

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electroenergética



TRABAJO DE DIPLOMA

Inversores resonantes para aplicaciones de soldadura.

Autor: Roberto Vera Montero

Tutores: MSc. Jorge Luis Portal Gallardo

MSc. Alain Amador León

Santa Clara

2005

Año de la Alternativa Bolivariana para las Américas

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electroenergética



TRABAJO DE DIPLOMA

Inversores resonantes para aplicaciones de soldadura.

Autor: Roberto Vera Montero

E-mail: rveramdvy@yahoo.es

Tutores: MSc. Jorge Luis Portal Gallardo

MSc. Alain Amador León

Facultad de Ingeniería Eléctrica. UCLV

E-mail: charle@uclv.edu.cu

Santa Clara

2005

Año de la Alternativa Bolivariana para las Américas



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de las Villas como parte de la culminación de los estudios de la especialidad de Telecomunicaciones y Electrónica autorizando a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización de la Universidad.

Firma del Autor.

Los abajo firmantes, certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Firma del Tutor.

Firma del Jefe de Dpto.

Donde se defiende el trabajo.

Firma del Responsable de
Información Científico- Técnica.

FRASE

Lo que sabemos es una gota de agua; lo que ignoramos es el océano.

Isaac Newton

AGRADECIMIENTOS.

Quiero agradecer a todos aquellos que de una forma u otra han contribuido a la realización de este trabajo.

En especial a mis tutores Alain y Portal por soportarme.

A Maykel por su ayuda.

Y a todos mis amigos.

DEDICATORIA.

En especial quiero dedicarle este trabajo a mi madre por ser la culminación de su afán de que yo estudie.

Dedico este trabajo de diploma, que constituye el resumen de mi vida como estudiante. A toda mi familia y amigos por el apoyo espiritual brindado.

TAREA TÉCNICA

Trabajo de diploma: “Inversores resonantes para aplicaciones de soldadura”.

Plan de Trabajo

1. Hacer una búsqueda bibliográfica en Internet y en las revistas especializadas sobre el estudio del arte en el tema, enfatizando en los últimos 5 años.
2. Proponer un modelo circuital de un inversor resonante que satisfaga los requerimientos de las fuentes y equipamientos de soldadura.
3. Obtener una metodología de diseño del inversor propuesto.
4. Simular en MATLAB los circuitos de regulación y fuerza del inversor para diferentes estados de carga.
5. Llegar a conclusiones de la factibilidad de su implementación práctica con criterios económicos.

Firma del Autor

Firma del Tutor

RESUMEN

En este trabajo se realiza con el objetivo de aumentar el conocimiento acerca del tema de los inversores resonantes en la soldadura con plasma, se realiza una revisión bibliográfica acerca de la aplicación de los inversores resonantes en la soldadura con plasma, se describen las principales características de los convertidores resonantes, su clasificación y configuraciones fundamentales, exponiéndose las topologías usuales de los inversores y circuitos resonantes, métodos de control complementado con un análisis teórico de las generalidades de los inversores resonantes y métodos de disminución de las pérdidas de conmutación, así como los semiconductores creados para la aplicación.

También se propone un circuito que cumple los requisitos y su circuito de control, así como un método de cálculo del inversor, circuito resonante, transformador, rectificador, filtro paso bajo.

Índice

	Pág
Introducción -----	1
Capítulo 1. Generalidades de los convertidores.	
1.1 Introducción -----	3
1.1.1 Especificaciones básicas del inversor -----	5
1.2 Convertidores resonantes -----	6
1.2.1 Clasificación de los convertidores resonantes -----	7
1.2.2 Conceptos básicos de circuitos resonantes -----	9
1.2.3 Conmutación a corriente cero y a cero voltaje -----	16
1. Convertidores resonantes de conmutación a corriente cero.-----	16
- Convertidor resonante ZCS de tipo L.-----	17
- Convertidor resonante ZCS de tipo M.-----	19
2. Convertidores de conmutación a voltaje cero.-----	20
 Capítulo 2. Topologías usuales y modos de control.	
2.1 Topologías usuales -----	24
2.1.1 Configuraciones bifásicas -----	24
2.1.2 Configuraciones trifásicas -----	26
2.2 Desarrollo de los semiconductores en este campo -----	27
2.3 Circuitos resonantes -----	29
2.4 Conmutación y regulación de voltaje -----	32
2.4.1 Regulación de la tensión de salida -----	32
2.4.2 Métodos de control PWM -----	34
-Modulación de la anchura de un impulso por período.-----	34
-Modulación de la anchura de varios impulsos iguales por período.-----	35
-Modulación senoidal de la anchura de impulso.-----	36

Capítulo 3 Proposición de circuitos de potencia, control y método de cálculo.	
3.1 Proposición del circuito del inversor resonante. -----	37
3.2 Diseño. -----	37
3.2.1 Rectificador. -----	37
3.2.2 Transformador. -----	40
3.2.5 Circuito resonante. -----	42
3.2.4 Inversor. -----	43
3.3 Circuito de mando. -----	44
3.4 Resultados obtenidos en la simulación en MATLAB. -----	47
Conclusiones -----	49
Recomendaciones -----	50
Bibliografía -----	51

INTRODUCCIÓN

La soldadura es un elemento fundamental en la mayoría de las producciones industriales, por lo que la mejora de los equipos y métodos de soldadura repercute sensiblemente en estas, debido a esta razón se han creado gran cantidad de métodos y tipos de soldadura, tratando en todo momento en mejorar la eficiencia, la calidad de la soldadura y aumentando la potencia para soldar láminas cada vez más gruesas.

El desarrollo industrial de la humanidad ha requerido mayores exigencias en cuanto a calidad y velocidad de las producciones, por lo que un cambio en estas repercute directamente en los niveles de vida de las personas y su poder adquisitivo.

En el caso de la soldadura eléctrica, ha habido un desarrollo vertiginoso empezando en la segunda mitad del siglo pasado. En este periodo se crearon varios tipos de soldadura entre ellas la soldadura con plasma, desarrollándose una gama de nuevos equipos electrónicos para su suministro y desarrollo.

En la actualidad la energía eléctrica consumida por el sector industrial representa en condiciones normales de trabajo un porcentaje significativo de la generación del Sistema Electroenergético Nacional.

La llegada del periodo especial y el creciente aumento de el precio del petróleo a raíz de la convulsa situación internacional, a llevado a nuestro país a realizar importantes reajustes y a tomar serias medidas de ahorro de la electricidad, por ello es necesario el estudio de formas más eficientes.

En Cuba un aumento en la eficiencia y de los métodos de la soldadura mejoraría las producciones actuales y las haría más competitivas en el mercado nacional e internacional.

Este trabajo se realiza con el objetivo de aumentar el conocimiento acerca del tema de los inversores resonantes en la soldadura y más específico en la soldadura con plasma. Realizando un análisis teórico de las generalidades de los inversores resonantes y métodos de control, así como los semiconductores creados para la aplicación apoyándose en la literatura existente y en INTERNET.

En el Capitulo I se realiza una revisión bibliográfica sobre el tema.

El Capitulo II se compone principalmente de un análisis general de las topologías más

usuales y modos de control, y el desarrollo de semiconductores en este campo.

En el Capítulo III se propone un circuito que cumple los requisitos para esta aplicación así como su circuito de control, se da un método de cálculo del inversor resonante propuesto.

Todo el funcionamiento del dispositivo está regulado por el circuito de gobierno y control que se encarga de generar las señales de disparo de los interruptores controlados, además de regular algunas de las variables de control de la carga y proporcionar protección contra sobretensión, sobrecorriente, fallos en la carga, etc.

Para validar toda la información teórica se realiza una simulación en el programa MATLAB (simulink) de todos los circuitos propuestos.

CAPITULO 1 Generalidades de los convertidores.

1.1 Introducción.

Una fuente de alimentación es un dispositivo que convierte la corriente eléctrica alterna a corriente continua [1]. La mayoría de los dispositivos electrónicos necesitan una fuente de energía estable, consistente y pura para funcionar correctamente. Existen muchas formas de nombrarlas y dependiendo del ámbito o sector se denominan de una forma u otra. También llamadas rectificadores, transformadores, convertidores, alimentadores, etc. [1].

El creciente aumento de productos electrónicos ha impulsado el auge y el desarrollo en las fuentes de alimentación. Las primeras fuentes de alimentación eran lineales. Un transformador que reducía la tensión de entrada de 220 VAC a otra tensión seguida de un puente de diodos y algún filtro para estabilizar la salida [1,7].

El inconveniente de las fuentes lineales es su gran tamaño y que disipan gran parte de la energía en calor [1]. Consecuentemente la vida de los componentes electrónicos que pueda incorporar se ve mermada por ese incremento de temperatura. Además la tensión de salida varía en función de la carga [6]. Hoy en día se siguen utilizando ya que generan un ruido y rizado menor. Además al tener poca electrónica son más inmunes a las radiaciones electromagnéticas.

Las necesidades en la carrera aeroespacial de reducir peso y consumo de toda la electrónica llevó al primer desarrollo de fuentes de alimentación conmutadas. El sistema básicamente consiste en transferir energía de manera controlada entre el primario y secundario. Así en los años cuarenta se hicieron los primeros trabajos en sistemas conmutados por parte de la NASA [1].

En principio era una tecnología muy cara y desconocida. Paulatinamente, el abaratamiento de la electrónica y la miniaturización, ha conseguido que las fuentes de alimentación conmutadas se abaraten considerablemente, ofreciendo mayor estabilidad, seguridad, eficiencia y a un precio similar a las fuentes lineales.

El proceso del arco con plasma tiene su origen sobre los años 50, durante la segunda guerra mundial en un esfuerzo por mejorar la unión de materiales en la construcción de aviones, un método de soldadura fue desarrollado mediante el uso de una barrera de gas inerte alrededor del arco para proteger la soldadura de la oxidación.

En el transcurso de las décadas siguientes se descubrió que restringiendo la salida por donde los gases inertes salen se aumentaba grandemente la temperatura producida por el proceso. Esto provocó un aumento dramático en la velocidad de salida de los gases, produciendo en última instancia un corte. Ya a partir de la década del 60 empezó el uso comercial del corte por arco de plasma, en esos momentos era un proceso extremadamente caro, y se usaba donde el tiempo de trabajo era casi continuo, para compensar el costo del equipo. El corte convencional del plasma predominó a partir la 1957 a 1970, requirió a menudo mezclas muy costosas del gas del argón y del hidrógeno y se desarrollaron para trabajos con metales ferrosos y no ferrosos [1]. Hoy en día se producen portables, con tamaños pequeños y bajos pesos. Muchos de estos cortadores de plasma son de 110V para soldadura de láminas de metal y otros trabajos ligeros, el próximo paso es construirlas portátiles con 220V, entre 50A y 80A.

El uso de inversores resonantes en soldadura y corte con plasma es una aplicación que data ya de algunos años de explotación. Existen empresas como SAF y NERTAJET HP que trabaja en estos equipos desde la década del 60 [9]. Actualmente se fabrican equipos con control digital de todo el proceso y con gran cantidad de prestaciones:

- Modo de operación único para toda la gamma de estos equipos.
- Memorización de parámetros de corte.
- Gran seguridad de pilotaje, favorecido por una construcción que permite la integración del ciclo autónomo de control del plasma con el pupitre de control de la máquina, permitiendo así al operario la visión directa del proceso y parámetros de corte al mismo tiempo.
- Visualización de todas las funciones necesarias y útiles para el manejo y el mantenimiento de la instalación.
- Gran capacidad de comunicación:
- Gran facilidad para la puesta a día de los parámetros de corte programados.

Las aplicaciones de estos equipos son:

- En caldererías, construcción naval, ferroviaria, agrícola, agroalimentaria, ventilación y climatización, talleres de chapa, mobiliario urbano, farolas...
- Para el corte de metales no férreos como el aluminio y sus aleaciones, aceros inoxidable, cobre y sus aleaciones, titanio.
- Para el corte de metales férreos como el acero al carbono.

El nivel de energía conseguido a través del arco de plasma permite, en determinados casos, aumentar las velocidades de soldadura; en otros, aumenta el nivel de penetración de los cordones y, en general, permite una gran estabilidad del arco, desde valores inferiores a un Amperio (micro-plasma) hasta valores superiores a 300 Amperios (macro-plasma), así como un mejor control de la distorsión.

1.1.1 Especificaciones básicas del inversor.

La siguiente lista de especificaciones es normalmente utilizada en inversores. Como es el caso de cualquier especificación, requieren simultáneamente de más especificaciones, las tolerancias, y lo más difícil será el plan que es el más costoso.

En las especificaciones, los inversores son generalmente usados para una entrada dada y un rendimiento, con máxima eficacia, es decir, el rendimiento debe dar máximo para una entrada dada.

- Voltaje de entrada rango, nominal.
- Potencia de entrada.
- Regulación de voltaje del rendimiento y frecuencia contra la carga y voltaje de la entrada.
- Factor de potencia de la carga.
- Forma de onda necesaria.
- Distorsión armónica de rendimiento y frecuencia contra la carga, factor de potencia, voltaje de entrada.
- Eficiencia global contra la carga.
- Temperatura ambiente
- Tamaño y peso.

- Requerimiento de protección.

1.2 Convertidores resonantes.

Se han visto a los suministros de potencia tradicionalmente como un periférico, en lugar de una parte integral del sistema. Pero como la electrónica a semiconductores tiene mayor cantidad de funciones por unidad de área y menor tamaño puede asumir un papel más grande en el mando de sistemas físicos. La computadora, automotor, los sistemas de las telecomunicaciones y la soldadura son los ejemplos de dónde esto está pasando hoy.

También, la tendencia hacia la lógica de bajo voltaje para VHSIC [8] y otras aplicaciones de la computadora han producido la onda de suministro de poder, regulación, y especificaciones de eficacia que son difícil y caras de encontrarse con la tecnología de hoy.

Para evitar las pérdidas de conmutación asociadas con los parásitos, en una topología debe escogerse que:

1. Ser recuperada la energía guardada en los elementos parasitarios
2. Realizar las transiciones del interruptor cuando que el voltaje o la corriente es casi cero.

Una clase de circuitos que aproximadamente satisfacen estas metas es el conversor resonante. Los conversores resonantes usan circuitos tanque L-C de segundo orden para controlar las proporciones de levantamiento de voltajes del interruptor y/o corrientes. Con suerte, los parásitos del circuito están incorporados como la parte de los elementos del tanque, y a bastantes altas frecuencias los parásitos del circuito son los elementos del tanque.

Si la frecuencia de la conmutación es igual a la frecuencia resonante del tanque, y si el Q es lo bastante alto, el componente fundamental de la onda-cuadrada aparecerá por la resistencia mientras que las armónicas aparecerán por el inductor. La corriente que fluye será entonces aproximadamente los sinusoidal, y en la fase con la onda cuadrada de voltaje [8].

El flujo de poder en un conversor resonante puede ser controlado variando la frecuencia. La impedancia del tanque se mueve con aumentos de la frecuencia fuera de la resonancia, mientras se reduce la carga actual.

1.2.1 Clasificación de los convertidores resonantes.

Los elementos de conmutación de los convertidores con control PWM pueden ajustarse para sintetizar la forma deseada del voltaje y/o de la corriente de salida. Sin embargo, los dispositivos se "activan" y "desactivan" en la corriente de la carga, con un valor di/dt alto. Los interruptores están sujetos a un esfuerzo por el alto voltaje, y las pérdidas de potencia por conmutación del dispositivo aumentan en forma lineal con la frecuencia de la conmutación. Las pérdidas de la activación y la desactivación pueden resultar una parte significativa de las pérdidas totales de potencia. También se producen interferencias electromagnéticas debidas a altos valores de di/dt y dv/dt en las formas de onda del convertidor.

Las desventajas del control PWM pueden eliminarse o minimizarse si los dispositivos de conmutación se "activan" o "desactivan" cuando el voltaje y/o la corriente que pasan por el dispositivo se hacen cero. El voltaje y la corriente son obligadas a cruzar por cero obteniéndose un circuito resonante LC, y, por consiguiente, se crea un convertidor de pulso resonante [1,3]. Los convertidores resonantes pueden ser clasificados en ocho tipos:

1. Inversores resonantes en serie.
2. Inversores resonantes en paralelo.
3. Inversor resonante en clase E.
4. Rectificador resonante en clase E.
5. Convertidores resonantes de conmutación a voltaje cero (ZVS).
6. Convertidores resonantes de conmutación a corriente cero (ZCS).
7. Convertidores resonantes de conmutación a voltaje cero en dos cuadrantes (ZVS).
8. Inversores resonantes de enlace en CD.

Inversores resonantes en serie

Los inversores resonantes en serie se basan en la oscilación resonante de la corriente. Los componentes de conmutación y el dispositivo de conmutación se colocan en serie con la carga, a fin de formar un circuito subamortiguado. La corriente a través de los dispositivos de conmutación abate hasta cero, debido a las características naturales del circuito.

Si el elemento de conmutación es un tiristor, se dice que está autoconmutado. Este tipo de inversor produce una forma de onda aproximadamente senoidal para una frecuencia de salida alta, que va desde 200 Hz hasta 100 KHz, y por lo regular, se utiliza en aplicaciones de salida relativamente fija (como la calefacción por inducción, la iluminación fluorescente o los generadores ultrasónicos). Debido a la alta frecuencia de conmutación, el tamaño de sus componentes es pequeño [1].

Existen varias configuraciones para los inversores resonantes en serie, dependiendo de la conexión de los dispositivos de conmutación y de la carga. Los inversores en serie se pueden clasificar en dos categorías:

1. Inversores resonantes en serie con interruptores unidireccionales
2. Inversores resonantes en serie con interruptores bidireccionales

Inversores resonantes en paralelo

Un inversor resonante en paralelo es el dual de un inversor resonante en serie. Es alimentado a partir de una fuente de corriente, por lo que el circuito ofrece una alta impedancia a la corriente en conmutación.

Inversor resonante de clase E

Un inversor resonante en clase E sólo utiliza un transistor, tiene bajas pérdidas de conmutación y obtiene una alta eficiencia, de más de 95%. Por lo general se utiliza en aplicaciones de baja potencia que requieran menos de 100 W, en particular en balastros

electrónicas de alta frecuencia para lámparas. El dispositivo de conmutación tiene que soportar un alto voltaje.

Este inversor se utiliza normalmente para un voltaje de salida fijo. Sin embargo, al modificar la frecuencia de conmutación, el voltaje de salida puede variar. La operación del circuito puede dividirse en dos modos: modo 1 y modo 2.

Rectificador resonante de clase E

Dado que los convertidores de CD a CD generalmente están formados por un inversor resonante de CD a CA y un rectificador de CA a CD, y un rectificador de diodos de alta frecuencia sufre de desventajas, tales como pérdidas por conducción y conmutación, oscilaciones parásitas y un alto contenido armónico de corriente de entrada. Un rectificador resonante en clase E, resuelve estas limitaciones. Utiliza el principio de la conmutación en voltaje cero del diodo. Esto es, el diodo se desactiva en el voltaje cero. La capacitancia de la unión del diodo se incluye en la capacitancia resonante C , y por lo tanto no afecta en forma adversa el funcionamiento del circuito.

1.2.2 Conceptos básicos de circuitos resonantes.

El circuito resonante (o sintonizado) el cual es fundamental para la operación de una amplia variedad de sistemas eléctricos y electrónicos de uso actual es una combinación de elementos R , L y C con una característica de respuesta en frecuencia similar a la que se ve en la figura siguiente.

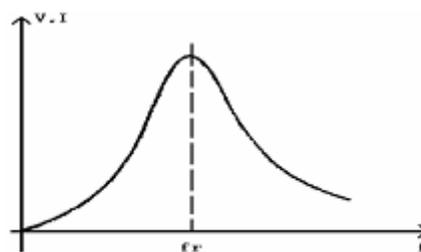


fig 1.1 Curva de resonancia

La respuesta es máxima para la frecuencia f_r disminuye hacia la derecha y hacia la izquierda de esta frecuencia. O sea para un intervalo particular de frecuencias la respuesta estará cerca del máximo o será igual a este.

Las frecuencias para el extremo izquierdo o derecho tienen niveles de voltaje muy bajo, y para todos los propósitos prácticos afectan muy poco a la respuesta del sistema.

El proceso de sintonización (colocar el control de sintonización para f_r) es por lo que se le llama circuito sintonizado. Cuando la respuesta está en o cerca del máximo, se dice que el circuito está en estado de resonancia.

El circuito eléctrico resonante debe tener tanto inductancia como capacitancia. Además siempre estará presente una resistencia debido a la carencia de elementos ideales o al control ofrecido en la forma de la curva de resonancia.

Cuando ocurre una resonancia por la aplicación de la frecuencia adecuada f_r , la energía que absorbe un elemento reactivo es la misma que libera otro elemento reactivo dentro del sistema. En otras palabras la energía pulsa de un elemento reactivo al otro.

El circuito resonante serie

Un circuito resonante debe tener un elemento inductivo y uno capacitivo. Siempre estará presente un elemento resistivo debido a la resistencia interna de la fuente (R_s), la resistencia interna del inductor (R_L) y cualquier resistencia agregada para controlar la forma de la curva de respuesta.

La potencia promedio para el resistor en la resonancia es $P = I^2 R$ y la potencia reactiva para el capacitor $Q_C = I^2 X_C$. La potencia reactiva para el inductor son $Q_L = I^2 X_L$. El triángulo de potencia en la resonancia muestra que la potencia aparente total (S) es igual a la potencia promedio disipada por el resistor (P) ya que $Q_L = Q_C$.

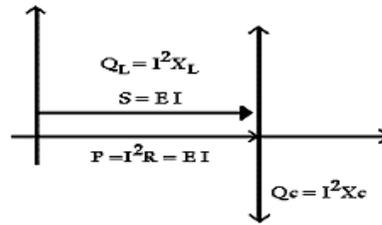


Figura 1.2 triángulo de potencia para el circuito resonante serie en la resonancia

El factor de potencia del circuito en la resonancia es:

$$F_p = \cos \theta = \frac{P}{S} \tag{1.1}$$

$$F_{ps} = 1$$

En la gráfica de la figura 1.3 se ve que la energía que absorbe el inductor del tiempo 0 a t_1 es igual a la energía que libera el capacitor de 0 a t_1 , ocurre lo opuesto de t_1 a t_2 y así sucesivamente.

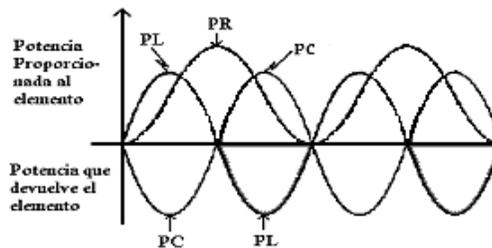


Figura 1.3 curvas de potencia en la resonancia del circuito serie.

Si trazamos a continuación la magnitud de la corriente igual a E/Z_T en función de la frecuencia, para una tensión aplicada fija E , obtendremos la curva que se muestra en la figura 1.4, que se eleva de cero a un valor máximo de E/R , (donde es mínimo) luego cae hacia cero (a medida que Z_T aumenta) con una pendiente menor que la de elevación al valor pico. En realidad, la curva es la inversa de la impedancia en función de la frecuencia y, puesto que la curva no es absolutamente simétrica en torno a la frecuencia resonante, la curva de la corriente en función de la frecuencia tiene la misma propiedad.

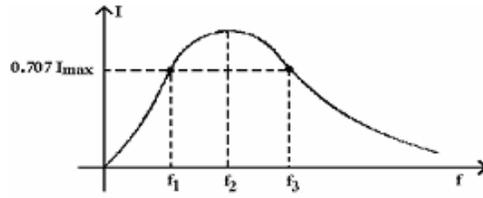


Figura 1.4 I en función de f para el circuito resonante en serie.

Hay una gama definida de frecuencias en que la corriente se acerca a su valor máximo y la impedancia a su mínimo. Esas frecuencias corresponden a 0.707 de la corriente máxima y se denominan banda de frecuencias, frecuencias de corte o de media potencia. Se indican por medio de f_1 y f_2 en la figura 1.4. La gama de frecuencias entre las dos citadas se denomina ancho de banda (que se abrevia AB) del circuito resonante.

Puesto que el circuito resonante se ajusta para escoger cierta banda de frecuencias, la curva de la figura 1.4 se denomina curva de selectividad. Cuanto más pequeño sea el ancho de banda, tanto mayor será la selectividad. La forma de la curva, como se muestra en la figura 1.5 depende en cada elemento del circuito R-L-C en serie. Si se hace menor la resistencia con una inductancia y una capacitancia fijas, el ancho de banda disminuirá y la selectividad se incrementará. Así mismo, si la razón L/C aumenta con la resistencia fija, el ancho de banda volverá a disminuir aumentando la selectividad.

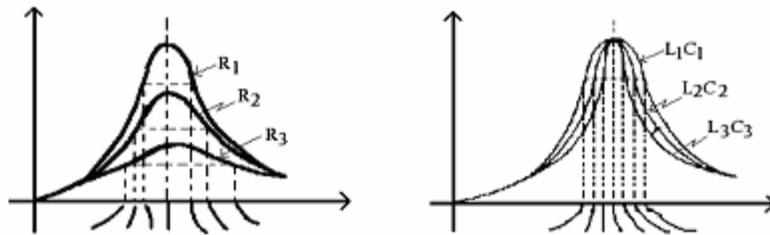


Figura 1.5 efecto R, L, C sobre de selectividad para el circuito resonante en serie.

En términos de, Q_S , si R es mayor para la misma, X_L , Q_S será menor, como se determina por medio de la ecuación $Q_S = \omega_S L/R$. Por tanto, una Q_S pequeña se asocia a una curva resonante

con un gran ancho de banda y poca selectividad, mientras que una Q_s grande indica lo contrario.

Para los circuitos en que $Q_s \geq 10$, una aproximación muy aceptada es que la frecuencia resonante biseca el ancho de banda y que la curva resonante es simétrica a ambos lados de la frecuencia resonante. Esas condiciones se muestran en la figura 1.6, indicando que las frecuencias de corte son entonces equidistantes de la frecuencia resonante.

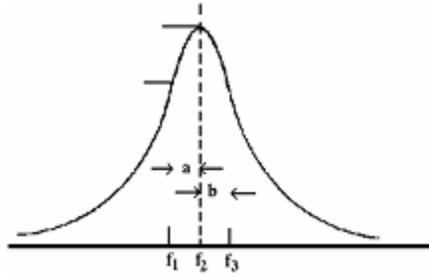


Figura 1.6 curva aproximada para el circuito resonante en serie con Q_s .

$$\omega_1 = -\frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \quad (1.2)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \right] \quad (1.3)$$

$$\omega_2 = \frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \quad (1.4)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{R}{2L} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}} \right] \quad (1.5)$$

$$AB = f_2 - f_1 = \frac{R}{2\pi L} \quad (1.6)$$

$$AB = \frac{f_s}{Q_s} \quad (1.7)$$

$$\frac{f_2 - f_1}{f_s} = \frac{1}{Q_s} \quad (1.8)$$

La razón $(f_2 - f_1)/f_s$ se denomina a veces ancho de banda fraccional.

Al trazar la magnitud (valor efectivo) de las tensiones V_R , V_L y V_C y la corriente I en función de la frecuencia para el circuito resonante en serie en el mismo conjunto de ejes, se obtienen las curvas que se muestran en la figura 1.7. Obsérvese que la curva V_R tiene la misma forma que la I y un valor pico igual a la magnitud de la tensión de entrada E . La curva V_C aumenta lentamente al principio, desde un valor igual a la tensión de entrada, puesto que la reactancia del capacitor es infinita (circuito abierto) a la frecuencia cero y la reactancia del inductor es cero (circuito en corto) a esta frecuencia. Al aumentar, $1/wC$ de la siguiente ecuación se hace menor, pero I aumenta a un índice más rápido que el de disminución de $1/wC$; por ende, V_C aumenta y sigue haciéndolo debido al rápido incremento de la corriente, hasta que la frecuencia se acerca a la resonancia.

$$V_C = IX_C = I \frac{1}{wC} \quad (1.9)$$

Cuando ocurre esto, el índice de cambio de I disminuye y el factor $1/wC$, que disminuye al elevarse la frecuencia, sobrepasará el índice de cambio de I y V_C comenzará a disminuir.

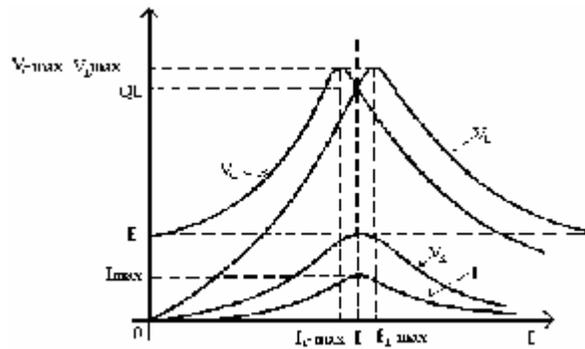


Figura 1.7 V_R , V_L , V_C , e I en función de la frecuencia para un circuito resonante en serie.

El valor pico se presentará a una frecuencia inmediatamente anterior a la de resonancia. Después de la resonancia, tanto V_C como I disminuirán en magnitud y $1/C$ se acercará a cero: Cuanto más alta sea la Q_S del circuito, tanto más se acercará $f_{Cmáx}$ a f_S y tanto más cerca estará $V_{Cmáx}$ de $Q_S E$. Para circuitos con $Q_S \geq 10$, $f_{Cmáx} \approx f_S$ y $V_{Cmáx} \approx Q_S E$. La curva para V_L aumenta constantemente de cero a la frecuencia de resonancia, puesto que ambas cantidades ωL e I , de la ecuación de V_L aumentan en esa gama de frecuencias.

$$V_L = I X_L = \omega L I \quad (1.10)$$

En la resonancia, I alcanza su máximo valor, pero ωL sigue aumentando; por ende, V_L alcanzará su valor máximo después de la resonancia. Después de alcanzar su valor pico, la tensión cae hacia E , puesto que la disminución de I sobrepasa el aumento de ωL . Se acerca a E porque X_L será eventualmente infinita y X_C será cero.

Al aumentar la Q_S del circuito, la frecuencia $f_{Lmáx}$ disminuye hacia f_S y $V_{Lmáx}$ se acerca a $Q_S E$. Para circuitos con $Q_S \geq 10$, $f_{Cmáx} \approx f_S$ y $V_{Cmáx} \approx Q_S E$.

La curva V_L tiene una mayor magnitud que la de V_C para cualquier frecuencia por encima de la resonancia y la curva V_C tiene una mayor magnitud que la de V_L para cualquier frecuencia por debajo de la resonancia. Esto vuelve a verificar el hecho de que el circuito R-L-C en serie es predominante capacitivo de cero a la frecuencia resonante y predominantemente inductivo para cualquier frecuencia por encima de la resonancia.

Para la condición $Q_S \geq 10$, las curvas de la figura 1.7 aparecerán como se muestra en la figura 1.8. Obsérvese que alcanzan un valor pico (sobre una base aproximada) a la frecuencia resonante y tiene una forma similar.

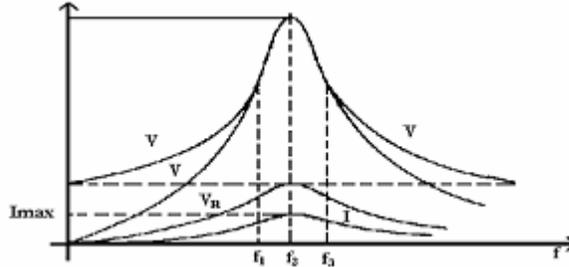


Figura 1.8 curvas aproximadas de V_R , V_L , V_C para un circuito resonante en serie donde $Q_S \geq 10$.

El circuito resonante paralelo.

Este circuito es el dual del circuito resonante serie.

1.2.3 Conmutación a corriente cero y a cero voltaje.

1. Convertidores resonantes de conmutación a corriente cero

Los interruptores de un convertidor resonante de conmutación a corriente cero (ZCS) se "activan" y se "desactivan" en la corriente cero. Ha sido clasificado en dos tipos: el tipo L y el tipo M. En ambos tipos, el inductor L limita el di/dt de la corriente de conmutación, y L y C constituyen un circuito resonante en serie. Cuando la corriente de conmutación es cero, existe una corriente igual a $C_j d_v/dt$ que fluye a través de la capacitancia externa C_1 debido a una pendiente finita del voltaje de conmutación en el momento de la desactivación. Este flujo de corriente causa disipación de potencia en el interruptor y limita la alta frecuencia de conmutación.

El interruptor se puede poner en práctica ya sea en configuración de media onda, donde el diodo D_1 permite un flujo de corriente unidireccional, o en configuración de onda completa,

donde la corriente de conmutación puede fluir en forma bidireccional. En la realidad, los dispositivos no se desactivan en la corriente cero debido a los tiempos de recuperación. Como resultado, una cierta cantidad de energía queda atrapada en el inductor L del tipo de configuración L, y aparecen transitorios de voltaje a través del interruptor. Esto favorece la configuración de tipo L sobre el tipo M.

- Convertidor resonante ZCS de tipo L

La operación del circuito se puede dividir en cinco modos.

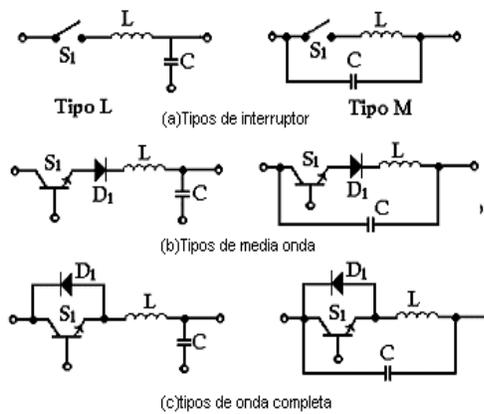


Figura 1.9 Configuración de interruptor para los convertidores resonantes ZCS.

Definiremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada uno de los modos.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_1$. El interruptor S_1 se activa y conduce el diodo D_m . La corriente del inductor i_L , que se eleva en forma lineal, está dada por:

$$i_L = \frac{V_s}{L} t \tag{1.11}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_1$ cuando $i_L(t = t_1) = I_0$. Esto es, $t_1 = I_0 L / V_s$.

Modo 2. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_2$. El interruptor S_1 se mantiene activo, pero el diodo D_m está inactivo. La corriente del inductor i_L está dada por:

$$i_L = I_m \text{sen}(w_0 t) + I_0 \quad (1.12)$$

Donde $I_m = V_s \sqrt{\frac{C}{L}}$ y $w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

El voltaje del capacitor V_C esta dado por

$$V_C = V_s (1 - \cos w_0 t) \quad (1.13)$$

La corriente pico de conmutación, que ocurre en $t = \left(\frac{\pi}{2}\right)(LC)^{\frac{1}{2}}$ es

$$I_p = I_m + I_0 \quad (1.14)$$

El voltaje pico del capacitor es:

$$V_{Cp} = 2V_s \quad (1.15)$$

Este modo termina en $t = t_2$ cuando $i_L(t = t_2) = I_0$, y $V_C(t = t_2) = V_{c2} = 2V_s$. Por lo tanto:

$$t_2 = p(LC)^{\frac{1}{2}} \quad (1.16)$$

Modo 3. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_3$. La corriente del inductor que se abate desde I_0 hasta cero está dada por:

$$I_L = I_0 - I_m \text{sen} w_0 t \quad (1.17)$$

El voltaje del capacitor es:

$$V_C = 2V_s (1 - \cos w_0 t) \quad (1.18)$$

Este modo termina en $t = t_3$ cuando $i_L(t = t_3) = 0$ y $V_C(t = t_3) = V_{C3}$.

$$t_3 = (LC)^{\frac{1}{2}} \operatorname{sen}\left(\frac{1}{x}\right) \quad (1.19)$$

Donde:

$$x = \frac{I_m}{I_0} = \left(\frac{V_s}{I_0}\right) \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.20)$$

Modo 4. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_4$. El capacitor suministra la corriente de carga I_0 y su voltaje está dado por:

$$V_C = V_{C3} - \frac{I_0}{C} t \quad (1.21)$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_3$ cuando $V_C = (t = t_4) = 0$. Por lo tanto $t_4 = V_{C3}C/I_0$.

Modo 5. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_5$. Cuando el voltaje del capacitor tiende a ser negativo, el diodo D_m conduce. La corriente de la carga I_0 fluye a través del diodo D_m . Este modo termina en el tiempo $t = t_3$ cuando el interruptor S_1 vuelve a activarse, y el ciclo se repite. Esto es $t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$.

El voltaje pico de conmutación es igual al voltaje de alimentación de CD, V_s . Dado que tanto en la activación como en la desactivación la corriente de conmutación es cero, las pérdidas de conmutación, que son el producto de V y de i , se hacen muy pequeñas. La corriente pico resonante I_m debe ser mayor que la corriente de carga I_0 , lo que pone un límite al valor máximo de la resistencia de la carga, R . Sin embargo, colocando un diodo antiparalelo a través del interruptor, el voltaje de salida se puede hacer insensible a las variaciones de la carga.

- Convertidor resonante ZCS de tipo M

La operación del circuito puede dividirse en cinco modos. Definiremos el origen del tiempo, $t = 0$, al principio de cada uno de los modos. Las ecuaciones de los modos son similares a las del convertidor de tipo L, a excepción de las siguientes.

Modo 2. El voltaje del capacitor V_C está dado por

$$V_C = V_S \cos \omega_0 t \quad (1.22)$$

El voltaje pico del capacitor es igual a V_S . Al final de este modo en $t = t_2$, $V_C(t = t_2) = V_{C2} = V_C$

Modo 3. El voltaje del capacitor está dado por $-V_C$ del modo 1.

Al final de este modo en $t = t_3$, $V_C(t = t_3) = V_{C3}$. Deberá observarse que V_{C3} tendrá un valor negativo.

Modo 4. Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $V_C(t = t_4) = V_{C5}$. Entonces.

$$t_4 = (V_S - V_{C3}) \left(\frac{C}{I_0} \right) \quad (1.23)$$

2. Convertidores de conmutación a voltaje cero.

Los interruptores de un convertidor resonante de conmutación a voltaje cero (ZVS) se "activan" y se "desactivan" en el voltaje cero. El circuito resonante correspondiente se muestra en la figura 1.10a. Para lograr la conmutación a voltaje cero, el capacitor C se conecta en paralelo con el interruptor S_1 . La capacitancia interna de conmutación C_j se añade en el capacitor C , y sólo afecta la frecuencia resonante, contribuyendo por lo tanto a que no exista excitación de potencia en el interruptor. Si el interruptor está organizado con un transistor Q_1 y un diodo D_1 en antiparalelo, tal y como se muestra en la figura 1.10b, el voltaje a través de C permanece fijo mediante D_1 , y el interruptor se opera en una configuración de media onda. Si el diodo D_1 se conecta en serie con Q_1 , tal y como se muestra en la figura 1.10c, el voltaje a través de C podrá oscilar con libertad, y el interruptor operará entonces en configuración de onda completa.

Un convertidor resonante ZVS es dual de un convertidor resonante ZCS. Las ecuaciones correspondientes al convertidor resonante ZCS del tipo M pueden aplicarse, siempre que I_m sea reemplazado por V_c y viceversa, L por C y viceversa, así como V_s por I_0 y viceversa. La

operación del circuito puede dividirse en cinco modos. Definiremos el origen del tiempo $t = 0$, al principio de cada uno de los modos.

Modo 1. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_1$. Tanto el interruptor S_1 como el diodo D_m están inactivos. El capacitor se carga a la velocidad constante de la corriente de carga I_0 . El voltaje del capacitor V_c está dado por:

$$V_c = \left(\frac{I_0}{C}\right)t \tag{1.24}$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_1$ cuando V_c tiene como valor V_s . Esto es:

$$t_1 = \frac{V_s C}{I_0} \tag{1.25}$$

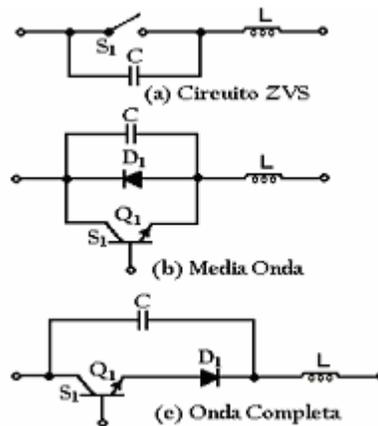


Figura 1.10 Configuración de interruptor para los convertidores resonantes ZVZ.

Modo 2. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_2$. El interruptor S_1 sigue inactivo, pero el diodo D_m se activa. El voltaje del capacitor está dado por:

$$V_c = V_m \text{sen} \omega_0 t + V_s \tag{1.26}$$

Donde: $V_m = I_0 \sqrt{LC}$ (1.27)

El voltaje pico de conmutación, que ocurre cuando en $t = \left(\frac{\pi}{2}\right)(LC)^{\frac{1}{2}}$, es

$$V_{Tp} = I_0 \sqrt{\frac{C}{L}} + V_S \quad (1.28)$$

La corriente del inductor está dada por

$$I_L = I_0 + \cos w_0 t \quad (1.29)$$

Este modo termina en $t = t_2$ cuando $V_C(t = t_2) = V_S$, e $I_L(t = t_2) = -I_0$

Modo 3. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_3$. El voltaje del capacitor, se abate desde V_S hasta cero, está dado por:

$$V_C = V_S - V_m \text{sen} w_0 t \quad (1.30)$$

La corriente del inductor está dada por

$$I_L = -I_0 \cos w_0 t \quad (1.31)$$

Este modo termina en $t = t_3$ cuando $V_C(t = t_3)$ tiene valor cero y $I_L(t = t_3) = I_{L3}$.

Modo 4. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_4$. El interruptor S_1 está activado, y el diodo D_m continúa también activo. La corriente del inductor, que se eleva en forma lineal desde I_{L3} hasta I_0 está dada por:

$$I_L = I_{L3} + \frac{V_S}{L} t \quad (1.32)$$

Este modo termina en el tiempo $t = t_4$ cuando $I_L(t = t_4)$ tiene valor cero. Por lo tanto:

$$t_4 = (I_0 - I_{L3}) \left(\frac{L}{V_S} \right) \quad (1.33)$$

Observe que I_{L3} es un valor negativo.

Modo 5. Este modo es válido para $0 \leq t \leq t_4$. El interruptor S_1 está activado, pero D_m está inactivo. La corriente I_0 fluye a través del interruptor. Este modo termina en el tiempo $t = t_5$, cuando otra vez el interruptor S_1 se desconecta y el ciclo se repite.

El voltaje pico del interruptor V_{Tp} depende de la corriente de la carga I_0 . Por lo tanto, en la corriente de la carga ocurrirá una amplia variación, en función de una amplia variación del voltaje de conmutación. Por esta razón, los convertidores ZVS se utilizan en aplicaciones de carga constante. El interruptor debe activarse únicamente en voltaje cero. De lo contrario, la energía almacenada en C será disipada en el interruptor. A fin de evitar esta situación, el diodo antiparalelo D_1 debe conducir antes de activar el interruptor.

Capítulo 2 Topologías usuales y modos de control.

2.1 Topologías usuales.

Cualquier inversor puede ser constituido por uno o varios voltajes de entrada de corriente continua, que por medio de un conjunto de interruptores pueden ser conectados a una carga monofásica para obtener de manera alternada semiciclos positivos y negativos en la salida. Veamos a continuación la representación de las configuraciones básicas, teniendo en cuenta que el sistema de alimentación se pueden clasificar en configuraciones monofásicas y trifásicas [3, 6].

2.1.1 Configuraciones bifásicas.

Puente completo

Manteniendo excitados T1 y T4 (instante t1), el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la fuente y el extremo Y al polo negativo, quedando la carga sometida a la tensión VS de la batería. Bloqueando T1 y T4 y excitando T2 y T3 (instante t3), la tensión en la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de alimentación en corriente directa VS, lo cual supone una ventaja con respecto al inversor con batería de toma media.

En contrapartida, aquí se necesitan el doble de semiconductores que en dicha configuración.

Por otra parte la tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{1(rms)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_S^2 dt} = V_S \quad (2.1)$$

La tensión instantánea de salida en serie de Fourier difiere de la que teníamos para un circuito inversor con batería de toma media ahora tenemos el doble de tensión en la salida y por tanto:

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.2)$$

Para $n = 1$ tenemos el valor de la tensión eficaz de la componente fundamental:

$$V_{01(rms)} = \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} = 0.9V_s \quad (2.3)$$

La corriente instantánea de salida para una carga RLC será:

$$i_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi \sqrt{R^2 + \left[n\omega L - \left(\frac{1}{n\omega C} \right) \right]^2}} \text{sen}(n\omega t - \varphi_n) \quad (2.4)$$

$$\varphi_n = \text{arctg} \frac{n\omega L - \frac{1}{n\omega C}}{R} \quad (2.5)$$

Para el primer armónico en resonancia $X_L = -X_C$ por lo φ_n tiene valor cero y la ecuación de la corriente queda:

$$i_0(t) = \frac{4V_s}{\pi R} \text{sen}(\omega t) \quad (2.6)$$

A continuación se presentan topologías reales en soldadura y corte por plasma.

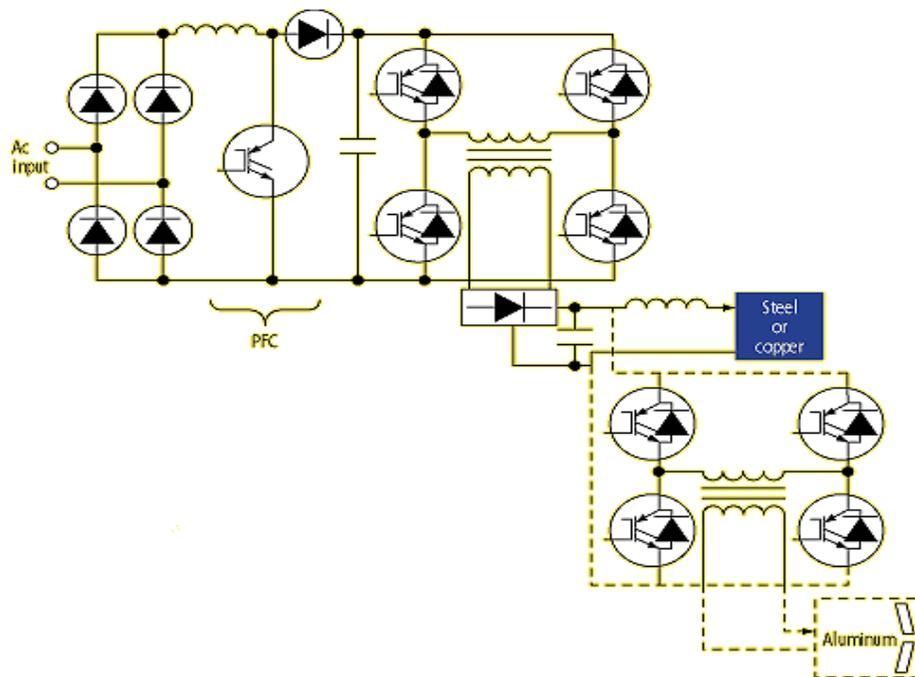


Figura 2.1 Puente completo para soldadura de varios tipos de metal.

Circuito push-pull.

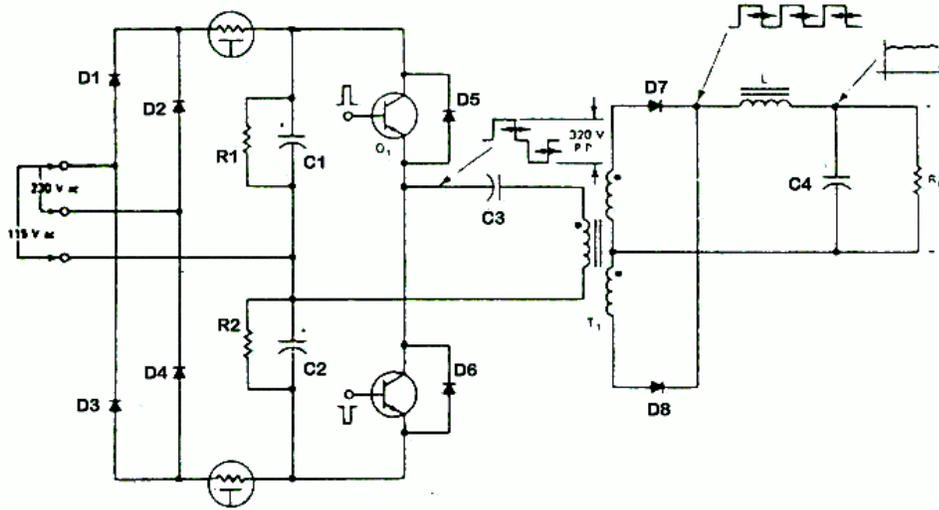


Figura 2.2 Configuración push-pull.

Los interruptores están sometidos a una tensión $2V_s$ cuando están en abierto. Los circuitos reales con transistores o tiristores someten por tanto a estos dispositivos a picos de tensión todavía mayores a $2V_s$ debido a las inevitables oscilaciones que tienen lugar en las conmutaciones. Por dicha razón esta configuración no es adecuada para trabajar con tensiones de alimentación altas. El transformador de toma media tiene un grado de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento en los circuitos prácticos, por lo que no es aconsejable emplear esta configuración para potencias superiores a 10KVA. La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_s independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por la velocidad de cierre y apertura de los interruptores, y en los circuitos prácticos por la frecuencia de los impulsos de excitación de los semiconductores.

2.1.2 Configuración trifásica.

Esta configuración es mediante un puente completo, se utiliza en potencias más altas.

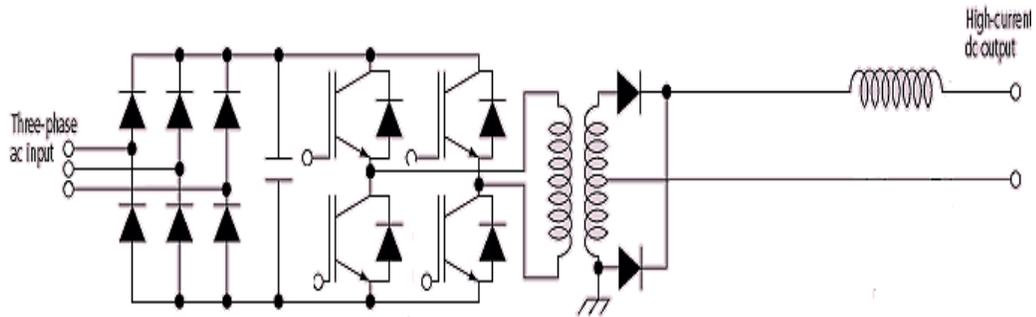


Figura 2.3 con transformador de toma central.

2.2 Desarrollo de los semiconductores en este campo.

Dado a que la frecuencia de oscilación se limita debido a las características propia de los transistores se han ido desarrollado las técnicas de construcción de estos para aumentar niveles de potencia, frecuencia, disminuir su resistencia en conducción y variar los tiempos de disparo.

Actualmente, se está desarrollando módulos con los Mosfets de alto voltaje, IGBTs, y los diodos free-wheeling que serán incorporados en configuraciones de puente completo, dual-delanteras, y del medio puente en un circuito integrado [9]. La lista de los semiconductores que son convertidos para estos módulos incluye:

- Mosfets 500-V con $R_{DS(ON)}$ de hasta sólo el m Ω 95, configurado con o sin un diodo rápido en el cuerpo.
- 600-V, IGBTs clasificado en 6 o 10 A_{rms}.
- 900-V, IGBTs clasificado en 8 A_{rms}.
- 1200-V nonpunch-por IGBTs clasificado en 10 o 20 A_{rms}.

Estos se pueden utilizar hasta prácticamente 100 khz.

En la tabla 2.1 y tabla 2.2 se indican los requerimientos de los semiconductores para soldadura en equipos de distinta potencia [1]. La tabla 2.1 para entradas monofásicas y 2.2 para trifásicas.

Tabla 2.1

Equipos		1	2	3	4	
	Corriente máxima de salida (A_{AVG})	100	140	160	200	
	Voltaje del arco (V_{AVG})	27	27	27	28	
	Potencia total de salida (kW)	2.7	3.8	4.3	5.6	
En conducción	Corriente en conducción a la temperatura de trabajo (A_{AVG})	Puente completo	6	9	10	13
		Medio puente	13	18	21	27

Tabla 2.2

Equipos		1	2	3	4	5	6	7	
	Corriente máxima de salida (A_{AVG})	200	250	300	350	400	500	560	
	Voltaje del arco (V_{AVG})	28	30	32	34	36	40	42	
	Potencia total de salida (kW)	5.6	7.5	9.6	11.9	14.4	20	23.7	
Equipos de soldadura americanos									
En conducción	Corriente en conducción a la temperatura de trabajo (A_{AVG})	Puente completo	15	20	25	31	38	53	63
		Medio puente	30	40	51	63	76	105	125
Equipos de soldadura europea									
En conducción	Corriente en conducción a la temperatura de trabajo (A_{AVG})	Puente completo	8	11	14	17	21	29	34
		Medio puente	16	22	28	34	42	58	69

2.3 Circuitos resonantes.

Reducir el contenido de armónicos del puerto alterno de tensión o corriente es una de las tareas más complejas en el diseño de los convertidores DC-AC. Los armónicos no sólo reducen el factor de potencia del lado de alterna, sino también aumentan las interferencias con el propio convertidor, o con equipos situados en el entorno.

En una primera aproximación, cabría pensar que un filtro pasa baja (*reducción pasiva*) podría eliminar el problema de los armónicos, sin embargo, no será demasiado efectivo cuando se aplica al inversor, la razón estriba en la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de la entrada o de la salida que es finita en un convertidor DC-AC. Por tanto, en un inversor, el tamaño y la efectividad de los elementos del filtro están determinados por factores tales como la cantidad de atenuación o el desplazamiento de fase tolerado.

Cuando se requiere reducir la distorsión armónica de la tensión de salida de un inversor de frecuencia fija o poco variable, se dispone un filtro a la salida que permite el paso de la onda fundamental y se lo impide a los armónicos. Casi todos los filtros empleados para este propósito tienen configuración en L y en la siguiente figura se presenta el esquema general:

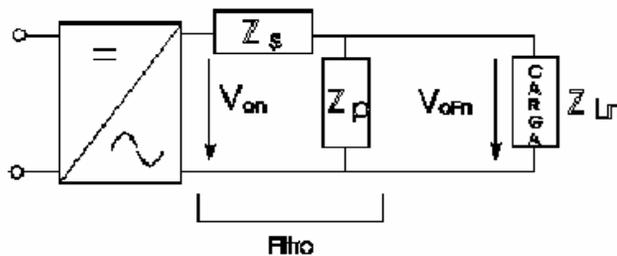


Figura 2.6 esquema general del filtro de tensión.

La rama serie debe tener una baja impedancia a la frecuencia del fundamental para que no halla pérdidas de tensión y una alta impedancia a la frecuencia de los armónicos que se quieren eliminar. La rama paralela debe comportarse de forma opuesta para no cargar al inversor con una intensidad de frecuencia igual a la del fundamental y para cortocircuitarse a la frecuencia de los demás armónicos.

En la siguiente figura se presentan algunos de los filtros en L más utilizados. Los que tienen en la rama serie una sola bobina tienen el inconveniente de que se pierde en ella tensión de la frecuencia fundamental. Los que en la rama paralela tienen un condensador sólo tienen el inconveniente de que se deriva por él una parte de la intensidad de la frecuencia fundamental.

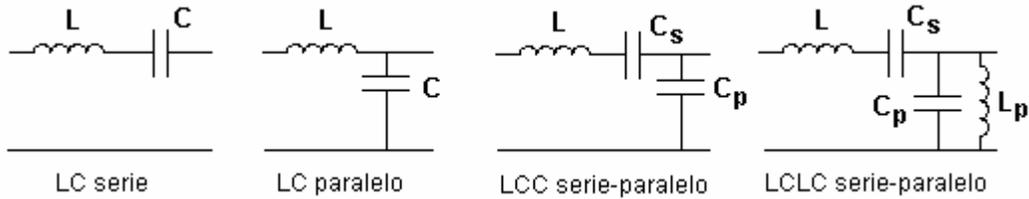


Figura 2.7 filtros de tensión.

En los circuitos resonantes o filtros de frecuencia de la figura anterior utilizados en los inversores resonantes, se le adicionan bobinas y capacitores con el fin de disminuir el contenido de armónicos en la carga, haciendo que la corriente que circula por la carga sea prácticamente sinusoidal, lo cual se muestra en la figura siguiente:

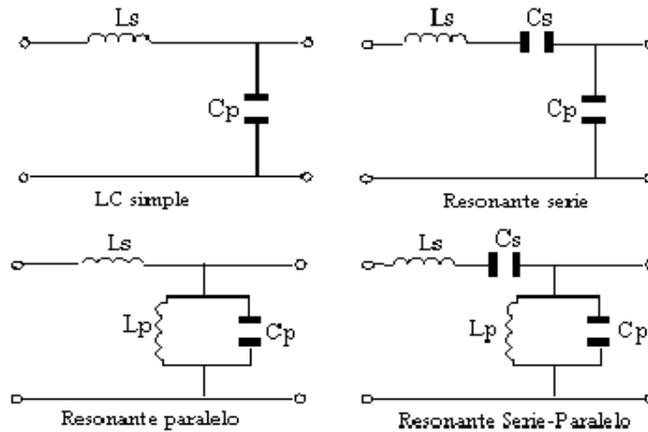


Figura 2.8 adición de L y C.

Se llama atenuación del filtro para una determinada frecuencia, a la relación entre la tensión de salida y la de entrada a dicha frecuencia. Llamando Z_{sn} y Z_{pn} a la impedancia de las ramas series y paralelo. Para el armónico de orden n y para funcionamiento en vacío se tiene que:

$$A = \frac{Z_{Pn}}{Z_{Sn} + Z_{Pn}} \quad (2.7)$$

Z_{sn} y Z_{pn} dependen de la frecuencia considerada y por tanto, al igual que la atenuación, suele ser mayor para frecuencias más elevadas debido al comportamiento inductivo de Z_{sn} y capacitivo de Z_{pn} .

$$w_1 L_s = \frac{1}{w_1 C_s} \Rightarrow Z_{s1} = 0, Z_{p1} = \infty \quad (2.8)$$

Para diseñar un filtro de tensión a la salida de un inversor y para el caso genérico de que R_L sea mucho mayor que R hacemos las siguientes consideraciones:

- La ganancia $G = 1$.
- La pulsación de esquina ω_n toma el valor:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

- Para el factor de amortiguamiento ε tomamos:

$$\varepsilon = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.10)$$

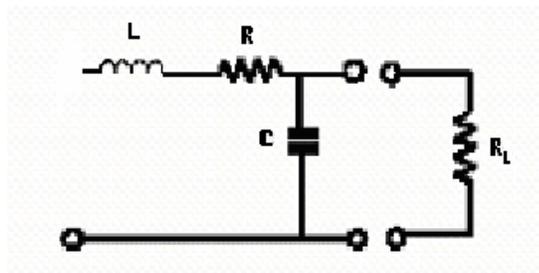


Figura 2.9 filtro de tensión.

R : resistencia propia de la bobina L .

R_L : carga.

La definición de estos parámetros también puede hacerse teniendo en cuenta lo siguiente:

- R_L/R suele ser mayor que diez.
- R suele tener un valor pequeño, el suficiente para que $0.4 < \varepsilon < 0.7$.

c) Cuando RL disminuye ocurre que:

- G disminuye (se atenúa el armónico principal).
- ωn aumenta (disminuye la atenuación de los armónicos de alta frecuencia no deseados).
- ε aumenta (el sistema se hace más amortiguado, más estable, pero atenúa la magnitud del armónico principal).
- La frecuencia de esquina viene determinada por $\omega n = 1/T$, $f = \omega n/2\pi$.

Otra forma de proceder, consiste en actuar sobre los interruptores del inversor para realizar una reducción del contenido armónico de forma activa.

2.4 Conmutación y regulación de voltaje.

2.4.1 Regulación de la tensión de salida.

En los esquemas estudiados que funcionan como fuente de tensión, la tensión de la salida depende de la fuente de entrada de forma exclusiva.

En los circuitos reales existe una pérdida de tensión en los semiconductores y en el cableado que aumenta ligeramente con la carga. Esto es particularmente cierto en la configuración de transformador con toma media debido a la resistencia de los devanados.

Una exigencia de los inversores prácticos es la posibilidad de mantener constante el valor eficaz de la corriente de salida frente a las variaciones de la tensión de entrada y de la carga, o incluso poder variar la tensión de salida entre unos márgenes más o menos amplios.

Las soluciones existentes para este último problema se pueden agrupar en tres procedimientos:

- Control de la tensión continua de entrada: El control de la tensión de las baterías que alimentan al inversor, proporcionara una forma directa de controlar el valor eficaz de la salida. Este tipo de inversor se denomina "variable DC-link Inverter".

- Regulación interna en el propio inversor: La tensión de las baterías de entrada es constante y la modulación PWM en la secuencia de conducción de los transistores, proporciona una cierta regulación de la tensión eficaz de salida y una reducción del contenido armónico, con ciertas restricciones dependiendo del tipo de modulación.

- Regulación en la tensión de salida: consiste en disponer de un auto transformador en la salida del inversor, controlado mecánicamente o electrónicamente mediante tiristores. Esta solución incorpora un retraso en la respuesta del sistema y un aumento del volumen si se necesita una tensión de salida elevada.

A continuación vamos a estudiar más detenidamente la variación de la tensión de salida por medio de la regulación interna del propio inversor. El método más eficiente para la regulación interna del inversor consiste en modular la anchura de los pulsos (PWM).

Conformación y regulación de la salida mediante PWM.

Según se ha analizado en los apartados anteriores la conformación de la onda de salida de los inversores se realiza actuando sobre los interruptores, haciendo que conduzca o se corte con una frecuencia igual a la frecuencia deseada en la salida. Escoger un tipo u otro de modulación determinará el valor de la componente fundamental así como los valores de los diferentes armónicos. Además, en la mayoría de aplicaciones industriales, se necesita un control de la tensión de salida del inversor para hacer frente a las variaciones de la tensión DC de entrada, o para mantener constante la relación voltios/frecuencia.

La calidad del inversor se evalúa en términos de los siguientes parámetros:

Factor armónico (HF_n) de la *n*-ésima componente:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2.11)$$

Distorsión armónica total (THD):

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

Factor de distorsión (DF): El THD indica el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada uno de sus componentes. Así el factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2). Por lo tanto, DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar los valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

Siendo el factor de distorsión de una componente individual como:

$$DF = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (2.14)$$

Existen diversas técnicas para controlar la ganancia, una de las más eficientes se trata de la modulación de la anchura del pulso (PWM). Dentro de la técnica general PWM podemos destacar las siguientes modalidades:

2.4.2 Métodos de control PWM

-Modulación de la anchura de un impulso por período.

En este tipo de modulación hay un único pulso por semiperiodo, de forma que variando la anchura de dicho pulso, se varía la tensión de salida del inversor. En la siguiente figura se muestra la generación de las señales de puerta de los transistores y la tensión de salida de un inversor en puente monofásico. Dicha generación de señales de puerta se obtiene por comparación de una onda rectangular (onda de referencia) de amplitud A_r con una onda triangular (portadora) de amplitud A_c . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la tensión de salida, y variando A_r desde 0 hasta A_c conseguimos variar la anchura del pulso desde 0° hasta 180° .

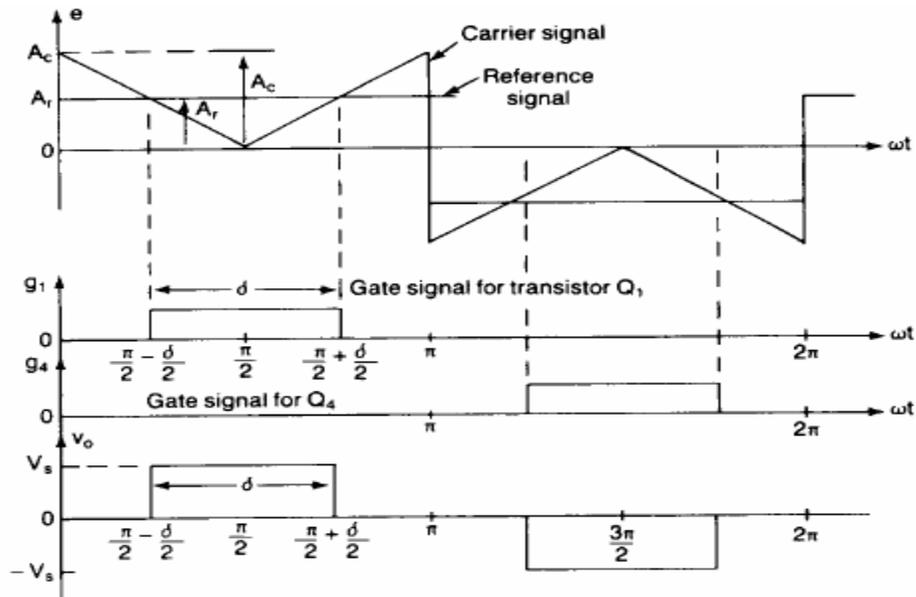


Figura 2.10 formas de onda de disparo de los transistores.

-Modulación de la anchura de varios impulsos iguales por período.

El contenido de armónico puede ser reducido utilizando múltiples pulsos en cada semiperíodo. La generación de esos pulsos se puede ver en la siguiente figura, donde se compara una señal triangular con una referencia.

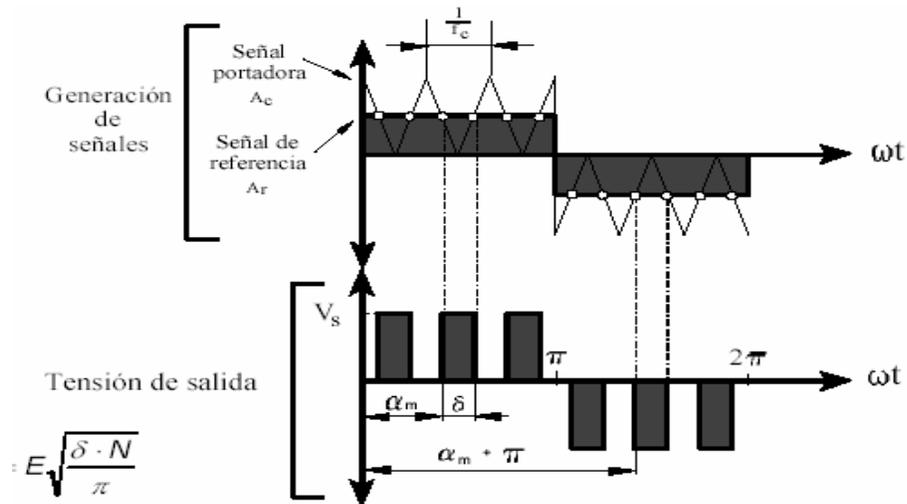


Figura 2.11 formas de onda de disparo de los transistores.

-Modulación senoidal de la anchura de impulso.

En lugar de mantener la anchura de los pulsos constante, se puede variar dicha anchura en proporción a la amplitud de una onda senoidal, reduciendo el factor de distorsión y los armónicos de bajo orden.

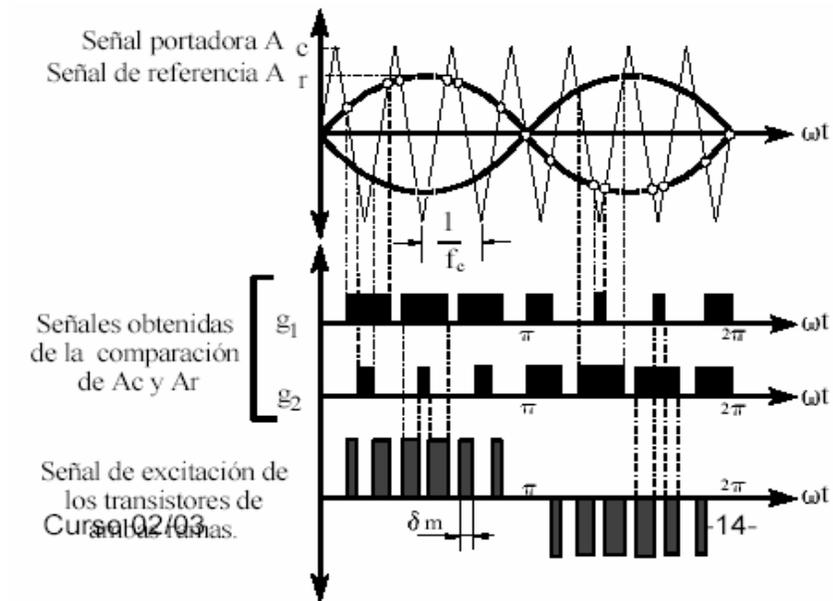


Figura 2.12 formas de onda de la excitación de los transistores y señales formadoras de esta.

Capítulo 3 Proposición de circuitos de potencia, control y método de cálculo.

3.1 Proposición del circuito del inversor resonante.

En la soldadura con plasma se necesita una potencia elevada con niveles bajos de voltaje CD (28-40 volt a carga máxima), por lo que requiere de semiconductores de gran potencia y de grandes disipadores de calor para que no se sobrecalienten a carga constante.

En la figura 3.1 se propone un circuito de un inversor resonante paralelo con transformador de alta frecuencia, rectificador, filtro de pasa bajas y la carga.

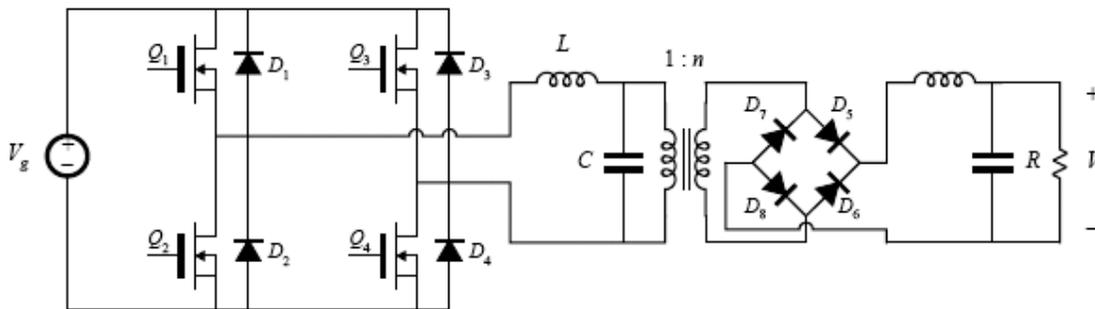


Figura 3.1 circuito propuesto

3.2 Diseño

Partiendo de que la carga la determina la distancia que separa el electrodo de las laminas a soldar y de la aplicación en específico que se vaya a llevar a cabo, el cálculo y diseño del circuito se debe realizar partiendo de las necesidades de la carga en cuanto al valor de la corriente que varía según la aplicación.

3.2.1 Rectificador

Este rectificador es un tipo puente de onda completa (figura 3.2) que entrega potencia activa solamente si se diseña el filtro de voltaje correctamente, o sea, que la potencia que entrega este rectificador es la suma de las potencias de cada armónico, pero como las

potencias de los armónicos superiores (del 7 en adelante) son pequeñas no se tomarán en cuenta para el cálculo. Para cálculos más completos el filtro a la salida del rectificador es LC.

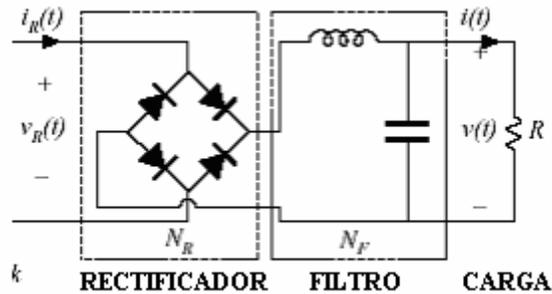


Figura 3.2 rectificador con filtro de tensión y carga.

La corriente de carga DC es igual a la corriente promedio de salida del rectificador:

$$\langle |i_R(t)| \rangle_{T_s} = I \tag{3.1}$$

Entonces

$$\begin{aligned} I &= \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} I_{R1} \left| \sin(\omega_s t - \varphi_R) \right| dt \\ &= \frac{2}{\pi} I_{R1} \end{aligned} \tag{3.2}$$

En este caso al ser la carga resistiva y para una forma de onda cuadrada del voltaje de entrada, la corriente y el voltaje de salida están en fase y son sinusoidales por lo que el rectificador se presenta como una carga resistiva para el inversor resonante. En este caso se puede utilizar el circuito de la figura 3.4.

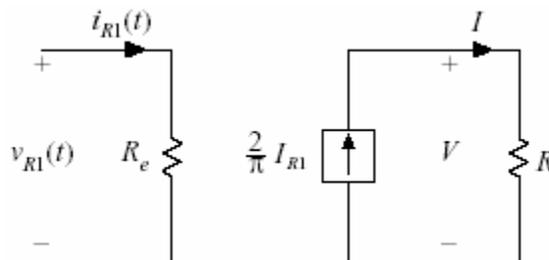


Figura 3.4 circuito equivalente.

R_e : es la resistencia equivalente del circuito y tiene un valor igual a:

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} R = 0.8106R \quad (3.3)$$

R : Resistencia del arco aproximadamente 1Ω en aplicaciones prácticas.

Teniendo en cuenta que para un voltaje de onda cuadrada la componente pico fundamental de la corriente en la carga es:

$$I_P = \frac{4I_S}{\pi} \quad (3.4)$$

Y como se conoce la potencia de la carga P_L :

$$P_L = \frac{I_P^2 R}{2} = \frac{4^2 I_S^2 R}{2\pi} \quad (3.5)$$

Despejando V_S y sustituyendo la potencia y la resistencia de la carga se obtiene el voltaje a la salida del rectificador, sustituyendo V_S en la formula se obtiene el voltaje pico en este lugar, teniendo en cuenta que debido al tiempo de recuperación de los diodos existe una reducción del voltaje de salida que tiene un valor promedio de:

$$V_{rr} = \frac{V_S}{\pi} (1 - \cos wt) \quad (3.6)$$

Con:

$$\omega = 2\pi f_0 \quad (3.7)$$

f_0 : Frecuencia de resonancia.

Se tiene que los diodos deben resistir un voltaje pico inverso de:

$$V_{pinv} = V_S - V_{rr} \quad (3.8)$$

3.2.2 Transformador.

Debido a las altas frecuencias de trabajo de estos inversores es recomendable el uso de un transformador con núcleo de ferrita, para lograr una alta eficiencia. Los pasos siguientes, muestran los pasos a seguir para el diseño del transformador.

- **Cálculo del volumen del transformador.**

1. Cálculo de la caída de voltaje debido al tiempo de bloqueo de los tiristores.

$$V_{rr} = \frac{V_m}{\pi} [1 - \cos(\omega t_{rr})] \quad (3.9)$$

Donde: V_{rr} caída de voltaje a alta frecuencia en el rectificador.

t_{rr} tiempo de bloqueo inverso.

V_m valor máximo del voltaje de vacío de entrada al rectificador.

$$V_m = \sqrt{2} V_{2vacio}$$

Nota: El argumento del coseno debe ser expresada en grados para que sea válida.

2. Cálculo de la potencia de salida del transformador. Para el caso de un rectificador monofásico tipo puente de onda completa.

$$P = 1.23 \cdot P_{do} = 1.23 \cdot V_{do} \cdot I_{do} \quad (3.10)$$

Donde: P potencia del transformador.

P_{do} potencia a la salida del rectificador.

V_{do} voltaje a la salida del rectificador.

El volumen del transformador V_{ol} , se calcula como:

$$V_{ol} = A_e \cdot I_e \quad (3.11)$$

Donde: A_e área efectiva de la sección transversal del núcleo.

I_e largo efectivo de la circunferencia media del núcleo.

La potencia se calcula por la ecuación.

$$P = E \cdot I = \frac{w \cdot V_{ol} \cdot B^2}{\mu} \quad (3.12)$$

Donde: B área efectiva, corresponde a la sección transversal del núcleo.

i largo efectiva, corresponde con la circunferencia media del núcleo.

μ Permeabilidad absoluta, $\mu = \mu_e \mu_o$.

μ_o Constante magnética, $\mu_o = 4 \cdot 10^{-7}$.

μ_e Permeabilidad efectiva.

3. Cálculo del volumen del transformador, despejando de la expresión 3.12 se obtiene que:

$$V_{ol} = \frac{P \cdot \mu}{w \cdot B^2} \quad (3.13)$$

4. Calcular el área del transformador por la ecuación:

$$A_e = \frac{V_{ol}}{I_e} \quad (3.14)$$

• **Cálculo del número de vueltas del transformador.**

1. Calcular la corriente por el primario del transformador, N_1 , según la expresión:

$$N_1^2 = \frac{V_1 \cdot I_e}{\mu \cdot w \cdot A \cdot I_1} \quad (3.15)$$

2. Calcular la excitación magnética, por la ecuación:

$$H = \frac{N_1 \cdot I_1}{I_e} \quad [A / m] \quad (3.16)$$

3. Calcular el número de vueltas del secundario, N_2 , por la siguiente expresión:

$$N_2 = \frac{V_2}{\mu \cdot w \cdot A_e \cdot H} \quad (3.17)$$

• **Cálculo del calibre de los conductores.**

1. El calibre de los conductores se debe escoger según las especificaciones de corriente que circula por cada uno de ellos. Teniendo en cuenta que para conductores desnudos al aire la densidad de corriente es de 2 A/mm^2 , se puede

calcular el área de la sección transversal de estos conductores por la siguiente expresión:

$$A = \frac{I}{J} \quad (3.18)$$

Donde: A ...área de la sección transversal de los conductores.

I corriente circulante a través de los conductores.

J densidad de corriente.

3.2.5 Circuito resonante.

Se conoce que la frecuencia máxima posible de conmutación tiene un valor igual a:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_r + t_a} \quad (3.19)$$

t_r : Tiempo de recuperación del interruptor.

t_a : Tiempo de almacenamiento del interruptor.

Por lo que:

$$f_{sal} \leq f_{\max} \quad (3.20)$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.21)$$

Asumiendo una frecuencia de resonancia f_{res} y un factor de calidad $Q \geq 2$ y despejando L de la ecuación 3.22 se calcula L y sustituyéndolo en la ecuación 3.23 se obtiene un valor de C no comercial.

$$Q = \frac{R}{2\pi f_0 L} \quad (3.22)$$

$$C = \frac{1}{L(2\pi f_{res})^2} \quad (3.23)$$

3.2.4 Inversor.

En esta topología no es necesario calcular el voltaje pico inverso que soportaran los interruptores debido a la conexión de diodos antiparalelos, los cuales limitan este voltaje a aproximadamente $1V$. Al ser mayor la frecuencia de disparo de los interruptores se reduce el tamaño de los elementos por lo que la frecuencia de disparo depende prácticamente de los elementos que se puedan adquirir en el mercado.

Para voltaje de entrada al inversor V_g el voltaje en la carga tiene como valor:

$$V = \frac{nV_g}{1-D} \quad (3.24)$$

D: ciclo de trabajo con valores entre cero y uno.

Para una potencia de salida P y la I con una relación igual a $P=VI$ despejando V y sustituyendo en la ecuación de V_2 se obtiene el voltaje en el secundario del transformador. El voltaje por primario depende de la relación de transformación $N = V_1/V_2$. Controlando este voltaje se obtienen niveles de corriente en la carga para distintas aplicaciones.

Para un inversor tipo puente la tensión eficaz de salida viene dada por:

$$V_{l(rms)} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_s^2 dt} = V_s \quad (3.25)$$

La corriente a través de los transistores logrando una onda de la corriente casi sinusoidal es:

$$I_T = \frac{I_p}{2} \quad (3.26)$$

I_T : Corriente pico por cada interruptor.

Y su voltaje pico es:

$$V_p = \frac{V_g}{1-D} \quad (3.27)$$

V_p : voltaje a soportar por los transistores en conducción.

Todos estos valores nominales deben ser afectados por un valor de seguridad, que puede ser 1.25.

En estos cálculos se pueden utilizar las tablas 2.1 y 2.2 ya que muestran algunos de los valores de la corriente y la potencia de salida más comunes en este tipo de equipos.

Las pérdidas del inversor se pueden resumir en las pérdidas de conducción y de interrupción en los transistores de potencia, minimizarlas reduciría el tamaño de los semiconductores y costo del diseño.

Pérdidas de interrupción.

$$S = 4V_p I_{rms1} \quad (3.28)$$

Teniendo que:

$$I_{rms1} = \frac{1}{2} \frac{P_L}{V_g \sqrt{D}} \quad (3.29)$$

Factor de utilización en conducción U , esta variable se define como la potencia de salida por unidad de pérdidas de interrupción y es una función del punto de operación.

$$U = \frac{P}{S} \quad (3.30)$$

3.3 Circuito de mando.

Considerando el circuito de control en diagrama de bloques para un transistor:

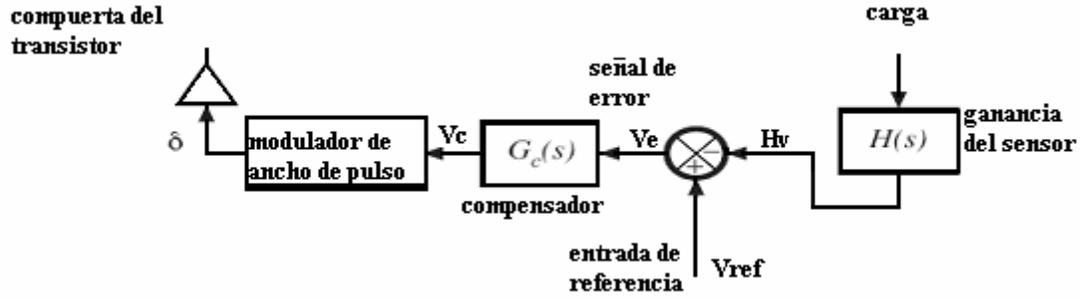


Figura 3.5 diagramas de bloques del circuito de control.

El circuito práctico se propone en la figura siguiente variando V de control entre +5V y -5V dependiendo de la corriente censada y comparada se obtiene:

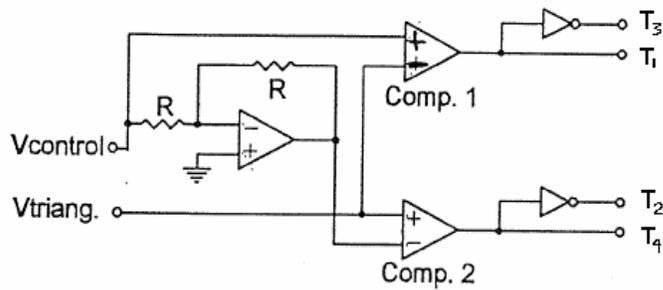


Figura 3.6 circuito práctico.

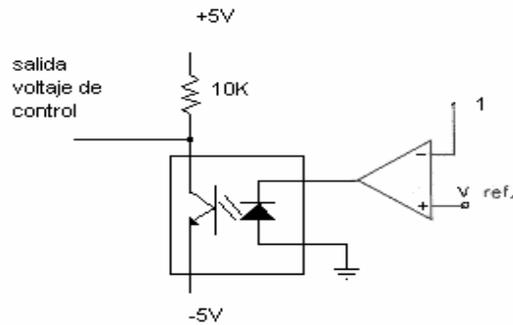


Figura 3.7 comparador desacoplado galvánicamente a la salida.

Capítulo 3 Proposición de circuitos de potencia, control y método de cálculo

Este circuito se alimenta con +/-15 volt a 30mA para una salida de cinco volt con S2 en la posición T. La selección de frecuencia se realiza con S1 variándolo entre uno y cinco se obtienen valores entre uno y diez khz y los potenciómetros ajustan estos parámetros. Pero tiene una frecuencia constante en régimen de trabajo.

En la implementación práctica del inversor resonante y el circuito de mando hay que tener en cuenta:

- La potencia y corriente máxima de salida de la aplicación.
- Niveles de voltaje de las fuentes disponibles.
- Elementos disponibles en el mercado.
- Tamaño y pesos que se desean de esta aplicación.

CONCLUSIONES

En la realización de este trabajo se llegaron a las siguientes conclusiones:

- El trabajo, sobre una temática poco conocida durante la carrera, permitió al autor el conocimiento de gran cantidad de cuestiones relacionadas con los equipos electrónicos de soldadura que serán sin dar lugar útiles en su vida profesional.
- La utilización de los inversores resonantes en la soldadura por plasma mejora considerablemente la eficiencia de los equipos así como su peso y tamaño.
- La utilización y diseño de las diferentes topologías y modos de control expuestos dependen de la potencia y corriente máxima necesaria a entregar a la carga.

RECOMENDACIONES.

Se recomienda:

- Continuar este estudio para lograr un mayor conocimiento del tema.
- En el futuro realizar una implementación práctica de los circuitos propuestos.
- Lograr su aplicación práctica en beneficio de la economía del país.

BIBLIOGRÁFICAS.

1. G. Morrison David. “Semiconductors Spark advances in welding power”. Embedded Design 365. (2001, marzo). [Online].

Disponible: <http://www.elecdesign.com/Articles/ArticleID/4123>
2. Integrated Publishing. (2000, mayo) “Inverters”.

Disponible en: <http://www.tpub.com/steelworker1/81.htm>
3. Marcos Alonso Álvarez José. (mayo, 1999). “Inversores resonantes de alta frecuencia”. Gijón. [Online].

Disponible en: <http://www.cpe.ku.ac.th/~yuen/204471/>
4. Mangesh Borage, Sunil Tiwari, and S. Kotaiah. “Damping of Power-Converter Front-End Averaging Filters”. (2000, Julio). [Online].

Disponible en: http://www.techonline.com/community/ed_resource/feature_article
5. Mangesh Borage, Sunil Tiwari, and S. Kotaiah” MOSFET-Assisted Soft-Switching of IGBTs: A Re-Examination”. (Nov, 10, 2003). [Online].

Disponible en: http://www.techonline.com/community/ed_resource/feature_article
6. Maset Enrique. “Introducción a la electrónica de potencia”. [Online]. Tema 11 p.
Disponible en: <http://www.uv.es/~emaset/iep00/temario.html>.
7. Martin Gustavo. (Junio,27,2005) “Introducción a las fuentes Conmutadas. Topologías básicas”.

Disponible: www.dbup.com.ar/smps_fuentes_conmutadas.htm
8. Muhammad H. Rashid. “Electrónica de potencia”. En dos tomos. Editorial...Cáp. 11.
9. <http://www.oerlicon.es/catalogo/ficha.php?id=125&cat=67>.

10. W. Erickson R. and D. Maksimovic. (1997-2004), “Fundamentals of Power Electronics Instructor's slides”. [online]. Disponible: <http://ece-www.colorado.edu/~pwrelect/book/SecEd.html>.