



Universidad
del País Vasco

Euskal Herriko
Unibertsitatea



ZTF-FCT
Zientzia eta Teknologia Fakultatea
Facultad de Ciencia y Tecnología



Gradu Amaierako Lana / Trabajo Fin de Grado

Ingenieritza Elektronikako Gradua / Grado en Ingeniería Electrónica

Diseño y construcción de circuitos ejemplo para Electrónica de Potencia

Egilea/Autor/a:

Xabier Susaeta Chamorro

Zuzendaria/Director/a:

Javier Echanobe Arias

© 2017, Xabier Susaeta Chamorro

Leioa, 2017ko Uztaiaren 27a /Leioa, 27 de Julio de 2017

Índice

Objeto y desarrollo.....	1
Capítulo 1: Introducción.....	2
1.1 Introducción a la Electrónica de Potencia	2
1.2 Ámbitos de aplicación.....	2
1.3 Dispositivos de Potencia	3
1.3.1 Diodos	3
1.3.2 Tiristores	4
1.3.3 Transistores	6
Capítulo 2: Circuitos fundamentales de Electrónica de Potencia	8
2.1 Convertidores AC/DC.....	8
2.1.1 Rectificadores de Media Onda	8
2.1.2 Rectificadores de Onda Completa.....	12
2.2 Convertidor DC/AC	15
2.3 Convertidor AC/AC	17
2.4 Convertidor DC/DC	19
2.4.1 Convertidor Conmutado básico.....	20
2.4.2 Convertidor Reductor-Elevador	21
Capítulo 3: Análisis de circuitos fundamentales de Electrónica de Potencia mediante simulación	24
3.1 Convertidor AC/DC	24
3.1.1 Análisis del convertidor con puente de diodos.....	24
3.1.2 Análisis del convertidor con puente MOSFET	27
3.2 Convertidor DC/AC	28
3.2.1 Simulación del convertidor	28
3.2.2 Filtro <i>RC</i> en cascada para el convertidor.....	30
3.2.3 Filtro <i>KRC</i> para el convertidor	32
Capítulo 4: Realización práctica de los circuitos básicos de potencia.....	34
4.1 Construcción de los circuitos en placa impresa.....	34
4.2 Montaje del convertidor AC/DC	35
4.3 Montaje del circuito inversor	36
4.3.2 Etapa de filtrado	39
Capítulo 5: Conclusiones	44
Bibliografía	45

Objeto y desarrollo

El objetivo principal de este trabajo es el estudio, análisis, montaje y verificación de los circuitos fundamentales de la Electrónica de Potencia.

La Electrónica de Potencia es una asignatura que actualmente no se oferta en el Grado de Ingeniería Electrónica, por lo tanto otro de los objetivos del trabajo será conocer o familiarizarse con esta rama de la electrónica y los distintos ámbitos que ella abarca.

Al mismo tiempo se pretende profundizar en la modelación de circuitos mediante la ayuda de la herramienta de simulación Pspice, siendo capaz de manejarse con destreza dentro de las distintas modalidades que ofrece.

Dado que se pretende implementar o construir algunos de los circuitos analizados a lo largo del trabajo, se procederá a aprender las técnicas de fabricación que se emplean en los circuitos impresos PCB, siguiendo detalladamente los diferentes pasos que se deben realizar.

La presente memoria se organiza de la siguiente forma. En el primer capítulo, se estudiarán los diferentes dispositivos de potencia que se emplean para las múltiples aplicaciones de la Electrónica de Potencia. A lo largo del segundo capítulo, se analizarán las diferentes familias de convertidores fundamentales que existen en la Electrónica de Potencia, mediante el uso de ejemplos y casos concretos para una mejor comprensión y síntesis de los fundamentos teóricos. En el capítulo 3 se utilizará la herramienta de simulación Pspice para analizar y estimar el comportamiento que tendrán algunos circuitos fundamentales explicados a lo largo del capítulo 2. Una vez realizado este estudio, en el capítulo 4, se mostrará la implementación real de los circuitos estudiados en el capítulo anterior y se finalizará el trabajo exponiendo las diferentes conclusiones a las que se han llegado tras la realización del mismo.

Capítulo 1: Introducción

1.1 Introducción a la Electrónica de Potencia

La electrónica de potencia se define como el campo de la electrónica que se encarga del tratamiento y transformación de señales procurando que las pérdidas energéticas sean las mínimas posibles [1].

Los circuitos electrónicos de potencia convierten la energía eléctrica de un tipo en otro mediante la utilización de diferentes dispositivos electrónicos semiconductores actuando como interruptores, para controlar o modificar una tensión o una corriente. Las aplicaciones de los circuitos electrónicos de potencia abarcan desde los equipos de conversión de alta potencia, como los sistemas de transmisión de corriente continua (DC), hasta aparatos de uso común, como por ejemplo, las fuentes de alimentación de los ordenadores portátiles. La electrónica de potencia incluye aplicaciones en la que los circuitos procesan o trabajan con rangos desde los milivatios hasta los megavatios.

Las aplicaciones típicas de la electrónica de potencia son, entre otras, la conversión de corriente alterna (AC) en corriente continua (DC), la conversión de corriente continua (DC) en alterna (AC), la conversión de una tensión continua no regulada en una tensión continua regulada y la conversión de una alimentación alterna de determinada amplitud y frecuencia en otra de amplitud y frecuencia distintas.

El diseño de los equipos de conversión de potencia precisa de numerosas disciplinas de la ingeniería eléctrica. La electrónica de potencia incluye aplicaciones de la teoría de circuitos, la teoría de control, electrónica, electromagnetismo, microprocesadores para el control de la conversión. Los avances conseguidos en la capacidad de conmutación de los semiconductores, combinados con el interés de mejorar el rendimiento y las prestaciones de los diferentes dispositivos han convertido a la electrónica de potencia un área de la ingeniería electrónica de rápido crecimiento.

Los diferentes dispositivos que se utilizan en la electrónica de potencia, se pueden reducir al concepto de interruptor electrónico. El interruptor electrónico se caracteriza por tener dos estados, activado y desactivado, lo que idealmente se corresponde con un cortocircuito y un circuito abierto, respectivamente. Las aplicaciones que utilizan dispositivos de conmutación son muy interesantes debido a sus bajas pérdidas de potencia. Cuando un interruptor es ideal, la tensión de conmutación o la corriente de conmutación serán nulas, es decir la potencia absorbida por el interruptor será también nula. Los dispositivos reales absorben algo de potencia cuando están en conducción y cuando tienen lugar a transiciones entre los estados de conducción y no conducción, aunque el rendimiento del circuito puede ser bastante alto.

1.2 Ámbitos de aplicación

La electrónica de potencia ha experimentado un gran avance en los últimos años, experimentado una considerable mejora en las características de los componentes electrónicos de potencia, de forma que se puede trabajar a tensiones e intensidades más elevadas como se ha citado anteriormente. Debido a ello, el mercado de la electrónica de potencia se está expandiendo rápidamente.

Las principales aplicaciones de los convertidores electrónicos de potencia son las siguientes:

Fuentes de alimentación: Aquí se incluyen la mayoría de los convertidores AC/DC cuyo uso está plenamente generalizado tanto en el ámbito industrial como doméstico. En la actualidad han cobrado gran importancia un subtipo de fuentes de alimentación electrónicas, denominadas fuentes de alimentación conmutadas. Estas fuentes se caracterizan por su elevado rendimiento y reducción de volumen necesario. El ejemplo más claro de aplicación se encuentra en la fuente de alimentación de los ordenadores.

Control de motores eléctricos: La utilización de convertidores electrónicos permite controlar parámetros tales como la posición, velocidad o par suministrado por un motor. Este tipo de control se utiliza en la actualidad en los sistemas de aire acondicionado. Esta técnica, denominada comercialmente como "inverter" sustituye el antiguo control encendido/apagado por una regulación de velocidad que permite ahorrar energía.

Calentamiento por inducción: Consiste en el calentamiento de un material conductor a través del campo generado por un inductor. La alimentación del inductor se realiza a alta frecuencia, generalmente en el rango de los kHz, de manera que se hacen necesarios convertidores electrónicos de frecuencia. La aplicación más vistosa se encuentra en las cocinas de inducción actuales.

Otras: Como se ha comentado anteriormente son innumerables las aplicaciones de la electrónica de potencia. Además de las ya comentadas destacan: sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI-UPS), sistemas de control del factor de potencia, balastos electrónicos para iluminación a alta frecuencia, interfase entre fuentes de energía renovables y la red eléctrica, etc.

Las líneas de investigación actuales buscan la integración de dispositivos de potencia y control en un único chip, reduciendo costes y multiplicando sus potenciales aplicaciones. No obstante existen dificultades a salvar como el aislamiento entre zonas trabajando a altas tensiones y circuitería de control, así como la disipación de la potencia perdida.

1.3 Dispositivos de Potencia

La selección de un dispositivo de potencia para una determinada aplicación no sólo depende de los niveles de corriente y tensión requeridos, sino de las características de conmutación. Las velocidades de conmutación y las pérdidas de potencia asociadas son dos factores muy importantes en los circuitos electrónicos de potencia. A continuación, se analizarán los dispositivos más importantes que se utilizan en estos circuitos.

1.3.1 Diodos

El diodo es un dispositivo electrónico compuesto por una unión semiconductor PN. Se puede considerar como el interruptor electrónico más simple. Las tensiones y corrientes del circuito son los que determinan el estado de conducción (activado) y de corte (desactivado) del diodo. El diodo está polarizado en directa (conducción) cuando la corriente i_d (ver Figura: 1.1) es positiva y está polarizado en inversa (en corte) cuando la tensión v_d es negativa [2].

En el caso ideal, el diodo se comporta como un cortocircuito cuando está polarizado en directa y se comportará como un circuito abierto cuando está polarizado en inversa. Las curvas características corriente-tensión real se muestra en la Figura 1.2:

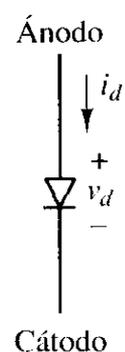


Figura 1.1:
Esquema de un diodo.

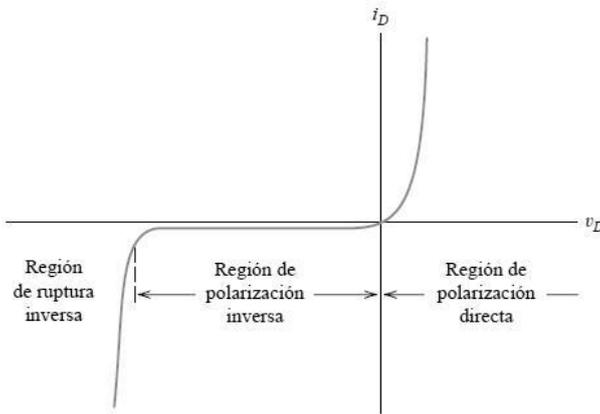


Figura 1.2: Curva característica $i-v$ de un diodo.

Una característica dinámica importante no ideal de un diodo y que tendrá relevancia en los circuitos de potencia, es la corriente de recuperación inversa. Cuando un diodo pasa de conducción a corte, la corriente disminuye y momentáneamente se hace negativa antes de alcanzar el valor cero.

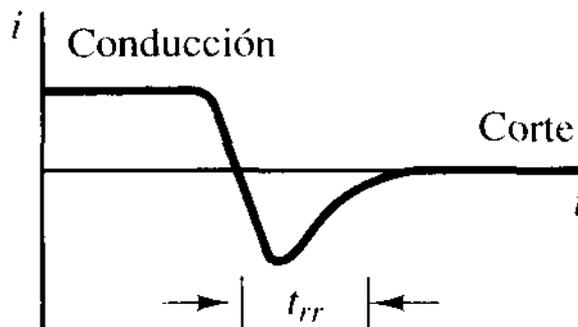


Figura 1.3: Tiempo de recuperación inversa de un diodo.

El tiempo de recuperación inversa t_{rr} , normalmente es inferior a $1\mu s$. Este fenómeno puede resultar relevante en aplicaciones de alta frecuencia. Los diodos de recuperación rápida se diseñan de modo que tengan t_{rr} menores que los diodos diseñados para aplicaciones de 50Hz.

1.3.2 Tiristores

Los tiristores son interruptores electrónicos utilizados en circuitos electrónicos de potencia donde es necesario controlar la activación del interruptor. Los tiristores constituyen una familia de dispositivos de tres terminales, entre los que se encuentran: el rectificador controlado de silicio (SCR), el triac, el tiristor de bloqueo de puerta (GTO) y el tiristor MCT o tiristor controlado por MOS (metal-óxido-semiconductor). Los tres terminales que componen Un tiristor son el ánodo, el cátodo y la puerta. A veces, se utilizan los términos tiristor o SCR (Figura 1.4) como sinónimos. Los tiristores pueden soportar altas corrientes y altas tensiones de bloqueo en aplicaciones de alta potencia, pero las frecuencias de conmutación están limitadas entre 10 y 20 kHz.

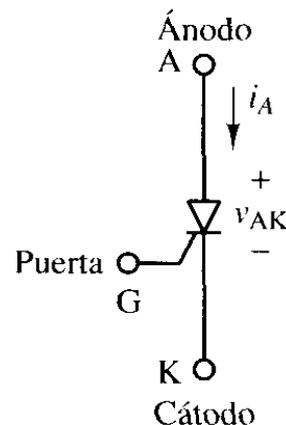


Figura 1.4: Esquema de un Tiristor o SCR.

Para que el SCR entre en conducción, hay que aplicar una corriente de puerta cuando la tensión cátodo-ánodo sea positiva. Una vez que el dispositivo haya entrado en conducción, la señal de puerta deja de ser necesaria para mantener la corriente de ánodo. El SCR continuará conduciendo mientras la corriente del ánodo siga siendo positiva y esté por encima de un valor mínimo, denominado nivel de mantenimiento. En las Figura 1.5 y 1.6 se muestran la característica corriente tensión real e ideal del SCR.

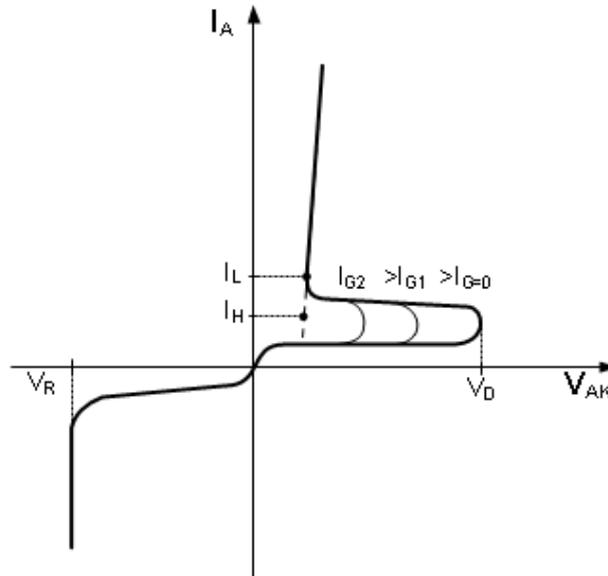


Figura 1.5: Curva característica $i-v$ de un Tiristor o SCR.

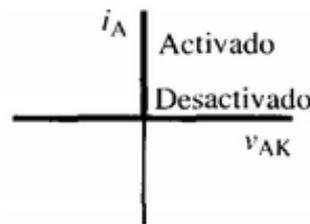


Figura 1.6: Curva característica ideal de un tiristor o SCR.

El tiristor GTO de la Figura 1.7, al igual que el SCR, se activa al aplicar una corriente de puerta de corta duración cuando la tensión ánodo-cátodo es positiva. Sin embargo, a diferencia del SCR, el GTO puede desactivarse aplicando una corriente de puerta negativa. El GTO, es más apropiado para aplicaciones en las que sea necesario controlar tanto activación como la desactivación del interruptor. La corriente negativa en el GTO puede ser muy breve (unos pocos milisegundos), pero su magnitud debe ser muy grande comparada con la corriente de activación. Generalmente, la corriente de desactivación de puerta es un tercio de la corriente de ánodo en estado de conducción. La característica $i-v$ ideal es igual que la que se muestra en la Figura 1.6 para el SCR.

El triac (ver Figura 1.8) es un tiristor capaz de conducir corriente en ambos sentidos. El triac es funcionalmente equivalente a dos SCR conectados en antiparalelo. Los circuitos atenuadores de luz comunes utilizan un triac para modificar los semiciclos positivos y negativos de la onda sinusoidal de entrada.

El MCT mostrado en la Figura 1.9 es un dispositivo funcionalmente equivalente a GTO, pero sin el requisito de la alta corriente de desactivación de puerta. El MCT está formado por un SCR y dos transistores MOSFET (transistor efecto de campo) integrados en un mismo dispositivo.

Un MOSFET activa el SCR y otro lo desactiva. EL MCT se activa y desactiva estableciendo la tensión puerta-cátodo apropiada, en lugar de establecer una corriente de puerta como GTO.

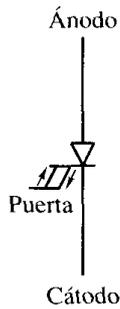


Figura 1.7: Esquema del tiristor de bloqueo por puerta (GTO).

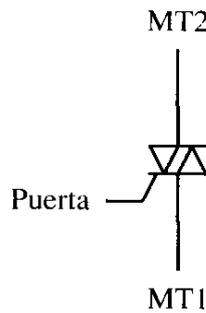


Figura 1.8: Esquema de un triac.

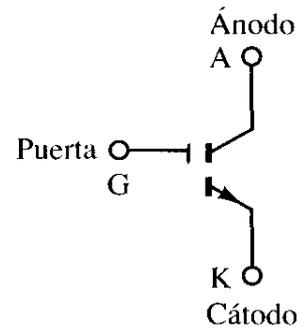


Figura 1.9: Esquema de un tiristor controlado por MOS (MCT).

Los tiristores han sido históricamente los interruptores electrónicos de potencia preferidos, debido a los altos voltajes nominales de tensión y corriente disponibles. Los tiristores, todavía se utilizan, especialmente en aplicaciones de alta potencia pero, dado que las prestaciones que ofrecen actualmente los transistores han aumentado considerablemente, han sido en muchas aplicaciones sustituidos por ellos.

1.3.3 Transistores

Los transistores son dispositivos electrónicos los cuales pueden ser utilizados como interruptores en los circuitos electrónicos de potencia. Los circuitos de excitación de los transistores se diseñan para que estos estén completamente saturados o en corte. Esto difiere con lo que ocurre con las aplicaciones de los transistores, como por ejemplo, un circuito amplificador, en el que el transistor opera en la región lineal o activa. Los transistores tienen la ventaja de que proporcionan un control de activación y desactivación mientras que los SCR sólo disponen de control de activación. Los tipos de transistores utilizados en los circuitos electrónicos de potencia incluyen los transistores de unión bipolar (BJT), los MOSFET y dispositivos híbridos, como por ejemplo, los transistores de unión bipolar de puerta aislada [3].

La característica típica de los transistores BJT (Figura 1.10) se muestra en la Figura 1.11. El estado de conducción para el transistor se consigue proporcionando la suficiente corriente de base para llevar al BJT a saturación. La tensión de saturación colector-emisor típica está de 1 a 2 V para un BJT de potencia. Una corriente de base nula hace que el transistor esté en la región de corte.

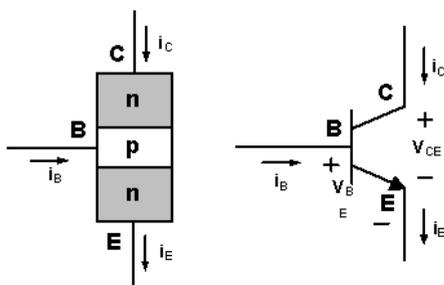


Figura 1.10: Esquema transistor BJT (NPN).

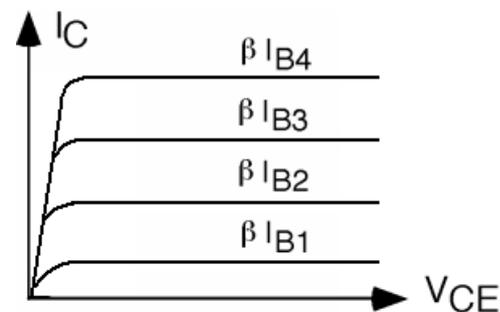


Figura 1.11: Curva característica de un BJT.

Los BJT son dispositivos controlados por corriente, los BJT de potencia tienen una baja β , en ocasiones menor que 20. Si en un BJT de potencia, con un valor de β igual al 20, entrase por

base una corriente de 3A se podría llegar a tener hasta una corriente de colector de unos 60A. Los BTJ de potencia están disponibles con valores nominales de hasta 1.200V y 400A. Se suelen utilizar convertidores que operan hasta los 10kHz aproximadamente. Generalmente los BJT están disponibles con valores nominales de corriente y tensión más altos que los MOSFET.

El transistor tipo MOSFET (ver Figura 1.12) es un dispositivo controlado por tensión con las características mostradas en la Figura 1.13:

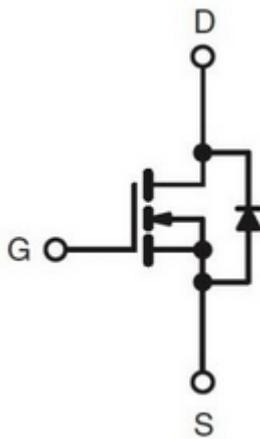


Figura 1.12: Esquema MOSFET (canal n).

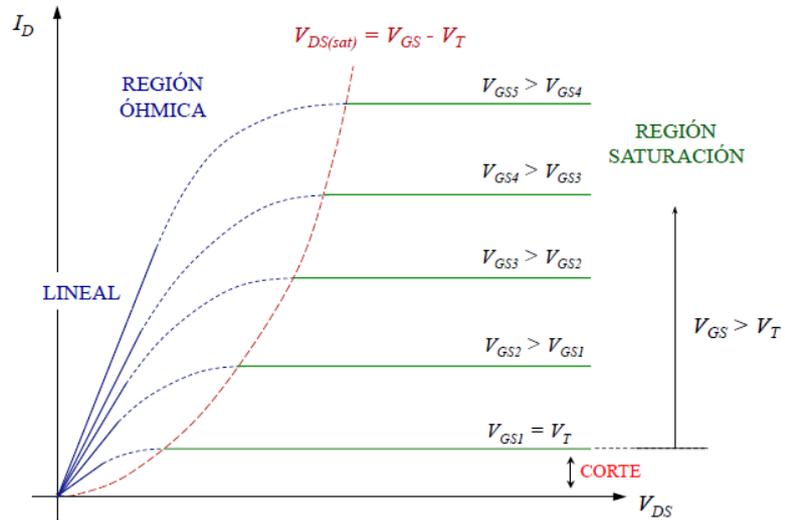


Figura 1.13: Curva característica del MOSFET (canal n, enriquecimiento).

Una tensión puerta-fuente lo suficientemente grande activará el dispositivo dando lugar a una pequeña tensión drenador-fuente. El circuito de excitación para activar y desactivar los MOSFET suele ser más sencillo que el utilizado para el BJT. En el estado de conducción, las variaciones de V_{DS} , son linealmente proporcionales a las variaciones de i_D . Por tanto, los MOSFET en estado de conducción pueden modelarse como una resistencia denominada $R_{DS(ON)}$. Los MOSFET de baja tensión tienen resistencias de conducciones menores que $0,1\Omega$. Los MOSFET de alta tensión tienen resistencias de conducción de unos cuantos ohmios. La construcción de los MOSFET produce un diodo parásito como el que se muestra en la Figura 1.13, se puede utilizar de forma ventajosa en circuitos electrónicos de potencia. Los valores nominales que llegan a alcanzar estos dispositivos son de 1.000V y 50A. Las velocidades de conmutación de los MOSFET son mayores que las de los BJT y se utilizan en convertidores que operan por encima de los 100kHz.

Capítulo 2: Circuitos fundamentales de Electrónica de Potencia

En este capítulo se analizarán los principales tipos de convertidores de potencia que son los siguientes: AC/DC, DC/AC, DC/DC y AC/AC.

2.1 Convertidores AC/DC

Los convertidores AC/DC producen una salida continua a partir de una entrada alterna. La potencia media se transfiere desde un generador de alterna a una carga de corriente continua. A los rectificadores se les denomina convertidores AC/DC, siempre y cuando incluyan una etapa de filtrado. Los rectificadores pueden ser de media onda o de onda completa.

2.1.1 Rectificadores de Media Onda

En la práctica, el rectificador de media onda se utiliza fundamentalmente en aplicaciones de bajas potencia, la corriente media de la red de suministro es no nula, y una corriente media no nula es capaz de causar problemas en el funcionamiento de los transformadores. Aunque las aplicaciones de este circuito son limitadas, resulta interesante analizar y comprender detalladamente su comportamiento para poder comprender de forma sencilla circuitos de mayor complejidad [4].

En la Figura 2.1 se puede observar un rectificador de media onda con carga resistiva.

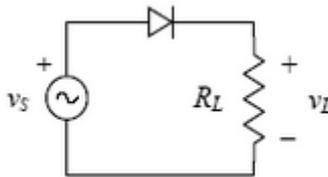


Figura 2.1: Rectificador de media onda con carga resistiva.

El generador proporciona una señal alterna y el objetivo es crear una tensión en la carga cuya componente de continua sea no nula. El diodo actúa como interruptor permitiendo el paso de corriente en un único sentido. En el semiciclo positivo del generador el diodo conduce ya que estará polarizado en directa. En el semiciclo negativo del generador, el diodo está polarizado en inversa, lo que hace que la corriente sea nula, la tensión en el diodo polarizado en inversa, es la tensión del generador siendo esta negativa. La salida proporcionada por el rectificador de media onda puede observarse en la Figura 2.2:

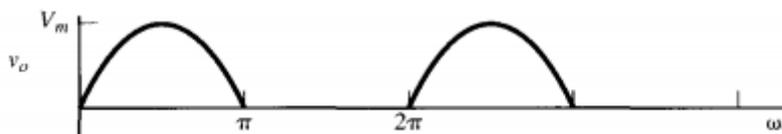


Figura 2.2: Salida de un rectificador de media onda con carga resistiva.

La componente de continua, V_o , de la tensión de salida es el valor medio de una sinusoide rectificadora de media onda:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} \quad (2.1)$$

La componente de continua de la corriente para la carga resistiva es:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{V_m}{\pi R} \quad (2.2)$$

Se puede calcular la tensión e intensidad cuadrática media:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_m \text{sen}(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

La componente de continua de la corriente para la carga resistiva es:

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V_m}{\sqrt{2}R} \quad (2.4)$$

La potencia media absorbida por la resistencia será:

$$P = I_{rms}^2 R = \frac{V_m^2}{2R} \quad (2.5)$$

Para un diodo real, la caída de tensión en el diodo causará que la corriente y la tensión de la carga se reduzcan, aunque esta variación no es muy significativa si la amplitud V_m tiene un valor alto.

Las cargas industriales típicamente presentan una cierta inductancia y no son resistivas puras (ver Figura 2.3):

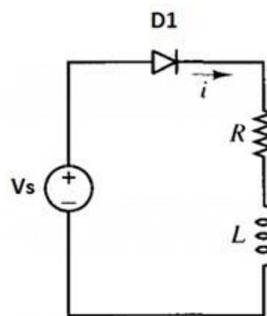


Figura 2.3: Rectificador de media onda con carga R-L.

La ecuación de la ley de Kirchoff para tensiones que describe la corriente en el circuito para el diodo ideal polarizado en directa:

$$V_m \text{sen}(\omega t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.6)$$

La corriente total del circuito será la suma de la respuesta sinusoidal de régimen permanente si el diodo no estuviera y del transitorio, siendo esta la solución a la ecuación diferencial homogénea para el circuito, sin generador ni diodo.

$$i_{permanente}(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (2.7)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

Para determinar la componente de transitorio, hay que resolver la siguiente ecuación diferencial:

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = 0 \quad (2.8)$$

La corriente del transitorio será:

$$i_{transitorio}(t) = Ae^{-t/\tau} \quad (2.9)$$

Donde τ es la constante de tiempo L/R y A es una constante que se determina a partir de las condiciones iniciales. La solución completa vendrá dada por:

$$i_{total}(t) = i_{permanente}(t) + i_{transitorio}(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \text{sen}(\omega t - \theta) + Ae^{-t/\tau} \quad (2.10)$$

La condición inicial para la corriente de la bobina es que sea nula, ya que es cero antes de que el diodo entre en conducción.

$$i_{total}(0) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \text{sen}(-\theta) + A = 0 \quad (2.11)$$

$$A = -\frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \text{sen}(-\theta) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \text{sen}(\theta)$$

Sustituyendo el valor de A en la ecuación 2.10, se obtiene que:

$$i_{total}(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} [\text{sen}(\omega t - \theta) + \text{sen}(\theta)e^{-t/\tau}] \quad (2.12)$$

El rectificador de media onda de la Figura 2.4 tiene una carga R - C en paralelo. La finalidad del condensador es reducir la variación de la tensión de salida, haciendo que la señal se parezca más a una de continua.

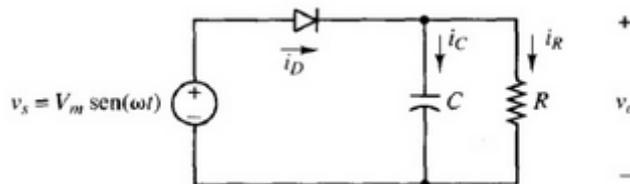


Figura 2.4: Rectificador de media onda con carga R - C .

Suponiendo que el inicialmente el condensador está descargado, y que se proporciona una señal en $\omega t = 0$, el diodo se polariza en directa en cuando el generador produce una señal positiva, alcanzando su máximo valor V_m cuando $\omega t = \pi/2$. Cuando la tensión del generador disminuye después de $\omega t = \pi/2$, el condensador se descarga a través de la resistencia de carga. En un determinado lapso de tiempo, la tensión del generador será menor que la tensión de salida, polarizando así el diodo en inversa y aislando la carga del generador. La tensión de salida decrece exponencialmente con la constante de tiempo de RC mientras el diodo está en corte.

El punto en el que el diodo se pone al corte se determina comprobando las velocidades de variación de las tensiones del generador y del condensador. El diodo se pone en corte cuando la velocidad a la que disminuye la tensión del generador es mayor que la establecida por la constante de tiempo de la carga RC . El ángulo $\omega t = \theta$ es el punto en el que el diodo pasa a estar en corte (ver Figura 2.5).

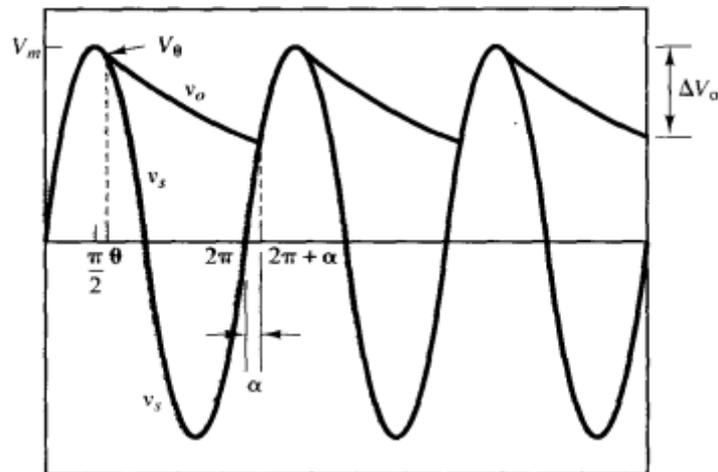


Figura 2.5: Tensiones de entrada y salida del rectificador de media onda.

La tensión de salida se puede expresar de la siguiente forma:

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} V_m \text{sen}(\omega t) & \text{diodo en conducción} \\ V_m \text{sen}(\theta) e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} = V_\theta e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodo en corte} \end{cases} \quad (2.13)$$

La eficiencia del filtro se puede determinar mediante la variación en la tensión de salida, lo que se puede expresar como la diferencia entre la tensión máxima y la mínima que se obtiene a la salida, que es la tensión de rizado entre pico y pico. Para el rectificador de media onda la tensión de salida máxima es V_m . La tensión mínima de salida se obtiene cuando $\omega t = 2\pi + \alpha$. Por lo tanto podemos obtener la siguiente expresión para el rizado:

$$\Delta V_o = V_m - V_m \text{sen}(\alpha) = V_m (1 - \text{sen}(\alpha)) \quad (2.14)$$

En los circuitos en los que se selecciona el valor de condensador para obtener una tensión continua de salida casi constante, la constante de tiempo RC es grande comparada con el periodo de la onda sinusoidal. En los circuitos que ocurre esto se pueden realizar las siguientes aproximaciones:

$$\theta \approx \frac{\pi}{2}; V_m \text{sen}(\theta) \approx V_m \quad (2.15)$$

Si evaluamos (2.13) cuando el diodo está en corte en un punto cercano al pico de onda sinusoidal cuando $\alpha \approx \frac{\pi}{2}$, y teniendo en cuenta (2.15) se obtiene que:

$$v_o(2\pi + \alpha) \approx V_m e^{-(2\pi + \pi/2 - \pi/2)/\omega RC} = V_m e^{-2\pi/\omega RC} \quad (2.15)$$

La tensión del rizado puede aproximarse por:

$$\Delta V_0 = V_m - V_m e^{-\frac{2\pi}{\omega RC}} = V_m (1 - e^{-\frac{2\pi}{\omega RC}}) \quad (2.16)$$

La función exponencial se puede desarrollar en serie de Taylor:

$$e^{-2\pi/\omega RC} \approx 1 - \frac{2\pi}{\omega RC} \quad (2.17)$$

Sustituyendo (2.18) en (2.17), se obtiene una relación para el rizado pico a pico:

$$\Delta V_0 = V_m \left(\frac{2\pi}{\omega RC} \right) = \frac{V_m}{fRC} \quad (2.18)$$

En definitiva, el rizado de la tensión de salida disminuye a medida que se aumenta el valor del condensador. El hecho de aumentar el valor de condensador también afecta al intervalo de conducción del diodo que será más pequeño.

2.1.2 Rectificadores de Onda Completa

La finalidad de un rectificador de onda completa es obtener una tensión o corriente continua para una componente continua específica. En general, el comportamiento de un rectificador de onda completa se asemeja mucho al de un rectificador de media onda aunque presenta ciertas ventajas. Una de ellas es que la corriente media del generador de alterna es nula en un rectificador de onda completa, lo cual tiene gran relevancia a la hora de evitar problemas asociados a las corrientes medias no nulas relacionadas con el generador. Otra de ellas, es que la salida que proporciona el rectificador de onda completa presenta un menor rizado que la salida que se obtiene en un rectificador de media onda.

Una configuración típica es la de rectificador en puente como el que se puede observar en la Figura 2.6 Como switches se pueden utilizar diodos.

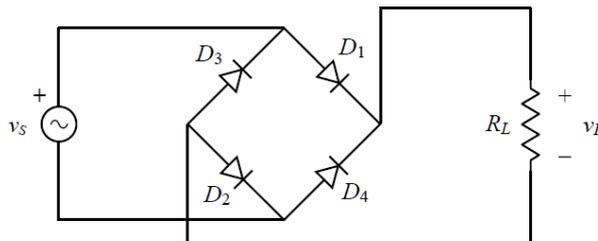


Figura 2.6: Rectificador de onda completa con carga resistiva.

Los diodos D_1 y D_2 conducen al mismo tiempo, al igual que lo hacen los diodos D_3 y D_4 . La ley de Kirchoff para las tensiones aplicadas a la malla formada por el generador D_1 y D_3 demuestra que no pueden conducir simultáneamente. Lo mismo ocurre para los diodos D_2 y D_4 . La corriente en la carga será positiva o nula, pero no negativa.

La tensión en la carga será $+v_s$ cuando D_1 y D_2 conduzcan, y $-v_s$ cuando lo hagan D_3 y D_4 . La corriente de la carga es la misma que la del generador para mitad de su periodo y para la otra mitad es la misma pero con signo negativo.

La pulsación fundamental de la tensión de salida es 2ω , donde ω es la pulsación de la entrada alterna, ya que se generan dos periodos a la salida para cada periodo de la entrada. La serie de Fourier de la salida está compuesta por un término de continua y los armónicos pares de la frecuencia del generador.

La tensión en una carga resistiva para el rectificador en puente viene dada por:

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} V_m \text{sen}(\omega t) & \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -V_m \text{sen}(\omega t) & \text{para } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.20)$$

La componente continua de la tensión de salida es el valor medio, y la corriente de carga es la tensión en la resistencia dividida por la resistencia:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \quad (2.19)$$

La componente de continua de la corriente para la carga resistiva es:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{2V_m}{\pi R} \quad (2.22)$$

La potencia media absorbida por la resistencia de carga viene dada por la expresión (2.5), donde I_{rms} para la corriente con rectificación de onda completa tiene el mismo valor que el de una onda sinusoidal sin rectificar, es decir:

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.23)$$

Donde I_m es la corriente que proporciona el generador. Por lo tanto obtenemos la siguiente expresión para la potencia media absorbida:

$$P = \frac{I_m^2 R}{2} \quad (2.24)$$

Para obtener una salida en forma de tensión continua será necesario poner un filtro tras la etapa rectificadora. Se suele utilizar un filtro de salida basado en un condensador (ver Figura 2.7). Al conectar un condensador de gran valor paralelo con una carga resistiva se produce una tensión de salida que es prácticamente continua. El análisis es similar al realizado para el rectificador de media onda.

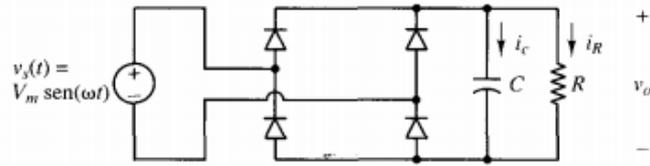


Figura 2.7: Rectificador de onda completo con filtro condensador.

En el circuito rectificador de onda completa, el tiempo de descarga del condensador es menor que en el circuito de media onda debido a la onda sinusoidal rectificada de la segunda mitad de cada periodo. El rizado de tensión que se obtiene en estos circuitos es aproximadamente la mitad que en el rectificador de media onda. La tensión de pico será menor en la salida ya que se producen dos caídas de tensión debida al par de diodos (ver Figura 2.8). Al igual que en el rectificador de media onda la tensión es sinusoidal cuando el par de diodos conducen y es una exponencial decreciente cuando no lo hacen:

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} |V_m \text{sen}(\omega t)| & \text{diodo en conducción} \\ V_m \text{sen}(\theta) e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodo en corte} \end{cases} \quad (2.25)$$

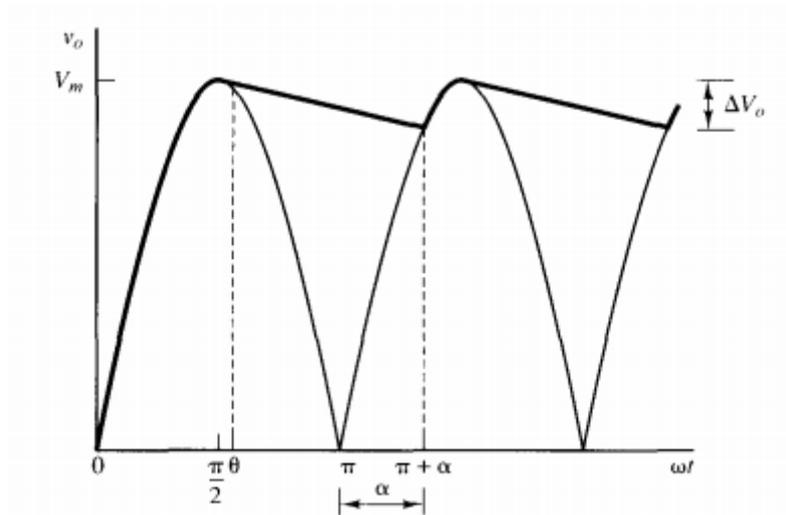


Figura 2.8: Tensión de salida rectificador de onda completa con filtro condensador.

θ es el ángulo para el que se invierte la polaridad de los diodos, toma el mismo valor que en el rectificador de media onda.

La tensión máxima de salida es V_m y la tensión mínima de salida se obtiene calculando v_o para el ángulo en el que el segundo par de diodos entra en conducción, que es el instante $\omega t = \pi + \alpha$. En este punto límite:

$$V_m \text{sen}(\theta) e^{-\frac{(\pi + \alpha - \theta)}{\omega RC}} = -V_m \text{sen}(\pi + \alpha) \quad (2.26)$$

La variación de tensión pico a pico, es la diferencia de tensiones máxima y mínima:

$$\Delta V_0 = V_m - |V_m \text{sen}(\pi + \alpha)| = V_m(1 - \text{sen}(\alpha)) \quad (2.27)$$

Al igual que en la ecuación (2.14), pero el valor que toma α es mayor para el rectificador de onda completa y el rizado es menor para una determinada carga.

En los circuitos reales $\omega RC \gg \pi$ por lo tanto se pueden realizar las siguientes aproximaciones:

$$\theta \approx \frac{\pi}{2}; \alpha \approx \frac{\pi}{2} \quad (2.28)$$

La tensión de salida mínima se calcula utilizando (2.17) en el caso que el par de diodos se encuentre en corte, y se evalúa en el punto $\omega t = \pi + \alpha$:

$$v_o(\pi + \alpha) = V_m e^{-(\pi + \pi/2 - \pi/2)/\omega RC} = V_m e^{-\pi/\omega RC} \quad (2.29)$$

La tensión del rizado puede aproximarse por:

$$\Delta V_0 \approx V_m - V_m e^{-\frac{2\pi}{\omega RC}} = V_m(1 - e^{-\frac{2\pi}{\omega RC}}) \quad (2.30)$$

La función exponencial se puede desarrollar en serie de Taylor:

$$e^{-\pi/\omega RC} \approx 1 - \frac{\pi}{\omega RC} \quad (2.31)$$

Sustituyendo (2.31) en (2.30), se obtiene una relación para el rizado pico a pico:

$$\Delta V_0 = V_m \left(\frac{\pi}{\omega RC} \right) = \frac{V_m}{2fRC} \quad (2.32)$$

La tensión pico a pico aproximada obtenida para el rectificador de onda completa es la mitad que la obtenida en el caso del rectificador de media onda.

2.2 Convertidor DC/AC

Un inversor es un circuito electrónico que permite producir una onda alterna, generalmente una sinusoidal, a partir de una fuente de tensión continua. Concretamente, los inversores transfieren potencia desde una fuente continua a una carga de alterna. El convertidor analizado previamente para el rectificador de onda completa puede funcionar como inversores en algunos casos, pero para ello debe utilizarse a su vez una señal alterna de control. Los inversores se utilizan en aplicaciones tales como motores de alterna de velocidad ajustable, sistemas de alimentación interrumpida (SAI) y dispositivos de corriente alterna que funcione a partir de una batería de automóvil [4].

El convertidor en onda completa es el circuito básico que se utiliza para convertir de continua a alterna (ver Figura 2.9). A partir de una entrada continua se obtiene una salida alterna, cerrando y abriendo los interruptores que compondrán el puente en una determinada secuencia.

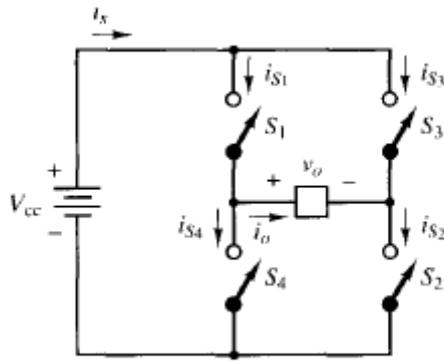


Figura 2.9: Puente convertidor de onda completa.

Una configuración sencilla es la que se conoce como, inversor de onda cuadrada. En el que los interruptores conectarán a la carga $+V_{CC}$ cuando S_1 y S_2 estén cerrados con S_3 y S_4 en abierto y conectarán $-V_{CC}$ a la carga cuando S_3 y S_4 estén cerrados con S_1 y S_2 abiertos. La conmutación periódica de la tensión de la carga entre estos valores dará como resultado una onda cuadrada (ver Figura 2.10).

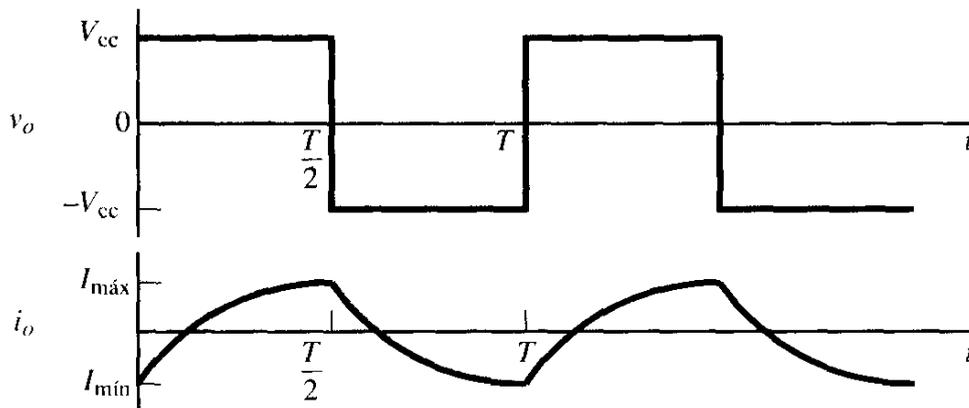


Figura 2.10: Tensión de la salida con forma de onda cuadrada y forma de la onda de corriente en régimen permanente para una carga R-L.

Aunque esta salida alterna no es sinusoidal, puede utilizarse como onda de alterna para algunas aplicaciones o incluso utilizando un filtro adecuado se puede llegar a conseguir que la onda sea sinusoidal.

El método de las series de Fourier suele ser el método más útil para analizar la corriente de la carga y poder calcular la potencia absorbida en la carga. Se pueden expresar la tensión de salida y corriente de la carga en términos de una serie de Fourier:

$$v_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \text{sen}(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.33)$$

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \text{sen}(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (2.34)$$

La potencia absorbida por una carga con una resistencia se calcula a partir de $I_{rms}^2 R$, donde la corriente se puede determinar a partir de las corrientes eficaces correspondientes a cada una de las componentes en serie de Fourier:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_n}{\sqrt{2}Z_n}\right)^2} \quad (2.35)$$

Siendo Z_n la impedancia de la carga para el armónico n para un caso general en el que la resistencia de carga no sea resistiva pura. La potencia absorbida en la resistencia de carga será:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}}\right)^2 R \quad (2.36)$$

En el caso de una onda cuadrada, las series de Fourier contienen armónicos impares, y la tensión de salida se puede representar de la siguiente manera:

$$v_o(t) = \sum_{n, \text{impar}} \frac{4V_{CC}}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.37)$$

Si se desea como salida una onda sinusoidal será necesaria una etapa de filtrado que deje pasar únicamente la frecuencia fundamental.

2.3 Convertidor AC/AC

Un controlador de tensión alterna es un convertidor que controla la tensión, la corriente y la potencia media que entrega una fuente de alterna a una carga de alterna. Interruptores electrónicos conectan y desconectan la fuente y la carga a intervalos regulados. La conmutación se produce en cada ciclo de red, según un esquema denominado control de fase, lo que tiene como efecto eliminar parte de la forma de onda de la fuente antes de alcanzar la carga de modo que el valor medio de potencia queda reducido. Otro tipo de control es el control de ciclo integral, en el que se conecta y desconecta la fuente durante varios ciclos seguidos.

El controlador de tensión alterna controlado por fase tiene diversas aplicaciones, como los circuitos atenuadores de intensidad luminosa y el control de velocidad de motores de inducción. La fuente de tensión de entrada es un generador de alterna y la salida también lo es (aunque no es sinusoidal), por lo que el circuito se clasifica como un convertidor AC-AC [4].

En la figura 2.11 se muestra un controlador de tensión monofásico básico. Los interruptores electrónicos, utilizados son SCR conectados de forma antiparalela, es decir, conducen corriente en sentidos opuestos permitiendo que fluya la corriente en cualquier sentido en la carga.

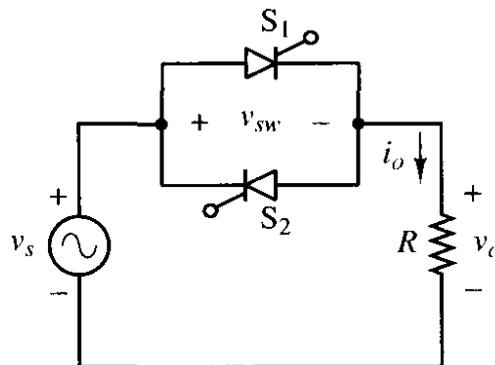


Figura 2.11: Controlador de tensión alterna monofásico con carga resistiva.

El principio de funcionamiento del controlador de tensión monofásico con control de fase es similar al del rectificador controlado de media onda. En este caso la corriente presenta semiciclos positivos y negativos. En el circuito de la Figura 2.12, S_1 conduce si se aplica una señal de puerta en el semiciclo positivo de la fuente, S_1 conduce hasta que la corriente que lo atraviesa se hace nula. Al aplicar una señal de puerta a S_2 en el semiciclo negativo de la fuente, se proporciona un camino para la corriente de carga negativa. Si la señal de puerta de S_2 está retrasada medio periodo respecto a de S_1 , el análisis en el semiciclo negativo será idéntico al del semiciclo positivo pero con signo contrario. Cabe resaltar las siguientes cuestiones sobre el circuito:

Los SCR no pueden conducir simultáneamente, la tensión en la carga será la misma tensión de la fuente cuando está activado cualquiera de los dos SCR y será nula cuando ambos estén desconectados. La tensión en el interruptor v_{sw} es nula cuando cualquiera de los SCR está activado y es igual a la tensión del generador cuando ambos estén desactivados.

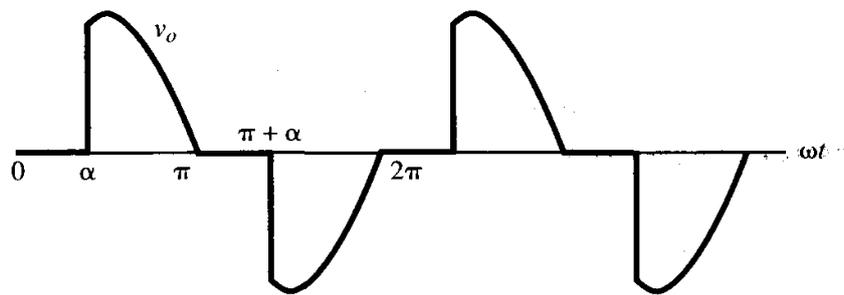


Figura 2.12: Salida de tensión para el controlador de tensión alterna monofásico con carga resistiva.

La corriente media en la fuente y la carga es nula si se activan los dos SCR durante intervalos iguales de tiempo y la corriente media en cada SCR no será nula, debido a su corriente unidireccional. La corriente eficaz de cada SCR, es la corriente eficaz de carga multiplicado por un factor $1/\sqrt{2}$ si se activan durante intervalos iguales de tiempo.

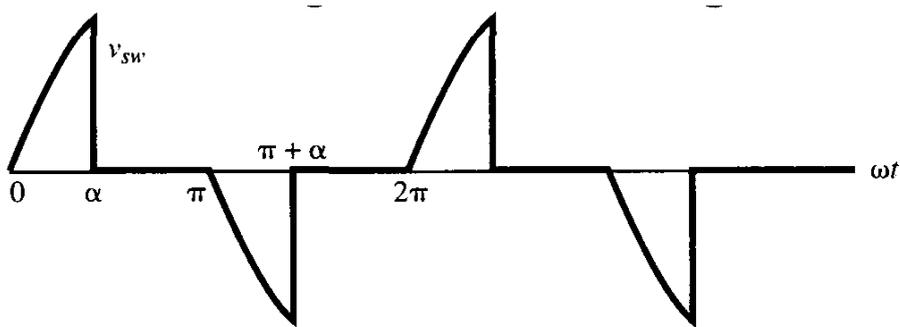


Figura 2.13: Tensión en el controlador de tensión alterna monofásico con carga resistiva.

En las Figuras 2.12 y 2.13 se muestran las formas de onda de tensión del controlador de tensión monofásico controlado por fase con carga resistiva. Estas formas de onda se obtienen, típicamente, en los circuitos de atenuación de la intensidad luminosa. Suponemos que la tensión fuente tiene la forma $V_m \text{sen}(\omega t)$, con una salida:

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} V_m \text{sen}(\omega t) & \alpha < \omega t < \pi, \alpha + \pi < \omega t < 2\pi \\ 0 & \text{resto de casos} \end{cases} \quad (2.38)$$

La tensión eficaz aplicada a la carga teniendo en cuenta la simetría positiva y negativa de la forma de onda de la tensión, por lo que sólo será necesario evaluar medio periodo de la forma de onda:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [V_m \text{sen}(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2\pi}} \quad (2.39)$$

La corriente eficaz de carga será:

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V_m}{\sqrt{2}R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2\pi}} \quad (2.40)$$

y la potencia absorbida por ella:

$$P = \frac{V_m^2}{R} = \frac{V_m^2}{2R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2\pi}\right) \quad (2.41)$$

Cuando $\alpha = 0$, la tensión aplicada a la carga es una senoide con el mismo valor eficaz que la de la fuente. En la Figura 2.14 se re presenta la tensión eficaz normalizada de carga en función de α .

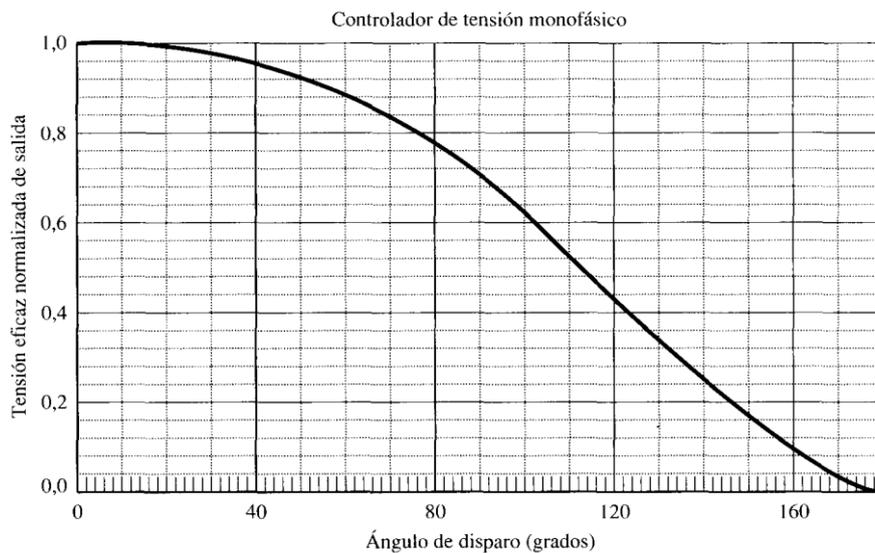


Figura 2.14: Tensión eficaz normalizada de carga en función del ángulo de disparo para un controlador de tensión alterna monofásico con carga resistiva.

Por lo tanto, la potencia media entregada a la carga se puede controlar mediante el desfase α en el disparo de los interruptores.

2.4 Convertidor DC/DC

Los convertidores DC-DC sin circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua y normalmente proporciona una salida regulada [4].

Antes de describir un convertidor conmutador, es importante comprender la necesidad de ello frente a convertidores DC-DC lineales. Una forma sencilla de convertir una tensión continua a otro valor más bajo es utilizar el circuito que se muestra en la Figura 2.15:

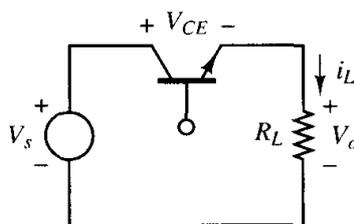


Figura 2.15: Regulador lineal básico.

La corriente de carga vendrá controlada por el transistor. Ajustando la corriente de base del transistor se puede controlar la tensión de salida en el rango comprendido entre 0 y V_s . Este tipo de circuito se denomina convertidor DC-DC lineal o regulador lineal, debido a que el transistor opera en su región lineal, comportándose como una resistencia variable.

Aunque es una manera sencilla de reducir una tensión de alimentación continua y regular la salida, la baja eficiencia de este circuito es una desventaja importante en las aplicaciones de potencia. La pérdida de potencia en el transistor es la causante de la ineficiencia de este circuito. Por ejemplo, si la tensión de salida es una cuarta parte de la tensión de entrada, esto significa que la resistencia absorberá una cuarta parte de la potencia suministrada por el generador, lo cual se traduce en una eficiencia del 25%, por eso es necesario utilizar circuitos alternativos a ellos para la finalidad propuesta.

2.4.1 Convertidor Conmutado básico

Una alternativa más eficiente al regulador lineal es el convertidor conmutado. En un convertidor conmutado, el transistor funciona como un interruptor electrónico, al estar completamente activado o completamente desactivado (saturación o corte en el caso de un transistor bipolar BJT). Este circuito también es conocido como “DC chopper” o “troceador de continua”.

Suponiendo que el interruptor de la Figura 2.16 es ideal, la salida tendrá el mismo valor a la salida que a la entrada cuando el interruptor esté cerrado y cero en caso contrario.

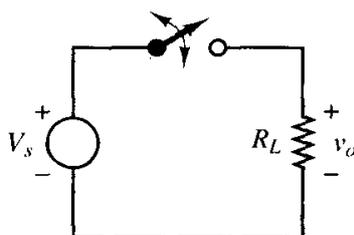


Figura 2.16: Convertidor DC-DC básico.

La apertura y cierre periódicos del interruptor producirán una salida de pulsos como el que se muestra en la Figura 2.17:

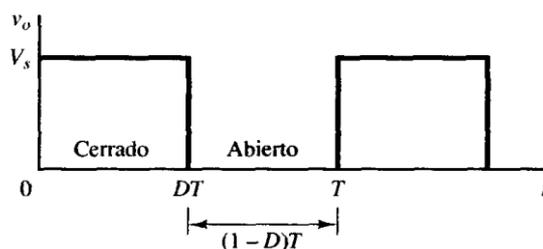


Figura 2.17: Tensión de salida para el convertidor DC-DC básico.

La componente continua de la salida vendrá dada por:

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (2.42)$$

La componente de continua de la salida se controla ajustando el ciclo de trabajo D , que es la fracción del periodo en el que el interruptor está cerrado:

$$D = \frac{t_{conducción}}{t_{conducción} + t_{corte}} = \frac{t_{conducción}}{T} = t_{conducción} f \quad (2.43)$$

Siendo f la frecuencia de conmutación en hercios. En este circuito, la componente de continua será menor o igual a la entrada. La potencia absorbida por el interruptor ideal es cero. Cuando el interruptor está abierto, no pasa corriente por él, y cuando está cerrado no cae la tensión en el mismo, trabajando con una eficiencia del 100%. No obstante, en la práctica esto no sucede así, dado que la tensión en el interruptor no será cero cuando conduzca, y si trabajásemos con un transistor a modo de interruptor habrá pérdidas al pasar por la región lineal mientras varía su estado entre saturación y corte. Los convertidores pueden clasificarse genéricamente en tres grupos: Convertidor Reductor, Convertidor Elevador y Convertidor Reductor-Elevador. Como el tercero de esta clasificación engloba a los anteriores, se analizará detalladamente para tener ciertas nociones de cómo funcionan todos.

2.4.2 Convertidor Reductor-Elevador

Es un convertidor básico y su configuración se muestra en la Figura 2.18, la salida puede ser mayor o menor que la tensión de entrada.

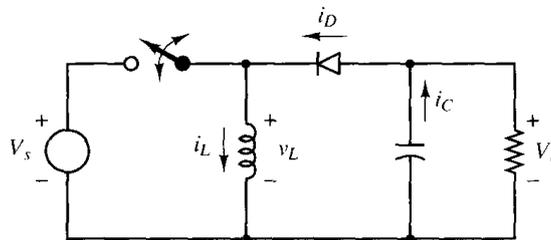


Figura 2.18: Convertidor reductor-elevador.

Se realizarán las siguientes suposiciones sobre el modo de funcionamiento del convertidor: El circuito operará en régimen permanente, la corriente en la bobina es permanente, el condensador es lo suficientemente grande como para tener una tensión de salida constante, el interruptor estará cerrado un tiempo DT y está abierto el resto del tiempo $(1-D)T$ y los componentes que componen el circuito son ideales.

Si se analiza el interruptor cerrado (ver Figura 2.19), el circuito quedará de la siguiente forma:

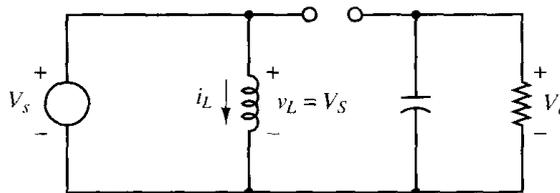


Figura 2.19: Circuito equivalente del convertidor reductor-elevador cuando el interruptor está cerrado.

La tensión en la bobina vendrá dada por:

$$v_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.44)$$

El ritmo de variación de la corriente en la bobina es una constante, por lo que la corriente en la misma aumenta linealmente:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.45)$$

Por lo tanto:

$$(\Delta i_L)_{cerrado} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.46)$$

Cuando el interruptor esté abierto Figura 2.19, la corriente de la bobina no puede variar instantáneamente, por lo tanto el diodo estará polarizado en directa y pasará corriente por la resistencia y condensador.

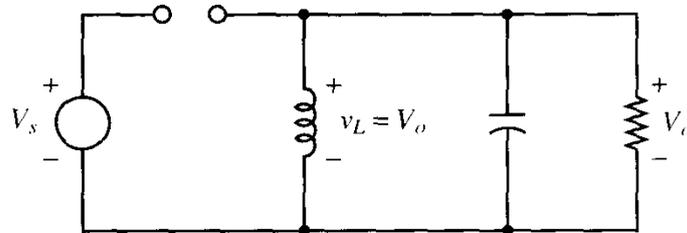


Figura 2.19: Circuito equivalente del convertidor reductor-elevador cuando el interruptor está abierto.

En esta situación la tensión en la bobina vendrá dada por:

$$v_L = V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.47)$$

El ritmo de variación de la corriente en la bobina es de nuevo constante, y la variación de la corriente es:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_o}{L} \quad (2.48)$$

Despejando la variación en la corriente se tiene que:

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \quad (2.49)$$

Como se ha especificado inicialmente el circuito opera en régimen permanente, siendo la variación de la corriente nula por periodo, es decir, $(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0$. Si se sustituyen las relaciones obtenidas en (2.46) y (2.49), se obtiene la siguiente relación para la tensión de salida:

$$V_0 = -V_s \left[\frac{D}{1-D} \right] \quad (2.50)$$

La relación (2.42) muestra que la polaridad de la tensión de salida es opuesta a la tensión de la fuente. La magnitud de salida del convertidor reductor-elevador puede ser menor o mayor que la de la fuente, en función del ciclo de trabajo del interruptor. Cuando $D > 0,5$ la salida será mayor que la entrada y si $D < 0,5$ la salida será menor que la entrada. Por lo tanto este circuito combina las características de los convertidores elevador y reductor.

El rizado de la tensión de salida del convertidor reductor-elevador se calcula a partir de la forma de onda de corriente en el condensador (Figura 2.20):

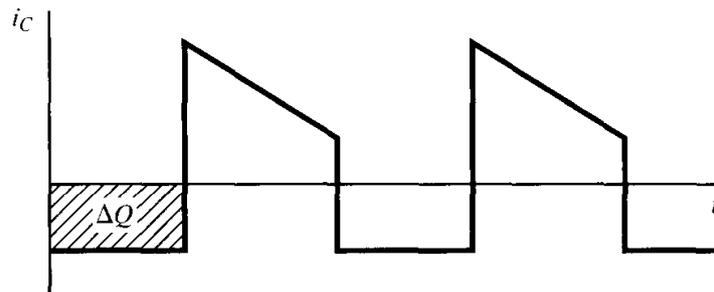


Figura 2.20: Corriente en el condensador del convertidor elevador-reductor.

Por lo tanto:

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_0}{R} \right) DT = C \Delta V_0 \quad (2.51)$$

A partir de ella se puede llegar a la siguiente expresión:

$$\Delta V_0 = \frac{V_0 DT}{RC} = \frac{V_0 D}{RCf} \quad (2.52)$$

Capítulo 3: Análisis de circuitos fundamentales de Electrónica de Potencia mediante simulación

En este capítulo se van a analizar mediante la herramienta de simulación Pspice [5] algunos circuitos convertidores estudiados a lo largo del capítulo 2.

3.1 Convertidor AC/DC

3.1.1 Análisis del convertidor con puente de diodos

De los dos convertidores estudiados se analizará el circuito rectificador de onda completa (ver Figura 3.1). La fuente sinusoidal de referencia tendrá 10V de amplitud y una frecuencia de 50Hz. Se utilizarán un tipo de diodo en forma de switches de los diferentes que proporciona la librería de Pspice. Los diodos D_1 y D_2 estarán en contrafase con los switches D_3 y D_4 , de forma que los dos primeros permitirán dejar pasar la corriente cuando la amplitud de la fuente de tensión sea positiva y cuando esta sea negativa lo harán D_3 y D_4 .

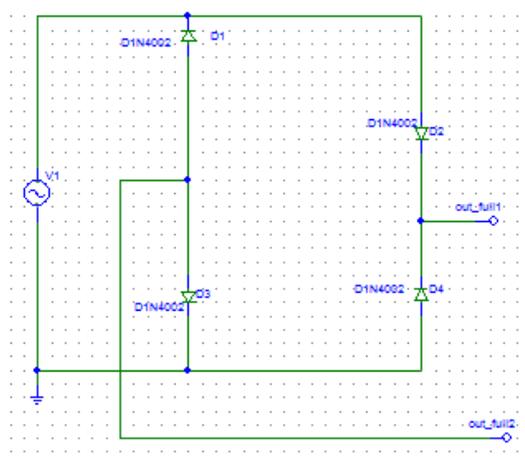


Figura 3.1: Esquema en Pspice del rectificador de onda completa con puente de diodos.

Se realiza un análisis .TRAN el cual permite ver la onda que se tiene a la salida (out_full12-out_full22) en una carga de 100kΩ. El resultado obtenido se muestra en la Figura 3.2:

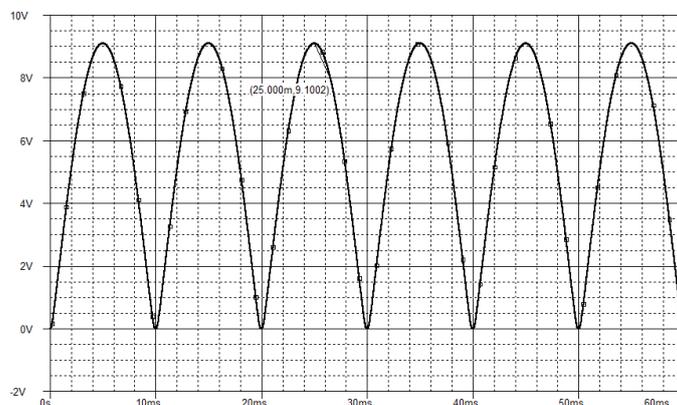


Figura 3.2: Tensión de salida para el rectificador de onda completa con puente de diodos.

La salida que se obtiene tiene una amplitud máxima de 9,1V se pone de manifiesto la caída de potencial que ocurre en cada diodo, el modelo utilizado tiene un potencial de unión de 0'39V.

El objetivo de un circuito rectificador, como se citó en el capítulo 2 es transformar una señal de alterna en continua. Para ello será necesario utilizar un filtro que se quede exclusivamente con la parte continua. En la segunda etapa, la de filtrado, se pretende minimizar los efectos debidos a la frecuencia propia de la señal así como la de posibles frecuencias no deseadas que aparezcan en el sistema. Se han simulado un filtro basado en condensador (ver Figura 3.3).

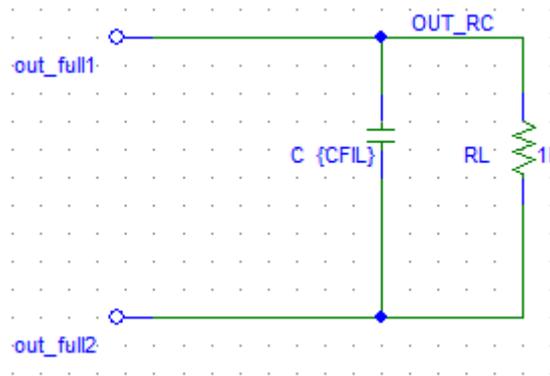


Figura 3.3: Esquema en Pspice del filtro R-C.

Primero se ha simulado el filtro C. Para ello, se realiza un barrido paramétrico del condensador variando entre valores razonables desde 1 μ F hasta 1mF, de manera que se pueda encontrar el valor de este para el cual el rizado de la señal de salida sea lo suficientemente pequeño como para considerar un resultado aceptable. Para realizar esto, es necesario completar un análisis .TRAN y hacer la representación de la curvas para la salida con los diferentes valores del condensador. En la Figura 3.4 se observa la respuesta en frecuencia de este filtro. Se determina de esta manera que un condensador de 500 μ F proporciona un rizado pequeño a la salida (en torno al 1%).

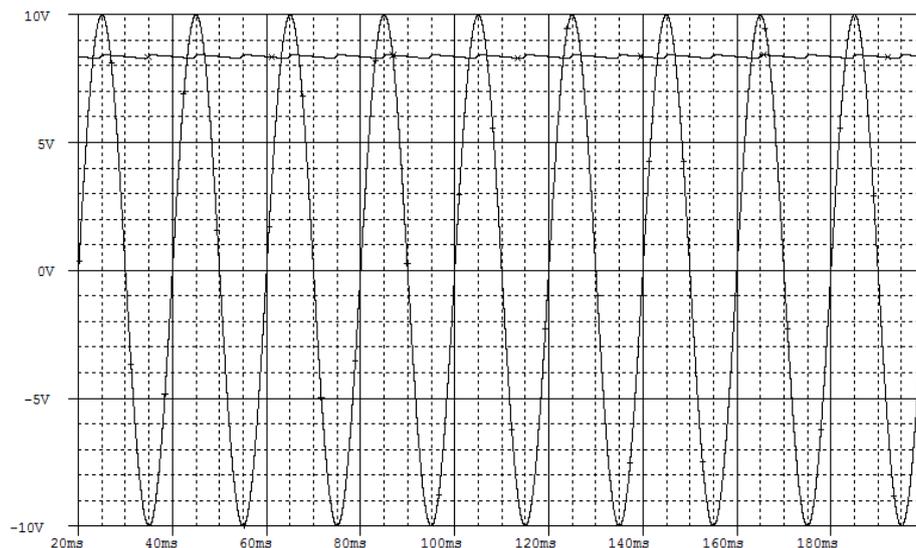


Figura 3.4: Onda suministrada por la fuente de tensión alterna y salida de tensión del rectificador de onda completa con puente de diodos y filtro R-C.

En la Figura 3.5 se muestra con mayor detalle el rizado de la salida:

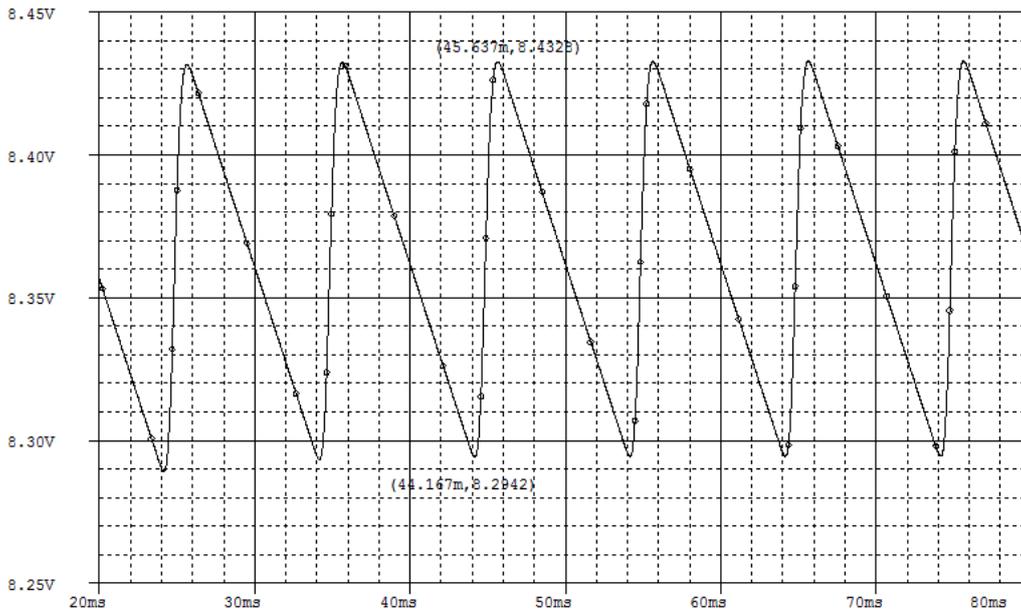


Figura 3.5: Rizado de la señal filtrada del rectificador de onda completa.

El valor del rizado se puede obtener a partir de la gráfica mediante la siguiente expresión $\Delta V_0 = 8,4328V - 8,2942V = 0,1378V$ o expresado de otra forma $\Delta V_0/V_s = 0,01378 = 1,388\%$.

Se puede calcular también la potencia media de entrada y salida mediante el comando AVG que proporciona Pspice. Los resultados que se obtienen se muestran en la Figura 3.6:

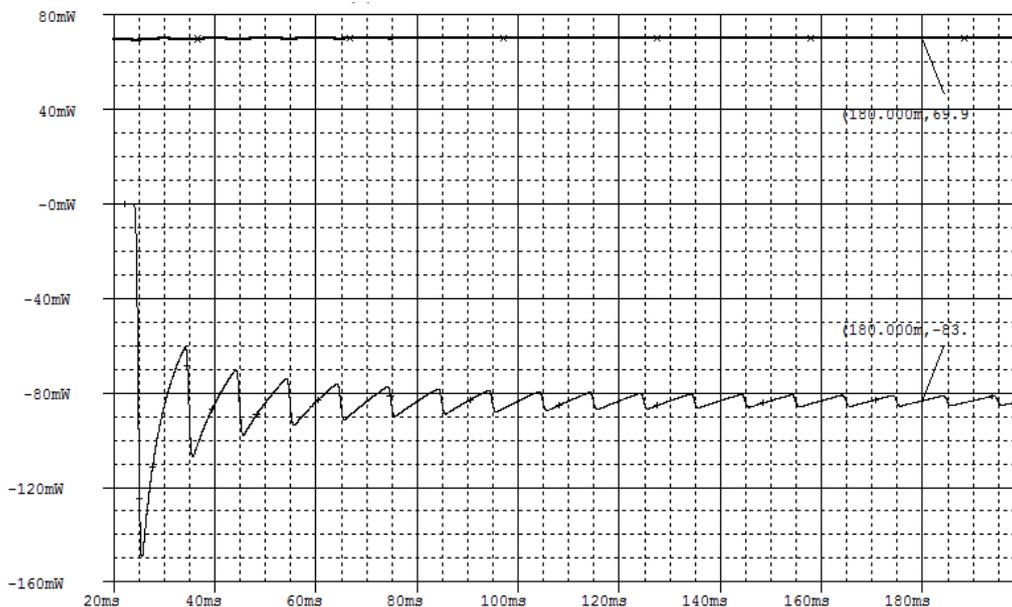


Figura 3.6: Potencia media suministrada por la fuente de tensión alterna (abajo) y la salida potencia media disipada en la carga (abajo).

La fuente de alterna proporcionará o entregará una potencia con un valor medio en torno los 83,28mW y mientras que la potencia media que se obtiene a la salida es de 69,96mW. El rendimiento del convertidor es $69,9/83,2=0,84$ o del 84%. Como era de esperar al no trabajar con switches ideales como son los diodos, cierta potencia se disipa en ellos a la hora de trabajar.

3.1.2 Análisis del convertidor con puente MOSFET

También se ha analizado el circuito rectificador de onda completa pero en esta ocasión en vez de utilizar diodos a modo de switches, se han utilizado MOSFETs en su lugar (ver Figura 3.7). La señal de entrada tiene las mismas características que las citadas anteriormente. Los transistores serán controlados mediante pulsos cuadrados de frecuencia 50Hz que harán que el transistor trabaje en la región de corte o saturación en función de la señal que entre por el terminal de puerta.

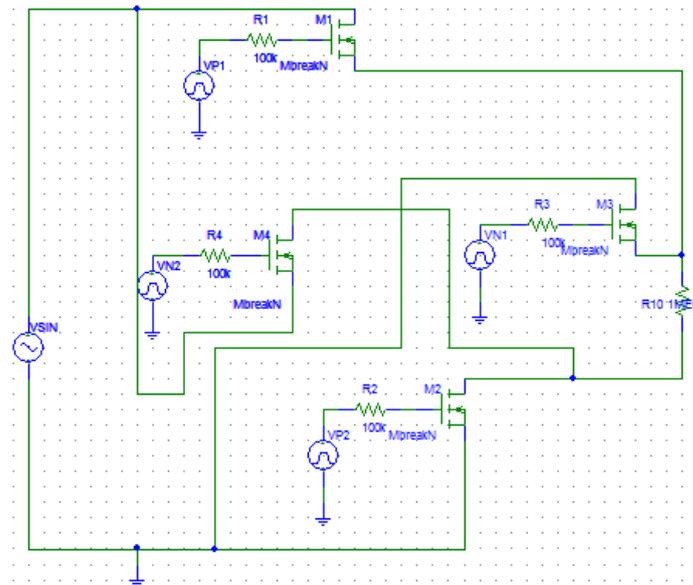


Figura 3.7: Esquema en Pspice del rectificador de onda completa con puente MOSFET.

La señal de salida que se obtiene en este caso se puede ver en la Figura 3.8:

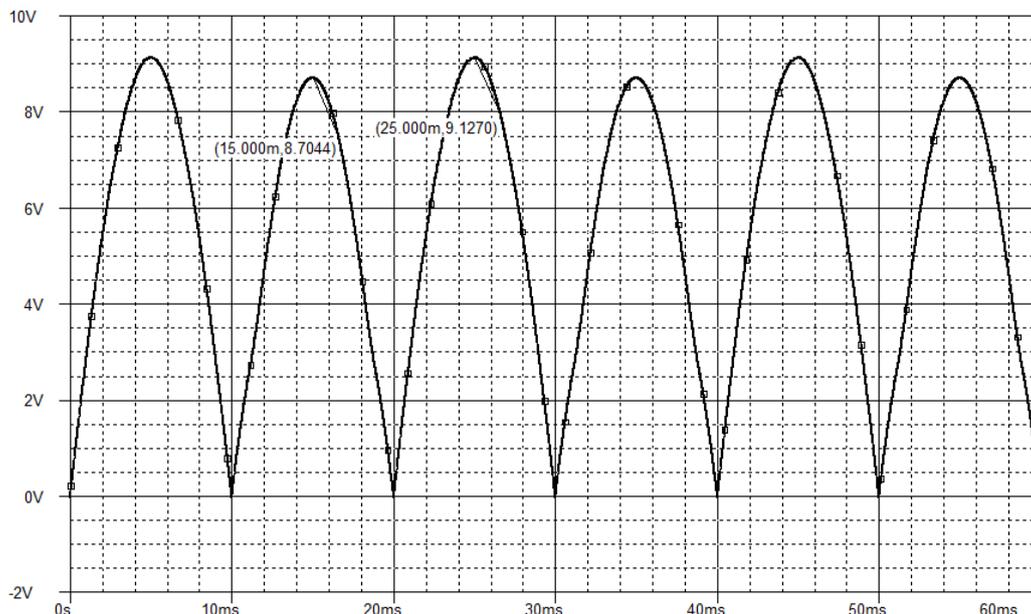


Figura 3.8: Tensión de salida para el rectificador de onda completa con puente MOSFET.

Como se puede observar la señal de salida tiene pérdidas, presentando una amplitud máxima de 9'13V. Al igual que los diodos, los MOSFETs también consumen potencia y bien es cierto que no suelen utilizarse los transistores para este tipo de convertidor. No obstante, dado el objetivo académico del trabajo se proseguirá con el análisis.

Se utiliza el mismo filtro que se ha calculado anteriormente. La potencia media suministrada por la fuente es la misma que en el caso anterior, pero la potencia media que se tiene a la salida será diferente (ver Figura 3.9):

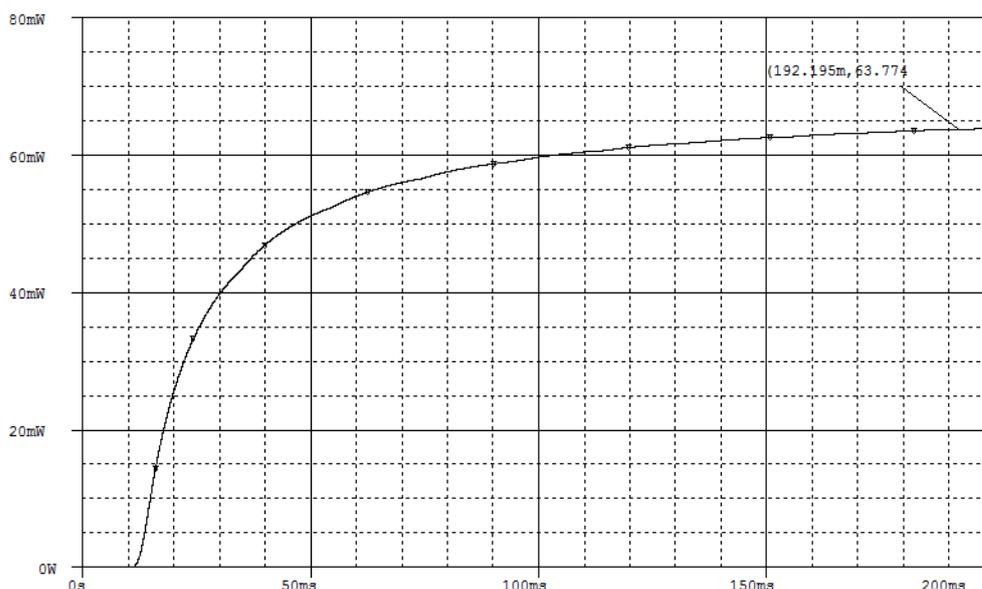


Figura 3.9: Potencia media para el rectificador de onda completa con puente MOSFET.

Conocido este valor se podrá determinar la eficiencia de este convertidor. Sabiendo que la entrada proporcionaba una potencia media de 83,28 mW y que a la salida se tiene 63,77 mW, la eficiencia será de 0,7657 o del 76,57%. Menor que el primer caso analizado.

3.2 Convertidor DC/AC

3.2.1 Simulación del convertidor

En este apartado se analizará un circuito inversor, donde el objetivo será conseguir una señal sinusoidal de amplitud 10V con una frecuencia en torno los 50Hz. El tipo de switches utilizados en la simulación están inspirados en los que se han utilizado a la hora de la construcción real del circuito como se verá más adelante en el capítulo 4. Estos switches serán transistores de tipo MOSFET, que operarán en corte o saturación en función de una señal de control que se generará a partir de un oscilador 555. Como interesa tener dos señales desfasadas medio periodo, para controlar los switches, la salida que proporciona el 555 se conecta a la base de un transistor BJT, como consecuencia se tendrá una corriente de colector cuando la corriente de base sea no nula, y una corriente igual a cero cuando la señal de salida del 555 sea nula. Cabe destacar que la señal que proporciona el oscilador 555 es una señal de frecuencia 50Hz y una amplitud de 15V. Lo cálculo de los valores para los componentes que se han utilizado en el oscilador se detallarán en el siguiente capítulo. Esta amplitud podría ser más baja, siempre y cuando tome un valor lo suficientemente grande que permita pasar de un estado de corte a su estado de saturación siempre y cuando sea necesario.

Estas señales desfasadas medio periodo (salida del oscilador 555, salida del transistor BJT) se utilizarán para controlar los switches (transistores MOSFET). De tal forma que los transistores M_1 y M_2 conducirán de forma simultánea mientras M_3 y M_4 estén en corte y viceversa. La fuente de tensión continua tendrá un valor de 10V (ver Figura 3.10).

Como se puede observar la señal de salida tiene una amplitud de unos 8,85V, lo cual se debe al modelo de MOSFET utilizado de la librería PSpice que tiene un comportamiento no ideal e implica que se den pérdidas cosa que también ocurrirá en el circuito real y tal vez en mayor medida teniendo en cuenta las pérdidas de conmutación del MOSFET, esto hace que en muchas aplicaciones de la electrónica de potencia no sean utilizados estos dispositivos a modo de switches. Mediante el comando AVG se ha calculado la potencia media suministrada por la fuente de tensión DC su valor corresponde a 0,886mW mientras que la potencia disipada en la carga será de 0,784mW, con una eficiencia del 88'5%. No obstante, se seguirá analizando el circuito dado el objeto académico del trabajo. En la Figura 3.12 se puede observar la transformada de Fourier de la salida y la composición de los diferentes armónicos que la componen.

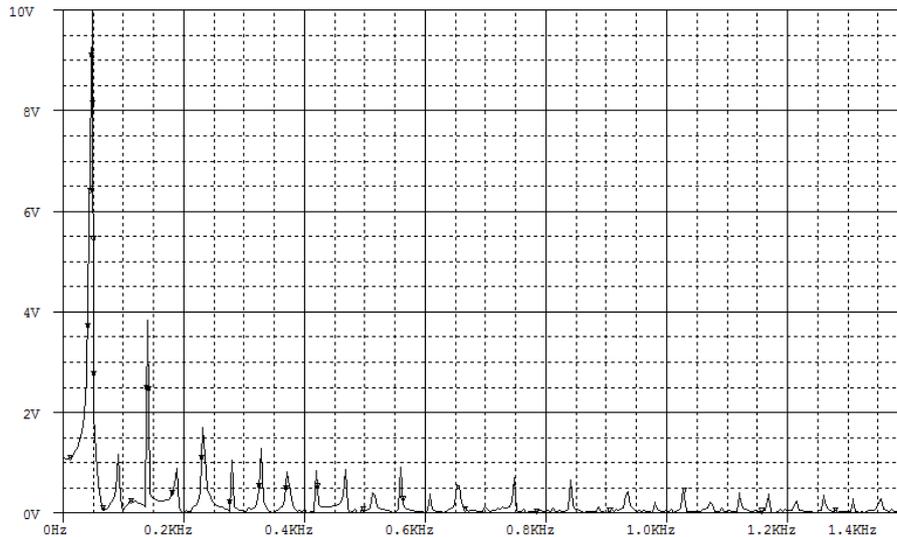


Figura 3.12: Espectro de frecuencias para la salida del inversor.

3.2.2 Filtro RC en cascada para el convertidor

Será necesario diseñar un filtro capaz de proporcionar los requisitos buscados desde el inicio que eran obtener una señal sinusoidal de frecuencia cercana a los 50Hz, filtrando todos los armónicos no deseados. Una solución posible consiste en poner en serie varias etapas RC o en configuración de cascada y finalmente pasar la salida de el por una etapa amplificadora no inversora (ver figura 3.13). Han sido necesarias colocar 3etapas RC en serie para atenuar todos los armónicos superiores a 50Hz que tenía señal de salida del inversor. Recordar que la frecuencia de corte para este filtro es $f_c=1/2\pi RC$ y la salida de una etapa amplificadora no inversora vendrá dada por $V_{out}/V_{in}= (1+R_1/R_2)$. Se han calculado los valores los elementos para una frecuencia de corte de 80Hz.

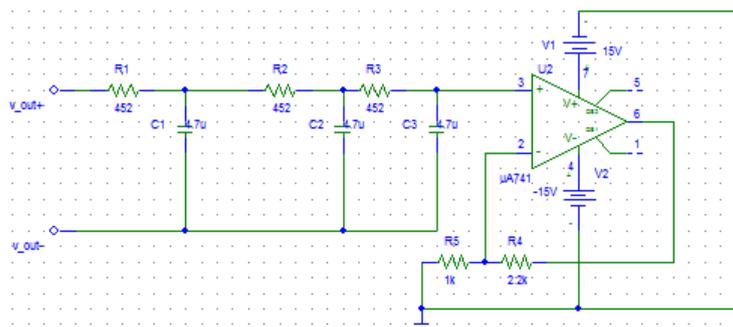


Figura 3.13: Esquema en Pspice del filtro RC en cascada con etapa amplificadora no inversora.

La respuesta en frecuencia del filtro viene dada por la Figura 3.14, tras realizar un análisis .AC:

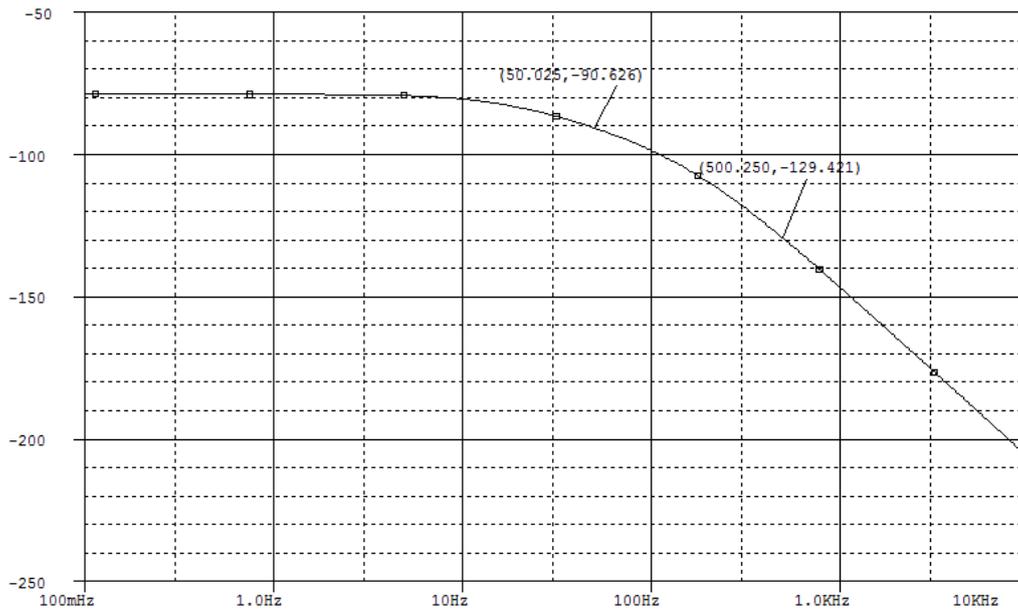


Figura 3.14: Diagrama de Bode para la salida del filtro RC en cascada con etapa amplificadora no inversora.

Se puede ver cómo a partir de los 50Hz la curva tiene una pendiente de unos -30dB/dec, la cual irá en aumento. La salida antes y después de la etapa amplificadora se puede ver en la Figura 3.15:

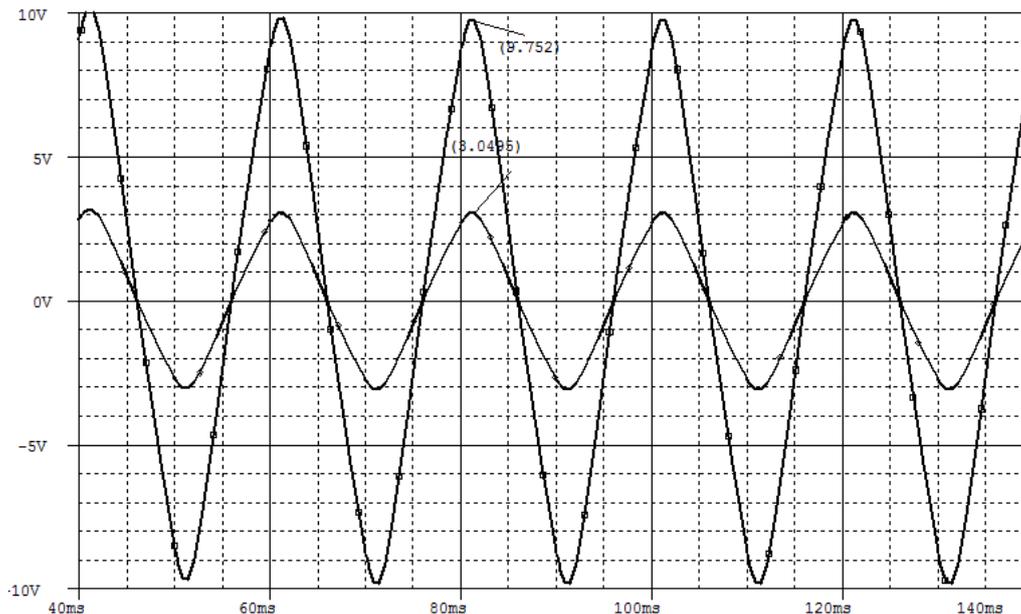


Figura 3.15: Onda de tensión amplificada y sin amplificar de la salida del filtro RC.

Como se puede ver la señal después de la etapa del filtrado RC en cascada queda muy atenuada con una amplitud de 3,05V con una frecuencia en torno los 50Hz, tras pasar por la etapa amplificadora no inversora, se obtiene una salida con una amplitud de 9,75V y misma frecuencia.

3.2.3 Filtro *KRC* para el convertidor

Una solución alternativa a tener en cuenta y la cual será analizada, es el filtro activo *KRC* pasa baja (ver Figura 3.16). El cálculo de los diferentes valores que componen el filtro y las expresiones relacionadas al mismo, se especificará en el siguiente capítulo ya que este filtro ha sido implementado físicamente. Se necesita que tenga una cierta ganancia el filtro ya que al buscar una señal con una amplitud igual o superior a los 10V, no se podría llegar a obtener debido a las caídas en los MOSFETs. Se utiliza una etapa diferencial para pasar la señal obtenida a la salida del circuito inversor al filtro *KRC*.

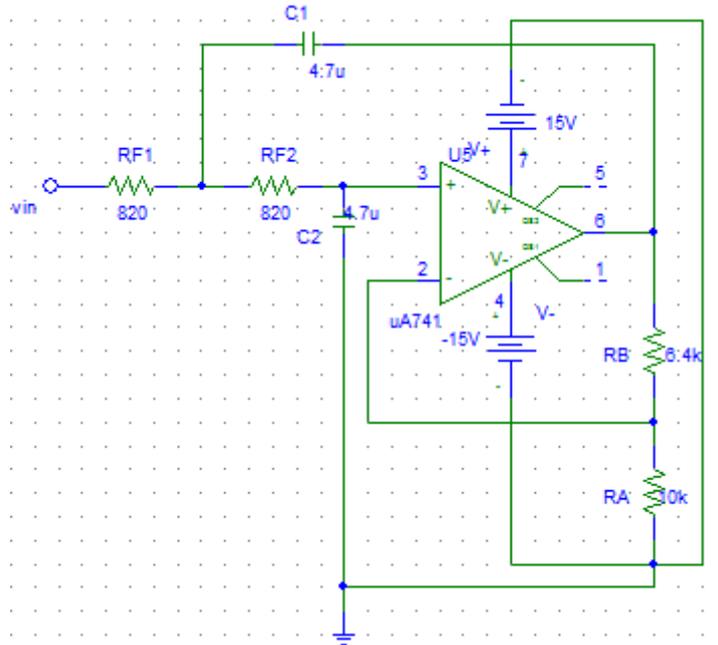


Figura 3.16: Esquema en Pspice del filtro *KRC*.

Si se realiza un análisis .AC donde la respuesta del filtro pasa baja en frecuencia se muestra en la Figura 3.17:

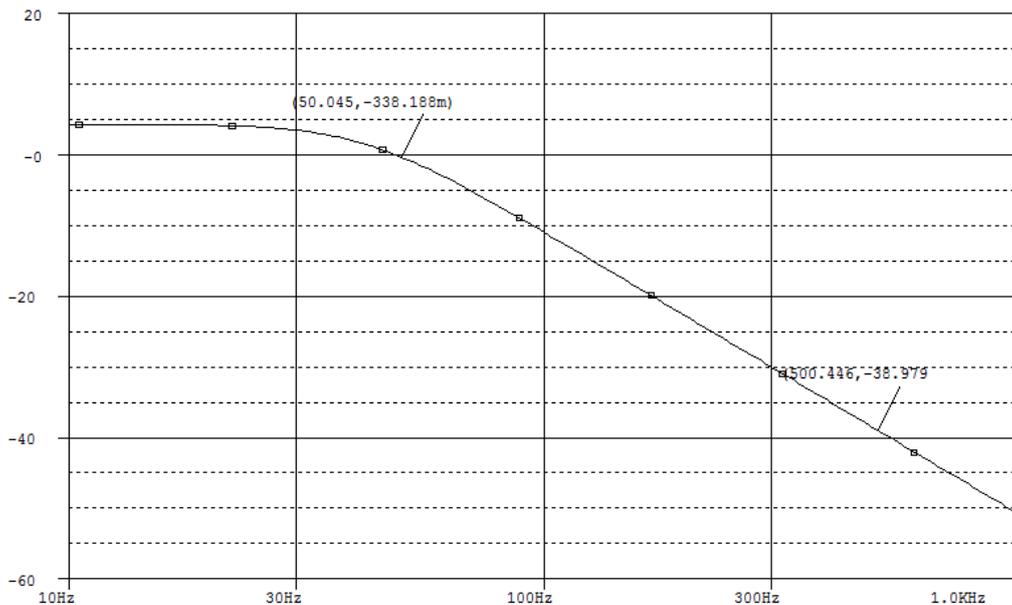


Figura 3.17: Diagrama de Bode para la salida del filtro *KRC*.

Se puede observar en torno a la frecuencia de los 50Hz la curva cae con una pendiente de unos -40 dB/dec, una atenuación lo suficientemente buena como para considerar implementar el filtro.

La salida que se obtiene es la siguiente (ver Figura 3.18). Se puede observar como el filtro activo proporciona cierta ganancia a la señal de salida realizando un análisis .TRAN:

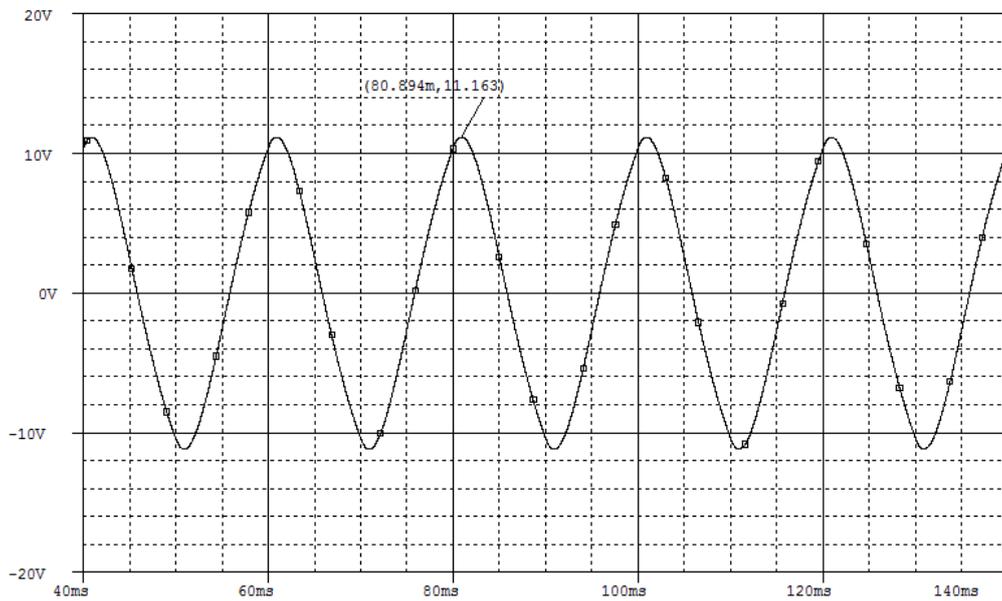


Figura 3.18: Onda de tensión a la salida del filtro KRC.

La salida es una onda sinusoidal de amplitud 11,16 V, cuyo espectro de frecuencias viene dado por la transformada de Fourier (ver Figura 3.19):

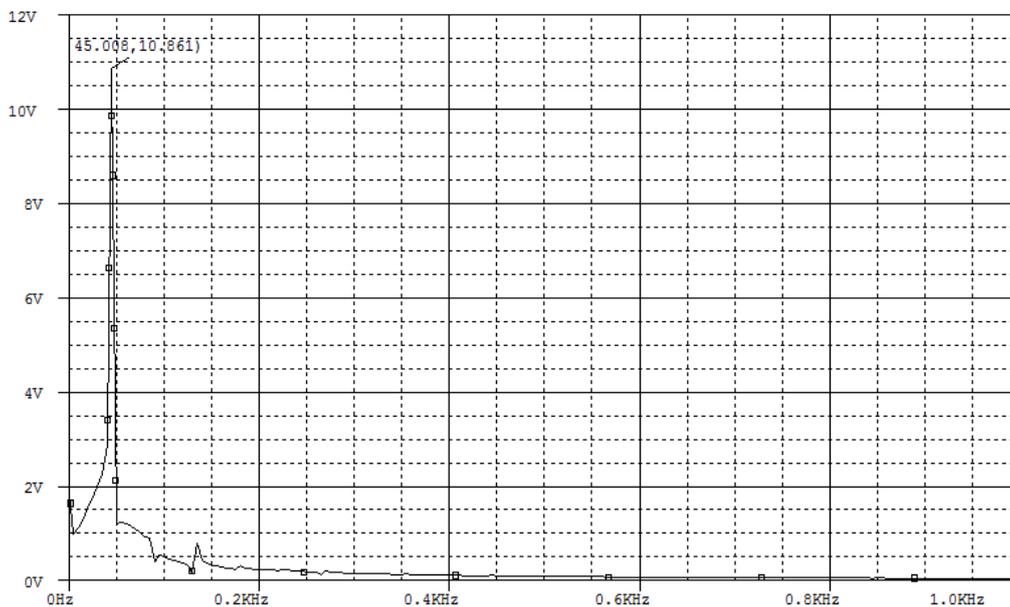


Figura 3.19: Espectro en frecuencias de la señal de salida del filtro KRC.

Como se puede observar el filtro pasa baja ha atenuado las frecuencias superiores a 50 Hz dejando principalmente la señal con un máximo de amplitud en torno los 45 Hz cumpliendo las especificaciones deseadas en un inicio.

Capítulo 4: Realización práctica de los circuitos básicos de potencia

Para comprobar los resultados predichos por la simulación realizada en el capítulo 3, se ha construido sobre placas impresas algunos de los circuitos vistos en los capítulos anteriores. En concreto, se ha implementado el circuito de switches, el circuito encargado de su control y la etapa de filtrado. Además por su sencillez, también se ha incluido el convertidor AC/DC basado en diodos. Nótese, que el circuito de switches es el que están basados todos los demás convertidores.

4.1 Construcción de los circuitos en placa impresa

En primer lugar, los circuitos analizados con Pspice, han sido tratados mediante el programa OrCAD [6] para organizar la disposición de los de los elementos que conforman la placa y poder definir las diferentes pistas que darán lugar a las interconexiones del circuito.

Una vez hecho el diseño y la acomodación de los elementos, el programa realiza un rutado para trazar las pistas que conectan los elementos. Estas pistas junto con los orificios se imprimen el circuito en una lámina transparente que se conoce como fotolito (ver Figura 4.1).

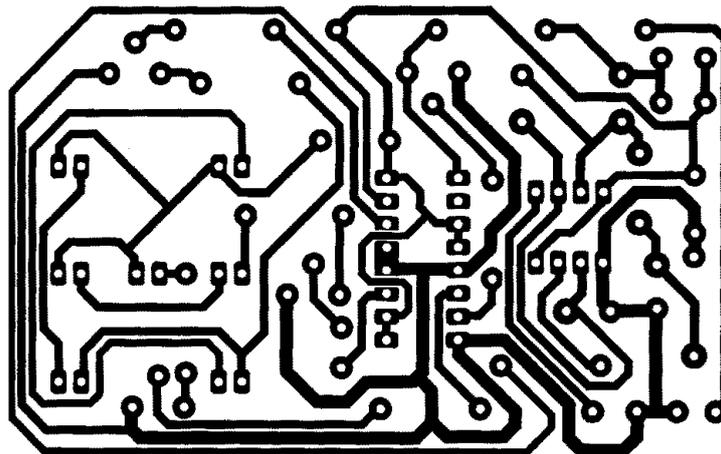


Figura 4.1: Ejemplo de un fotolito.

Con el fin de realizar una PCB (Printed Circuit Board) con las correspondientes pistas para los componentes, será necesario disponer de una placa revestida con una delgada capa de cobre al menos en una de sus caras.

La fabricación de las PCBs se logra normalmente mediante un proceso de grabado químico, que consistirá en retirar el cobre no deseado de las pistas tras diferentes procesos.

Con el fin de obtener el patrón correcto de pistas, se utiliza un proceso fotográfico. El cobre de la placa donde se generará el circuito está inicialmente cubierto por una película fotosensible. La placa se cubre con el fotolito y se introduce en una máquina que se conoce por el nombre de insolador. El insolador emite luz ultravioleta, quedando las zonas transparentes del fotolito expuesto a dicha luz durante unos minutos, mientras que las zonas oscuras u opacas quedan protegidas.

Una vez acabado con este proceso es necesario preparar el revelador (sosa cáustica) en una cubeta de plástico. Se introduce la placa en el revelador y se mantiene hasta que las pistas tengan color mate o amarillento.

Más adelante es necesario realizar una mezcla de ácido clorhídrico y agua oxigenada mitad y mitad. Una vez realizada la mezcla se debe mantener la placa sumergida en ella hasta que queden definidas las pistas.

Para ir terminando con el proceso de generar las pistas de cobre en una placa se secará y limpiará la placa con acetona para quitar los restos del ácido. Se aplicará esmalte dos o tres veces a la placa para que no se oxide y deberán esperar unos 5 minutos después de cada aplicación para que se seque.

Finalmente se realizarán unos orificios en aquellos lugares donde sea necesario colocar los diferentes elementos que formarán el circuito y se soldarán a la placa con estaño mediante un soldador. En la Figura 4.2 se muestra el inversor construido compuesto por MOSFETs controlados por pulsos.

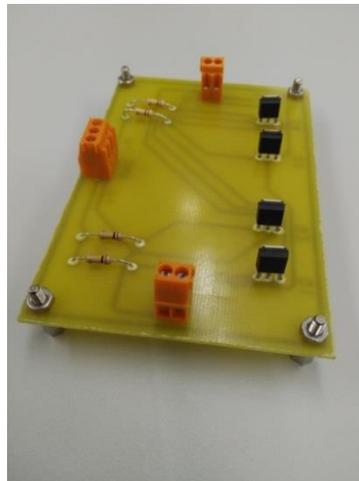


Figura 4.2: Circuito inversor sobre PCB.

4.2 Montaje del convertidor AC/DC

En este caso se ha realizado el montaje de la versión con diodos ya que la versión con switches que se ha visto en el capítulo de simulación requiere en la práctica un circuito adicional de sincronía entre la señal de entrada y la señal de control que complica la implementación del mismo. Este circuito es muy simple por lo que no se ha realizado la placa PCB correspondiente. En la Figura 4.3 se aprecia el montaje sobre protoboard. La onda de salida se ha medido en el osciloscopio tal y como se muestra en la Figura 4.4 (sin la etapa de filtrado). Como se puede ver la señal está completamente rectificadas.

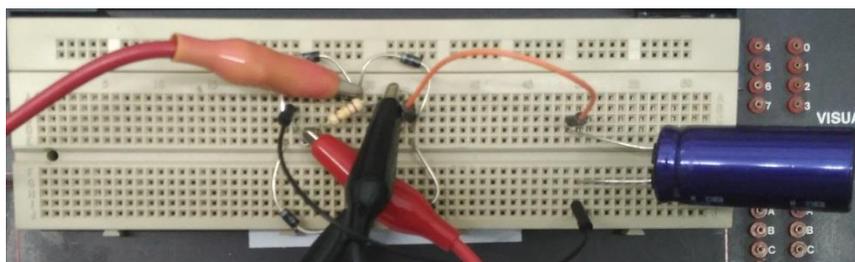


Figura 4.3: Rectificador de onda completa con diodos.

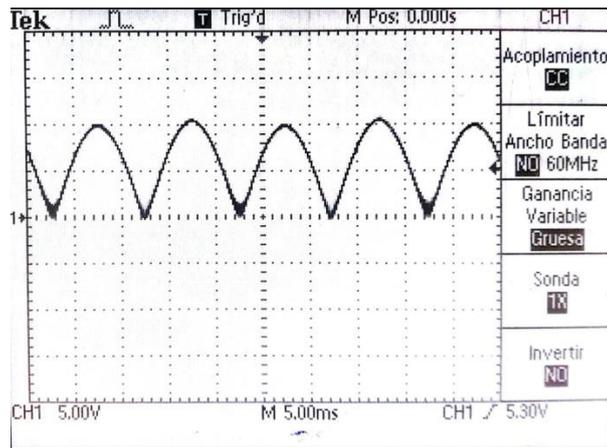


Figura 4.4: Salida mostrada por el osciloscopio para el rectificador de onda completa con puente de diodos.

Si se pone ahora un condensador en paralelo ($100\mu\text{F}$) con la resistencia ($100\text{k}\Omega$), la señal queda muy filtrada convirtiéndose casi en una señal continua (ver Figura 4.5).

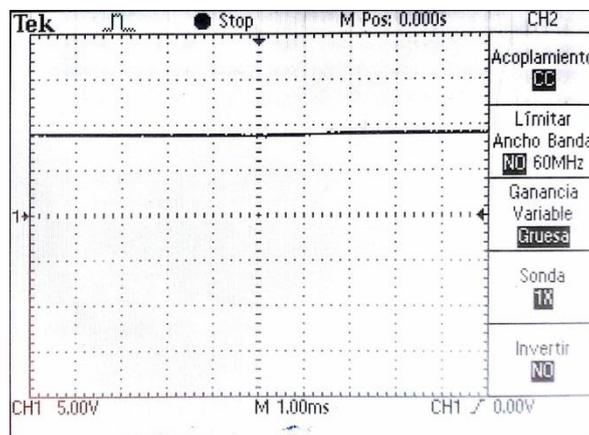


Figura 4.5: Salida mostrada por el osciloscopio para el rectificador de onda completa con puente de diodos con filtro RC.

4.3 Montaje del circuito inversor

Como se ha visto anteriormente, un circuito inversor consta de 3 etapas: circuitos de interruptores, circuito de control de interruptores y circuito de filtrado. Veamos a continuación el montaje de cada uno de ellos.

4.3.1 Circuito controlador

Como vimos en el capítulo anterior la señal de control de los switches se puede generar mediante un circuito oscilador basado en el timer 555. Un oscilador electrónico es un circuito que produce una señal periódica en su salida sin que exista señal periódica a la entrada. Los osciladores son circuitos realimentados y de naturaleza no lineal. Muchos sistemas electrónicos requieren de señales periódicas para su funcionamiento como por ejemplo las señales de reloj que se utilizan en sistemas síncronos, los circuitos temporizadores, las señales portadoras en sistemas de comunicación o las señales de test en instrumentos de medida.

Principalmente se pueden distinguir dos tipos de osciladores. Los osciladores a relajación, basados en circuitos multivibradores (circuitos realimentados que poseen dos estados independientes) y los osciladores sintonizados, basados en la combinación de una

realimentación positiva y una red selectiva en frecuencia. Se analizará concretamente el primer grupo ya que será de ese tipo el oscilador que se implemente.

Dentro de los circuitos multivibradores podemos encontrar el multivibrador astable y el monoestable. El astable, consta de dos estados denominados “quasi-estables” y son de naturaleza transitoria. El circuito se mantiene tan sólo un tiempo determinado, por lo que se produce un salto constante de un estado a otro. Por otro lado, el multivibrador monoestable, posee un estado estable y otro “quasi-estable”. El circuito puede permanecer un tiempo indefinido en su estado estable. Ante un estímulo en una señal de entrada el circuito salta al estado “quasi-estable” donde permanece un tiempo determinado T antes de volver al estado estable.

En el oscilador construido se ha utilizado el temporizador 555, el cual es un circuito integrado comercial muy versátil. Contiene la circuitería necesaria para realizar de forma sencilla astables y monoestables de precisión, simplemente añadiendo elementos externos como resistencias y condensadores (ver Figura 4.6). Son capaces de generar señales con periodos que van desde los microsegundos hasta las horas, siendo útiles para múltiples aplicaciones de sincronización, temporización y conmutación. En la actualidad lo producen la mayoría de los fabricantes de semiconductores y existe también en tecnología CMOS [7].

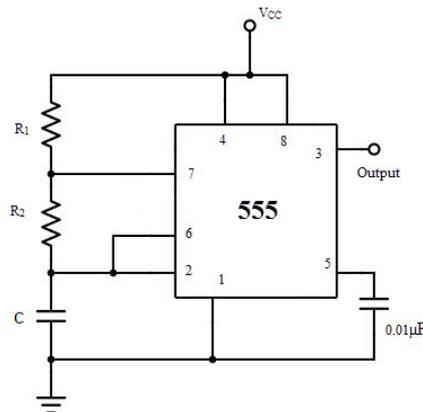


Figura 4.6: Esquema del circuito integrado 555.

La tensión en señal de salida y en el condensador se puede ver en la figura 4.7:

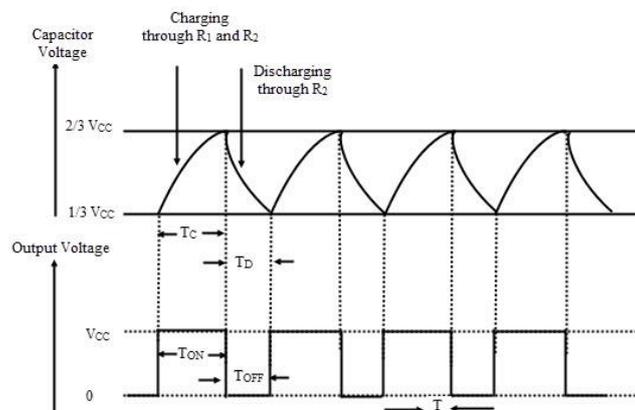


Figura 4.7: Salida en tensión proporcionada por el 555 y tensión en el condensador C.

Para diseñar un oscilador astable mediante un timer 555 hay que tener en cuenta que el periodo de la señal que se desea generar viene dado por la relación:

$$T = T_{ON} + T_{OFF} = 0,69(R_1 + R_2)C \quad (4.1)$$

Y el ciclo de trabajo viene dado por:

$$\frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (4.2)$$

Si se desea tener una señal simétrica con un ciclo de trabajo 0,5 deberá cumplirse que $R_2 \gg R_1$. Considerando este criterio, las relaciones (4.1), (4.2) y teniendo en cuenta que se desea tener una señal periódica con una frecuencia de 50Hz, se determinan los valores para el condensador y las dos resistencias ($R_1=3k\Omega$, $R_2=100\Omega$, $C=4,7\mu F$). Una vez diseñado se muestra en la Figura 4.8 el oscilador construido, mencionar que se ha utilizado un transistor BJT para invertir la señal, de forma que se tendrán dos pulsos de amplitud V_{CC} desfasados medio periodo.



Figura 4.8: Placa con oscilador compuesto por timer 555, que proporciona pulsos de control.

En la Figura 4.9 se muestra la salida proporcionada por la placa diseñada, concretamente se muestra lo que se considerará como el pulso positivo de control, es decir directamente la salida que proporciona el 555. La señal se ha medido mediante un osciloscopio. La señal que se genera tiene una amplitud que va de los 0V a los 15V, un T_{ON} de 10ms y un T_{OFF} ligeramente algo superior en torno a los 12ms. Por lo tanto el periodo total T será de 22ms y una frecuencia de 45'45Hz.

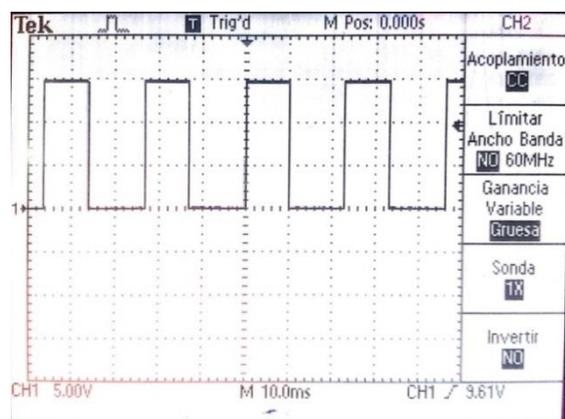


Figura 4.9: Pulso positivo de control generador por el oscilador con 555.

4.3.2 Etapa de filtrado

Como una etapa independiente, un filtro RC (ver Figura 4.10) proporciona una respuesta pasa baja de primer orden, al poner en cascada dos etapas se debería proporcionar una respuesta de segundo orden sin la necesidad de usar inductancias. A frecuencias bajas, los condensadores actúan como circuitos abiertos dejando que la señal de entrada pase. Para frecuencias elevadas, la señal que entra pasará en paralelo a tierra, primero por C_1 y luego por C_2 , así brindará una atenuación de dos etapas; de ahí proviene la designación de segundo orden. La combinación en cascada de dos etapas proporciona una pendiente asintótica de -40dB/dec . El filtro alcanza los criterios asintóticos para una respuesta pasa baja de segundo orden, sin embargo, no ofrece la flexibilidad suficiente para controlar el perfil de magnitud en la vecindad $\omega/\omega_0=1$. Concretamente se tiene que para este filtro un factor de calidad $Q < 0,5$. El factor Q , es un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que se almacena y la energía que se disipa durante un ciclo completo de la señal. Un alto factor Q indica una tasa baja de pérdida de energía en relación a la energía almacenada.

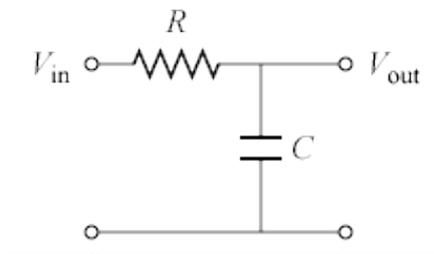


Figura 4.10: Filtro RC pasa baja.

Si se desea incrementar Q por encima de 0,5 se debe reforzar la respuesta de la magnitud cerca de $\omega = \omega_0$. Una forma de hacer esto es proveer una cantidad controlada de retroalimentación positiva (ver Figura 4.11). La salida de la etapa R_2-C_2 es magnificada por el amplificador con ganancia K , y después se retroalimenta al nodo entre etapas a través de C_1 , cuyo terminal inferior se ha retirado de tierra para crear la trayectoria de retroalimentación positiva. La retroalimentación debe ser efectiva en la vecindad $\omega = \omega_0$, donde se necesita un específico refuerzo. Estos filtros se conocen como filtros KRC o filtros *Sallen-Key*, en honor a sus inventores [8].

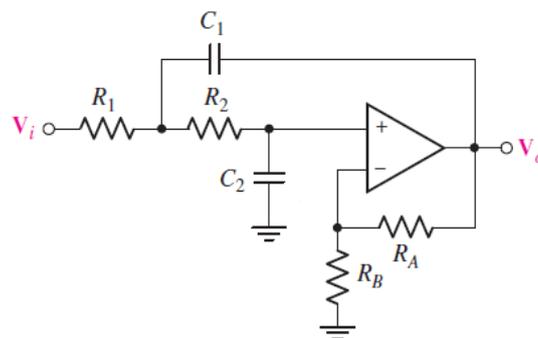


Figura 4.11: Filtro KRC de segundo orden.

En este filtro la ganancia viene dada por la siguiente expresión:

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (4.3)$$

Por inspección se puede obtener la siguiente relación entre V_o y el nodo que une a las resistencias R_1 y R_2 , el cual se considerará que está a una tensión V_1 .

$$V_o = K \frac{1}{R_2 C_2 s + 1} \quad (4.4)$$

Las corrientes en ese nodo vendrán dadas por:

$$\frac{V_i - V_1}{R_1} + \frac{\frac{V_o}{K} - V_1}{R_2} + \frac{V_o - V_1}{1/C_1 s} = 0 \quad (4.5)$$

Despejando V_1 de la relación (4.5), sustituyendo lo obtenido en la relación (4.5) y realizando el cambio de variable $s \rightarrow j\omega$ se llega a la siguiente relación para la función de transferencia:

$$H(j\omega) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K}{1 - R_1 C_1 R_2 C_2 \omega^2 + j\omega[(1 - K)R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2]} \quad (4.6)$$

Todas las funciones de segundo orden pasa bajas pueden escribirse en la forma estándar $H(j\omega) = H_{0LP} H_{LP}(j\omega)$, donde H_{0LP} es una constante, conocida como ganancia. H_{LP} se expresa de la siguiente manera:

$$H_{LP}(j\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q} \quad (4.7)$$

En filtro analizado tendremos que $H_{0LP} = K$ y comparando (4.7) con (4.6) e identificando elementos se pueden deducir las siguientes relaciones:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (4.8)$$

$$Q = \frac{1}{(1 - K) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}} \quad (4.9)$$

Se observa que K y Q dependen de razones de componentes, mientras que del producto de las componentes. Debido a las tolerancias de los componentes y a los factores no ideales de los amplificadores operacionales, es probable que los parámetros de un filtro ideal se distancien de los valores esperados.

Como se tienen cinco parámetros (K, R_1, C_1, R_2, C_2) pero sólo tres ecuaciones, se pueden elegir dos de ellos para fijarlos, de modo que se puedan especificar ecuaciones de diseño para las tres restantes.

En el filtro se ha impuesto que $R_1=R_2=R$ y que $C_1=C_2=C$, esto se conoce como un filtro KRC con componentes iguales. Las ecuaciones (4.8) y (4.9) quedarán reducidas a:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (4.10)$$

$$Q = \frac{1}{3 - K} \quad (4.11)$$

Se ha diseñado el filtro para una frecuencia de corte de 48Hz, el valor fijado para C es de $4,7\mu\text{F}$, a partir de ello se ha seleccionado una R de 825Ω y los valores de R_A y R_B son $10\text{k}\Omega$ y $64\text{k}\Omega$ respectivamente para tener una ganancia total K de 1,64 y un factor de calidad Q de 0,735 (ver Figura 4.12).



Figura 4.12: Filtro KRC pasa baja diseñado e implementado con etapa diferencial.

Cabe destacar que la placa diseñada consta de un etapa diferencial (ver Figura 4.13) que suministrará la salida obtenida del inversor al filtro. Como el valor de las resistencias R_1 y R_3 se han tomado iguales ($470\text{k}\Omega$) la señal que se recibe a la entrada de esta etapa no será amplificada.

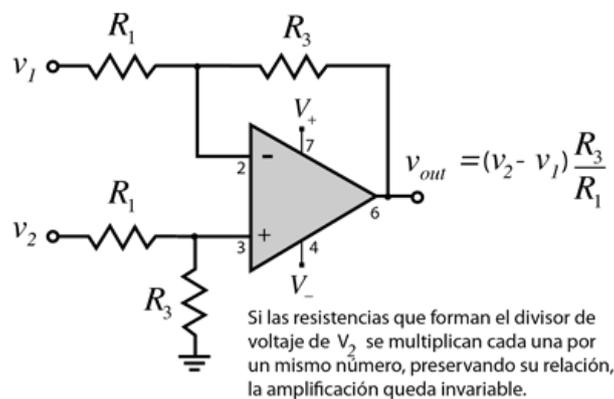


Figura 4.13: Amplificador operacional configurado en forma diferencial.

El motivo de la necesidad de utilizar una etapa diferencial reside en el hecho de que la salida que nos interesa medir del convertidor consta de dos nodos y ninguno hace referencia al nodo de tierra, por lo tanto si se conectase la salida del convertidor directamente al filtro KRC, uno de los nodos se conectaría según la Figura 4.11 al nodo V_i mientras que el otro se tendría que conectar al nodo que va a tierra de C_2 lo cual no interesa para el correcto funcionamiento del switch.

Una solución alternativa contemplada ha sido la de utilizar un transformador en lugar de la etapa diferencial, seguida del filtro *KRC*. En este caso en vez de incorporar a la placa las resistencias de valores fijos para el filtro, se han sustituido por potenciómetros que alcanzan un valor de hasta los 10k Ω . En la Figura 4.14 se muestra la placa diseñada:



Figura 4.14: Filtro *KRC* pasa baja diseñado e implementado con transformador y potenciómetros.

4.3.3 Circuito inversor completo

Añadiendo a las dos etapas anteriores el convertidor de switches de la Figura 4.2, se completa el circuito inversor.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el primer filtro propuesto correspondiente a la Figura 4.15. Recordar que a la entrada del convertidor se tiene una fuente de tensión continua con valor de 10V. La salida que se obtiene del convertidor de onda completa cuando la entrada es fuente de tensión continua se muestra en la Figura 4.15:

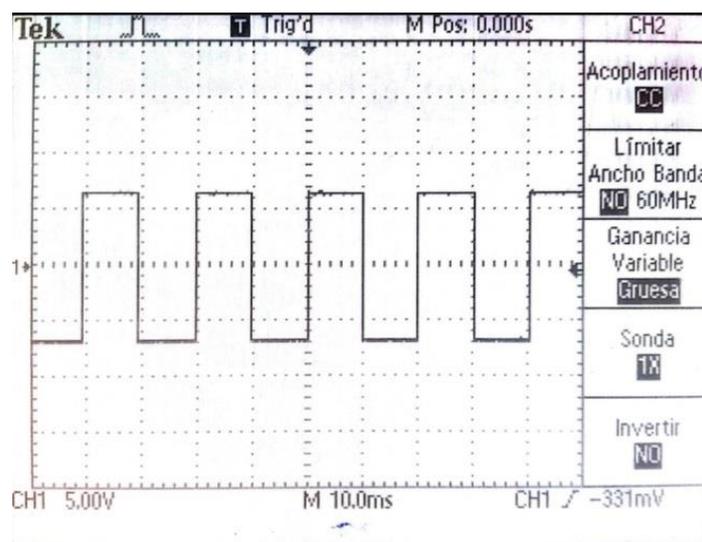


Figura 4.15: Salida del convertidor de onda completa con entrada fuente de tensión continua.

Como se puede observar la señal de salida tiene una amplitud en torno los 6,3V. Se ponen de manifiesto las grandes pérdidas que se tienen en cada MOSFET, algo menos de 1V por cada dispositivo. Una pérdida considerable, confirmándose que este tipo de elementos para esta

aplicación puede que no sean los más adecuados. Indicar que los MOSFETs han sido de canal n, de enriquecimiento y con una tensión umbral de 0,2V.

Dicha salida se transfiere a la placa que consta de una etapa amplificadora diferencial y el filtro *KRC*. La salida obtenida en el osciloscopio se muestra en la Figura 4.16:

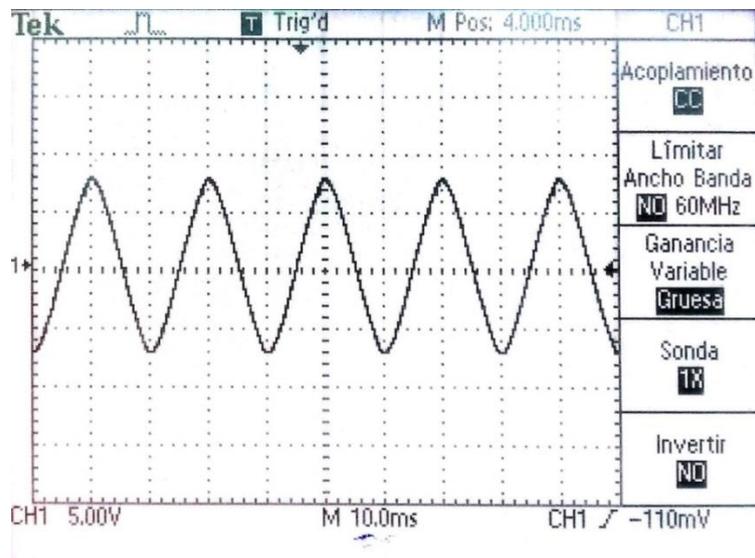


Figura 4.16: Salida del filtro *KRC* medida en el osciloscopio.

La amplitud a la salida que se mide en el osciloscopio es de 8V aproximadamente, por lo tanto la ganancia estimada a la hora de realizar el diseño ha sido menor de la obtenida, de todas formas la señal tiene una forma sinusoidal como cabía esperar, por lo tanto se verifica la validez del filtro diseñado.

Capítulo 5: Conclusiones

En este trabajo se ha completado el estudio, análisis, montaje y verificación de los circuitos fundamentales de la Electrónica de Potencia.

En primer lugar y utilizando bibliografía se ha hecho un estudio de los circuitos fundamentales que componen la Electrónica de Potencia. Como conclusión, se puede afirmar que el elemento común de estos circuitos es el interruptor o switch que dependiendo de la tecnología estará basada en diodos, transistores o tiristores.

Para el análisis de los circuitos se ha utilizado el simulador Pspice, donde se ha comprobado que es una herramienta fundamental para el estudio de su comportamiento previamente a ser construidos.

Posteriormente se han implementado algunos de estos circuitos sobre placas PCB, verificándose su resultado con el que las simulaciones predecían. Esto ha permitido también aprender la metodología de construcción de tarjetas PBC, muy útil para la implementación de circuitos para múltiples aplicaciones.

Cabe añadir que el presente trabajo puede servir como guía o apoyo para la realización de prácticas de laboratorio para una asignatura de Electrónica de Potencia.

Finalmente destacar que la comprensión y el conocimiento de los fundamentos que rigen la Electrónica Potencia pueden resultar de gran utilidad dado que tiene una gran relevancia en el campo de la Industria.

Bibliografía

- [1]D. Hart, *Introduction to power electronics*. New York, N.Y.: McGraw Hill, 2011.
- [2]K. Kanaan, *Semiconductor devices*. India, II: Prentice Hall of India, 2009.
- [3]S. Sze and K. Ng, *Physics of semiconductor devices*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [4]D. Hart, *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [5]M. Rashid, *Spice for Circuits and Electronics Using PSpice*. Englewood Cliffs (New Jersey): Prentice-Hall, 1995.
- [6]K. Mitzner, *Complete PCB Design Using OrCAD Capture and PCB Editor*. Estados Unidos: Newnes, 2009.
- [7]A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic Circuits*. New York [u.a.]: Oxford University Press, 1991.
- [8]S. Franco and J. Enríquez Brito, *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*. México [etc.]: McGraw-Hill, 2005.