE \cos \Phi] \\
C &= \frac{\omega_c}{X} \left[\frac{1}{X} mVE(X \cos \Phi + nV) \right]
\end{aligned}$$

La expresión 4.42 permite estudiar la estabilidad y la respuesta transitoria del sistema en lazo cerrado. Obsérvese que el ajuste de los coeficientes m y n encaminado a la optimización del comportamiento dinámico del sistema evidente.

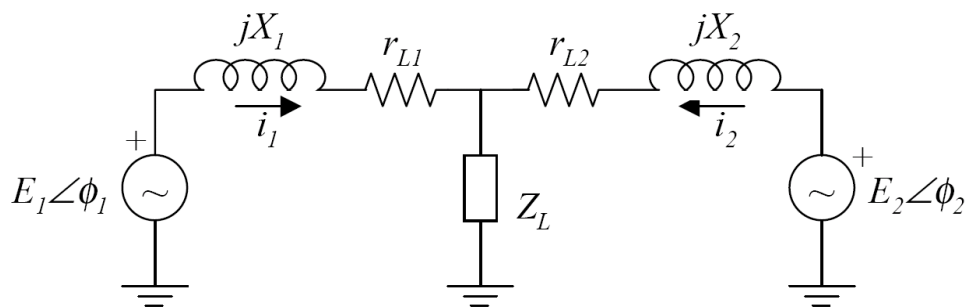
4.3.1. Resultados

Para observar las limitaciones del método de la pendiente convencional, [Guerrero05] se presentan los resultados de simulación obtenidos utilizando el esquema de la figura 4.44 en el que se muestran dos onduladores conectados a una carga común utilizando el método de la pendiente. Los parámetros seleccionados son los que siguen:

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Inductancia 1	L_1	800	μH
Inductancia 2	L_2	880	μH
Resistencia parásita 1	r_{L1}	0.01	Ω
Resistencia parásita 2	r_{L2}	0.011	Ω
Carga común	Z	50	Ω
Potencia nominal	S	1	kVA
Frecuencia nominal	ω^*	50	Hz
Amplitud nominal	E^*	311	V
Pendiente Q-V	n	0.001	V/VAr
Pendiente P-w	m	0.001	(rad/s)/W
Desfase inicial	ϕ_o	0.02	rad
Orden del filtro	N	1	-
Frecuencia de corte	ω_c	10	rad/s

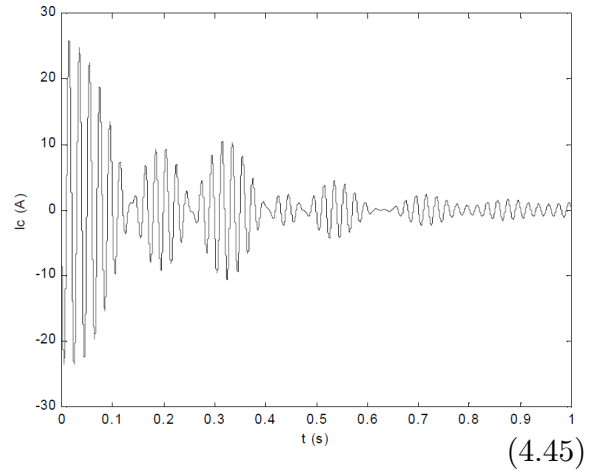
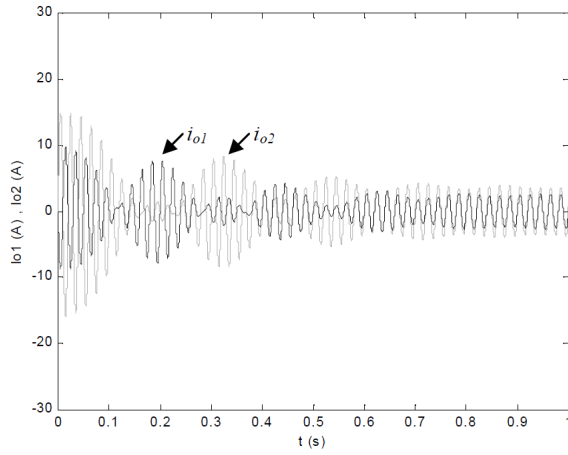
(4.43)

*Parámetros de simulación de dos onduladores
conectados a una carga común.*



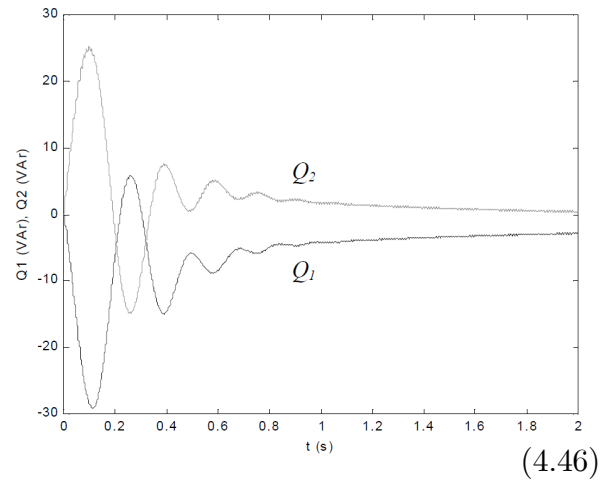
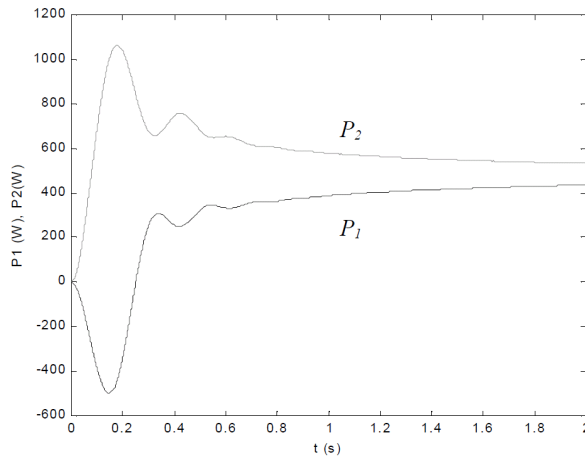
(4.44)

*Circuito utilizado en la simulación de dos onduladores
conectados en paralelo.*



(4.45)

Corrientes de salida de los onduladores (izqu.) y corriente circulante entre módulos (dch.)



(4.46)

Potencias activas (izqu.) y portencias reactivas (dch.)

En resumen, el método de la pendiente tiene una serie de problemas relacionados con su naturaleza. Entre éstos destacan:

1. Compromiso estático (régimen permanente) entre la regulación de la tensión de salida (frecuencia y amplitud) y el reparto de la potencia (activa y reactiva).

2. Respuesta transitoria limitada. La dinámica depende de las características de los filtros de cálculo de potencias, los coeficientes de las pendientes y la impedancia de salida.
3. Impacto de la impedancia de línea. La desigualdad en el balance entre las líneas que conectan los módulos a las cargas degrada la repartición de potencias.
4. Pérdida de sincronización de los onduladores respecto a la red eléctrica. La desviación en la frecuencia y la fase debida a la caída frecuencial imposibilita su utilización en SAIs on-line, los cuales deberían estar continuamente sincronizados con la red de distribución eléctrica.

En los apartados que siguen se sintetizarán nuevas estrategias de control para onduladores que operan en paralelo sin líneas de comunicación entre módulos. Con estas propuestas se persigue solucionar los problemas identificados para conseguir SAIs industriales de elevadas prestaciones. La metodología que se empleará se basará en los siguientes puntos:

1. Introducir nuevos parámetros de control
2. Modelar el sistema
3. Establecer criterios de diseño del controlador

Utilizando el método de la pendiente convencional, no es posible modificar la respuesta transitoria sin perder el equilibrio entre la precisión en el reparto de la potencia y la regulación de la tensión de salida. A continuación se propone el siguiente esquema de control basado en el método de la pendiente que permite optimizar la dinámica del sistema [Guerrero03b]

$$\phi = -m \int_{\infty}^t P d\tau - m_p P - m_d \frac{dP}{dt} \quad (4.47)$$

$$E = E^* - nQ - n_d \frac{dQ}{dt} \quad (4.48)$$

donde n_d es coeficiente del término derivativo de la potencia reactiva Q ; m , m_p y m_d son los coeficientes de los términos integral, proporcional y derivativo de la potencia activa P . Debe tenerse en cuenta que en régimen estacionario las variables ϕ y E de este esquema de control coinciden deliberadamente con las que resultan al utilizar el método convencional, ya que $\omega = d\phi/dt$. Se persigue con ello asegurar una desviación máxima de estos valores y, al mismo tiempo, mantener la precisión del reparto de las potencias. El control propuesto permite modificar la respuesta transitoria actuando sobre los principales parámetros del control, manteniendo la característica estática de las pendientes. Además, también es capaz de minimizar la corriente circulante transitoria entre los módulos, y mejorar las características dinámicas de la totalidad del sistema. Los coeficientes m y n fijan las caídas en régimen permanente, y m_p , m_d y n_d , se seleccionan para garantizar estabilidad y una buena respuesta transitoria.

En la figura 4.49a aparece representado el diagrama de bloques del controlador que se propone. La potencia activa promediada P se puede obtener multiplicando la tensión por la corriente de salida y filtrando el producto con un filtro pasa bajos. De forma similar se obtiene la potencia promediada reactiva, pero en este caso la tensión de salida debe ser retardada 90° . Con objeto de ajustar la fase de la tensión de salida se implementa la ecuación 4.47, que corresponde a un controlador PID que actúa a partir de la potencia activa promediada. La amplitud de la tensión de referencia se regula mediante el uso del método de la pendiente convencional, añadiendo el término derivativo de la potencia reactiva.

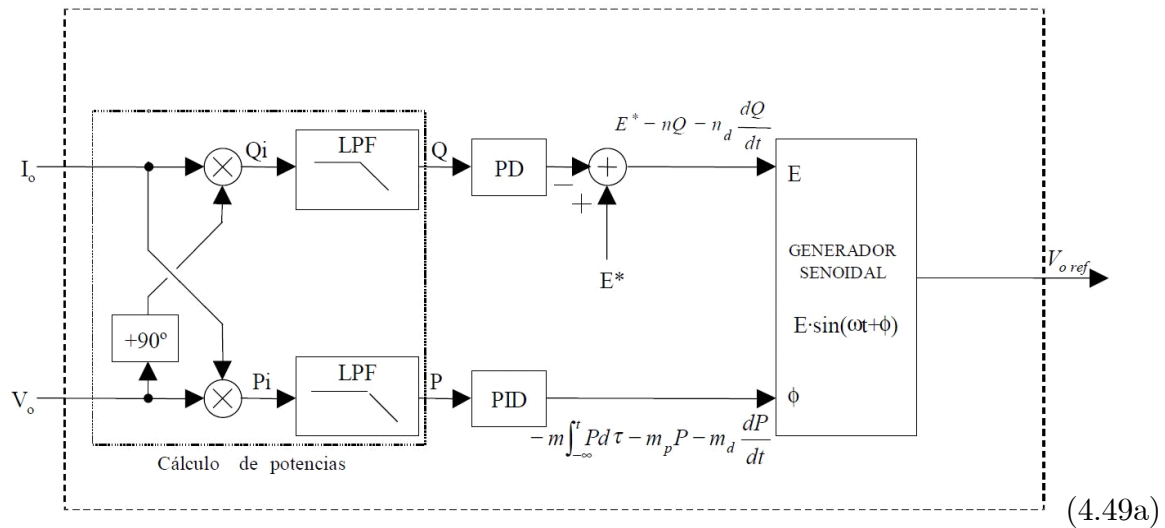
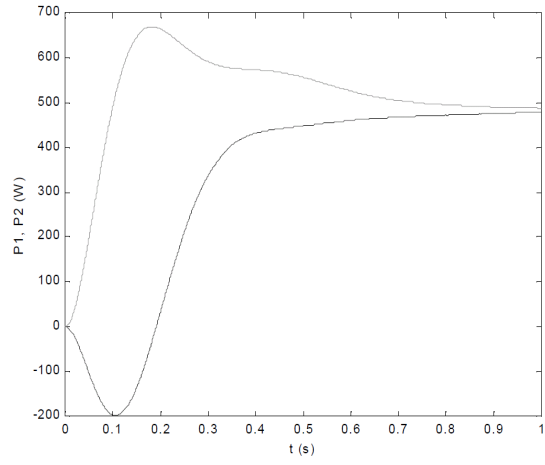


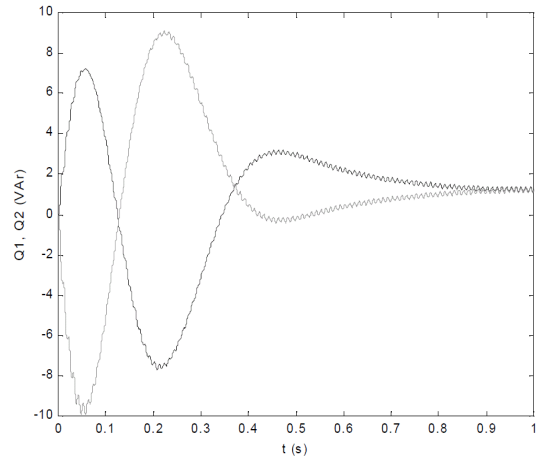
Diagrama de bloques del sistema de control para la mejora de la respuesta dinámica.

4.3.2. Resultados

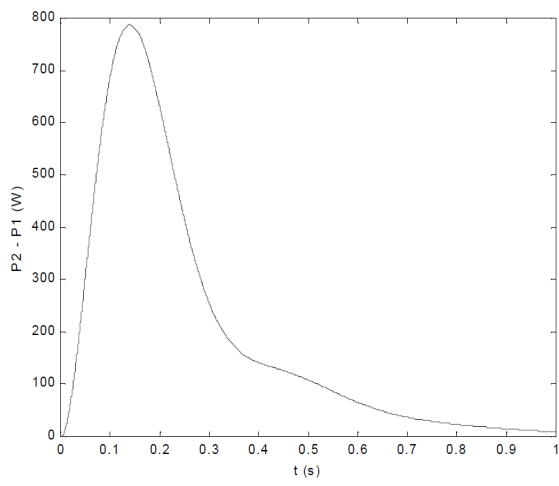
Se han realizado simulaciones de onduladores conectados en paralelo utilizando este método y el convencional para comparar sus características. Se han utilizado los parámetros de la tabla 4.43 y el esquema mostrado en 4.49a. Además, se han añadido los siguientes términos: $mp = 2 \times 10^{-5} \text{rad/W}$, $md = 5 \times 10^{-5} \text{rad} \cdot \text{s/Wynd} = 10^{-4} \text{V} \cdot \text{s/VAr}$ con el fin de optimizar la respuesta transitoria y la corriente circulante entre módulos. Como muestra la simulación, con el método propuesto se consigue una respuesta transitoria óptima en términos de tiempo de establecimiento, máximo sobreimpulso y error en régimen estacionario. Las figuras que siguen corresponden a distintas formas de onda de algunas variables de interés para el controlador, constatando la superioridad de éste frente al procedimiento habitual.



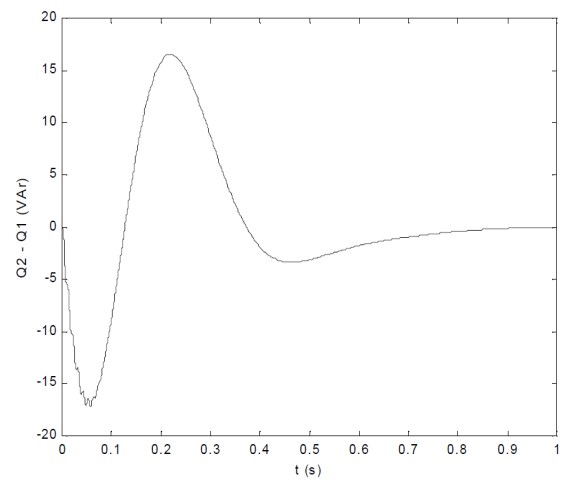
a)



b)



c)

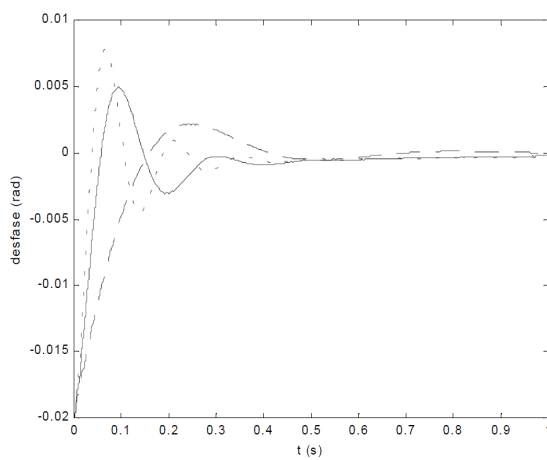


d)

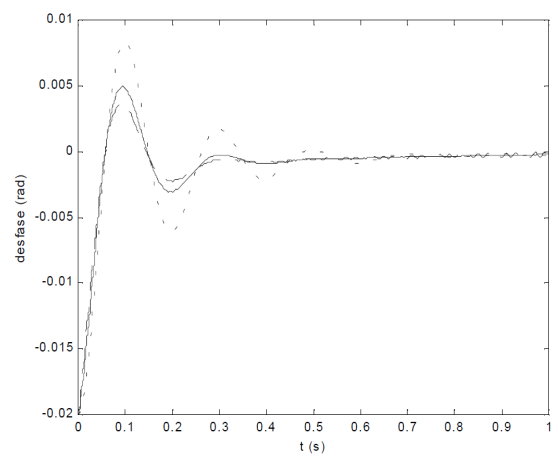
Formas de onda del controlador para la mejora de la respuesta dinámica

a) Potencias activas de ambos módulos P_1 y P_2 . b) Potencias reactivas Q_1 y Q_2 .

c) Diferencia de potencias activas $P_2 - P_1$. d) Diferencia de potencias reactivas $Q_2 - Q_1$



e)



f)

Respuesta dinámica del desfase entre módulos.

a) Sensibilidad frente al término proporcional. Valores fijos m_1 y m_d igual a 0.005

Traza discontinua m_p de 0.1. Traza continua m_p de 0.5. Traza punteada m_p igual a 1

b) Sensibilidad frente al término derivativo. Valores fijos m_1 y m_p igual a 0.5

Traza discontinua m_d de 0.0005. Traza continua m_d de 0.005.

Traza punteada m_d igual a 0.0075

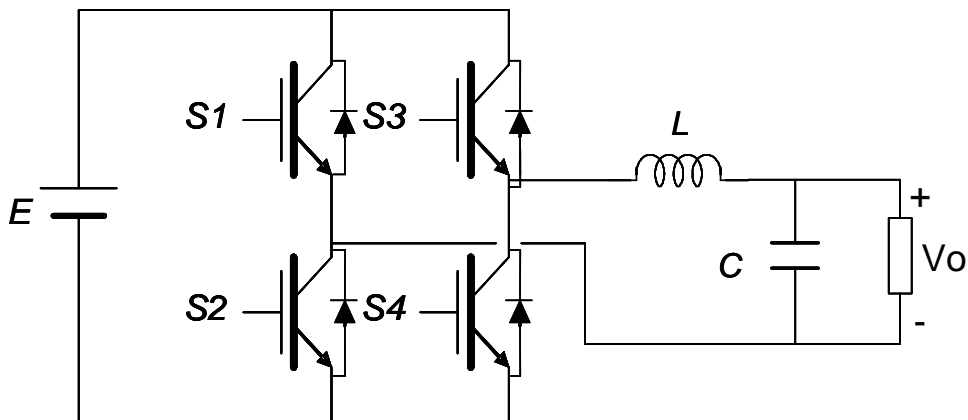
4.4. Controladores para la mejora de la respuesta

transitoria.

4.5. Impedancia de lazo cerrado.

La intención en esta sección es analizar la impedancia de lazo cerrado a partir del control de tensión del ondulator. Primeramente se muestra la etapa de potencia de un ondulator monofásico, el cual incluye una configuración de puente completo y un filtro L-C. La resistencia parásita en serie con el condensador no se ha considerado en el modelo, dado que su efecto aparece muy lejos del rango de frecuencias que nos concierne.

4.5.1. Control por feedback linearization



(4.50)

Configuración convencional de un ondulator monofásico.

Las ecuaciones que describen el comportamiento del sistema en gran señal son:

$$L \frac{di_L}{dt} = E \cdot u - V_o \quad (4.51)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = i_L - i_o \quad (4.52)$$

De acuerdo con el control no lineal y la teoría de feedback linearization [Isidori95], la

tensión de salida de este sistema es de grado relativo dos. Así pues, tal y como se explica en el capítulo 3, la tensión de salida en valor promediado es la siguiente.

$$LC \frac{d^2 \langle V_o \rangle}{dt} + r_L C \frac{d \langle V_o \rangle}{dt} + \langle V_o \rangle + L \frac{d \langle i_o \rangle}{dt} + r_L \langle i_o \rangle = \langle V_{inu} \rangle \quad (4.53)$$

Vemos que esta ecuación es lineal si V_{inu} fuera lineal, ya que todos los demás coeficientes son constantes. Como es bien sabido, al estudiar el sistema en valores promediados, obtenemos señales contínuas, extrayendo la componente de alta frecuencia, que es producida por la frecuencia de conmutación de los interruptores. Esta información de alta frecuencia no es importante con respecto al comportamiento de baja frecuencia, que viene dado por los polos del sistema, en lazo abierto o en lazo cerrado (con la acción del control).

Ahora se procede a hacer una identificación de términos para anular el efecto de V_{inu} sobre el sistema mediante una ley de control.

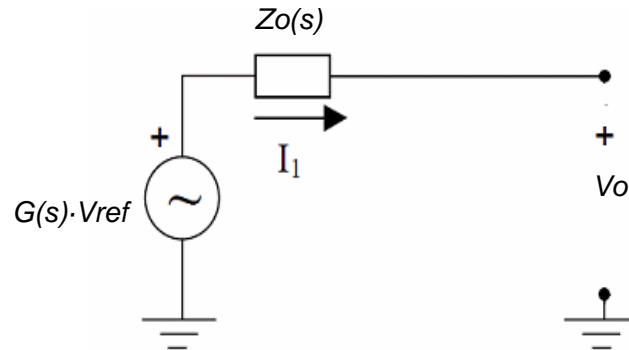
$$\langle V_{inu} \rangle = V_{ref} + k_p (V_{ref} - \langle V_o \rangle) + k_i \int (V_{ref} - \langle V_o \rangle) dt + k_d \frac{d}{dt} (V_{ref} - \langle V_o \rangle) \quad (4.54)$$

Donde V_{ref} es la tensión de referencia. Así pues, uniendo 4.53 y 4.54, el comportamiento en lazo cerrado deviene:

$$V_o = \frac{k_d s^2 + (1 + k_p) s + k_i}{LC s^3 + (r_L C + k_d) s^2 + (1 + k_p) s + k_i} V_{ref} - \frac{L s^2 + r_L s}{LC s^3 + (r_L C + k_d) s^2 + (1 + k_p) s + k_i} i_o \quad (4.55)$$

Donde s es el operador de Laplace. De la expresión 4.55, podemos extraer un modelo equivalente thevenin del inversor de la forma:

$$V_o = G(s) \cdot V_{ref} - Z(s) \cdot i_o \quad (4.56)$$



(4.57)

Modelo equivalente Thevenin de un inversor

Donde $G(s)$ es la ganancia de tensión y $Z_o(s)$ es la impedancia de salida.

4.5.2. Impedancia de salida en lazo cerrado.

A fin de conseguir una operación en paralelo adecuada, debe estudiarse la impedancia de salida del inversor. En la figura 4.60 se muestra a través de un diagrama de Bode, el comportamiento de la impedancia de salida en el dominio de la frecuencia. Como se puede apreciar, en el rango de frecuencias de interés, la impedancia es esencialmente inductiva. Si evitáramos el término integral ($k_i=0$), la impedancia de salida se convertiría prácticamente resistiva en las frecuencias mencionadas.

En el siguiente diagrama de Bode, se analizará el comportamiento de la impedancia en lazo cerrado:

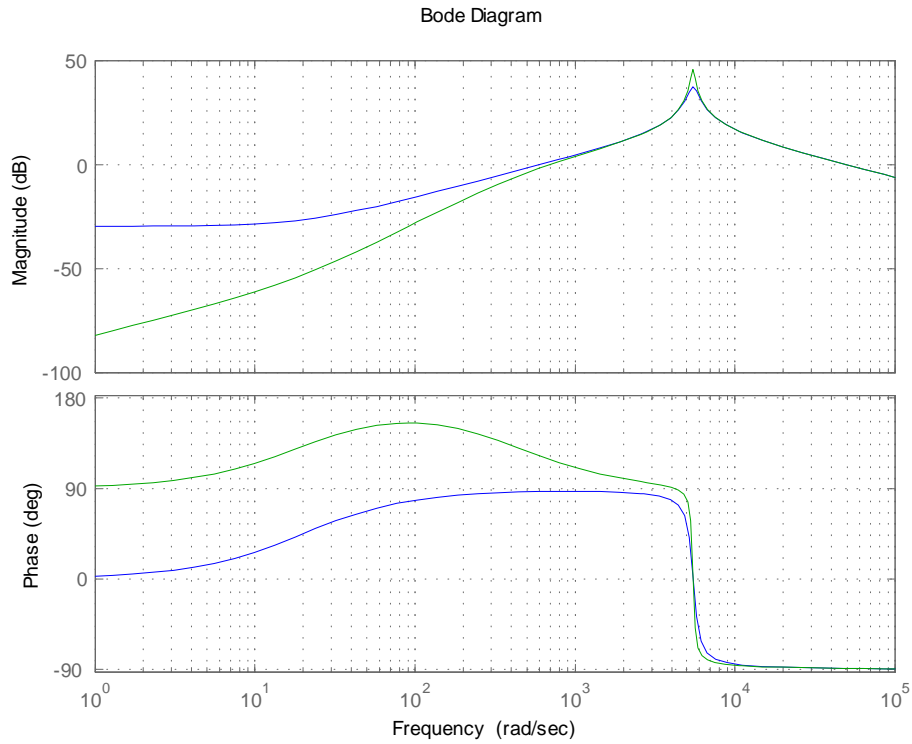
$$\frac{Ls^2 + r_L s}{LCs^3 + (r_L C + k_d) s^2 + (1 + k_p) s + k_i} \quad (4.58)$$

Los valores introducidos son:

$L=10e-3$
$V_{in}=400$
$rL=0.8$
$C=20e-6$
$V_o=220$
$f_o=50$
$f_s=20e3$
$K_p=5$
$K_i=2500$
$K_d=0.00013$

(4.59)

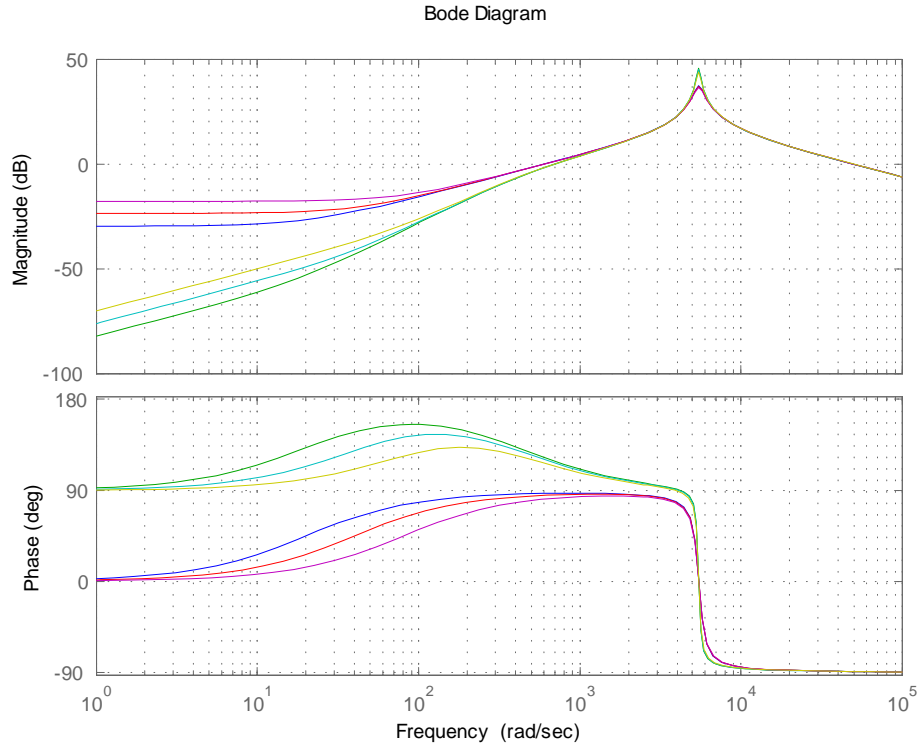
Tabla de valores con los que se simulará la impedancia de L.C.



(4.60)

Detalle del comportamiento inductivo y resistivo de la impedancia de lazo cerrado para las frecuencias de trabajo, dependiendo la ley de control aplicada (4.61)

Además de su naturaleza inductiva o resistiva, la impedancia de salida es muy sensible a la resistencia parásita r_L . El siguiente diagrama de Bode refleja la sensibilidad de la impedancia de salida frente a variaciones de r_L de 0.2Ω (azul), 0.4Ω (rojo) y 0.8Ω (lila).



(4.62)

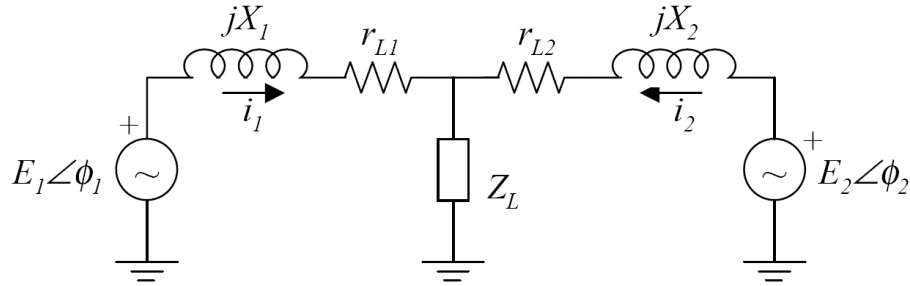
Diagrama de bode de la impedancia de lazo cerrado frente a variaciones en su resistencia parásita.

La impedancia de lazo cerrado afecta en la estrategia de repartición de las potencias P/Q. Por ello, un uso adecuado puede reducir el impacto de un desbalanceo en la línea. Para programar una Impedancia deseada, se añade un lazo de control haciendo descender la tensión de referencia con relación a la corriente usando un esquema como el que sigue:

$$V_{ref} = V_o^* - Z_D(s)i_o \quad (4.63)$$

Donde $V_o^* = E \sin \omega t$

Los sistemas electrónicos de potencia conectados en paralelo son muy sensibles a la impedancia de salida, dado que impedancias diferentes, provocan flujos de corrientes diferentes. Para ilustrar esta problemática, mostramos el caso de dos onduladores representados por el modelo ya analizado. Este caso es extensible para n onduladores.



Esquema de conexión de dos onduladores en paralelo ante una red de características inductivas.

La potencia activa y reactiva que ambos entregan puede expresarse como:

$$P = \frac{EV}{X} \sin \phi \quad (4.64)$$

$$Q = \frac{E^2 - EV \cos \phi}{X} \quad (4.65)$$

Para el caso de potencia activa, las ecuaciones de cada ondulador son:

$$P_1 = \frac{EV}{X_1} \sin \phi \quad (4.66)$$

$$P_2 = \frac{EV}{X_2} \sin \phi \quad (4.67)$$

Se observa que, aún en el caso de que ambos onduladores entregaran exáctamente la misma potencia, si por ejemplo $X_1 = 2X_2$, entonces $P_1 = \frac{1}{2}P_2$. Por tanto, resulta evidente apreciar que la repartición de potencias es notablemente sensible a variaciones de las impedancias de salida de cada ondulador. Por este motivo se añade el lazo que se muestra a continuación:

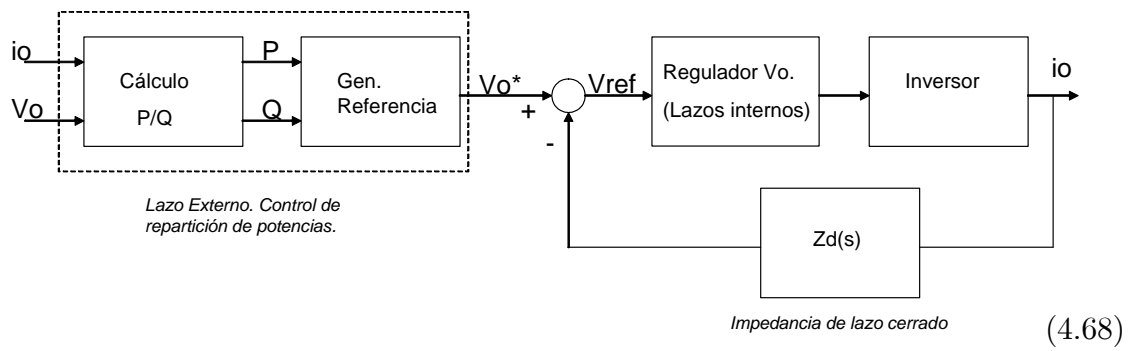
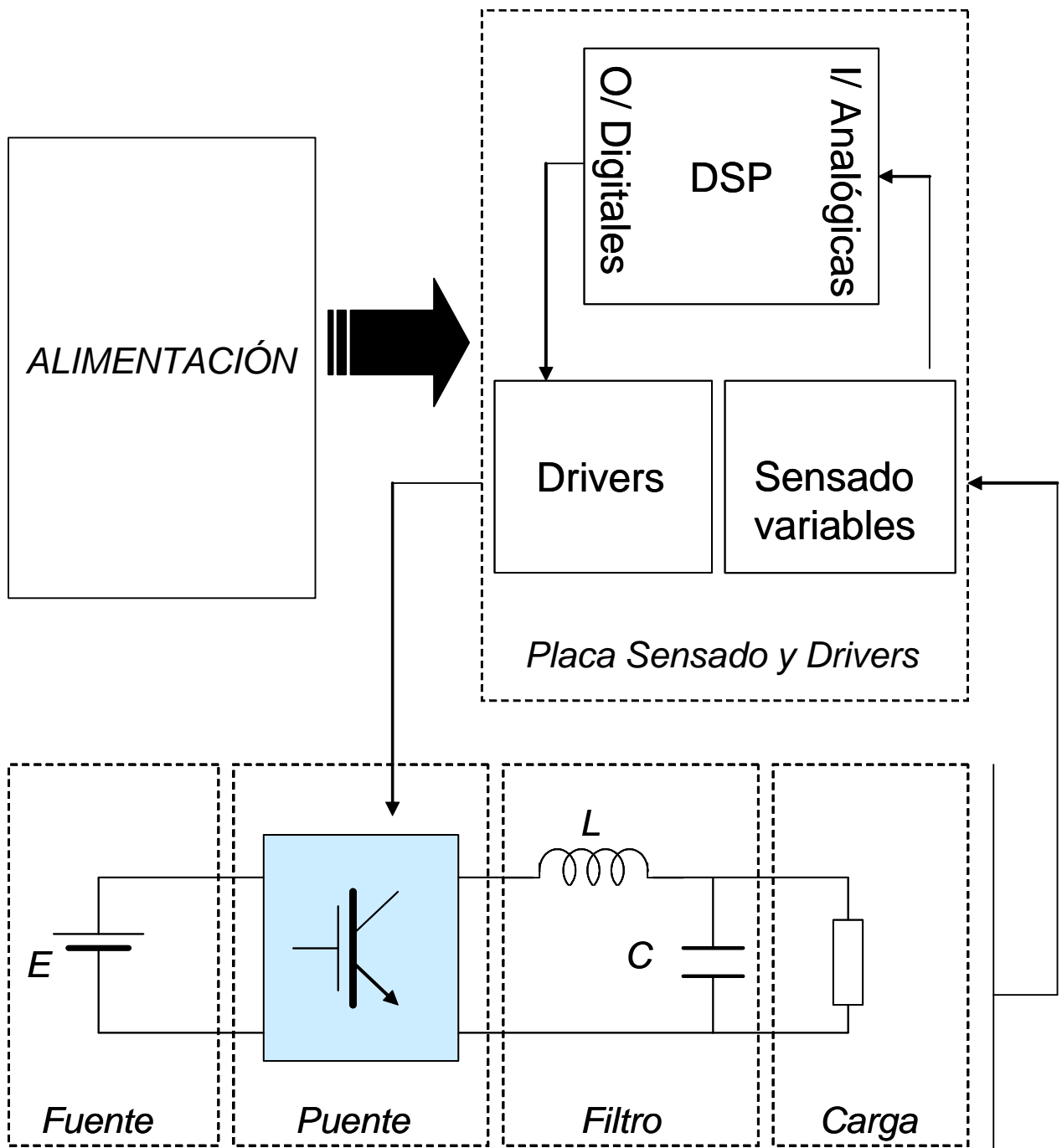


Diagrama de bloques que refleja el lazo de control sobre la impedancia de lazo cerrado que modifica la tensión de referencia.

Capítulo 5

Implementación de un Ondulador.

Siguiendo la estructura básica de 2.2a se ha decidido diseñar e implementar un conjunto de pcb's que operen entre sí para dar lugar a un ondulador con todas sus etapas, tanto digitales como analógicas. Las diferentes placas que compondrán el sistema son: Una placa de alimentación, una de sensado y de drivers y una placa de control dotada de una DSP. Para que se pueda completar el ondulador, hay que añadir la etapa de potencia (el puente completo) y los elementos pasivos propios de la topología (el filtro LC). En el presente trabajo se ha diseñado la etapa de sensado de variables de estado, el ensamblaje con la etapa de control, la etapa de drivers que envían la señal moduladora al puente completo y la placa de alimentación que proporciona las tensiones necesarias para el funcionamiento de las etapas comentadas. Para clarificar, se muestra a continuación una imagen que explica gráficamente el funcionamiento conjunto.



(5.1)

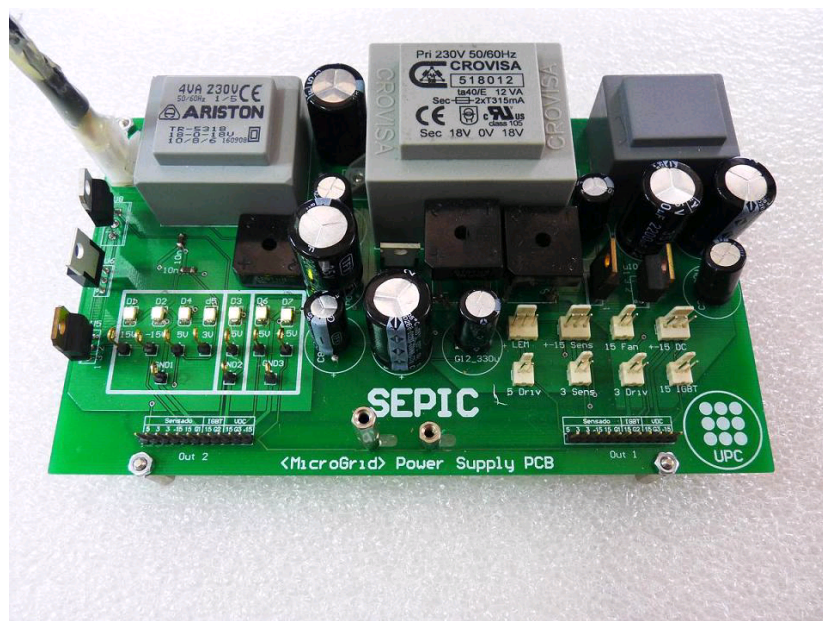
Tal y como se puede observar, hay un flujo de información desde la planta hacia la parte del sensado de variables, se produce un acondicionamiento de señal adecuado para la lectura por parte de la dsp. Después de generarse el algoritmo de control, se envía por las salidas digitales la señal de modulación a la parte de drivers, finalmente se adecúa la señal

para que actúe sobre el puente del ondulator. Mientras tanto, la placa de alimentación proporciona la energía necesaria para que este proceso se lleve a cabo.

Las funciones de este conjunto son multiples y variadas, ya que puede funcionar para un sistema tanto monofásico como trifásico. Y los sistemas que pueden configurarse son también diversos, yendo desde un ondulator (como aqui atañe), hasta un filtro activo o un sistema multiprocesador como un buck to buck. Éste ultimo sistema requiere de dos procesadores y del doble de señales a sensar. Considerando esto, el diseño que se ha realizado es modular, por tanto basta con añadir los bloques necesarios para configurar el sistema requerido.

5.1. Alimentación

Esta placa tiene la función elemental de dar energía al resto de circuitos para que operen con normalidad. Su diseño es sencillo y robusto, proporciona 7 valores diferentes de tensión repartidos en 3 masas. Unicamente hay que tener en cuenta el dimensionado de las pistas y de los componentes en función del consumo que ha de ser capaz de soportar.



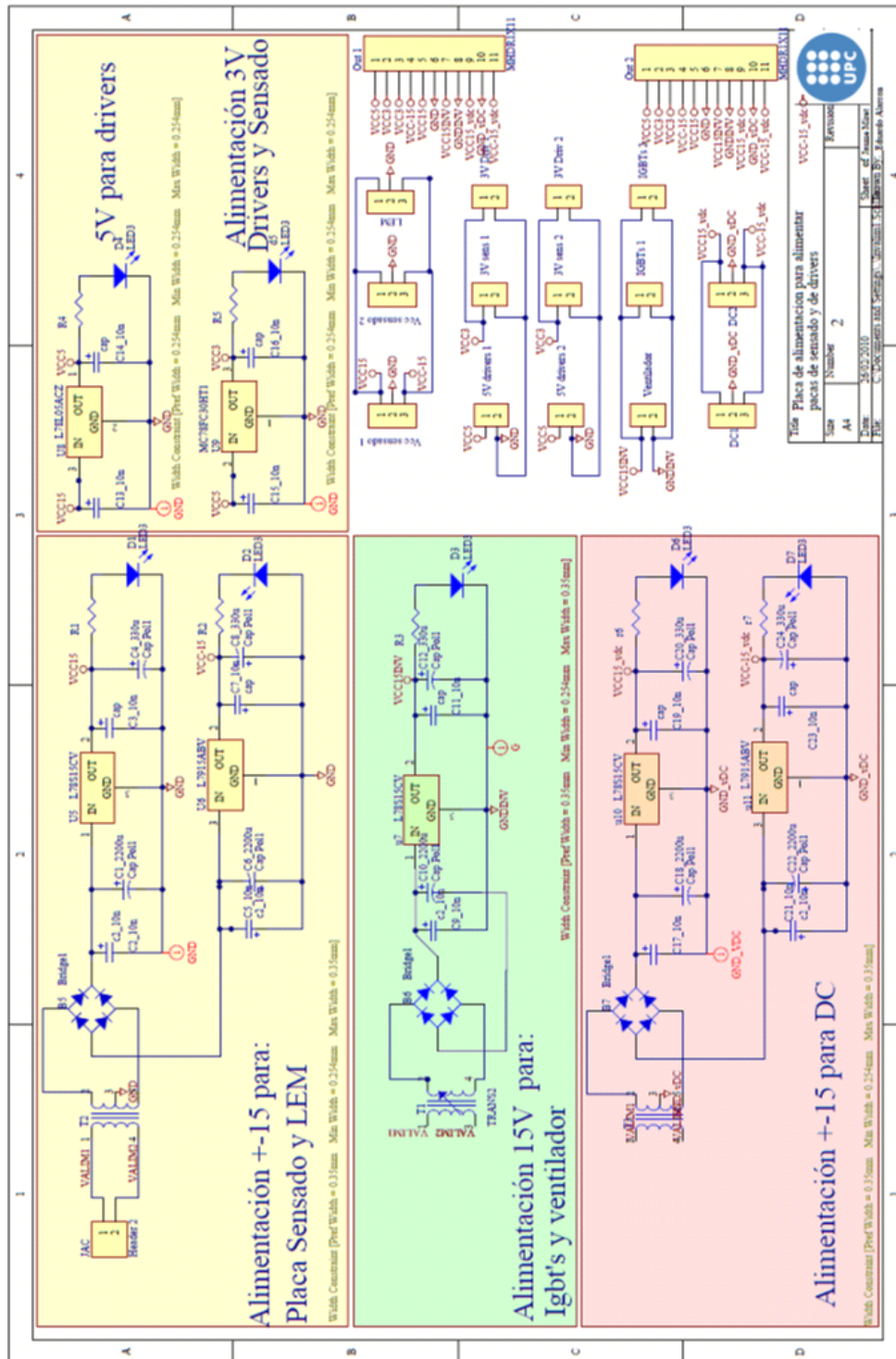
(5.2)

Vista de la fuente de alimentación finalizada

La conexión entre ésta y el resto de placas se realiza mediante unas tiras de pines y unos anclajes, sin la necesidad de cables, lo cual mejora la fiabilidad y robustez.

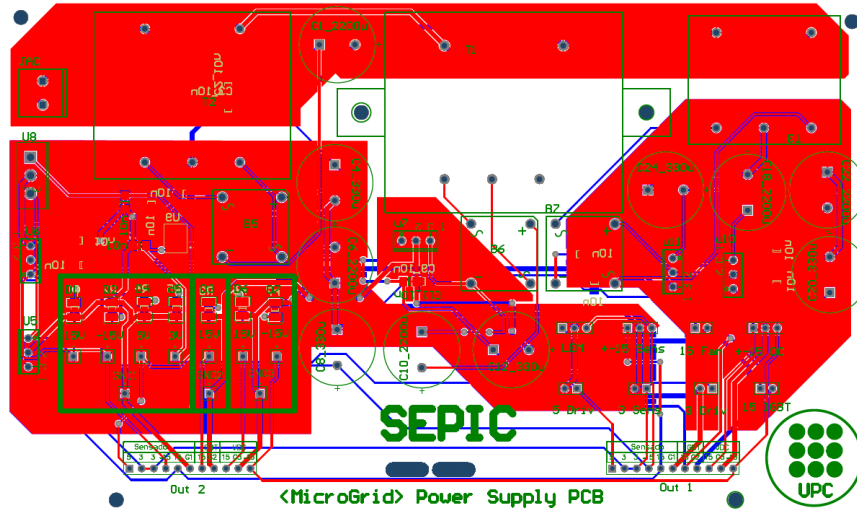
Además se ha añadido una verificación del correcto funcionamiento de todas las tensiones con unas indicaciones luminosas.

La siguiente figura muestra el esquemático y el layout de la placa de alimentación:



(5.3)

Esquemático de la fuente de alimentación

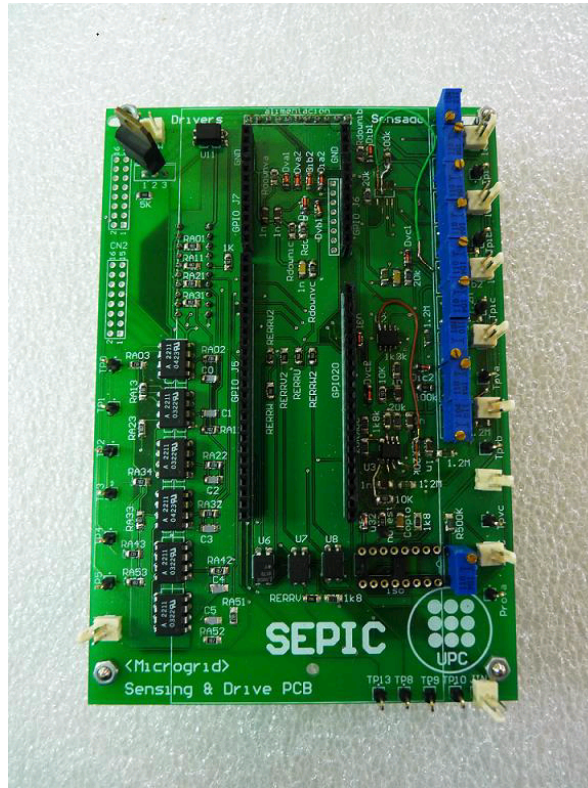


(5.4)

Layout de la placa de alimentación

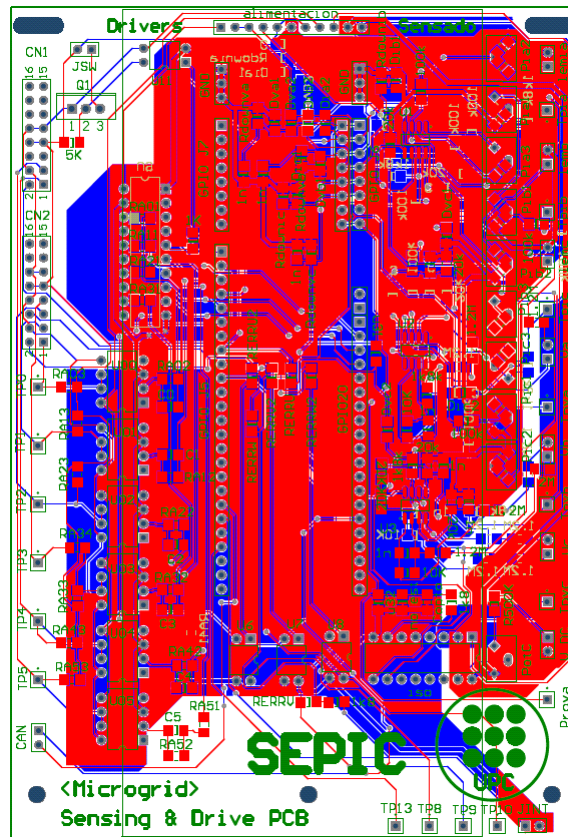
5.2. Sensado y Drivers

La función de esta placa es más compleja. Primero se empezará por la parte de sensado y posteriormente se continuará por la de drivers. La figura siguiente muestra la placa en su conjunto y su layout.



(5.5)

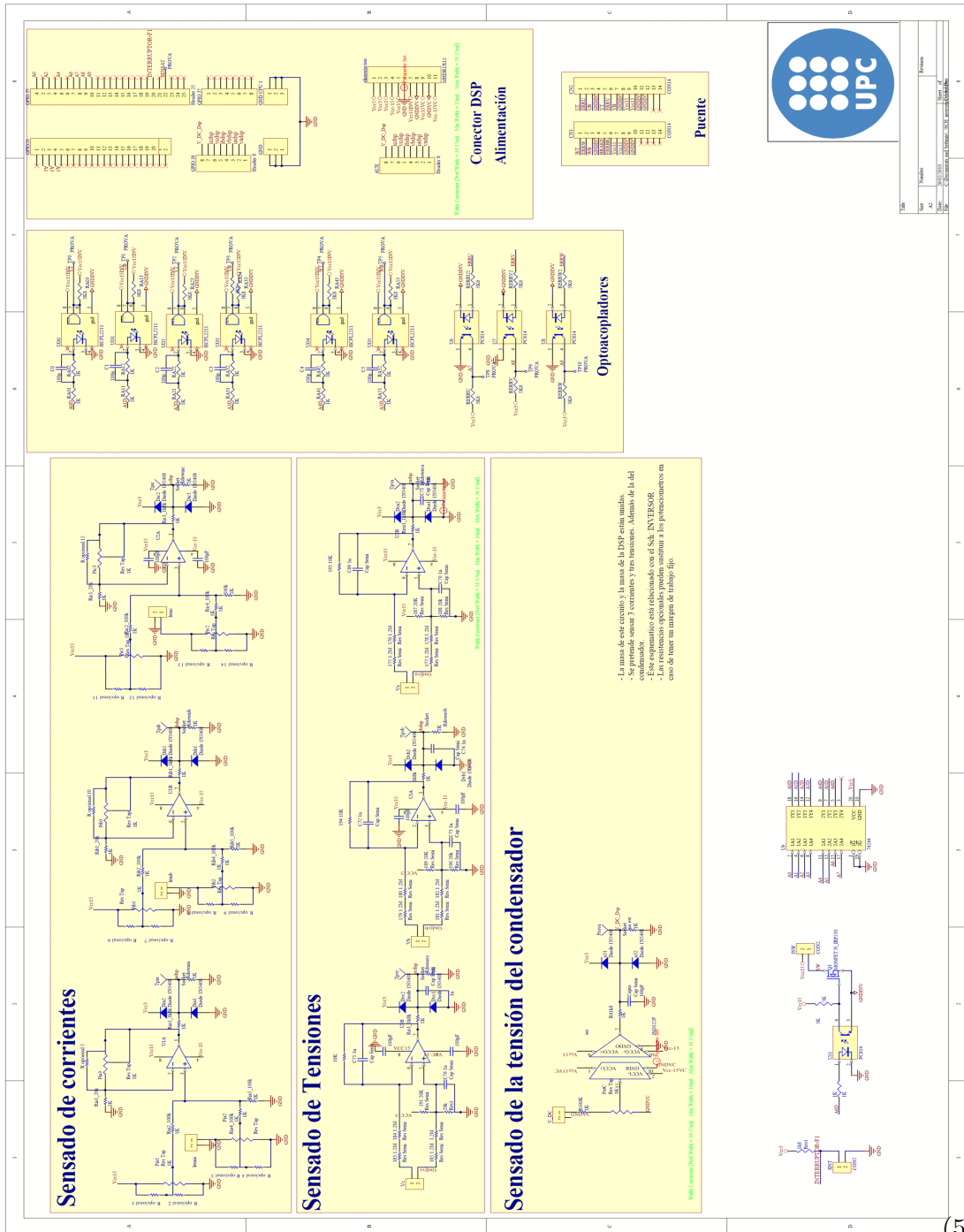
Vista final de la placa de sensado y drivers



(5.6)

Layout de la placa de sensado y drivers

Su esquemático es el siguiente:

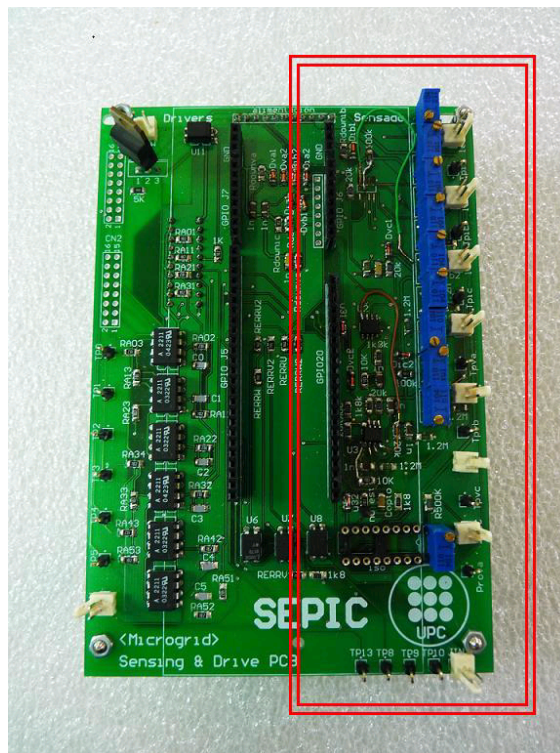


Esquemático de la placa de sensado y drivers

5.2.1. Sensado

La sección de sensado es fundamental en el funcionamiento del sistema, pues para poder generar una señal de control, debe evaluarse el valor de todas las variables importantes. Esta es la función de la sección de sensado. Para ello hay un proceso de recogida de la señal a través de sensores, acondicionamiento de la señal y envío de la señal al procesador para que se realice el cálculo de la señal de control.

En total se recogen los valores de tres corrientes, tres tensiones y el valor de la tensión del condensador, dado que esta placa está preparada para funcionar también en un sistema trifásico.

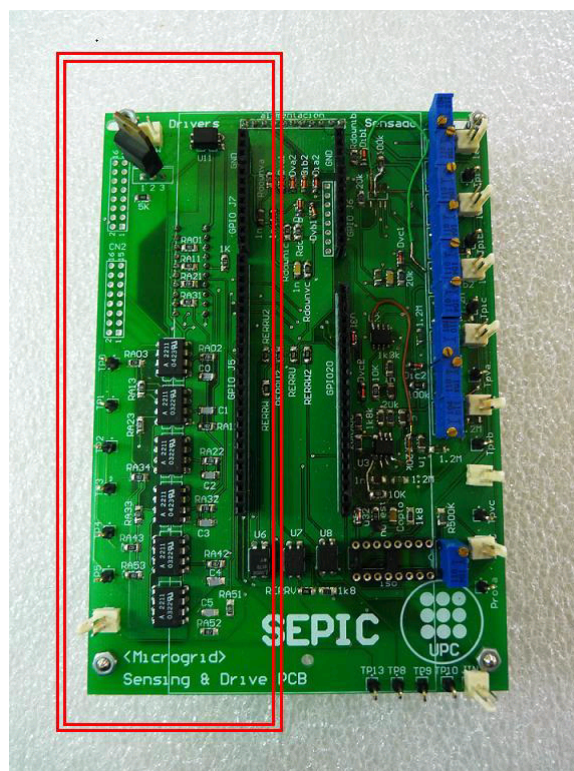


(5.8)

Imagen de la placa de sensado y drivers en la que se subraya la parte destinada al sensado de las tensiones y corrientes.

5.2.2. Drivers

Una vez los valores de las variables importantes del sistema ya han sido recibidas y procesadas por la etapa de control se da lugar a una señal de modulación. La sección de drivers es la encargada de enviar esta señal de modulación al puente completo (fig. 2.3). Para ello está dotada básicamente de unos optoacopladores que enlazan las señales de la DSP con el puente de IGBTs.

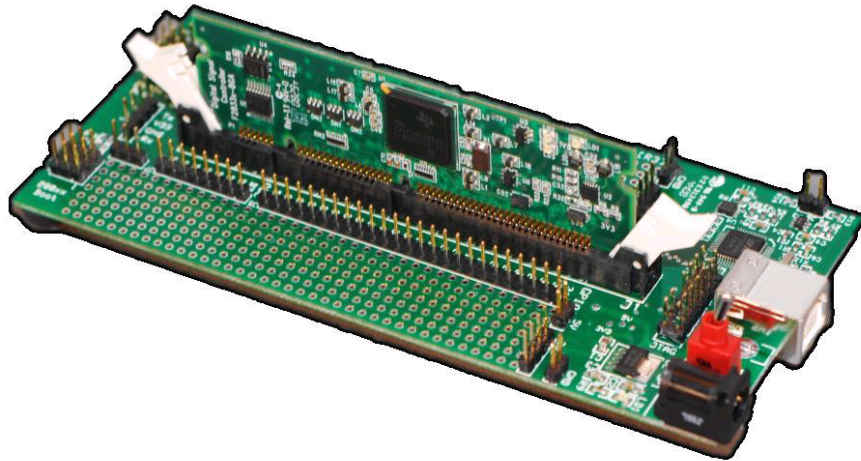


(5.9)

Imagen de la placa de sensado y drivers en la que se subraya la parte de los drivers destinada a accionar los IGBT's con la señal moduladora.

5.3. Control

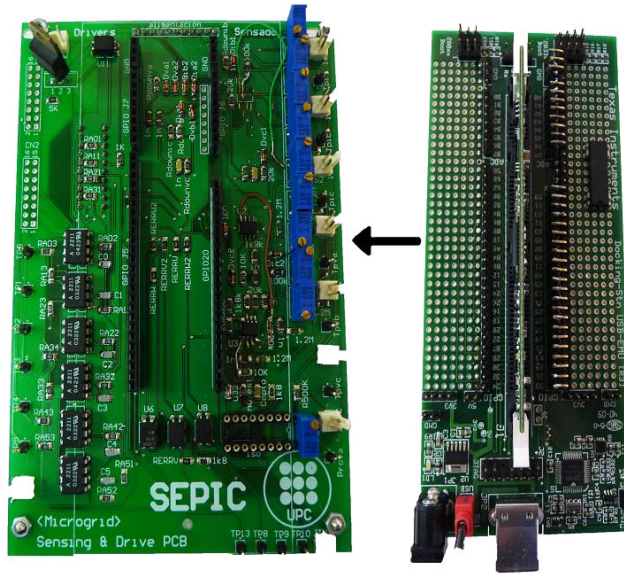
La placa que se ha usado para el procesado es la TMS320C2000 de Texas Instruments, que incorpora una DSP 28f335 de coma flotante.



(5.10)

Imagen de la placa de control. TMS320C2000 con la DSP28f335

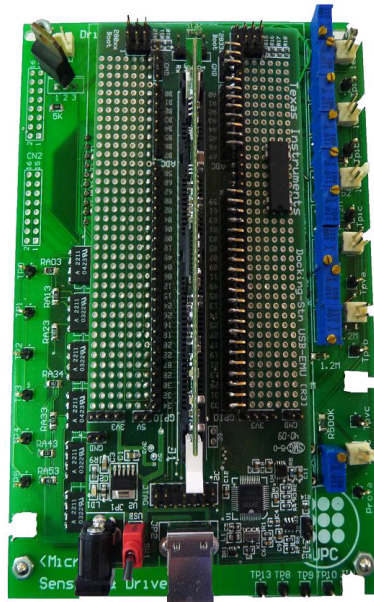
Se ha adaptado el diseño del resto de placas para que se puedan acoplar todas entre ellas, incluida esta última. El acoplo se realiza mediante unas simples tiras de pines como se detalla a continuación:



(5.11)

*Indicación del ensamblaje de la placa de sensado
y drivers con la placa de procesado.*

(5.12)



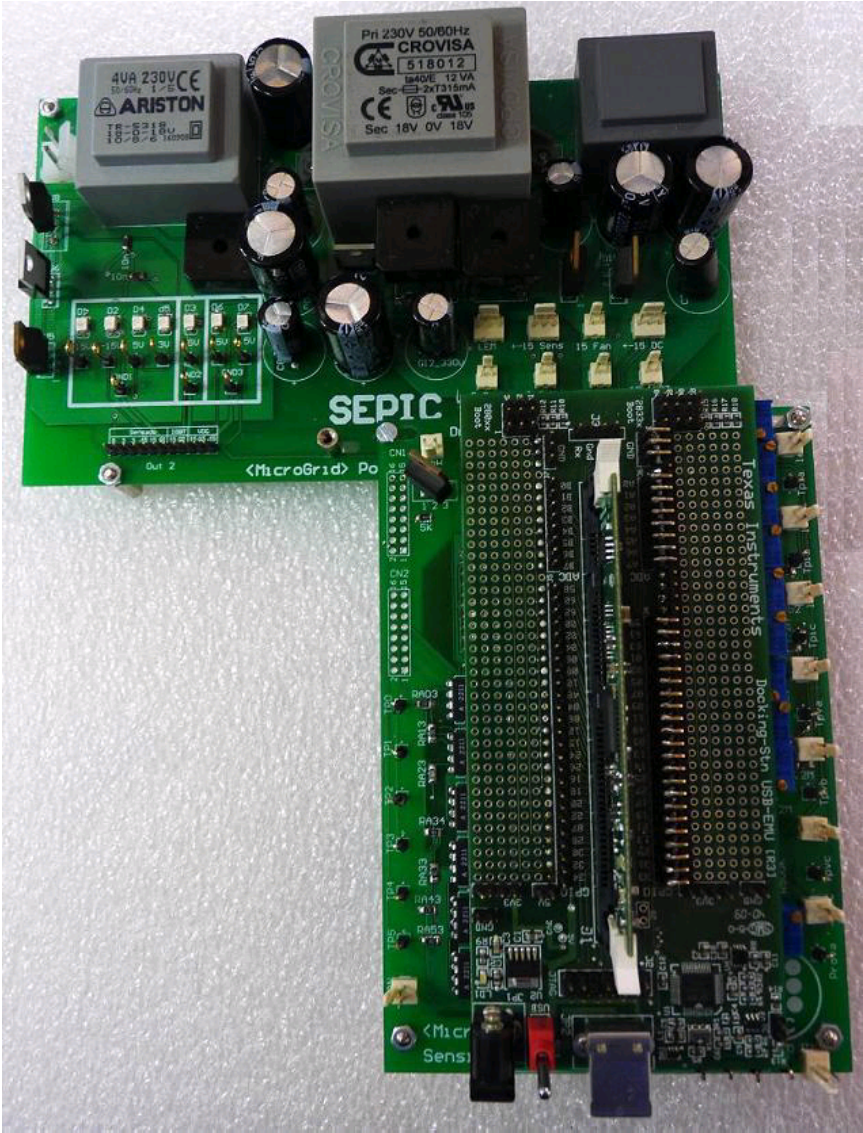
(5.13)

*Vista de las dos placas
ensambladas.*

5.4. Visión de conjunto

Para facilitar la comprensión del funcionamiento conjunto de todas las placas, se ilustrará gráficamente las posibilidades que este diseño proporciona. En todas las configuraciones se muestra la alimentación, el sensado, la etapa de control y la etapa de drivers, dejando aparte la incorporación de elementos pasivos cuya configuración varía del modelo a implementar.

5.4.1. Inversor trifásico:



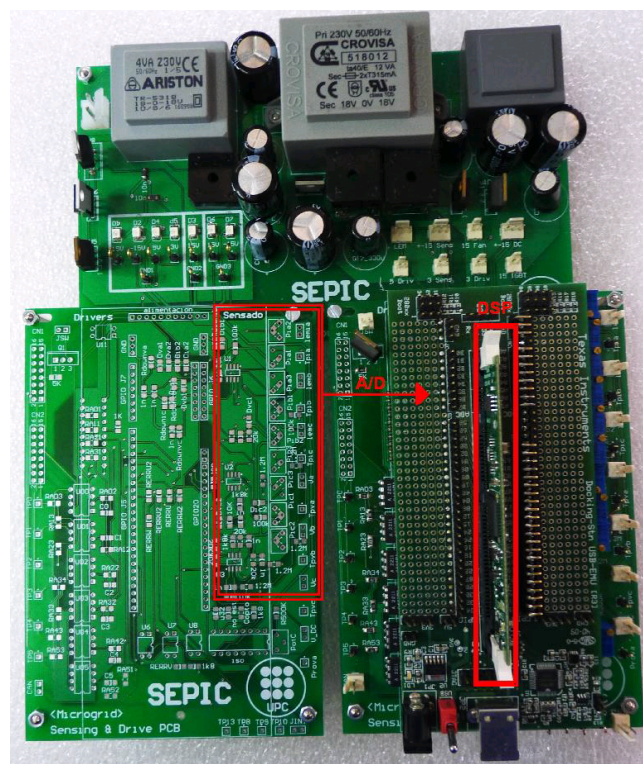
(5.14)

Fotografía de las placas preparadas para funcionar en conjunto.

Esta es la configuración que se pretende en primera instancia implementar y controlar. Las siguientes figuras muestran las múltiples posibilidades que puede ofrecer este diseño.

5.4.2. Inversor trifásico con lectura de variables adicionales

En caso de no ser suficiente el sensado de tres tensiones, tres corrientes y la tensión del DC link, se puede acoplar una segunda tarjeta que ampliaría al doble la capacidad de captación de señales para su procesamiento e inclusión en el control. La etapa de control sigue siendo la misma, y las nuevas señales se envían a un puerto analógico del DSP que queda desocupado.



(5.15)

Señalización de puertos de lectura analógica disponibles para conectar con la placa de control a fin de incorporar los datos de las señales medidas en el control.

Capítulo 6

Conclusiones y proyecciones futuras

El objetivo fundamental de este proyecto es el estudio de los métodos de control de un ondulator. Es decir, tanto de los lazos internos como los algoritmos de control para permitir su funcionamiento en paralelo en el contexto de una microrred. El control de un ondulator se resuelve como un problema de seguimiento de señal. Se acude al concepto del grado relativo de forma que no sólo se sigue la tensión de salida sino también sus derivadas. Al final de esta parte del proyecto se muestran simulaciones que verifican el correcto funcionamiento de los algoritmos de control.

Seguidamente se amplía el estudio a la conexión en paralelo de ondulatores, profundizando en el método de la pendiente y mostrando mediante simulaciones las prestaciones de dicho esquema. Se analiza la problemática que conlleva el control de ondulatores conectados en paralelo, incorporando nuevos lazos de control para obtener nuevos controladores. Para contrastar los resultados, se han realizado simulaciones que verifican una mejora del comportamiento dinámico. El proyecto prosigue analizando la impedancia de salida y su importancia en la estabilidad del sistema. Para mejorar las prestaciones se introduce el concepto de impedancia virtual, que constituye un nuevo lazo de control del sistema. En síntesis, se cambia la impedancia de salida de la fuente, mejorando así la compartición de carga entre los diferentes ondulatores que configuran el sistema. Se utiliza como elemento de análisis para mostrar la bondad del método diferentes diagramas de bode, que permiten visualizar el efecto de la impedancia virtual en la impedancia de salida de los ondulatores.

En el último capítulo, el trabajo ha sido meramente experimental. Se han realizado y verificado las principales placas de circuito impreso para el control y sensado de un ondulator tanto trifásico como monofásico. El trabajo queda abierto a la implementación final del sistema que se realizaría utilizando estas placas y un módulo de potencia de la empresa Semikron.

La realización de este proyecto me ha permitido adquirir conocimientos en el área de las microrredes, tema de gran interés en la concepción futura de la red de distribución de energía eléctrica. Este tema tan motivante es el punto de partida para comenzar las etapas previas de una futura Tesis doctoral en este campo.

Bibliografía

[Guerrero04] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuña, M. Castilla, and J. Miret, "A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.19, no. 5, pp. 1205-1213, Sep 2004.

[Guerrero05] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuña, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.52, no. 4, pp. 1126-1135, Aug 2005.

[Guerrero07] J. M. Guerrero, J. Matas, L. Garcia de Vicuña, M. Castilla, and J. Miret, "Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no. 2, pp. 994-1004, Sep 2007.

[Matavelli06] P. Matavelli, and S. Busso, "Digital Control in Power electronics," 2nd ed., Vol. 1, Morgan & Claypool, USA, 2006, pp. 14-30..

[Guerrero03b] J. M. Guerrero, L. García de Vicuña, J. Matas, J. Miret, "A Novel Static and Dynamic Droop Scheme to Enhance Transient Response in Parallel-Connected UPS Inverters", *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03), Toulouse (France), 2-4 September 2003 (en prensa)*.

[Lai95] R.-S. Lai, K. D. T. Ngo, "A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full-Bridge Inverter," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 3, 1995, pp. 326-332.

[Broec95] kH. van der Broeck, U. Boeke, "A Simple Method for Parallel Operation of Inverters", *IEEE INTELEC, San Francisco, 1998, pp. 143-150*.

- [**Vasquez09**] J. Vasquez, J. M. Guerrero, "Decentralized Control Techniques Applied to Electric Power Distributed Generation in Microgrids," *1st ed, Vol1, UPC, 2009, pp. 9-19*.
- [**Mohan03**] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design". *New York, Wiley, 2003*.
- [**Tyan97**] M. J. Tyan, W. E. Brumsickle and R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters," *IEEE Trans. Indust. Appl., Vol. 33, No. 2, pp. 493-500, March/April 1997. doi.org/10.1109/28.568015*
- [**Miret04**] J. Miret, and L. García de Vicuña, "Aplicació de Tècniques de Control no Lineal per a Convertidors Electrònics de Potència amb Consignes Variables en el Temps", *1st ed, Vol 1, pp. 72-79 UPC, Oct 2004*.
- [**Miret01**] J. Miret, L. García de Vicuña, M. López, "Parallel Operation of DC-AC Master-Slave Inverters Using Sliding Mode Control", *in Proc. EPE'01, 2001, CD-Record*.
- [**Miret02**] J.Miret, L.Garcia de Vicuña, J. Guerrero, J. Matas, M. Castilla, "Discrete Non-linear Control of a PWM Inverter," *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'02), ESevilla (Spain), 5-8 November 2002, pp. 101-104*.
- [**Slotine91**] J. -J.E. Slotine, W. Li, "Applied NonLinear Control", *Ed. Prentice Hall, 1991*.
- [**Matas02a**] J. Matas, "Report About the Internal Control Algorithm of MassCombi Inverter" *Internal Report of Mastervolt, Nov 2009*.
- [**Isidori95**] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems," *New York:Springer-Verlag, 1995*