

ÍNDICE

0.	ENCUADRE Y OBJETIVOS DE LA LECCIÓN.....	1
1.	CONVERSIÓN CC-CA: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1.	CONSIDERACIONES RESPECTO AL FLUJO DE ENERGÍA.....	4
1.2.	MAGNITUDES BÁSICAS DE UN INVERSOR.....	5
1.3.	CLASIFICACIÓN DE LOS INVERSORES.....	6
2.	INVERSORES DE ONDA CUADRADA.....	7
2.1.	INVERSOR EN MEDIO PUENTE.....	7
2.2.	INVERSOR PUSH-PULL.....	10
2.3.	INVERSOR EN PUENTE COMPLETO.....	12
2.3.1	Puente completo sin deslizamiento de fase	13
2.3.2	Puente completo con deslizamiento de fase	13
3.	CONTENIDO ARMÓNICO EN INVERSORES DE ONDA CUADRADA.....	15
3.1.	MEDIO PUENTE, PUSH-PULL Y PUENTE COMPLETO SIN DESLIZAMIENTO DE FASE: CONTENIDO ARMÓNICO	15
3.2.	CONTENIDO ARMÓNICO DE UN INVERSOR EN PUENTE COMPLETO CON DESLIZAMIENTO DE FASE.....	16
4.	CONTROL DE INVERSORES.....	17
4.1.	PROBLEMÁTICA DEL CONTROL DE UN MEDIO PUENTE.....	17
4.2.	CONTROL DE UN INVERSOR PUSH-PULL.....	20
4.3.	CONTROL DE UN PUENTE COMPLETO.....	22
5.	BIBLIOGRAFÍA.....	23
5.1.	BIBLIOGRAFÍA GENERAL.....	23
5.2.	BIBLIOGRAFÍA ESPECÍFICA.....	24

0. ENCUADRE Y OBJETIVOS DE LA LECCIÓN

La lección que se va a impartir corresponde a las lecciones 23 y 24 del temario de la asignatura Electrónica de Potencia presentado en el ejercicio anterior. Estas dos lecciones son las primeras dedicadas al estudio de los convertidores continua-alterna. La lección 23 se dedica a realizar una introducción general a los inversores y sus aplicaciones. En la lección 24 se presentan las topologías inversoras básicas con control de onda cuadrada, o lo que es lo mismo, se estudian los inversores no modulados. En el momento de impartir esta lección el alumno cuenta con una serie de conocimientos previos, correspondientes tanto a la asignatura de cuarto curso (Electrónica General) como a la forma de abordar el estudio de los circuitos de potencia: definición de intervalos de funcionamiento, resolución de ecuaciones diferenciales, desarrollo de Fourier, etc.

En el presente documento se ha incluido también como anexo una copia de las transparencias empleadas para la impartición de este tema.

1. CONVERSIÓN CC-CA: INTRODUCCIÓN

Los inversores se ubican en la electrónica de potencia en el campo de la conversión energética, en concreto en la conversión continua – alterna (CC-CA). La evolución que han experimentado los semiconductores, en términos de frecuencia de conmutación, pérdidas en conducción y facilidad de gobierno ha contribuido en gran medida a la popularización de este tipo de convertidores y de su evolución. En este tipo de equipos, de mediana / alta potencia, la tendencia es disminuir los costes y aumentar la eficiencia, (frente a la tendencia en la línea de baja potencia, en la cual se prima la miniaturización), objetivo que pasa por la optimización de los dispositivos semiconductores empleados; por otro lado, el auge experimentado en el campo de la electrónica digital, ha permitido que los procesadores estén al alcance de los diseñadores a muy bajo coste y con potentes herramientas de depuración y desarrollo. De esta manera, se pueden plantear estrategias de control complejas sin aumento apreciable en los costes finales del equipo.

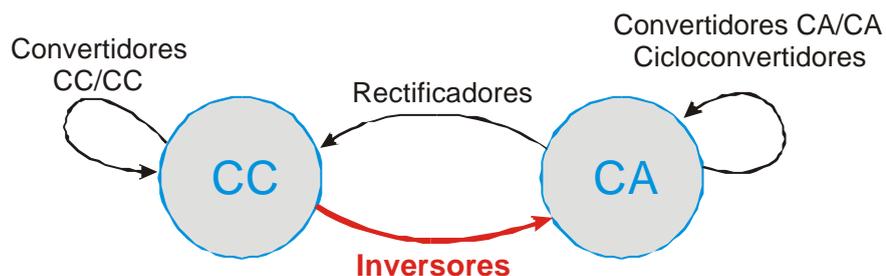


Figura 1: Conversiones de energía

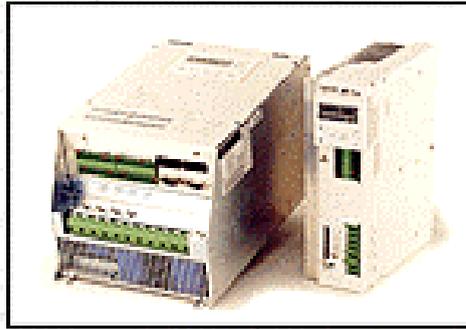


Foto 1: Inversor comercial

Este tipo de convertidores se ha visto fuertemente impulsado en su desarrollo gracias a una de sus aplicaciones: el control de velocidad, par etc. de los motores de inducción. De hecho, los inversores han venido a sustituir los tradicionales reductores mecánicos en el campo del control de motores, con indudables ventajas con respecto a estos: mejor rendimiento, ausencia de elementos mecánicos de desgaste, vibraciones, mayor versatilidad en el control etc.,

Este aspecto cobra especial importancia al tratar de motores trifásicos asíncronos con rotor con jaula de ardilla, los cuales presentan indudables ventajas, como son:

- La ausencia del colector y escobillas de carbón facilitan de forma notable el mantenimiento de los mismos, además de una prolongación de su vida media.
- No producen chispas, por lo que no generan parásitos.
- Cuentan con un par de arranque y máximo de valores elevados.
- Soportan sobrecargas típicas sin demasiados problemas.
- Tienen unas dimensiones realmente compactas.

El precio que hay que pagar por estas buenas características es quizás que la velocidad de estos motores depende de características constructivas (número de pares de polos) y de la frecuencia de la tensión de alimentación (50 Hz típica), lo cual obliga al empleo de reductores mecánicos, con los inconvenientes anteriormente aludidos. Este inconveniente desaparece con el empleo de inversores, debido a que estos ofrecen la posibilidad de variar tanto la frecuencia de la tensión alterna obtenida así como su amplitud. En estas condiciones, se pueden gobernar la velocidad de rotación, par e incluso frenar e invertir el sentido de giro sin mayores problemas y de una forma precisa. Como ejemplo típico de aplicación de control de velocidad de motores, lo constituyen los vehículos impulsados de forma eléctrica: trenes, carretillas industriales, etc.

Los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI) son otros de las sistemas que



Foto 2: Aspecto externo de un SAI

emplean inversores como topología utilizada en la etapa de potencia: en este caso la aplicación es más clara si cabe ya que el funcionamiento básico de estos equipos consiste en almacenar energía eléctrica en baterías o acumuladores, para que, cuando el suministro eléctrico falle, se obtenga la alimentación de los equipos conectados a la red sin que el usuario advierta la falta de fluido eléctrico. Por supuesto que el SAI no es un sistema para funcionar durante un tiempo excesivo, (el tiempo de funcionamiento de un SAI depende obviamente de la potencia que entregue), pero si se piensa en su instalación en salas con equipos informáticos, se advierte que no es necesario que esté funcionando durante un tiempo excesivo, justo para poder cerrar las máquinas de forma segura y no perder datos ni configuraciones de las mismas; también encuentran su aplicación en el campo de centrales telefónicas, sistemas de control, etc. Existen diversas configuraciones de los SAI (off-line, on-line, etc), dependiendo de la aplicación que se precise, así como un amplio rango de potencias y tiempos de funcionamiento que lógicamente definen la aplicación.

El tamaño de estos equipos viene en gran medida fijado por las baterías; el tamaño de estas a su vez viene fijado por la potencia a suministrar y por el tiempo de funcionamiento del mismo. Las prestaciones de este tipo de equipos incluyen supresores de transitorios, todo tipo de protecciones y señalizaciones e incluyen sistemas de comunicaciones, con el objeto de supervisar/controlar las funciones del mismo y recabar distintas informaciones del mismo.

Las aplicaciones de los inversores no se reducen de forma exclusiva a las mencionadas anteriormente; lógicamente, existen multitud de aplicaciones más, como por ejemplo, balastos electrónicos, caldeo por inducción, etc.

1.1. CONSIDERACIONES RESPECTO AL FLUJO DE ENERGÍA

Dependiendo del tipo de carga, un inversor puede manejar una corriente de salida retrasada o adelantada con respecto a la tensión. Esta característica requiere que un inversor sea capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes. Por ejemplo, en la figura 2 se muestra un inversor alimentando a una carga inductiva. Si consideramos únicamente la componente fundamental de tensiones y corrientes se observa que en la secuencia de funcionamiento se producen las cuatro combinaciones posibles en cuanto al sentido de tensión y corriente (ver figura 3).

La capacidad de que disponen los inversores para funcionar en los cuatro cuadrantes permite también conseguir que el flujo neto de energía se realice desde la salida hacia la entrada, es decir que trabaje como un rectificador. Esta característica resulta especialmente interesante para la alimentación de motores de inducción puesto que permite el frenado regenerativo, es decir que el motor devuelva energía hacia la fuente de entrada durante el frenado. En la figura 4 se muestra el diagrama de bloques de un inversor trabajando en este modo de funcionamiento. Tal y como se observa en la figura 5, a partir de un cierto desfase de tensión y corriente la potencia de salida se hace negativa por lo que el inversor funcionaría como rectificador transfiriendo energía desde la salida hacia la entrada.

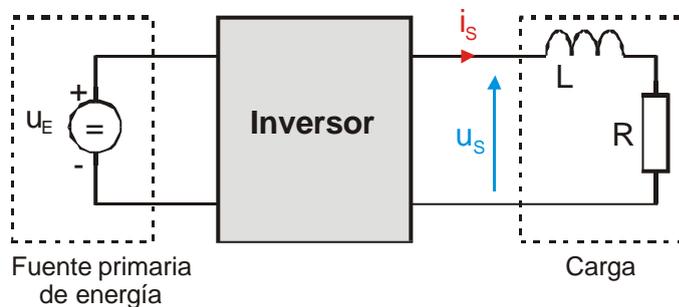


Figura 2: Inversor con carga R-L

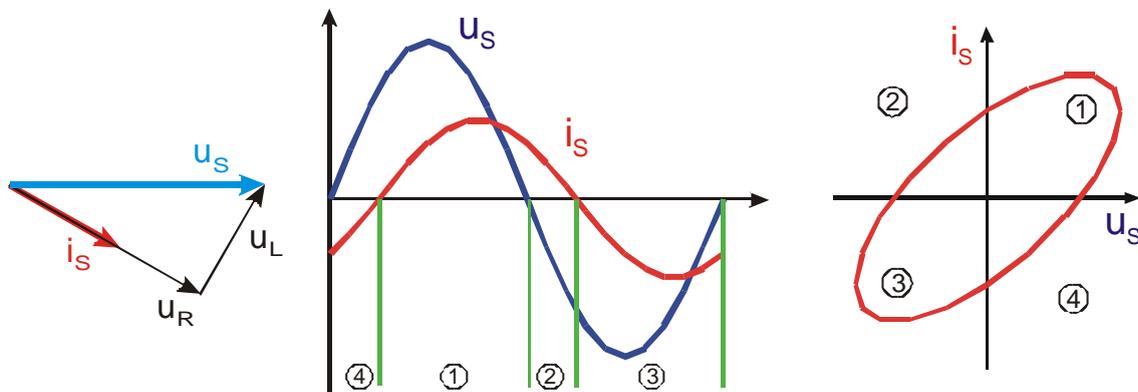


Figura 3: Funcionamiento de un inversor con carga inductiva

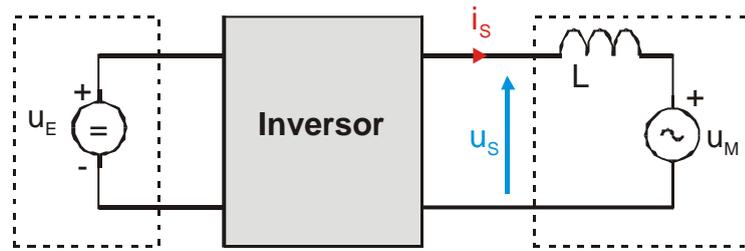


Figura 4: Inversor funcionando como rectificador

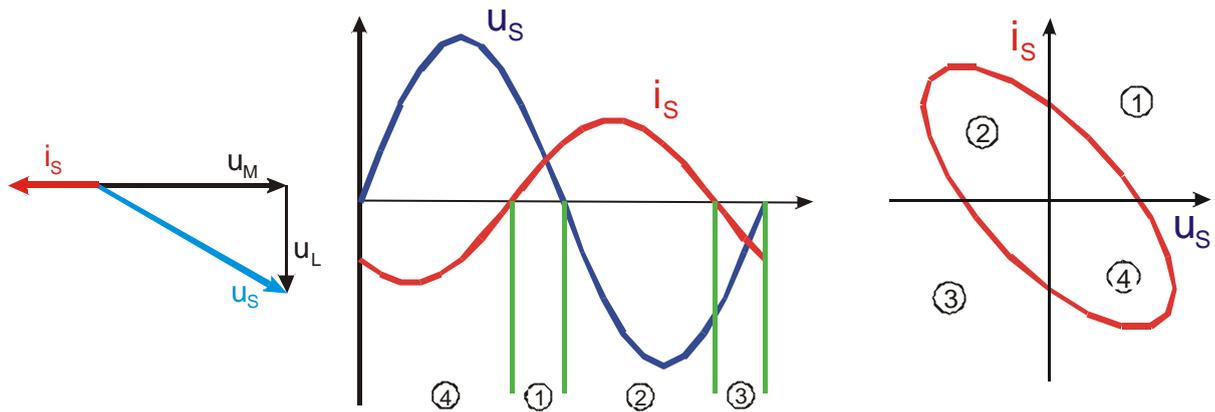


Figura 5: Funcionamiento como rectificador

1.2. MAGNITUDES BÁSICAS DE UN INVERSOR

En la mayoría de las aplicaciones de los inversores se busca obtener una señal próxima a una onda senoidal para alimentar una carga de potencia. Habitualmente es preciso incluir filtros en la salida para obtener una forma de onda adecuada. Por tanto, algunos de los parámetros de mayor importancia para la selección de la topología inversora y el método de control son aquellos que miden el nivel de distorsión de la señal de salida respecto a una señal senoidal pura. Los parámetros más empleados se listan a continuación.

◆ Distorsión del armónico de orden 'n':

$$D_n = \frac{V_n}{V_1} \quad [1]$$

Este parámetro indica la contribución de cada uno de los armónicos en la distorsión de la señal de salida.

◆ Distorsión armónica total:

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}{V_1} \cdot 100 \quad [2]$$

La distorsión armónica total indica la similitud de la forma de onda con una señal senoidal. Habitualmente se expresa en tanto por ciento.

◆ **Factor de distorsión del armónico de orden 'n':**

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 \cdot n^2} \quad [3]$$

Para filtrar la señal de salida de un inversor los filtros más empleados son de segundo orden, por lo que la atenuación que proporcionan es proporcional al orden del armónico al cuadrado. El factor de distorsión del armónico de orden 'n' definido en [3] tiene en cuenta este efecto y permite estimar cual será la eficacia del filtrado para cada armónico.

◆ **Factor de distorsión:**

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots} (V_n/n^2)^2}}{V_1} \quad [4]$$

El factor de distorsión indica el grado de aproximación de la señal a una onda senoidal teniendo en cuenta el orden de los armónicos.

1.3. CLASIFICACIÓN DE LOS INVERSORES

Los criterios habitualmente empleados para la clasificación de los inversores se han resumido en el esquema de la figura 6, los términos en inglés equivalentes se indican entre paréntesis.

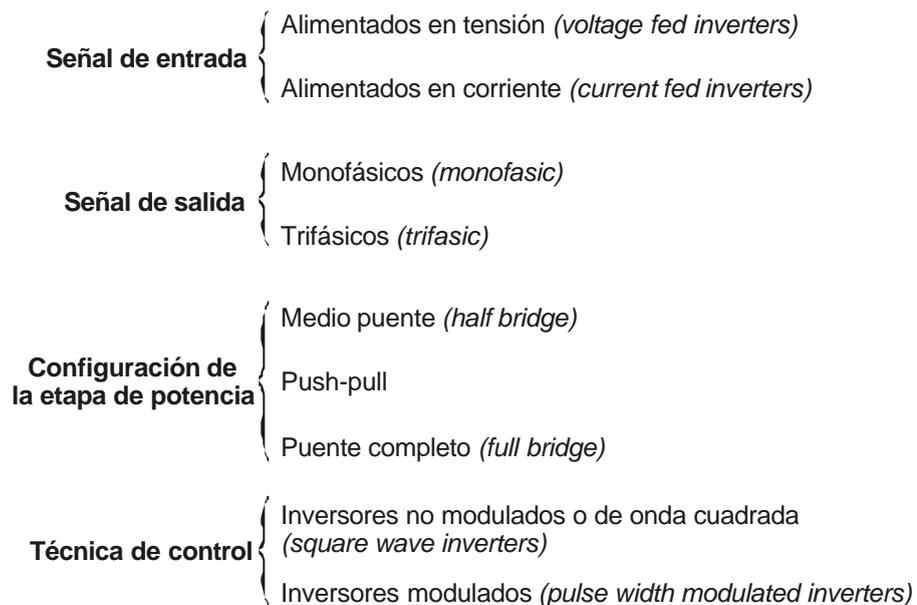


Figura 6: Clasificación de los convertidores continua – alterna

En función de las características de la señal de entrada los inversores se clasifican en: alimentados en tensión o alimentados en corriente. Si la fuente de entrada tiene un comportamiento aproximadamente equivalente al de una fuente de tensión ideal se dice que el inversor está alimentado en tensión. Si la fuente de entrada se puede aproximar mediante una fuente de corriente se dice que el inversor está alimentado en corriente. Las características eléctricas y la configuración de la etapa de potencia varían notablemente entre estos dos tipos de inversores.

Otra clasificación de los inversores puede hacerse en función del número de fases de la señal de salida, de este modo cabe distinguir entre: inversores monofásicos e inversores trifásicos.

La topología de potencia de un inversor depende de las dos clasificaciones anteriores, no obstante existen tres configuraciones básicas a partir de las cuales se deducen todas las demás:

- ◆ Inversor en medio puente (*half bridge inverter* en terminología inglesa)
- ◆ Inversor push-pull
- ◆ Inversor en puente completo (*full bridge inverter* en terminología inglesa)

Una última clasificación de los inversores se puede realizar en función del tipo de control. En los inversores de onda cuadrada (o inversores no modulados) la frecuencia de la señal de salida es la misma que la de conmutación de los dispositivos semiconductores del circuito. En los inversores modulados la frecuencia de conmutación es mayor que la de salida y el intervalo de conducción de los dispositivos semiconductores se hace variar para reducir el contenido armónico y facilitar el filtrado.

En los siguientes apartados (correspondientes a la lección 24 del temario) se describe el funcionamiento de las tres topologías básicas de inversores: medio puente, puente completo y push-pull. Para realizar el estudio se empleará la técnica de control más sencilla (control de onda cuadrada o sin modulación) aplicada a los inversores monofásicos alimentados en tensión.

2. INVERSORES DE ONDA CUADRADA

2.1. INVERSOR EN MEDIO PUENTE

El medio puente es la configuración inversora más sencilla. Se compone de dos fuentes de tensión de igual valor dispuestas en serie y de dos interruptores controlados, tal y como se muestra en la figura 7. El modo de funcionamiento más simple consiste en hacer

conmutar los interruptores Q+ y Q- con señales de control complementarias de forma que cada uno esté cerrado la mitad de un periodo. De este modo se obtiene una onda cuadrada de salida de amplitud $V_E/2$ y sin componente de continua.

Para la implementación práctica de un inversor en medio puente con IGBTs se emplea el circuito de la figura 8.a. Tal y como se comentó anteriormente, un inversor debe de poder trabajar en los cuatro cuadrantes por lo que es necesario emplear diodos en paralelo con los IGBTs. Por ejemplo, cuando el IGBT superior Q+ está en conducción la tensión de salida es positiva pero la corriente debe de poder tomar valores tanto positivos como negativos. En este caso, el diodo en paralelo con Q+ permite la circulación de corriente entrante.

Cuando se dispone únicamente de una fuente de continua de entrada la solución habitual es emplear un divisor capacitivo como el mostrado en la figura 8.b para obtener dos fuentes de valor $V_E/2$ en serie.

Para conseguir aislamiento entre la entrada y la salida en un inversor en medio puente se acopla la carga a través de un transformador.

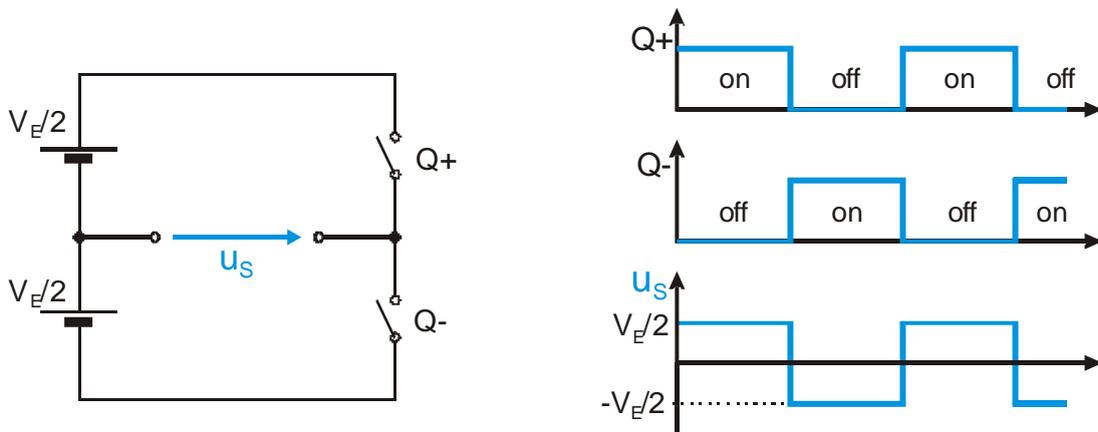


Figura 7: Funcionamiento básico de un inversor en medio puente

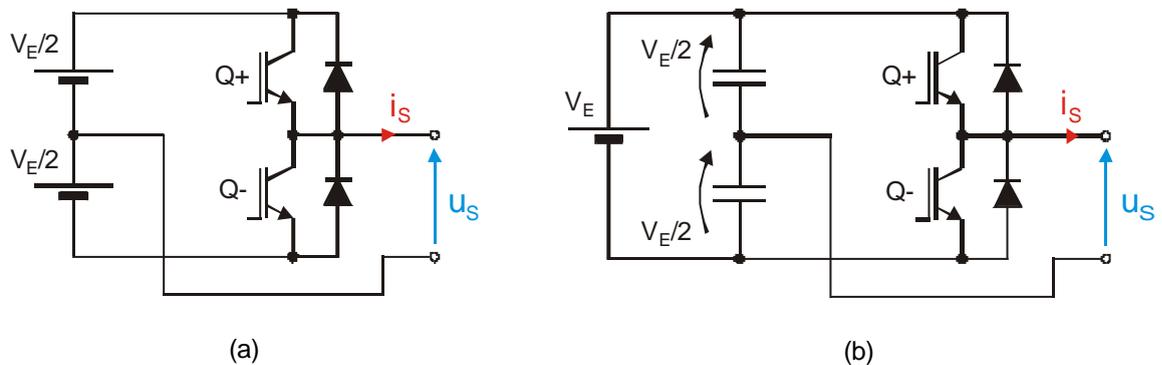


Figura 8: Implementación práctica de un inversor en medio puente con IGBT. (a) Con dos fuentes simétricas. (b) Con divisor capacitivo y fuente única

Para entrar en detalle de cómo afectan los diodos en antiparalelo e ilustrar el funcionamiento en cuatro cuadrantes veremos a continuación un ejemplo correspondiente a un inversor en medio puente alimentando a una carga R-L (ver figura 9).

Empleando señales complementarias para el gobierno de los IGBT se obtiene una forma de onda cuadrada en la salida U_S . En régimen permanente la corriente que circula por la carga es una sucesión de evoluciones exponenciales de valor medio nulo.

Mientras permanece encendido el transistor superior Q_+ , la corriente de salida del inversor i_S circula a través del diodo D_+ cuando es entrante (i_S negativa) y a través de Q_+ cuando es saliente (i_S positiva). En los intervalos de conducción de los diodos D_+ y D_- la transferencia de energía se realiza desde la salida hacia la entrada. Los diodos son por tanto necesarios para que el inversor pueda manejar reactiva.

En la figura 9 se ha incluido también la forma de onda de la tensión en el transistor Q_+ . La tensión máxima que soportan los transistores de un medio puente es el doble de la amplitud de la onda cuadrada de salida.

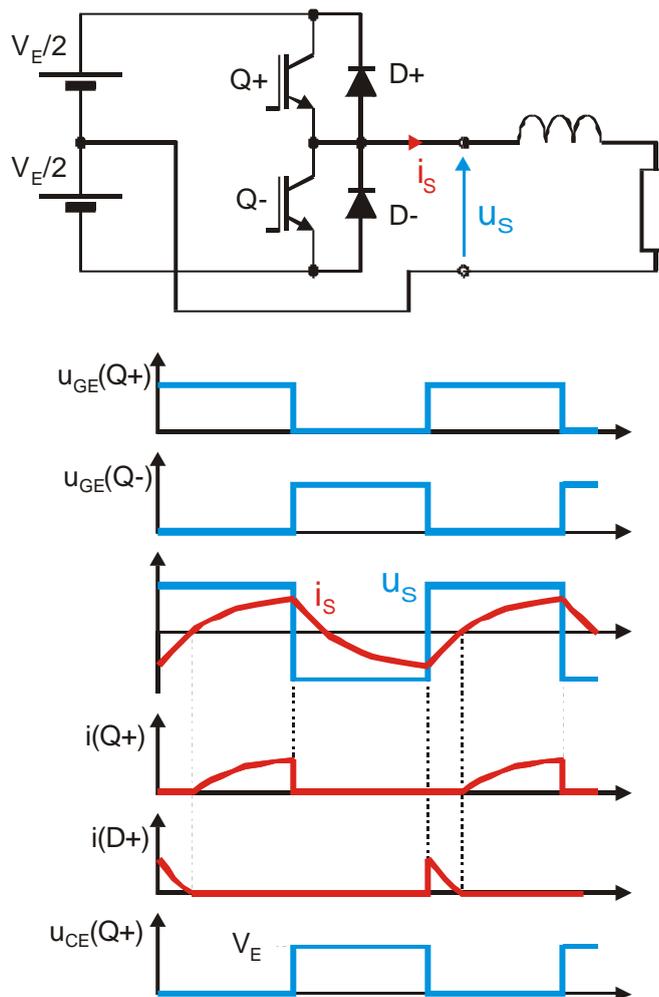


Figura 9: Formas de onda y esfuerzos en un inversor en medio puente con carga R-L

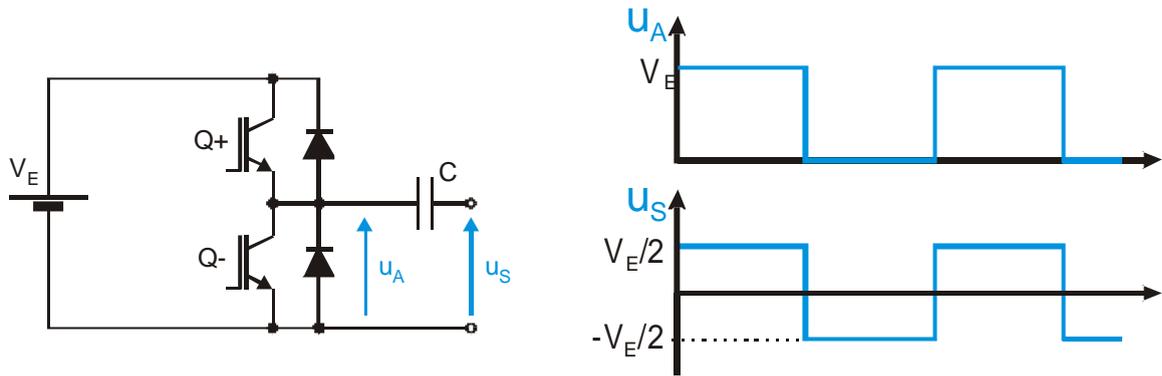


Figura 10: Medio puente asimétrico

La figura 10 muestra la configuración denominada medio puente asimétrico. En este circuito se genera una onda cuadrada que varía entre V_E y 0. Para eliminar la componente de continua se emplea un condensador en serie C. La señal de salida que se obtiene es una onda cuadrada de amplitud $V_E/2$.

Las características de un inversor en medio puente se pueden resumir en los siguientes puntos:

- ◆ Proporcionan una onda cuadrada. La señal de salida de un inversor en medio puente no modulado es una onda cuadrada, por lo que el contenido armónico es muy elevado y el filtrado es complejo.
- ◆ La amplitud de salida no es controlable. En un medio puente se obtiene una onda cuadrada cuya amplitud es igual a la tensión de alimentación. El único procedimiento para variar la amplitud de salida es mediante un convertidor previo que permita modificar la tensión de entrada al inversor.
- ◆ Frecuencia de salida variable. En un inversor en medio puente no modulado la frecuencia de salida es igual a la de conmutación de los interruptores.
- ◆ La tensión que soportan los interruptores es el doble de la amplitud de la señal cuadrada de salida.
- ◆ Los terminales de referencia para el gobierno de los interruptores no están referidos a un mismo punto. Este aspecto se estudia en detalle en apartados posteriores de esta lección.

2.2. INVERSOR PUSH-PULL

El inversor push-pull es una topología que emplea dos interruptores controlados y un transformador con toma media en el primario para obtener una onda cuadrada de alterna (ver figura 11). Al igual que en el medio puente se hace conmutar ambos transistores emplean-

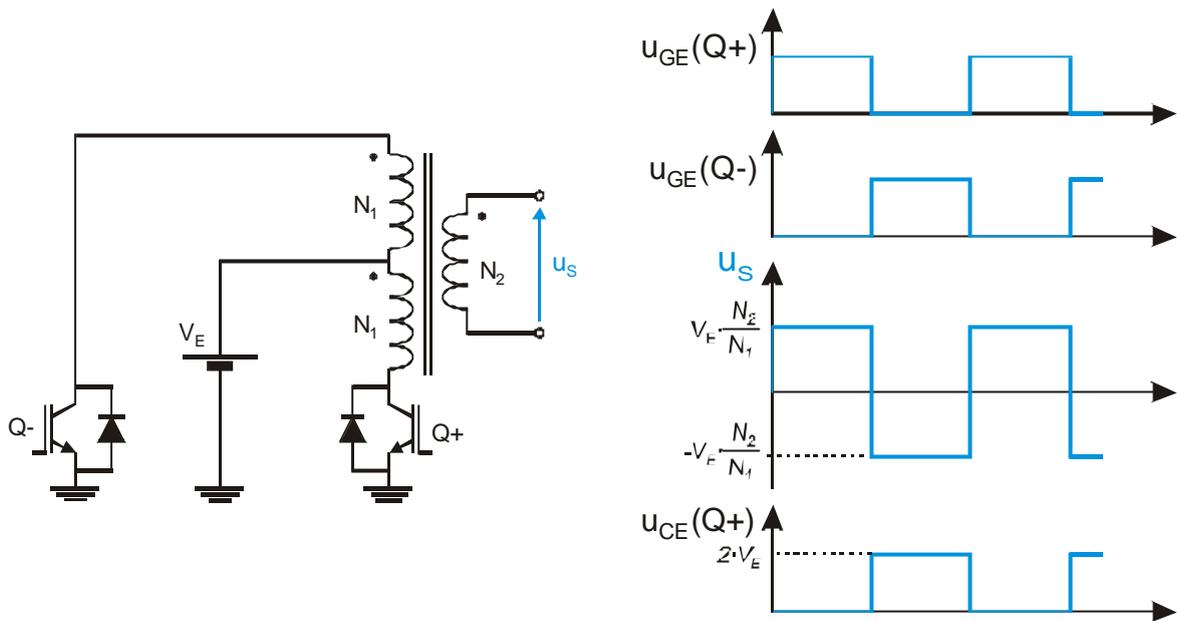


Figura 11: Formas de onda y funcionamiento de un inversor "push-pull"

do señales de control complementarias. De este modo, con Q+ cerrado, se aplica una tensión en el semidevanado inferior del primario del transformador que induce una tensión de salida positiva U_s . Cuando se abre Q+ y se cierra Q- la situación se invierte, quedando aplicada tensión en el semidevanado superior que induce una tensión de salida negativa. Mientras Q- permanece cerrado el transistor Q+ soporta el doble de la tensión de entrada V_E debido a que se suman las tensiones de los dos semidevanados de primario.

Las características de un inversor en push-pull se pueden resumir en los siguientes puntos:

- ◆ Proporcionan una onda cuadrada. Al igual que en el medio puente, la señal de salida de un inversor push-pull es una onda cuadrada, por lo que el contenido armónico es muy elevado.
- ◆ La amplitud de salida no es controlable. La tensión de salida es proporcional a la tensión de alimentación por lo que para el control de la amplitud es necesario un convertidor previo.
- ◆ Frecuencia de salida variable.
- ◆ La tensión máxima que soportan los interruptores es el doble de la tensión de alimentación.
- ◆ Las señales de control de ambos interruptores están referidas a un mismo punto. Esta característica simplifica la implementación del circuito de control como se verá posteriormente en esta lección.

2.3. INVERSOR EN PUENTE COMPLETO

En la figura 12 se muestra el esquema eléctrico de un inversor en puente completo. Un puente completo se compone de cuatro interruptores agrupados en dos ramas (*legs* en terminología inglesa). Una primera rama formada por los interruptores Q_1 y Q_2 y una segunda rama por Q_3 y Q_4 .

Al disponer de cuatro interruptores, el número de estados posibles es mayor que en un medio puente. Eliminando aquellas combinaciones que dan lugar a cortocircuitos de rama y aquellas en que la carga queda 'desconectada', se dispone de cuatro combinaciones de estados posibles. Estas combinaciones se ilustran en la figura 13. Como se observa en la figura, la tensión de salida puede tomar tres valores distintos: $+V_E$, $-V_E$ y 0. Esta característica permite mayores posibilidades de control. Las estrategias de control más simples que pueden emplearse en un puente completo son: control sin deslizamiento de fase y control con deslizamiento de fase.

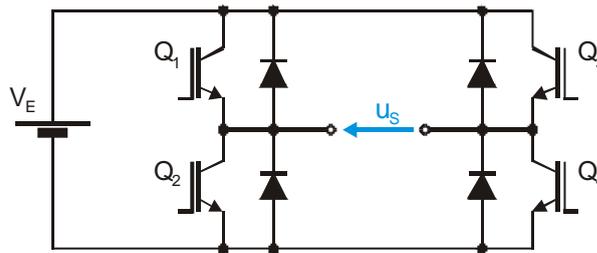


Figura 12: Esquema eléctrico de un inversor en puente completo

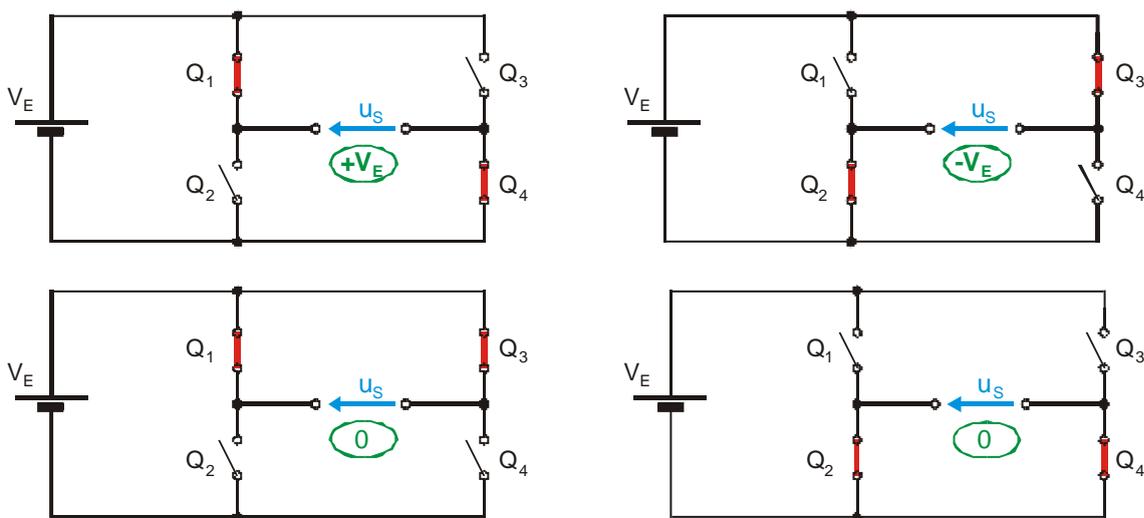


Figura 13: Combinaciones posibles para el control de un inversor en puente completo

2.3.1 PUENTE COMPLETO SIN DESLIZAMIENTO DE FASE

En el control sin deslizamiento de fase se hace conmutar alternativamente los interruptores de cada diagonal. Es decir, la mitad de un periodo permanecen cerrados Q_1 y Q_4 y la otra mitad Q_2 y Q_3 . De esta forma se obtiene una señal de salida cuadrada de amplitud V_E , tal como se muestra en la figura 14.

La principal diferencia respecto al medio puente es que, a igual esfuerzo de tensión en los semiconductores, se obtiene el doble de amplitud de la tensión de salida por lo que se duplica la capacidad de manejar potencia.

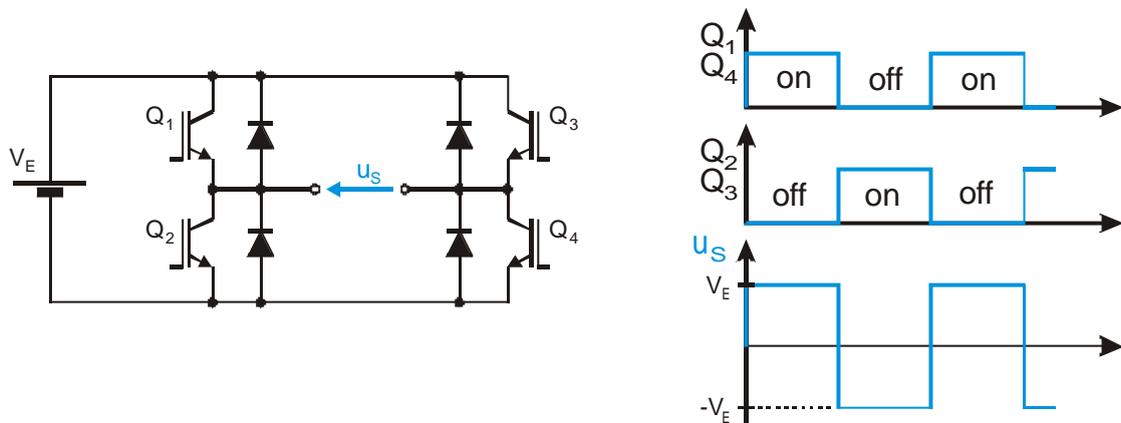


Figura 14: Puente completo sin deslizamiento de fase

2.3.2 PUENTE COMPLETO CON DESLIZAMIENTO DE FASE

En el modo de control sin deslizamiento de fase presentado en el apartado anterior las dos ramas que componen el puente completo trabajan desfasadas 180° entre sí. Si se modifica este ángulo de desfase se obtienen intervalos durante los cuales permanecen cerrados los dos transistores de la parte superior (Q_1 y Q_3) o los dos transistores de la parte inferior (Q_2 y Q_4) como se ilustra en la figura 15. De este modo se obtiene una tensión de salida con intervalos de valor cero.

Mediante el ángulo de desfase α entre las señales de control se ambas ramas se puede modificar la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida.

Otra ventaja del control con deslizamiento de fase es que el contenido armónico de la tensión de salida es menor debido a que la forma de onda obtenida es más próxima a una senoide.

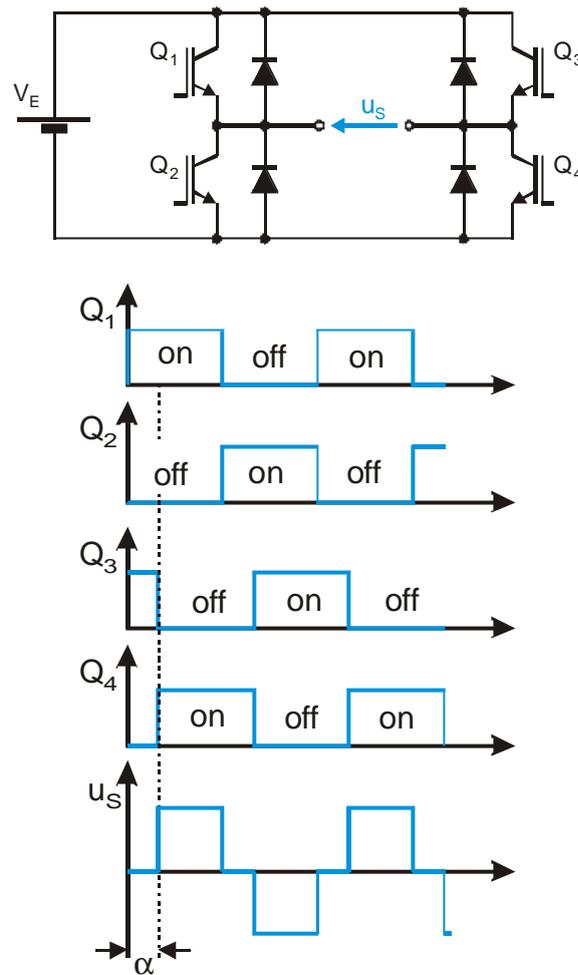


Figura 15: Inversor en puente completo con deslizamiento de fase

Las características de un inversor en puente completo se pueden resumir en los siguientes puntos:

- ◆ La tensión de salida puede tomar tres valores distintos: $+V_E$, $-V_E$ y 0. Esta característica incrementa las posibilidades de control en comparación con las topologías descritas anteriormente.
- ◆ Permite el control de la amplitud de salida. Modificando el ángulo de deslizamiento se puede ajustar la amplitud del armónico fundamental de la salida y controlar de este modo la potencia de salida.
- ◆ Permite reducir el contenido armónico en la salida. El empleo de intervalos con tensión de salida nula permite obtener formas de onda más próximas a una senoide.

3. CONTENIDO ARMÓNICO EN INVERSORES DE ONDA CUADRADA

Para muchas aplicaciones es preciso obtener una señal de salida próxima a una senoide por lo que el contenido armónico puede ser un factor determinante para escoger la topología o el método de control del inversor.

3.1. MEDIO PUENTE, PUSH-PULL Y PUENTE COMPLETO SIN DESLIZAMIENTO DE FASE: CONTENIDO ARMÓNICO

En los inversores de medio puente, push-pull y puente completo con control sin deslizamiento de fase la forma de la señal de salida es una onda cuadrada, por lo que el contenido armónico es bastante elevado. Aplicando el desarrollo en serie de Fourier a la forma de onda que se ilustra en la figura 16, se obtiene la siguiente expresión para el cálculo de la amplitud del armónico de orden 'n':

$$V_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cdot \text{sen}\left(n \cdot \frac{2p}{T} \cdot t\right) \cdot dt \quad [5]$$

sustituyendo la expresión de $v(t)$ y realizando el cambio de variable $q = \frac{2p}{T} \cdot t$ se obtiene:

$$V_n = \frac{2}{p} \int_0^p V_E \cdot \text{sen}(n \cdot q) \cdot dq \quad [6]$$

operando:

$$V_n = \frac{2 \cdot V_E}{n \cdot p} (1 - \cos(n \cdot p)) \quad [7]$$

por lo que la amplitud de la componente fundamental es:

$$V_1 = \frac{4 \cdot V_E}{p} \quad [8]$$

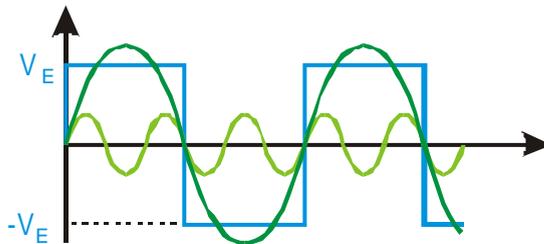


Figura 16: Análisis del contenido armónico de una onda cuadrada

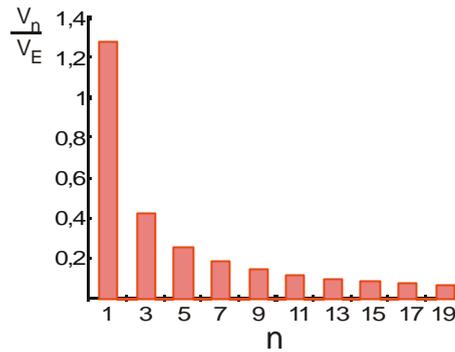


Figura 17: Contenido armónico de una onda cuadrada

La representación gráfica del contenido armónico calculado mediante [7] se muestra en la figura 17. La distorsión armónica total que se obtiene para una onda cuadrada es del 48%.

3.2. CONTENIDO ARMÓNICO DE UN INVERSOR EN PUENTE COMPLETO CON DESLIZAMIENTO DE FASE

En un puente completo con deslizamiento de fase la presencia de intervalos de valor cero en la salida reducen el contenido armónico de la señal de salida en mayor o menor medida dependiendo del ángulo de deslizamiento α .

Planteando el desarrollo en serie de Fourier tal y como se ilustra en la figura 18, y teniendo en cuenta que la forma de onda es alternada, se obtiene la amplitud del armónico de orden 'n' mediante la integral en un cuarto de periodo:

$$V_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi-a}{2}} V_E \cdot \cos(n \cdot q) \cdot dq \quad \text{para } n = 1,3,5,\dots \quad [9]$$

operando a partir de esta expresión se obtiene:

$$V_n = \frac{4 \cdot V_E}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen} \left(n \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \frac{a}{2} \right) \right) \quad \text{para } n = 1,3,5,\dots \quad [10]$$

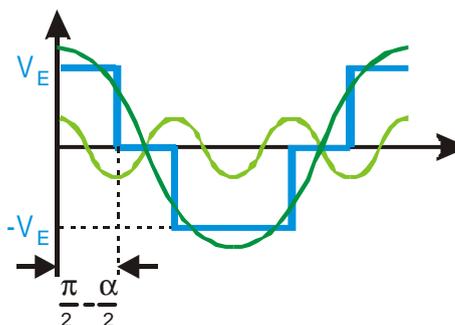
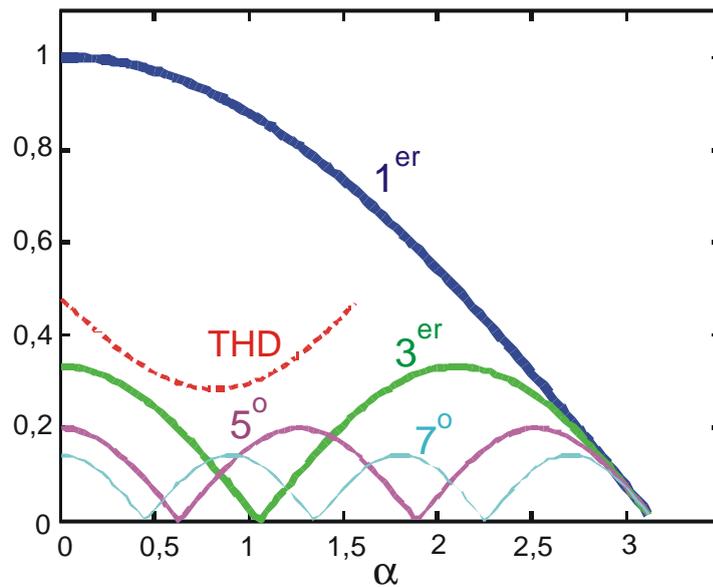


Figura 18: Obtención del contenido armónico de

un inversor con deslizamiento de fase

Figura 19: Contenido armónico en función del ángulo de deslizamiento α

En la figura 19 se muestra cómo varía la amplitud de los siete primeros armónicos en función del ángulo de deslizamiento α . Se observa que la distorsión armónica total (THD) alcanza su valor mínimo para un α ligeramente inferior a $\pi/3$.

4. CONTROL DE INVERSORES

En los siguientes apartados se analiza en detalle la problemática asociada al control de las topologías inversoras presentadas anteriormente.

4.1. PROBLEMÁTICA DEL CONTROL DE UN MEDIO PUENTE

LA figura 20 muestra el esquema de un inversor en medio puente. Tal y como se indicó anteriormente, para obtener una onda cuadrada se hace conmutar los interruptores de forma alternativa. Con este método de control idealmente se evita que conduzcan simultáneamente ambos transistores. En la práctica el tiempo de encendido y apagado de los transistores no son idénticos lo cual, añadido a los retrasos que pueda introducir el propio circuito de control, hace que sea muy probable la aparición de cortocircuitos puntuales de rama, a menos que se introduzca un cierto tiempo muerto t_p entre la señal de apagado de un transistor y la de encendido del otro (ver figura 20). Normalmente este tiempo muerto es de una duración mucho menor que un periodo y su efecto es despreciable para el análisis del circuito.

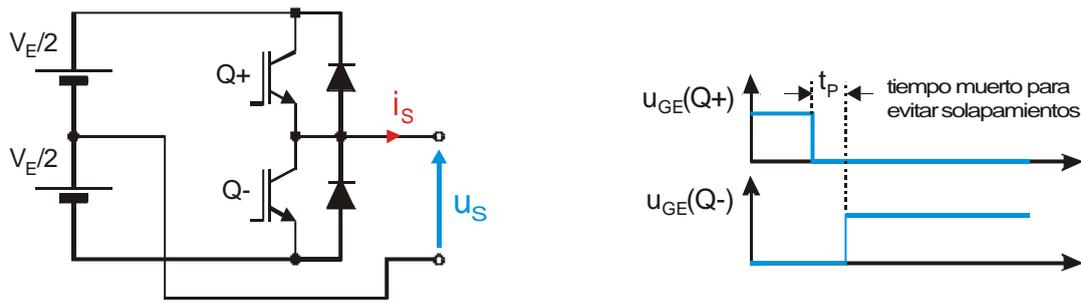


Figura 20: Tiempos muertos en las señales de control

Otro de los problemas asociados al control de un medio puente es la necesidad de aislamiento en las señales de gobierno de los transistores.

Normalmente, para la obtención de las señales de control se emplea circuitería digital convencional. En el caso de que la masa del circuito lógico de control coincida con el terminal de referencia de la señal de gobierno del transistor inferior Q- (ver figura 21), la conexión de la señal digital de salida U_C con el terminal de puerta del transistor inferior Q- sólo requiere un sencillo circuito de adaptación de nivel. Sin embargo, en un medio puente el terminal de referencia para el gobierno del transistor superior presenta una tensión que fluctúa respecto a la masa del circuito de control entre 0 y V_E , por lo que es preciso aislamiento entre la lógica de control y el terminal de puerta de Q+.

Una de las técnicas comúnmente empleadas para conseguir aislamiento para el gobierno del transistor superior consiste en el empleo de transformadores de impulsos (ver figura 21). En estos circuitos se precisa el empleo de una única fuente de alimentación para el control ya que la energía necesaria para conmutar el transistor superior se transfiere mediante el propio transformador de impulsos. En la lección 5 del temario se estudiaron las configuraciones más habituales para el gobierno de transistores mediante transformadores de impulsos.

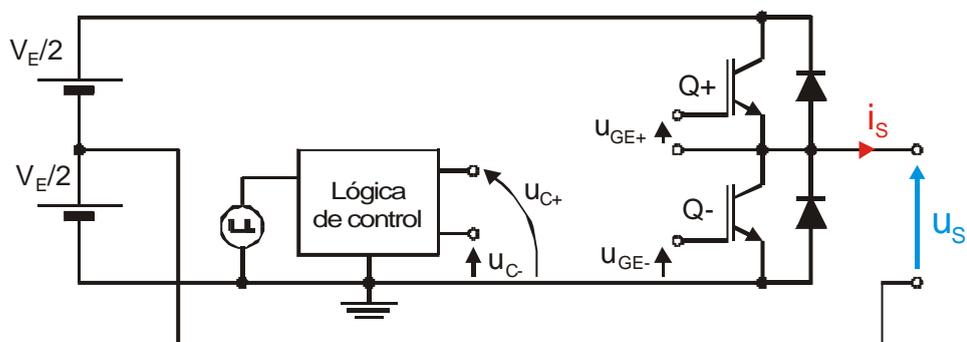


Figura 21: Necesidad de aislamiento en las señales de control

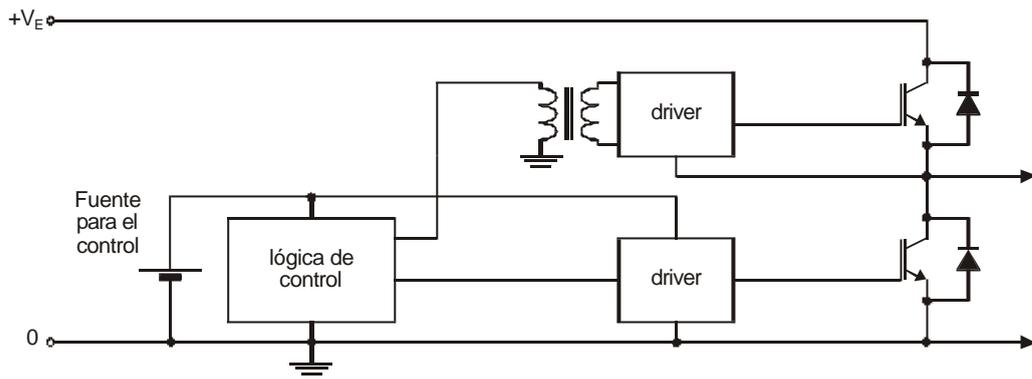


Figura 22: Aislamiento mediante transformador de impulsos

Otra de las técnicas habituales para el gobierno del transistor superior en un medio puente es el empleo de optoacopladores. El diagrama de bloques de este tipo de control se muestra en la figura 23. La energía necesaria para la conmutación del transistor superior se obtiene mediante una fuente aislada. El optoacoplador se emplea únicamente para obtener aislamiento respecto al circuito lógico de control.

En este esquema, el principal inconveniente es la necesidad de disponer de dos fuentes independientes aisladas entre si: una fuente para alimentar el driver del transistor superior y otra para alimentar la lógica de control y el driver del transistor inferior.

Una de las técnicas más comúnmente empleadas para obtener la alimentación necesaria para el driver del transistor superior en un medio puente es la conocida como "bootstrap". Esta técnica elimina la necesidad de implementar dos fuentes independientes empleando tan solo un diodo y un condensador (indicados como D_{BOOT} y C_{BOOT} en la figura 24). Cuando conmuta el transistor inferior del medio puente, el condensador C_{BOOT} se carga al potencia de la fuente de alimentación de la etapa de control a través de D_{BOOT} . El condensador C_{BOOT} debe ser lo suficientemente grande para garantizar la alimentación del driver superior en los intervalos en que el transistor inferior del medio puente está abierto.

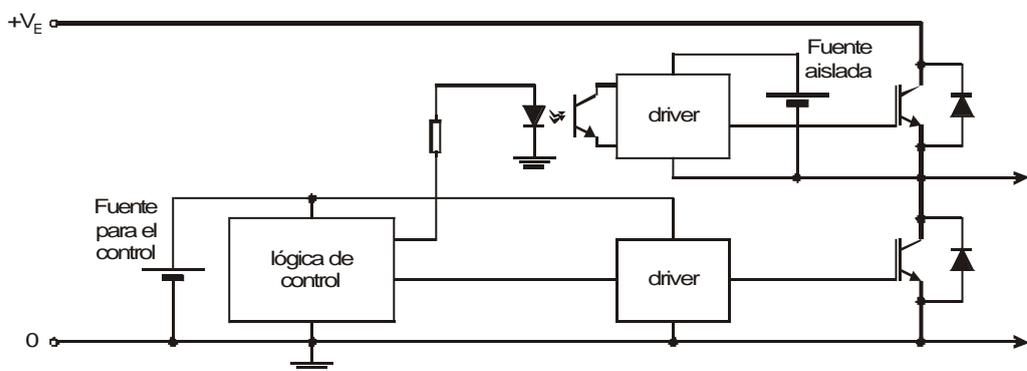


Figura 23: Aislamiento mediante optoacoplador

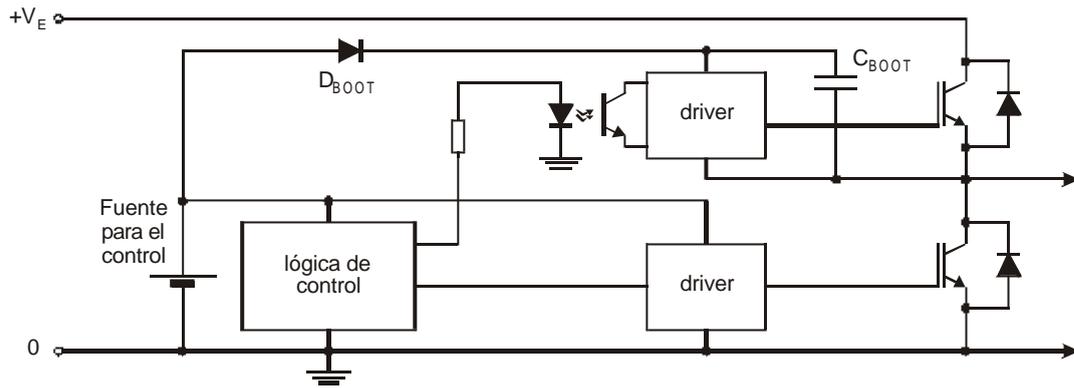


Figura 24: Obtención de una fuente auxiliar mediante la técnica "bootstrap"

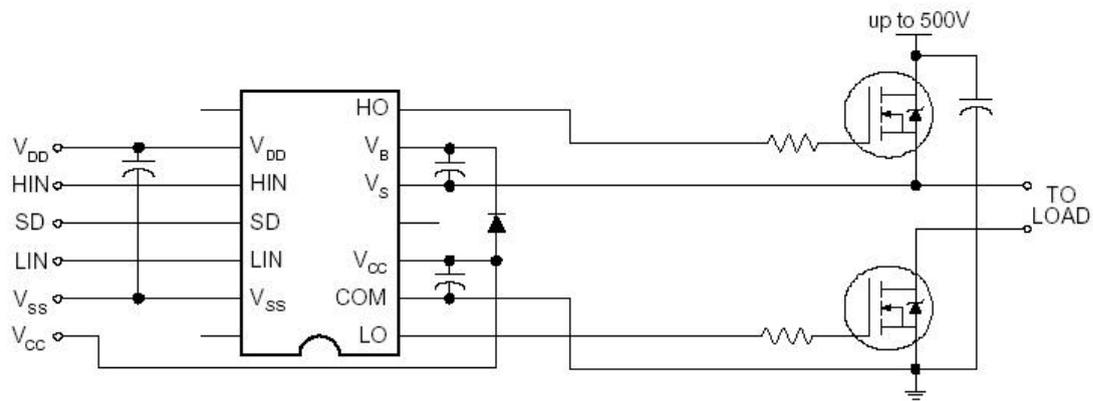


Figura 25: Circuito integrado para el control de un medio puente IR2110

Para la implementación práctica de circuitos de control para inversores se dispone actualmente de múltiples circuitos integrados y módulos híbridos o de tarjeta comerciales. Estos circuitos utilizan habitualmente alguna de las técnicas anteriormente descritas. Por ejemplo, para el control de un medio puente que emplee transistores MOSFET, uno de los circuitos integrados comerciales más empleados actualmente es el IR2110. El esquema de conexión típico para este integrado se muestra en la figura 25. Este circuito está diseñado para el gobierno de un medio puente mediante la técnica "bootstrap" y permite conmutar a una frecuencia de hasta 200kHz.

4.2. CONTROL DE UN INVERSOR PUSH-PULL

El inversor push-pull presenta los terminales de referencia para el gobierno de ambos transistores referidos a un punto común, lo que elimina la necesidad de emplear aislamiento para acoplar las señales de control. No obstante, presenta otras desventajas que limitan el campo de aplicación del push-pull como convertidor de potencia.

En primer lugar y, al igual que en el medio puente, es preciso el empleo de tiempos muertos en las señales de control de ambos transistores para evitar cortocircuitos puntuales en la fuente de entrada. Otro inconveniente es debido a que la energía almacenada en la in-

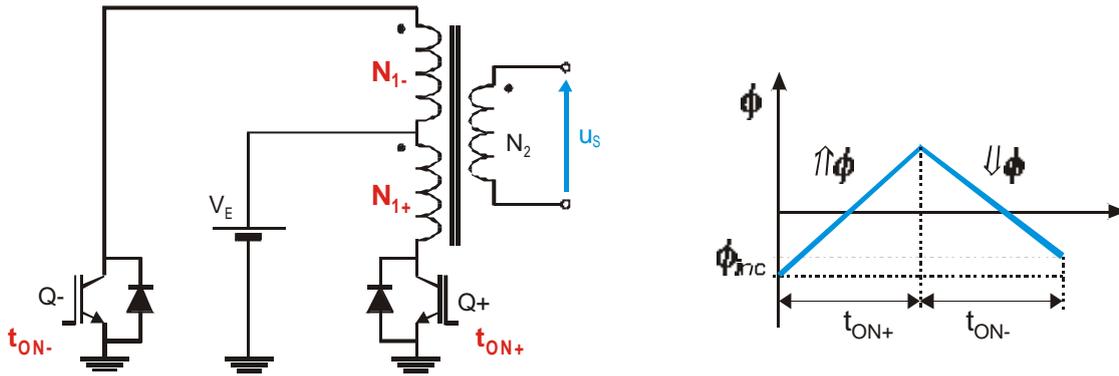


Figura 26: Problemática del control de un push-pull alimentado en tensión

ductancia de dispersión se descarga sobre los transistores en el instante de apertura incrementando las pérdidas de conmutación.

El inconveniente principal del push-pull alimentado en tensión es que el núcleo del transformador tiende a trabajar en saturación en parte del periodo. El motivo por el que esto ocurre se ilustra en la figura 26.

Durante el intervalo en que permanece cerrado el transistor Q+ el incremento del flujo en el núcleo del transformador se calcula:

$$\uparrow \mathbf{f} = \frac{V_E}{N_{1+}} \cdot t_{ON+} \quad [11]$$

En el intervalo en que Q- permanece en conducción el flujo disminuye según:

$$\downarrow \mathbf{f} = \frac{V_E}{N_{1-}} \cdot t_{ON-} \quad [12]$$

Idealmente el primario del transformador está formado por dos devanados idénticos, por lo que se cumple:

$$N_{1-} = N_{1+} \quad [13]$$

y el tiempo de encendido de ambos interruptores es el mismo:

$$t_{ON-} = t_{ON+} \quad [14]$$

por lo que el incremento [11] y el decremento [12] del flujo del transformador serían iguales. En la práctica resulta inevitable que exista una cierta asimetría en las señales de control, por lo que en cada periodo el flujo sube o baja una cantidad f_{inc} (ver figura 26). Esto lleva a la saturación del núcleo en pocos ciclo de conmutación del inversor.

Este efecto lleva a la aparición de sobrecorrientes en los transistores y a una mayor

disipación de potencia en el núcleo del transformador lo que hace que el push-pull alimentado en tensión se emplee en escaso número de aplicaciones.

4.3. CONTROL DE UN PUENTE COMPLETO

La problemática del control de un puente completo es la misma que la de un medio puente. Es preciso introducir tiempos muertos en las señales de control de los transistores de una misma rama para evitar la aparición de cortocircuitos puntuales y el gobierno de los transistores superiores de cada rama requiere aislamiento.

Cuando se emplea control con deslizamiento de fase es preciso emplear un circuito que permita ajustar el ángulo de desfase entre los transistores de ambas ramas, tal y como se muestra en la figura 27.

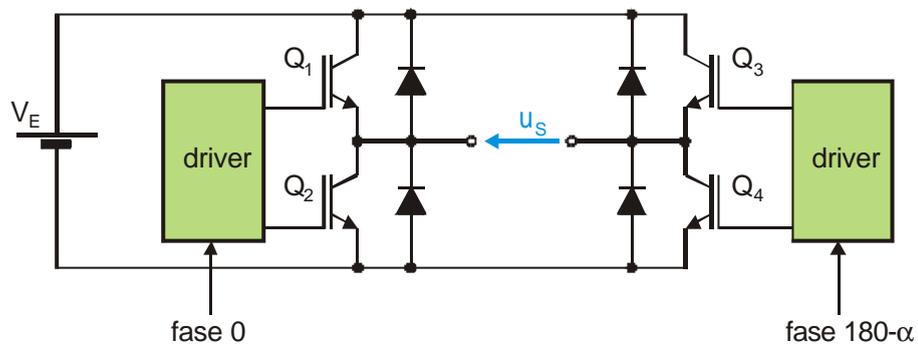


Figura 27: Control de un puente completo con deslizamiento de fase