UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

SEDE CONCEPCIÓN - REY BALDUINO DE BÉLGICA

CONTROL DE INVERSOR EN PUENTE COMPLETO MEDIANTE MODULACIÓN SPWM

Trabajo de Titulación para optar al Título
de Técnico Universitario en Electrónica

Alumno:
Pedro José Antonio Del Rio Pinilla

Profesor Guía:
Ricardo Vera González

-2018-

DEDICATORIA

Al principio no tenía planeado hacer una dedicatoria, ya que era este era solo un documento para obtener un grado de titulado, pero tras el cambio de tema y todo lo que implicaba atrasarse un semestre solo por un documento, fui dándome cuenta de que lo que se venía era un momento de mi vida donde ahora estaba solo en este dilema. Muchos compañeros titulados, otros atrasados y preocupados de sus materias, y yo en medio de eso, flotando en un plano de una única responsabilidad, mi trabajo de título, pero siendo una carga en casi todo lo demás.

Primero, agradezco a mi madre, quien aceptó este tropiezo, me pagó la matrícula para el semestre extra y ha tratado de apoyarme en lo que puede. También agradezco a Pedro Fuica, quién tras la falla de mi notebook, se consiguió materiales para armarme un PC de trabajo aprovechando que tenía una carcasa de un PC antiguo y una pantalla, además que junto a Cristóbal Obrist e Iván Pino, fueron quienes más soportaron mi ansiedad por los problemas de diseño que iba sufriendo mi circuito en el camino de la realización de este informe. En gran parte, ellos que ya habían pasado por todo el proceso fueron guiándome sobre cómo realizar este trabajo.

A la lista agrego a mis profesores de la carrera, más allá de mi profesor guía, ya que entre todos pude obtener diferentes puntos de vista acerca de cómo diseñar mi circuito, sus ventajas y desventajas, al pañolero Cristian que aguantó mi presencia por meses, y me pasaba componentes a cada rato sin quejarse, y a la generación de mechones 2017, con quienes compartí mucho de mi tiempo en laboratorios.

Por todos los que me apoyaron, y me siguen apoyando…

Muchas gracias.

RESÚMEN

Keywords: INVERSOR, MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO, SPWM, PUSH-PULL, MEDIO PUENTE, PUENTE COMPLETO, PUENTE H, TIEMPO MUERTO, CIRCUITO DRIVER, MOSFET CANAL N, MOSFET CANAL P,

En este informe se presentan los conceptos básicos requerido para entender el funcionamiento de un inversor, remarcando las diferencias entre un método convencional de control para inversores y el método SPWM, así como los componentes para el diseño de estos circuitos.

Este trabajo se compone de dos capítulos. En el primero, se investiga la base teórica para el diseño de un inversor, desde las distintas topologías para inversores con sus ventajas y desventajas, el análisis de los transistores MOSFET que realicen el trabajo de interruptores, comparando sus propiedades con otros posibles tipos de semiconductores, y los tipos de control de inversores, con sus ventajas y desventajas, y junto a su análisis de armónicos.

En el segundo capítulo, se diseña un inversor practico, utilizando diferentes etapas tanto en el circuito de control como en el circuito de potencia. De esta forma, se puede mostrar de manera didáctica los parámetros que debe presentar cada etapa, junto con imágenes de los diseños de los circuitos a implementar y las señales de entrada y/o salida que estos presenten.

ÍNDICE

SIGLA Y SIMBOLOGÍA ..... **- 1 -**

INTRODUCCIÓN ..... **- 2 -**

OBJETIVO GENERAL ..... **- 3 -**

OBJETIVOS ESPECÍFICOS ..... **- 3 -**

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA ..... **- 4 -**

SOLUCIÓN DEL PROBLEMA ..... **- 4 -**

CAPÍTULO 1: ELEMENTOS DE CONTROL Y POTENCIA ..... **- 3 -**

1.1. Inversor ..... **- 4 -**

1.1.1. Definición ..... - 4 -

1.1.2 Topologías ..... - 5 -

1.1.2.1 Inversor Push-Pull ..... - 5 -

1.1.2.2 Inversor Medio Puente ..... - 6 -

1.1.2.3 Inversor Puente Completo ..... - 7 -

1.2 Elementos de conmutación ..... **- 8 -**

1.2.1 Ventajas del MOSFET/IGBT sobre BJT ..... - 9 -

1.2.2 Zonas de trabajo del MOSFET ..... - 10 -

1.2.3 Diferencias entre MOSFET canal N y canal P ..... - 10 -

1.2.4 Capacitancias internas del MOSFET ..... - 11 -

1.3 Control de Inversores ..... **- 12 -**

1.3.1 Menciones necesarias ..... - 12 -

1.3.1.1 Diodos antiparalelo ..... - 12 -

1.3.1.2 Tiempos muertos ..... - 14 -

1.3.2 Problemas en las topologías ..... - 15 -

1.3.2.1 Push-Pull ..... - 15 -

1.3.2.2 ..... - 15 -

1.3.3 MOSFET como interruptor ..... - 16 -

1.3.4 Armónicos ..... - 17 -

1.3.5 Métodos de control de inversores ..... - 18 -

1.3.5.1 No Modulados ..... - 18 -

1.3.5.2 Modulados (SPWM) ..... - 21 -

CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN INVERSOR SPWM ..... **- 20 -**

2.1 Circuito de control ..... **- 21 -**

2.1.1 Fuente Dual ..... - 21 -

2.1.2 Generador de Onda Triangular ..... - 21 -
2.1.3 Generador de Onda Senoidal ..... - 23 -
2.1.4 Generador de Señal SPWM ..... - 25 -
2.1.5 Generador de Tiempos Muertos ..... - 27 -

2.2 Circuito de potencia ..... - 30 -
2.2.1 Fuente de potencia ..... - 30 -
2.2.2 Circuito Driver ..... - 31 -
2.2.2 Puente H ..... - 33 -
2.2.3 Filtro y Carga ..... - 35 -

2.3 Circuito armado ..... - 37 -

2.4 Ventajas y desventajas del inversor implementado ..... - 38 -

CONCLUSIÓN ..... - 41 -

BIBLIOGRAFÍA Y LINKOGRAFÍA ..... - 42 -

FUENTE DE IMÁGENES USADAS ..... - 44 -

SIGLA Y SIMBOLOGÍA

SIMBOLOGÍA:

V: Tensión o Voltaje Eléctrico (Volt)

A: Corriente Eléctrica (Ampere)

Ω: Resistencia Eléctrica (Ohm)

F: Capacitancia (Faradio)

a: Usado como parámetro en un transformador; $a = \frac{Ventrada}{Vsalida}$

τ: Constante de tiempo, expresada como R*C, siendo estas la resistencia y capacitancia equivalente presentes en una malla circuital.

SIGLAS:

PWM: Pulse Width Modulation (Modulación por Ancho de Pulso)

MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor (Transistor de Efecto Campo Metal-Oxido-Semiconductor)

SPWM: Senoidal Pulse Width Modulation (Modulación por Ancho de Pulso Senoidal)

INTRODUCCIÓN

Aunque en electricidad y electrónica los principios básicos en el funcionamiento de un circuito son conocidos ampliamente, y dentro de un consenso general de conocimiento, el diseño de un circuito en la práctica puede tomar muchos caminos, que dependerán de los costos asociados, las tareas a realizar por el circuito, el sector donde se busca implementar el circuito, e incluso el personal que estará a cargo de fabricar el circuito, así como el personal que trabajará con este.

Siendo el circuito inversor una herramienta de alta utilidad y presencia en industrias, es menester encontrar formas cada vez más optimas de implementar este circuito, como en cualquier otro. Y así como mejoran las tecnologías, mejoran y se complejizan los métodos de control de estas.

Es así, que en este documento se estudiará las diferentes formas de fabricar un inversor, ya sea desde el punto de vista de potencia como de control.

OBJETIVO GENERAL

Diseñar un circuito inversor con topología de Puente Completo controlado por señales de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1.- Desarrollar un marco teórico para la implementación de un inversor, recopilando información acerca de los elementos a disponer para su creación

2.- Diseñar un circuito generador de pulsos para el control del inversor.

3.- Implementar un circuito de control para el inversor que, a través de trenes de pulsos, generen la conmutación de transistores MOSFET.

4.- Analizar los armónicos presentes en una carga R-L y R-L-C.

5.- Presentar ventajas y desventajas del circuito implementado, dando a entender los aspectos a mejorar del mismo.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Entre los muchos tipos de circuitos de potencia, existe mucho material de apoyo para aprender su funcionamiento, características e implementación, pero eso no significa que las tecnologías que se utilizan en esos circuitos no puedan seguir mejorando cada vez más.

En el caso de los inversores, los elementos de conmutación actuales para el diseño de los circuitos capaces de cumplir ese trabajo son los transistores MOSFET e IGBT. Su uso está muy masificado en la actualidad dada las ventajas en potencia que presentan, así como su control más eficaz y expedito. Pero este control tiene inconvenientes, ya que tanto los MOSFET como los IGBT requieren de circuitos que puedan ejecutar el control del transistor de manera correcta. Además, los inversores suelen necesitar grandes filtros inductivos y capacitivos para obtener una señal alterna lo más cercana posible a una señal senoidal, ya que un método de control de inversores sencillo genera una señal poco eficiente, con mucha presencia de armónicos, que disminuyen la calidad de la señal de salida.

Es en la solución de estos problemas que se han propuesto diferentes ideas para la optimización de un inversor.

SOLUCIÓN DEL PROBLEMA

Se busca diseñar un inversor de topología de Puente Completo, mediante el uso de transistores MOSFET, que alimentarán cargas R-L y R-L-C, usando la técnica de control de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal.

CAPÍTULO 1: ELEMENTOS DE CONTROL Y POTENCIA

1.1. Inversor

1.1.1. Definición

En el campo de la electrónica, un inversor es un circuito que, al ser alimentado con una fuente de corriente eléctrica continua, presenta en su salida una fuente de corriente alterna. Es un elemento fundamental en la electrónica de potencia, y está presente en tecnologías muy usadas en la industria, como los Variadores de Frecuencia (VDF) y los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI).

Es posible generar un inversor de dos maneras principales. Una es por medio de un elemento oscilador y un elemento amplificador, como un transistor, y el otro trabaja en base a la conmutación de interruptores. Para criterios de este trabajo, se hablará del inversor por conmutación de interruptores.

Un inversor debe cumplir ciertas características de diseño. El más importante, es que su salida presente un flujo de potencia tanto positivo como negativo. Esto se traduce a que la relación V-I se mueva en los 4 cuadrantes, como se aprecia en la figura 1-1. Esto es necesario dado que los inversores son muy utilizados para alimentar motores eléctricos, que presentan grandes inductancias, las que causan desfases considerables entre la tensión y la corriente.

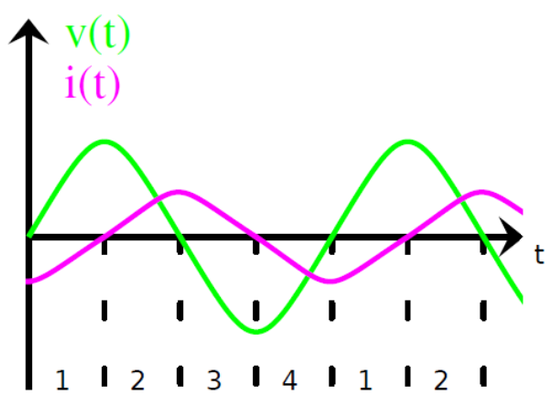

Figura 1-1. Forma de onda Voltaje V/S Corriente en carga R-L.

Caso 1) Voltaje > 0, Corriente < 0 => Potencia < 0 => Potencia devuelta a la red

Caso 2) Voltaje > 0, Corriente > 0 => Potencia > 0 => Potencia absorbida por la carga

Caso 3) Voltaje < 0, Corriente > 0 => Potencia < 0 => Potencia devuelta a la red

Caso 4) Voltaje < 0, Corriente < 0 => Potencia > 0 => Potencia absorbida por la carga

Debido a este fenómeno presente en un inversor, es necesario que la fuente que se utilice para alimentar la carga sea capaz de no solo emitir sino también recibir flujo de potencia.

1.1.2 Topologías

Se pueden distinguir 3 configuraciones diferentes para el diseño de un inversor monofásico, el inversor Push-Pull, el inversor de Medio Puente, y el inversor de Puente Completo.

1.1.2.1 Inversor Push-Pull

Este circuito dispone de un transformador con punto medio en su devanado primario y dos interruptores, los cuales se abren y cierran de manera complementaria, obteniendo en la salida del devanado secundario una onda cuadrada. La figura 1-2 muestra el circuito básico de diseño de un inversor Push-Pull. Como se aprecia, una ventaja de este circuito es que presenta un aislamiento entre la carga y el circuito de control, y como se ve en la figura 1-3, otra ventaja es que el transformador ofrece la posibilidad de actuar como amplificador o reductor de tensión, dependiendo de lo se pueda requerir en la carga como tensión nominal.

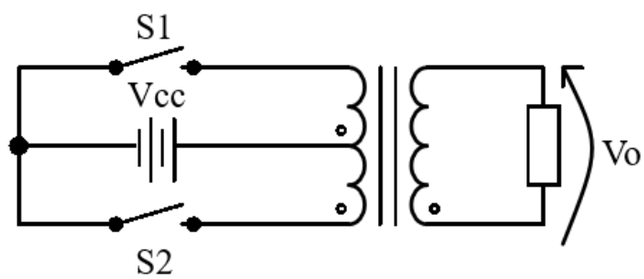

Figura 1-2. Circuito Inversor Push-Pull

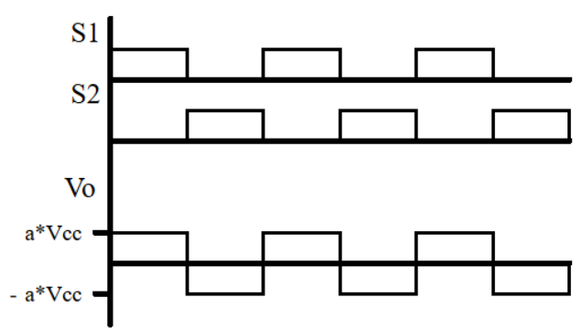

Figura 1-3. Análisis gráfico inversor Push-Pull.

Cuando el interruptor S1 está cerrado y S2 abierto, la fuente V_{CC} polariza el devanado inferior, induciendo una tensión positiva en la carga. Así mismo, el caso contrario, con S1 abierto y S2 cerrado, polariza el devanado superior, presentando en la carga una tensión negativa. Cabe recordar que los interruptores deben ser capaces de soportar en sus bornes un peak de tensión de varias veces la fuente de tensión V_{CC}, para luego estabilizarse en aproximadamente $2V_{CC}$.

1.1.2.2 Inversor Medio Puente

Este circuito es similar al inversor Push-Pull en el cómo la conmutación de los interruptores generar una señal alterna, con la única diferencia de que la tensión positiva y negativa serán de un módulo igual a VCC/2, tensión denominada así dada la forma de diseñarlos.

Este circuito puede ser implementado de diferentes maneras, pero el principio será el mismo para todos los casos: cuando S1 está cerrado y S2 abierto, la tensión V_{ab} es igual a $V_{CC}/2$, y cuando S2 esté cerrado y S1 abierto, V_{ab} es igual a $-V_{CC}/2$.

El circuito de la figura 1-4 es la configuración simplificada del inversor de Medio Puente: usando dos fuentes de tensión continua. Aunque es posible implementar un inversor de esta forma, en la práctica es complicado disponer de dos fuentes de tensión continua que sean independientes y que cumplan las necesidades de potencia que requiera la carga.

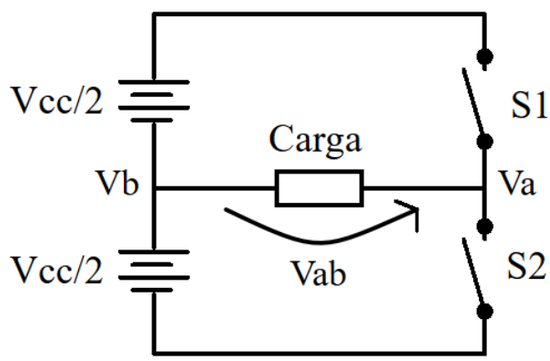

Figura 1-4. Inversor Medio Puente.

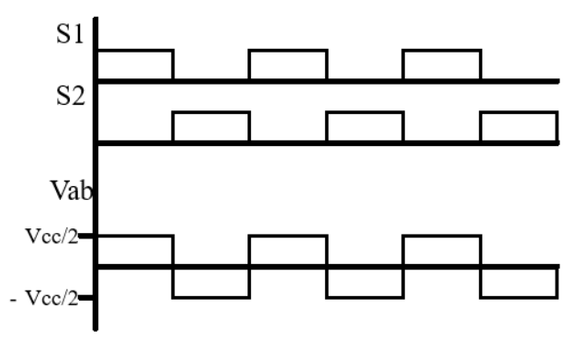

Figura 1-5. Análisis gráfico de inversor de Medio Puente.

Es posible implementar esta topología usando una única fuente de tensión de dos formas. La primera es la mostrada en la figura 1-5, reemplazando las fuentes independientes por condensadores. Estos deben ser de la misma capacitancia, para así obtener un divisor de tensión en cada condensador igual a $V_{CC}/2$.

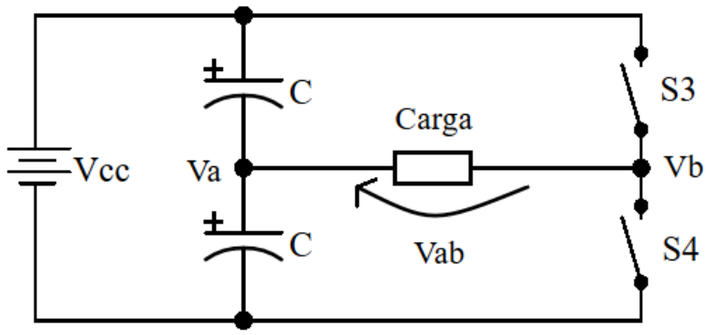

Figura 1-6. Inversor Medio Puente con condensadores y fuente única.

Esta configuración puede ser usada para cargas de alta inductancia. Si la carga presenta una inductancia baja, o de plano, nula, los condensadores deben poseer una alta capacitancia, de tal forma que la salida no presente una forma cuasi-triangular, dado que el condensador se descarga más rápido de lo necesario, lo que se traduce en que la carga recibe menos potencia de la predicha.

La segunda forma es con un único condensador, en una configuración llamada Medio Puente Asimétrico. Conectando los interruptores en contrafase, la tensión V_S varía entre V_{CC} y 0 V. Montando un condensador entre la salida del inversor y la carga, como se ve en la figura 1-7, es posible eliminar la parte continua de esa señal (aunque no necesariamente la elimina en su totalidad, el porcentaje de continua que cae en la carga es despreciable). De esa forma, la tensión V_O oscila entre $V_{CC}/2$ y $-V_{CC}/2$.

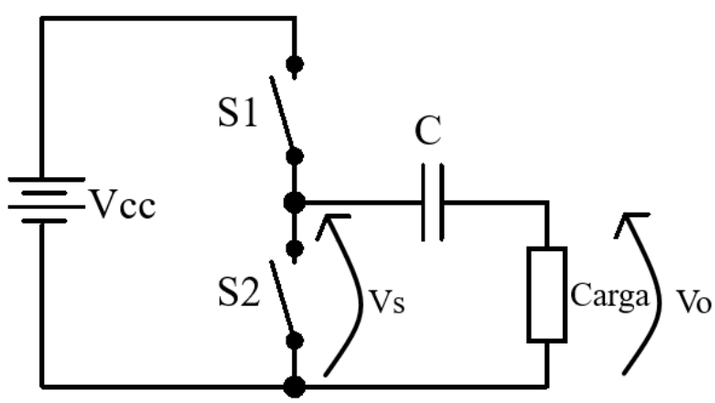

Figura 1-7. Inversor Medio Puente Asimétrico.

En los tres casos mencionados, los interruptores deben soportar una tensión igual a V_{CC}.

1.1.2.3 Inversor Puente Completo

También llamado Puente H dada la forma en la que se suele representar en un esquema eléctrico, este circuito consta de 4 interruptores y una fuente única, los que se disponen como en la figura 1-8.

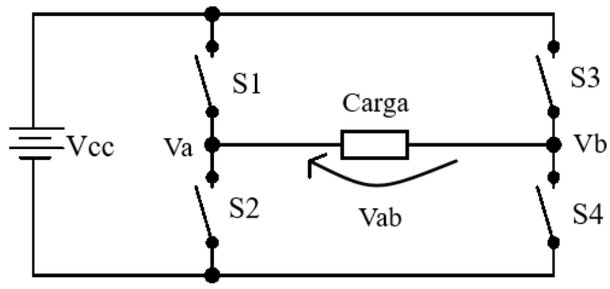

Figura 1-8. Inversor en Puente Completo

Esta configuración presenta ventajas sobre las otras topologías, ya que la carga recibe la tensión total de la fuente V_{CC} y no la mitad, además de que, dependiendo de la combinación de interruptores abiertos y cerrados, la carga puede recibir 3 estados de tensión V_{ab}: V_{CC}, -V_{CC} y O V.

Interruptores	V_{ab}
S1, S4	VCC
S2, S3	-VCC
S1, S3	0
S2, S4	0

Figura 1-9. Tabla de valores de tensión en Puente Completo.

Esto presenta una ventaja, dado que controlando los tiempos en que se cumplen las condiciones de la tabla, es posible realizar un control de potencia en la carga, así como de los armónicos generados.

Si bien es posible obtener las 3 opciones de tensión en un inversor de Medio Puente, los métodos de control de cada topología varían según la forma de onda que se busca en la salida y la circuitería utilizada para obtenerla. Eso se verá más adelante.

1.2 Elementos de conmutación

Para los circuitos anteriormente mostrados, se hace mención del uso de interruptores para obtener una salida alterna. Esos interruptores pueden ser asociados a cualquier componente electrónico conmutador, ya sea relés electromagnéticos, o dispositivos semiconductores, estos últimos siendo los más cotizados.

Dado que las tecnologías para fabricar dispositivos semiconductores van mejorando, los semiconductores se han vuelto más eficientes. En la actualidad, para este tipo de circuitos de potencia se utilizan transistores MOSFET o IGBT, cada uno con sus ventajas y desventajas.

1.2.1 Ventajas del MOSFET/IGBT sobre BJT

Los transistores BJT fueron los primeros semiconductores de conmutación en aparecer en el mercado, pero fueron rápidamente desplazados por los transistores MOSFET, y tiempo después, por los transistores IGBT. Esto es debido a que el primero presenta muchas deficiencias que en su momento eran aceptadas dado que no existían dispositivos de mejor calidad. Entre los problemas que posee el BJT, se destaca:

- Poseen respuestas de frecuencias bajos para los estándares actuales.

- Aunque existen en la actualidad transistores BJT capaces de trabajar a frecuencias levemente más bajas que un MOSFET, no presentan las características de potencia requeridas para trabajar como conmutadores de potencia.

- El control por corriente del BJT, implica gasto en circuitos que ajusten la corriente I_B para una corriente I_{CE} de operación, lo que es complejo de diseñar, además de un gasto energético, hoy en día, considerable.

- El rango de las zonas de trabajo seguras es limitado.

- Los BJT producen mucho ruido eléctrico.

Tanto los transistores MOSFET como los IGBT solucionan estos problemas, cada uno teniendo características particulares que los hacen útiles para diferentes áreas de la electrónica.

La siguiente tabla muestra las diferencias más importantes entre los transistores BJT, MOSFET e IGBT, los cuales deben ser tomados en cuenta a la hora de diseñar cualquier circuito.

	BJT	MOSFET	IGBT
Índice de voltaje	<1kV	<1kV	<2kV
Índice de corriente	<500A	<200A	<500A
Modo de control	Por corriente	Por tensión	Por tensión
Impedancia de entrada	Baja	Muy alta	Muy alta
Velocidad de conmutación	<20kHz	<1MHz	<100kHz

Figura 1-10. Tabla comparativa entre BJT, MOSFET e IGBT.

En conclusión, el MOSFET es muy buen conmutador, pero las potencias que puede manejar son medianas, mientras el IGBT no es tan buen conmutador, pero puede trabajar con potencias mucho más grandes. Aun así, ambos presentan mejores condiciones para trabajar como conmutadores que el BJT. La elección de uno depende de las necesidades del circuito y de la disponibilidad de componentes para diseñarlo.

1.2.2 Zonas de trabajo del MOSFET

En este punto, es necesario separar el funcionamiento de los MOSFET de empobrecimiento de los de enriquecimiento, que se construyen de manera diferente. De tal forma, los primeros, aunque pueden trabajar como los segundos, su principal aplicación es la amplificación de señales y radiofrecuencia, mientras los segundos son más usados en circuitos integrados, microprocesadores y otros circuitos de carácter lógico. Para criterios del trabajo, se hará énfasis en los MOSFET de enriquecimiento.

El control de un transistor MOSFET depende de la diferencia de potencial que se aplique entre los terminales Puerta y Fuente. Esta tensión controla la resistencia del canal que une el Drenador con el Fuente, que llamaremos R_{DS}. La comparación de la tensión V_{GS} con la tensión de umbral del MOSFET, V_T, da lugar a 3 diferentes zonas de trabajo.

a) Zona de corte: $V_{GS} < V_T$.

En este caso, el canal R_{DS} posee una resistencia altísima, actuando como un circuito abierto, aunque siempre queda un flujo de corriente del orden de los nA.

b) Zona lineal u óhmica: $V_{GS} > V_T$; $V_{DS} < V_{GS} – V_T$

Cuando se alcanza este punto, se genera en el canal R_{DS} una región de conducción que une los pines Drenador y Fuente. Se genera una corriente $I_D > 0$ y una tensión V_{DS} aparece. Esto ocurre ya que, bajo estas condiciones, el transistor MOSFET se comporta como una resistencia controlada por voltaje.

c) Zona activa o de saturación: $V_{GS} > V_T$; $V_{DS} > V_{GS} – V_T$.

En estas condiciones, el transistor mantiene constante la corriente que fluye por R_{DS}, y se hace independiente de la tensión V_{DS}. El transistor se comporta como una fuente de corriente.

1.2.3 Diferencias entre MOSFET canal N y canal P

Es necesario afirmar que, similar al caso de los transistores BJT, donde la configuración de estos puede ser NPN o PNP, que realizan el mismo trabajo, pero se polarizan diferente y generan flujo de corriente diferente, los MOSFET presentan dos configuraciones, los MOSFET de canal N y de canal P.

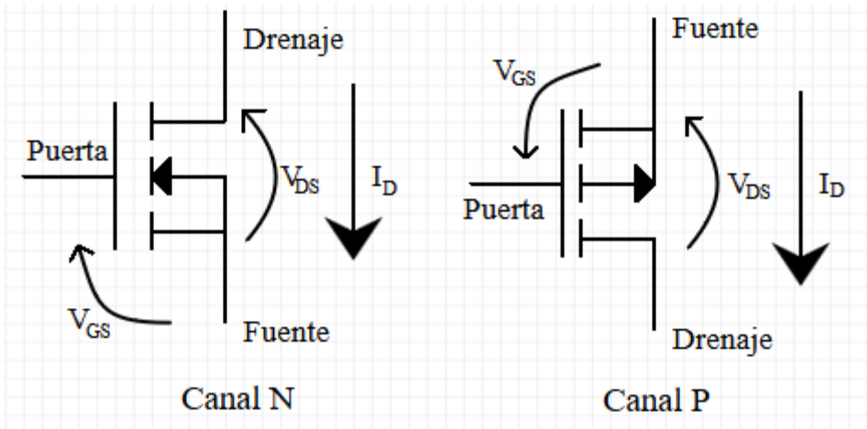

Figura 1-11. Símbolos del transistor MOSFET, con sus parámetros de funcionamiento.

Estos presentan el mismo fenómeno de Efecto Campo, para producir un canal que una Drenador y Fuente, pero la polarización y flujo de corriente son similares a los casos de los BJT. En la figura 1-11 se muestran ambos casos, donde el MOSFET a través de una tensión V_{GS}, controla la resistencia del canal, generando una corriente I_D. Las diferencias aparecen en cómo se obtiene ese control.

Para el MOSFET de canal N, la carga suele estar entre la fuente de potencia y el Drenador, la Fuente es conectada al común del circuito, y la señal de control está referida a ese común, por lo que, al polarizar la Puerta con una tensión V_G, se genera el canal R_{DS} y fluye la corriente de Drenador a Fuente.

Pero en el MOSFET de canal P, la carga va conectada entre el Drenador y el común del circuito, mientras la Fuente va conectada directamente a la fuente de potencia. Además, para que este MOSFET conduzca, la tensión en la Puerta debe ser menor a la tensión en el Fuente, y para bloquearlo, la tensión de la Puerta y la Fuente debe ser la misma, en este caso, V_{CC}. Esto presenta algunos problemas para diseñar un circuito de control, pero la implementación de ambos tipos de MOSFET es útil en el diseño de ramas de Medio Puente. Este tema se abarcará en detalle en la sección 1.3.1.

1.2.4 Capacitancias internas del MOSFET

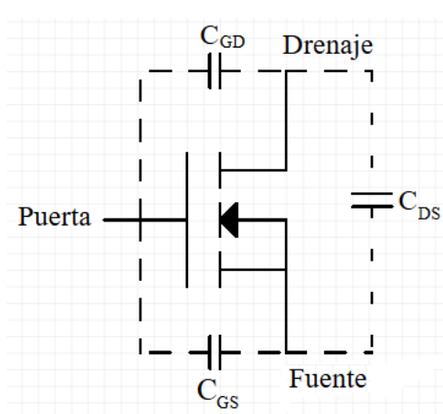

Figura 1-12. Capacitancias parasitas en un MOSFET

A pesar de que los MOSFET son los mejores conmutadores en cuanto a velocidad de conmutación se refiere, este presenta unas capacitancias entre sus 3 terminales (ver figura 1-12). Estas capacitancias, aunque de valores muy pequeños, pueden afectar las velocidades de conmutación, ya que esta dependerá de la carga y descarga de estas. Lo ideal es usar siempre resistencias, ya que los transientes pueden generar resonancias entre las capacitancias y las inductancias propias que pueda presentar el conexionado que une la salida de control con la Puerta del MOSFET, e inclusive, las propias inductancias internas de los MOSFET. Estas resistencias no deben ser de valores muy altos, para que la malla RC formada no posea una constante τ muy grande. La elección de estas resistencias puede determinar la óptima conmutación a altas frecuencias.

Las distintas capacidades presenten en un MOSFET son mencionadas en los datasheet del transistor a elección, y estas son:

a) Capacidad de entrada, C_{iss}: Es la capacitancia vista desde la Puerta. Esta es constante, ya que depende de la geometría del terminal, además de ser la de mayor valor. Esta es expresada como la suma de C_{GS} y C_{GD}, y es medida con $V_{DS} = 0$ V.
b) Capacidad de salida, C_{oss}: Esta capacitancia es la que afecta al funcionamiento de la carga en la conmutación. Su importancia reside en que esta puede generar resonancias con las inductancias presentes en las conexiones y la propia carga. Puede ser expresada como la suma de C_{DS} y C_{GD}.
c) Capacidad de transferencia inversa, C_{rss}: También llamada Capacitancia Miller, se define como la capacitancia a través de la cual, las variaciones de V_{DS} influyen en la tensión de la Puerta. Esta capacitancia no presenta valores lineales, ya que esta depende del valor de la tensión V_{DS}. Se expresa simplemente como C_{GD}.

1.3 Control de Inversores

1.3.1 Menciones necesarias

1.3.1.1 Diodos antiparalelo

Como se menciona al inicio del documento, un inversor debe permitirse trabajar en los 4 casos de V-I, dada la constante aplicación de los inversores para alimentar cargas inductivas. Como la conmutación de transistores solo permite el flujo de energía en una dirección, se dispone de diodos en antiparalelo a los interruptores.

Para ejemplificar esto, se usará el modelo de inversor de Medio Puente.

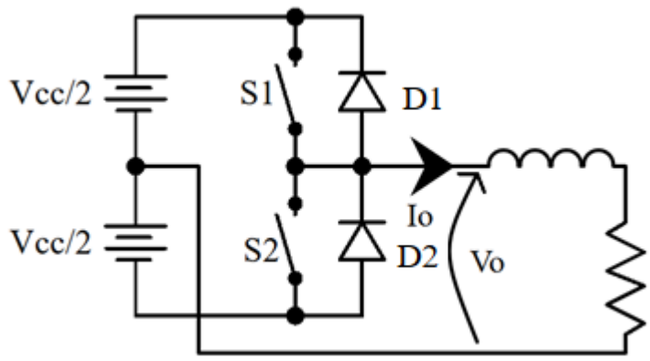

Figura 1-13. Inversor Medio Puente con carga R-L con diodos.

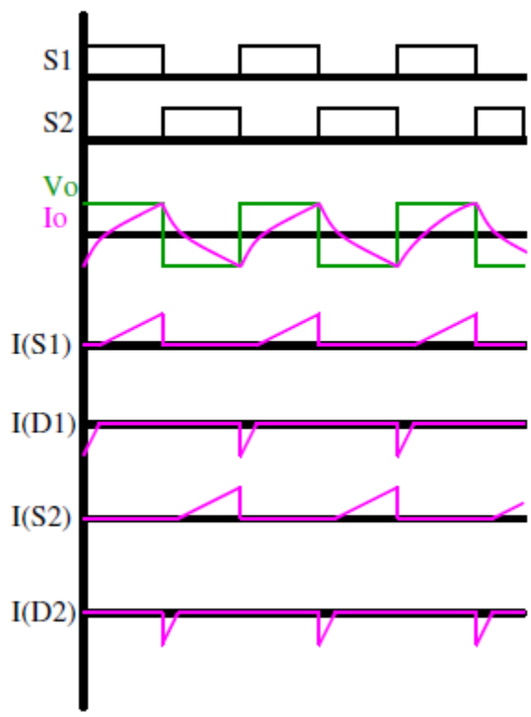

Figura 1-14. Análisis gráfico tensión y corriente en un inversor con carga R-L.

Como se ve en el gráfico de la figura 1-14, V_O es una onda cuadrada (Se explicarán las características de esta más adelante). Esto causa que I_O presente una forma exponencial que asciende y desciende en un periodo similar a V_O, a causa de la reactancia inductiva de la carga.

En el momento que la tensión V_O cambia de polaridad, la corriente sigue fluyendo en el sentido que tenía, haciendo cada vez menor la corriente en esa dirección, pero dado que el interruptor que permitía que la corriente fluyera en esa dirección está “abierto”, eso causaría un frenado brusco de la corriente, y el di/dt sería gigantesco, por lo que la inductancia generaría peaks de tensión peligrosamente altos. Para eso, se conectan los diodos en antiparalelo, ya que, de esa forma, aunque la carga recibe una tensión positiva cuando la corriente presenta una dirección negativa, la corriente puede fluir en la dirección que mantenía a través del diodo. De esa forma, cuando la corriente empieza a fluir en fase con la tensión, el diodo se polariza inverso, y la corriente fluye por el interruptor cerrado.

En este punto, vale mencionar que, si se usa un transistor IGBT, es necesario disponer de un diodo externo conectado como en la figura 1-13, mientras que un transistor MOSFET presenta un diodo parasito interno con la polaridad de la figura 1-13, aunque este tiene sus propias características de corriente directa y de caída de tensión. Si se usa un MOSFET para inversor que no posea un diodo parásito que cumpla con las características de diseño, se recomienda conectar un diodo externo que si las cumpla.

1.3.1.2 Tiempos muertos

Volviendo a usar el ejemplo del inversor de Medio Puente, otro aspecto para tener en cuenta es que es necesario que la conmutación de los interruptores presente un “tiempo muerto” entre ellas, para evitar cortocircuitos.

Cuando, en teoría, una señal de control de interruptores cambia de un valor a otro, lo hace instantáneamente, en un flanco de bajada o subida. Pero en la realidad, cualquier flanco en una señal es en realidad una rampa que cae muy rápido. Esto es apreciable usando osciloscopios que puedan ajustarse a muy altas velocidades de muestreo.

Además, hay que agregar que todo dispositivo electrónico genera un retraso entre que recibe una señal de activación y se activa. Este retraso puede ser muy pequeño, pero en circuitos complejos y más grandes, esos pequeños retrasos se van sumando y entre la acción principal y final hay un retraso que puede volverse considerable. Así, es posible que, sin un control de los retrasos, dos interruptores que controlan una rama de un inversor queden en cortocircuito por un tiempo muy pequeño, pero suficiente para causar estragos en el circuito.

Para evitar eso, en la circuitería encargado del control de un inversor, se debe disponer circuitos encargados de generar un tiempo muerto entre las señales de control, para evitar que se generen esos cortocircuitos. Por lo general, la duración de los tiempos muertos debe ser mucho menor al periodo de la señal que se está generando, para que el tiempo que la carga no recibe energía sea despreciable tanto en el análisis del circuito como en la aplicación de este.

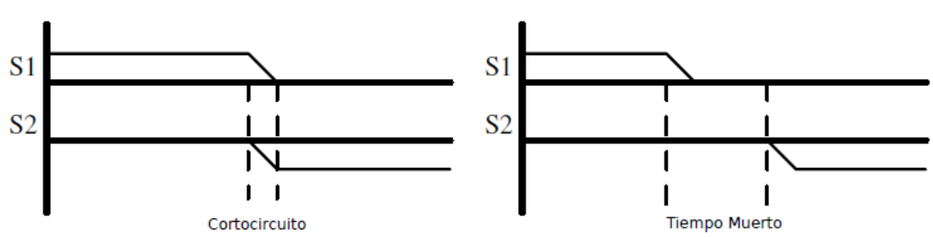

Figura 1-15. Comparación entre conmutación sin tiempo muerto (izquierda) y con tiempo muerto (derecha).

1.3.2 Problemas en las topologías

1.3.2.1 Push-Pull

El primer problema en este inversor es su señal de salida. Dado que los transformadores poseen una gran inductancia, la salida presenta una onda que no es realmente cuadrada, sino redondeada al principio hasta estabilizarse a la tensión a*V_{CC},

Otro gran problema es que un inversor Push-Pull real presenta una asimetría en el flujo magnético presente en el núcleo del transformador. En un caso ideal, el incremento y decremento del flujo magnético serían iguales, lo que se traduce en un flujo neto igual a 0, dado que los devanados primarios presentarían inductancias iguales, y las señales de control durarían tiempos iguales. Pero los transformadores presentan asimetrías leves en su construcción, y las señales de control no pueden durar exactamente lo mismo, por lo que el flujo neto en un ciclo será levemente mayor o menor a 0. Este flujo parasito termina por llevar al núcleo a saturarse tras cierta cantidad de ciclos de conmutación.

Este efecto en el núcleo de transformador causa dos inconvenientes: que el núcleo presente corrientes de Foucault, por lo que el mismo disipará potencia, y que los interruptores presenten sobretensión de valor decenas o incluso centenares de veces la fuente de alimentación. Aunque esto último puede ser solucionado en parte por una malla RC en paralelo con los interruptores, el uso de esta también implica un gasto energético.

Aun así, el inversor Push-Pull presenta una única ventaja en su control, y es que como ambos interruptores están referidos al común de la fuente, no se requiere de un circuito aislador o un circuito con masa flotante para llevar a cabo las conmutaciones.

1.3.2.2 Medio Puente y Puente Completo

Estas dos topologías presentan el mismo dilema. Como se mostró en la sección 1.2.2, el control de un transistor MOSFET/IGBT requiere de la aplicación de una tensión entre los pines Puerta y Fuente (para MOSFET) o Emisor (para IGBT).

Los transistores que se encuentran en el lado inferior del inversor no presentan un problema en su control. Al estar el Fuente/Emisor conectado al neutro de la fuente V_{CC} que alimenta el inversor, la diferencia de potencial entre el pin Puerta y la referencia del Fuente/Emisor será el valor de tensión que se aplique a la Puerta.

Pero el control los transistores del lado superior del inversor presenta un inconveniente debido a que, ahora, la tensión de referencia oscilará entre 0 y V_{CC}.

Esto puede ser solucionado de diferentes formas: usando circuitos integrados que generen un punto flotante en la Fuente de los MOSFETs de lado alto, o diseñar el puente usando MOSFETs de canal n solo para el lado bajo, mientras en el lado alto se usan MOSFETs de canal p. En caso de que se aplicase el último punto, se pierde la necesidad del

punto flotante, pero los circuitos para control de los MOSFETs de canal n y canal p son diferentes, por lo que es necesario tomar en cuenta ciertas cosas.

1.3.3 MOSFET como interruptor

Como se mencionó en la sección 1.2.1, para que el transistor MOSFET de enriquecimiento trabaje como un interruptor, se deben polarizar sus pines Puerta y Fuente con una tensión V_{GS}. Esta tensión alimenta una capacitancia C_{iss} que debe ser cargada a través de una resistencia R_G. Esta resistencia debe ser de bajo valor óhmico, no mayor a 100Ω, ya que valores mayores alterarían los tiempos de conmutación del MOSFET.

Dado que el MOSFET, a pesar de su enorme impedancia en la Puerta, requiere de una corriente inicial que permita polarizar a este, es necesario tomar en consideración ciertos aspectos a la hora de diseñar la etapa encargada de la conmutación de los transistores, que es llamada Circuito Driver.

Lo primero a destacar es que el MOSFET canal P, por sus características de polarización, no posee métodos muy optimizados en comparación a la cantidad de métodos que presenta el MOSFET canal N. Aun así, aprovechando su forma de polarización, se puede usar una rama de resistencias para obtener un divisor de tensión.

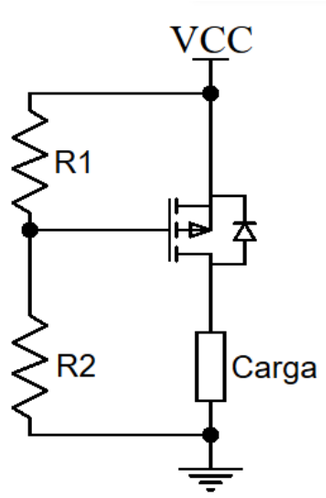

Figura 1-16. MOSFET canal P con polarización por divisor de tensión.

Solo basta con ajustar los valores de R_1 y R_2 para obtener una diferencia de potencial entre la Fuente y la Puerta. De esa forma, para apagar el MOSFET, R_2 debe ser un circuito abierto, ya que así, no hay corriente por R_1, y V_{CC} se refleja en la Puerta. El cómo se genera la conmutación se verá en el Capítulo 2. De todas formas, este circuito puede ser usado con su análogo de canal N, ya que la ventaja del divisor de tensión es que se usa la misma fuente de potencia para generar la tensión de polarización.

Para el caso del MOSFET canal N, ya que este suele tener la Fuente conectada a común, solo requiere de circuitos para obtener un V_G de una tensión determinada y que sea capaz de suministrarle a este una corriente de polarización. En este punto se pueden hacer ciertas infidencias:

a) Siempre se debe buscar la protección de las etapas de control de un circuito, ya sea a través de elementos aisladores como optoacopladores o transformadores de pulsos, o también mediante diodos, de forma que estos presenten bajas caídas de tensión y tiempos de respuesta rápidos, para no alterar de manera significativa las señales de control.
b) No se recomienda conectar salidas PWM de microcontroladores, como las del ATmega328 o la familia de procesadores PIC, ya que estas salidas no suelen ofrecer potencias altas, por lo que una conexión directa de esta a la Puerta del MOSFET puede dañarla. Es mejor usarla como referencia para adaptar la señal a tensiones mayores y de mayor potencia.
c) Para los casos donde se requiera el uso exclusivo de transistores MOSFET canal N, se pueden usar circuitos Bootstrap, que permiten generar puntos flotantes para la Fuente del MOSFET canal N de lado superior, ya que estos MOSFET tendrían una referencia en la Fuente que variaría entre 0 V y la tensión de la carga. Si bien es posible fabricar un circuito Bootstrap, existen circuitos integrados capaces de realizar este trabajo de conmutación de MOSFET canal N, los llamados MGD, sigla de MOSFET Gate Driver, como la familia IR21xx, fabricada por International Rectifier, quienes no solo pueden generar corrientes hasta 2 A y tienen delays del orden de los ns, sino que permite adaptar un circuito Bootstrap con menos componentes que un circuito driver convencional.
d) De no tener acceso a integrados MGD, es posible realizar circuitos driver mediante circuitería lógica con tecnología Schottky y transistores BJT diseñados para conmutación. Ambos elementos presentan características que no los hacen buenos elementos de potencia, pero si son capaces de trabajar a grandes velocidades, por lo que pueden adaptar las señales de conmutación de bajo voltaje y poca potencia a señales de tensión más controlada y potencias mayores.

1.3.4 Armónicos

Toda señal alterna no puramente senoidal presenta armónicos. Un armónico, llamado coloquialmente ruido eléctrico, es una componente senoidal que se manifiesta a una frecuencia en múltiplos de números naturales de la frecuencia de la señal alterna. Esta presencia de armónicos es la que permite que ciertas formas de onda puedan formarse, dado que la suma de estos armónicos con la señal fundamental (una señal senoidal a la frecuencia de la señal generada) deforman a esta última para darle la forma que el circuito le da en su salida. Estas pueden manifestarse por la distorsión generada por cargas no lineales, como semiconductores.

La presencia de estos armónicos es un problema, ya que alteran el funcionamiento normal de un circuito, al modificar impedancias y generar pérdidas en potencia no deseadas, por lo que es imperante el uso de filtros para atenuar o de paso eliminar la presencia de estas señales.

Estos armónicos suelen ser infinitos, aunque cada forma de onda presenta su rango de armónicos. Para poder representar la presencia de esos armónicos en una señal eléctrica de manera efectiva, se puede usar un espectrómetro. Aunque es posible representar la señal como una función f(t), se puede analizar la forma de onda aplicando las Series de Fourier, que permiten conocer la amplitud de estos armónicos y los múltiplos de frecuencias presenten en la señal alterna.

Con todo lo mencionado, se pueden abarcar ciertos conceptos.

a) Distorsión Armónica: se define como la relación entre la amplitud de un armónico de orden n y la amplitud de la señal fundamental. Este dato indica la contribución del armónico n en la distorsión de la señal de salida. Se expresa como:

$$D_n = \frac{V_n}{V_1}$$

b) Distorsión Armónica Total: Permite medir en porcentaje el parentesco de la señal actual con respecto a una señal senoidal pura. Se expresa como:

$$DAT = \frac{\sqrt{{V_2}^2 + V_3^2 + V_4^2 + \cdots + {V_n}^2}}{V_1} * 100\%$$

Para propósitos de cálculos, se puede estar un n muy alto, sobre 1000.

1.3.5 Métodos de control de inversores

1.3.5.1 No Modulados

a) ***Onda Cuadrada***

En la sección 1.1.3, se mostraban diferentes topologías para diseñar un inversor, y por concepto de la explicación, se dispuso de imágenes con el análisis gráfico de los inversores. Todos estos presentan una onda cuadrada en su salida, que no es más que una señal de tensión continua que cambia de polaridad a una frecuencia determinada, con un V_{RMS} = V.

Esta forma de conversión DC/AC es la más simple de realizar, ya que la frecuencia de la salida es la misma que la frecuencia de conmutación de los transistores, pero es la que presenta mayores desventajas.

Lo primero a destacar es que no es posible controlar la potencia que entrega la onda cuadrada a la carga, dado que el voltaje se mantiene “constante” y solo cambia la polaridad de esta. En esos tipos de casos, es conveniente usar un circuito Chopper para obtener ese

control de potencia. Pero el gran problema de la onda cuadrada pura es su alto contenido armónico.

Al obtener las Series de Fourier de una onda cuadrada se obtiene que la expresión para el n-ésimo armónico de una onda cuadrada es:

$$\boldsymbol{V_n = \frac{2 * Vcc}{n * \pi}(1 - cos(n * \pi))}$$

Con esta ecuación es posible determinar ciertas características de una onda cuadrada, como que la tensión de la señal fundamental es aproximadamente 1,273 veces la tensión V_{CC} usada en el inversor, y que los armónicos son de orden impar. En la siguiente gráfica se muestra la relación entre la tensión del armónico con respecto a la tensión V_{CC} en una onda cuadrada.

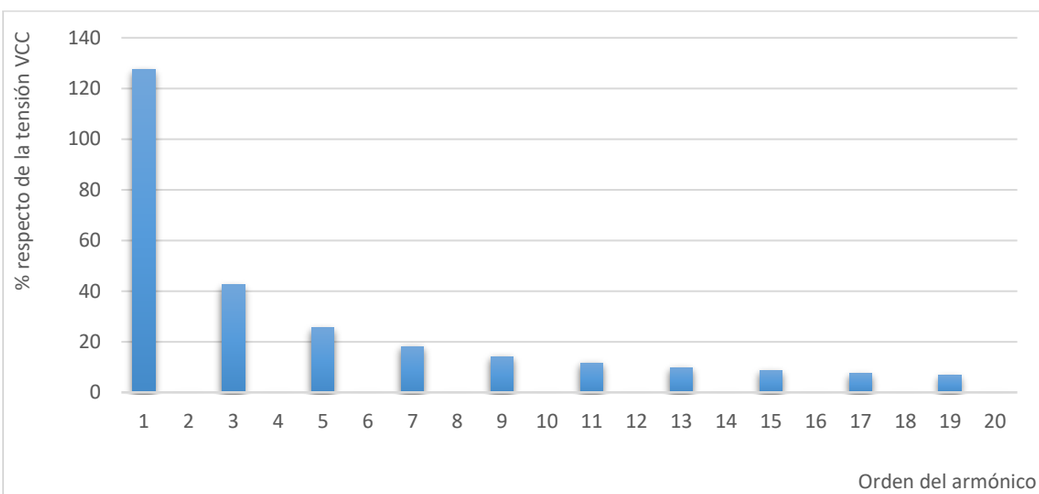

Figura 1-17. Análisis armónico de una onda cuadrada.

En base a estos datos, una señal cuadrada presenta muchas deficiencias, ya que la presencia de esos infinitos armónicos puede generar fallas en la función de componentes en un circuito, así como sobrecalentamiento de estos mismos, disipando potencia extra.

b) ***Onda Cuadrada con Desplazamiento de Fase***

Onda cuasi-cuadrada, con desplazamiento de fase, con cancelación de tensión, son los nombres dados para una onda que presenta una tensión nula durante una parte del periodo de la señal de salida del inversor. Este tiempo de tensión nula puede ser controlado, y esto presenta algunas ventajas por sobre un inversor de onda cuadrada pura.

Cabe destacar que generar una señal cambia dependiendo de la topología. Si bien, en los 3 casos es posible usar un microprocesador para generar las conmutaciones en los tiempos correctos para obtener esta salida, es posible realizarlo con circuitería análoga.

Aunque es posible controlar un Medio Puente o un Push-Pull usando trenes de pulso y un circuito de retardo, es complicado controlar el ángulo de tensión nula con circuitos así. Este problema es muy fácil de solucionar con un Puente Completo, dado que solo es necesario que las señales que controlan una de las ramas del Puente H sean desfasadas con respecto a la otra rama. Ese ángulo de desfase de las señales será el ángulo de tensión no nula en la salida del inversor, como se ve en el gráfico de la figura 1-18.

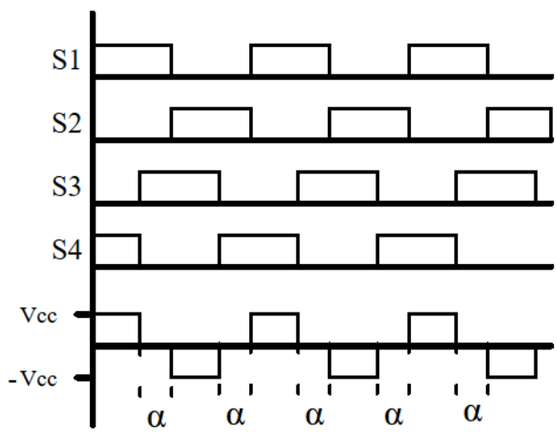

Figura.1-18. Análisis gráfico de onda cuadrada con desplazamiento de fase.

Nótese como S1 con S2 y S3 con S4 no han dejado de ser señales complementarias. El ángulo de desfase solo debe afectar a una rama de Puente Completo.

Ahora bien, la primera ventaja de esta técnica de inversión. es que se obtiene control de la potencia en la salida, dado que la tensión efectiva en la salida queda en función del ángulo α, quedando la expresión:

$$V_{RMS} = Vcc\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$$

También es posible eliminar ciertos armónicos en función del ángulo α. Calculando la Serie de Fourier se obtiene la ecuación para la n-ésimo armónico de esta forma de onda:

$$V_n = \frac{4 * Vcc}{n * \pi} * cos(\frac{n * \alpha}{2}))$$

De esta fórmula, se deduce que dependiendo del valor de α, se pueden anular ciertos armónicos. Para que un armónico se elimine, el interior de la función seno en una Serie de Fourier debe ser igual a k*π; dado que para todo k ∈ ℕ, la función se anula. Despejando α se obtiene:

$$\boldsymbol{\alpha = \pi - \frac{2k\pi}{n}\ ; k\ \in\ \mathbb{N}}$$

1.3.5.2 Modulados (SPWM)

La Modulación por Ancho de Pulso Senoidal, SPWM, es una técnica de modulación para generar señales PWM, donde el ciclo de trabajo de esta va cambiando con el tiempo, aumentando y disminuyendo a una frecuencia determinada.

Para generar una señal SPWM, se debe comparar una señal senoidal V_{REF} de referencia, que tendrá una amplitud A_{REF}, y una frecuencia f_{REF}, con una señal triangular V_P portadora, con forma triangular, con amplitud A_P y frecuencia f_P.

El funcionamiento se detalla con la figura: cuando V_{REF} es mayor a V_P, la salida presentará un estado alto 1L. En caso contrario, si V_{REF} es menor que V_P, la salida será 0L. De esta forma se obtiene una señal PWM que conmuta a la frecuencia de la señal portadora, pero que emula por cada periodo de V_{REF} el valor medio de este.

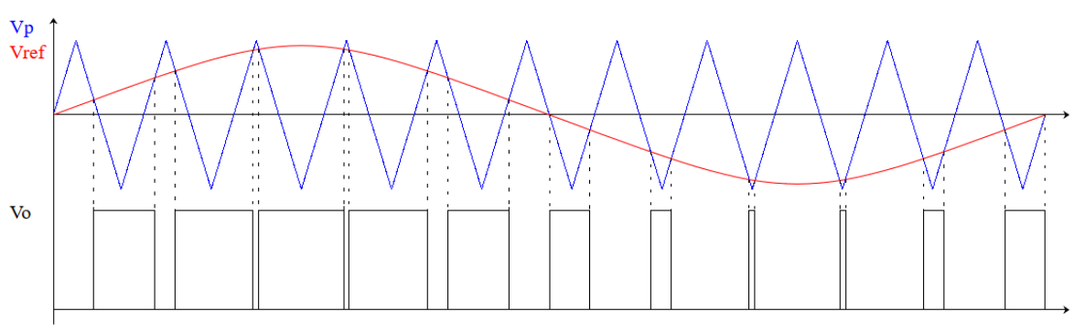

Figura 1-19. Análisis gráfico de una señal PWM

Esta presenta mayores ventajas para controlar inversores, ya que, si bien el circuito de control necesario para generar una señal SPWM es complejo, se compensa con la simplificación de los circuitos de filtrado, ya que así los armónicos indeseados se desplazan a frecuencias más altas, permitiendo obtener una señal senoidal más pura.

Las características de la señal SPWM dependen de dos factores:

a) ***<u>Coeficiente de amplitud</u>:*** Se define como $m_a = \frac{A_{REF}}{A_P}$, o sea, la relación entre la amplitud máxima de V_{REF} con V_P. Cuando $m_a \leq 1$, se cumple que la amplitud de la señal de salida del inversor es linealmente proporcional a m_a ($V_O = m_a * V_{REF}$). De esta forma, modificando m_a, es posible controlar la potencia de salida del inversor. Pero si $m_a \geq 1$, además

de generarse armónicos más cercanos a la frecuencia fundamental, se pierde la linealidad de la proporción entre m_a y la amplitud de la señal fundamental de la salida, ya que ésta se hace función del coeficiente de frecuencia.

b) ***Coeficiente de frecuencia:*** Se define como $m_f = \frac{f_P}{f_{REF}}$, la relación entre la frecuencia de la portadora con respecto a la frecuencia de la señal de referencia. Si $m_f \leq 21$, las señales deben estar sincronizadas para disminuir el número de sub armónicos de la señal fundamental. En caso contrario, con $m_f \geq 21$, los subarmónicos se atenúan, por lo que las señales pueden ser asíncronas.

Usando esta forma de señal de control, es posible generar dos formas de control de inversores (para explicar las formas de salida del este, se usará un inversor de Puente Completo):

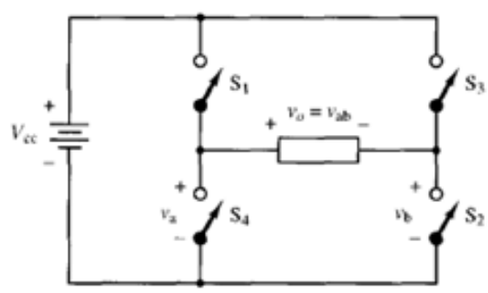

Figura 1-20. Inversor en Puente Completo, con tensiones Va y Vb.

a) ***SPWM Bipolar:*** En este caso, la señal PWM en la carga varía entre dos valores, +VCC y - VCC. Este tiene la ventaja de que el circuito de control es simple, como se muestra en la figura 1-21, pero es un modo de control que presenta armónicos más cercanos a la señal fundamental, aunque estos armónicos se encuentran en razón a $k*m_f$, con k siendo los múltiplos de los armónicos presentes.

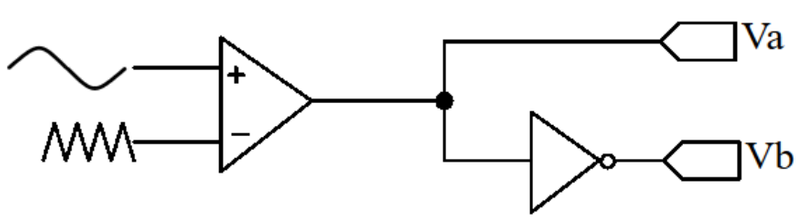

Figura 1-21. Esquema de circuito SPWM Bipolar

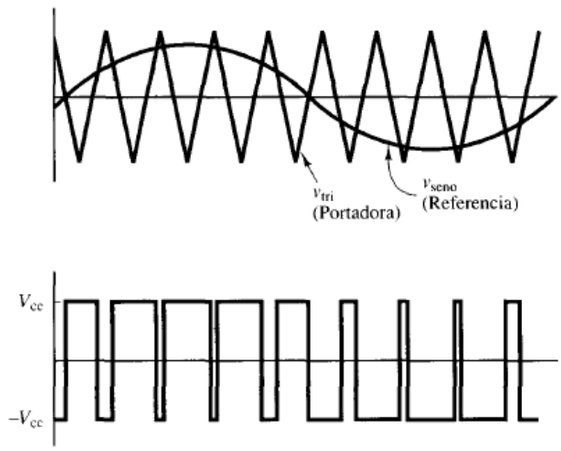

Figura 1-22. Análisis gráfico de la forma de onda SPWM Bipolar

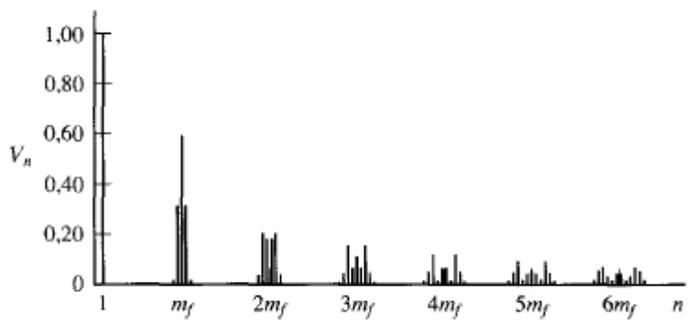

Figura 1-23. Análisis de espectro SPWM Bipolar.

b) ***SPWM Unipolar:*** Para este caso, se generan dos señales senoidales desfasadas en 180°, y ambas son comparadas con la señal triangular. El resultado da una señal en la carga donde el SPWM cambia de polaridad acorde a la polaridad de la señal de referencia. Esto permite que los armónicos pares que estaban presentes en la señal SPWM Bipolar se anulen, lo que simplifica aún más los procesos de filtrado, pero requiere una mayor complejidad en su circuitería.

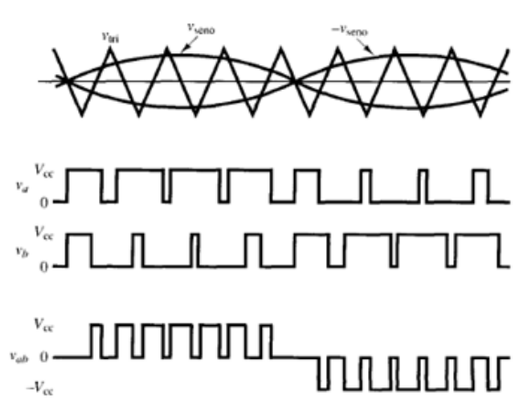

Figura 1-24. Análisis gráfico SPWM Unipolar

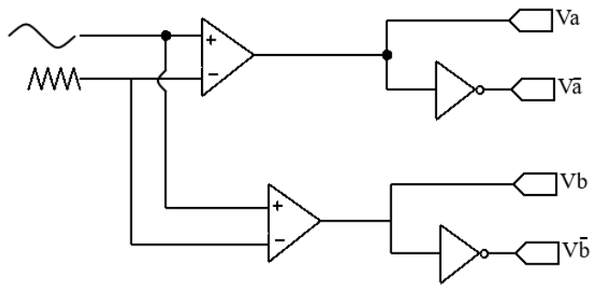

Figura 1-25. Esquema de circuito SPWM Unipolar

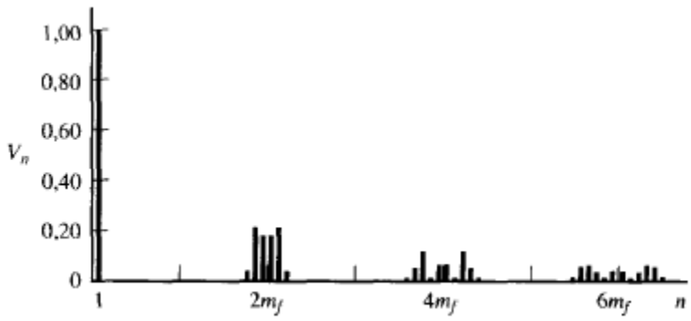

Figura 1-26. Análisis de espectro SPWM Unipolar

CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN INVERSOR SPWM

El circuito para implementar puede ser separado en dos subcircuitos, el circuito de control y el circuito de potencia.

2.1 Circuito de control

Esta etapa será la encargada de generar las señales de control para el inversor.

2.1.1 Fuente Dual

Esta etapa consta de un transformador 220/24 con punto medio, el cual pasa por una etapa rectificadora con filtro capacitivo, y cuya salida es la entrada de dos reguladores de tensión lineal. Las salidas de los reguladores serán las fuentes para etapas de control presentes en esta sección de circuitos.

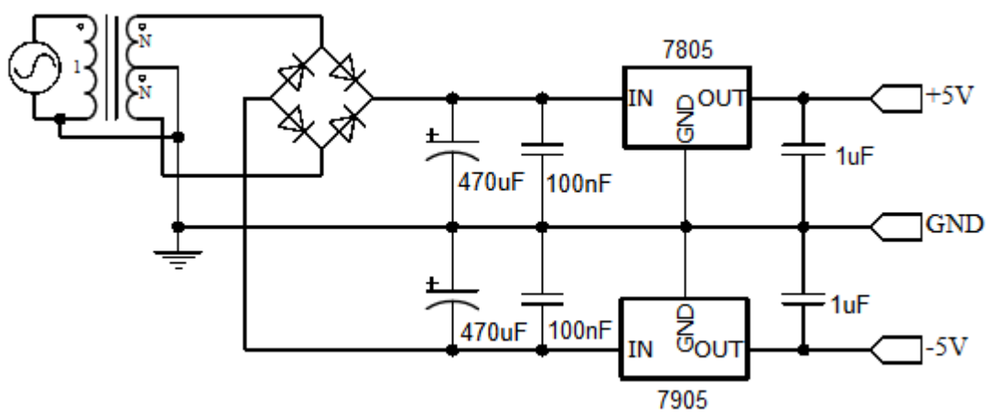

Figura 2-1. Etapa de Fuente Dual.

Las salidas de los transformadores secundarios entregan valores aproximados de 14 V_{RMS}, por lo que la tensión continua en los condensadores al medirse produce unos 20 V aproximadamente. Sabiendo esto, los condensadores electrolíticos pueden ser de 25 V. Además, el punto medio sirve de neutro para los condensadores y los reguladores y debe ser conectado al neutro de la red eléctrica. Estos últimos son 7805 y 7905, que generan en su salida +5 y -5 V, y dado que las tensiones de entrada pueden soportar los +35 y -35 V respectivamente, los reguladores trabajan en un rango de tensión seguro.

2.1.2 Generador de Onda Triangular

Para la etapa generadora de la señal triangular, se implementan dos circuitos: un generador de onda cuadrada, y un amplificador integrador. Esta señal triangular es de 5V a 5kHz, siendo este valor de frecuencia elegido ya que será aproximadamente 100 veces mayor a la frecuencia de la señal senoidal.

Aunque en el diseño no se optó por una frecuencia variable, es posible modificar la frecuencia reemplazando el arreglo de resistencias de 10kΩ por un potenciómetro y una resistencia pequeña en serie, de tal forma que haya un valor máximo de resistencia, ya

que, si la resistencia es tan pequeña como para considerarse nula, el circuito no generará ninguna señal a su salida.

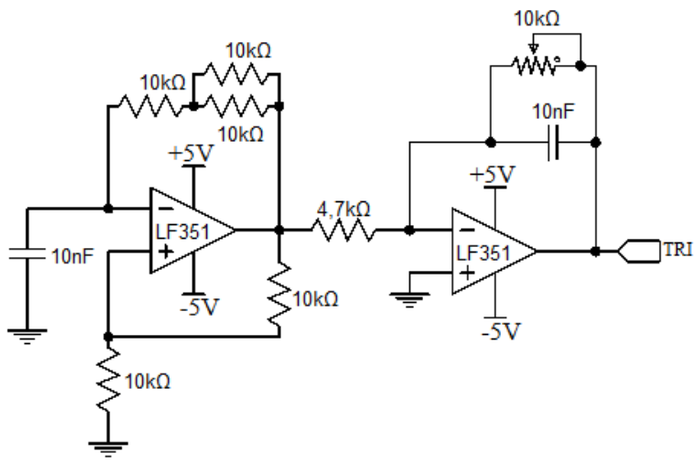

Figura 2-2. Circuito generador de señal triangular.

El amplificador operacional usado es el LF351, ya que este es similar en su diagrama de pines con el LM741, pero este último presenta un Slew Rate de 0.3 V/µs, por lo que los flancos de subida y bajada serán demasiado lentos para una señal de que oscila de 0 a 5V (aprox. 16.6 µs de tiempo solo en los flancos), por lo que el LF351, con su Slew Rate de 13 V/µs, genera una señal cuadrada mucho más fina en sus flancos (aprox. 0.38 µs), por lo que se recomienda el uso de este amplificador operacional.

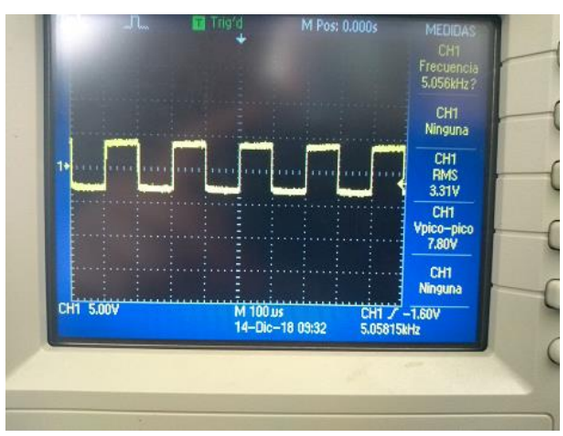

Figura 2-3. Señal cuadrada bipolar, a 5kHz

Para el circuito integrador, se decidió poner un potenciómetro en paralelo al condensador, ya que la señal triangular generada presentaba un pequeño offset que hacía que las puntas de la parte negativa de la señal se recortarán. Al probar con la idea de un circuito más parecido a un filtro pasa alto, las rampas de la señal triangular toman una forma más parecida a una exponencial recortada muy rápidamente. No es una señal

triangular perfecta, pero presenta los mismos valores positivos y negativos en su periodo. A esta señal la llamaremos TRI.

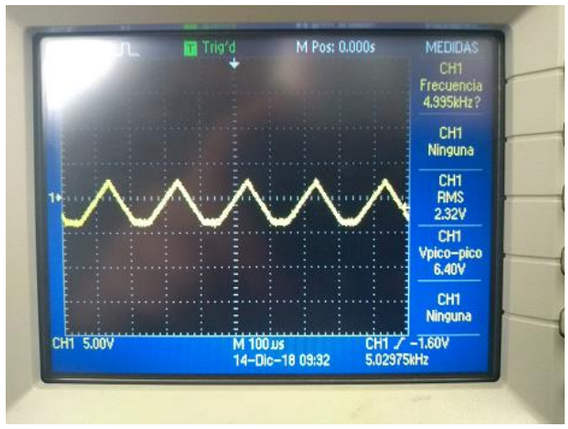

Figura 2-4. Señal triangular, sin potenciómetro.

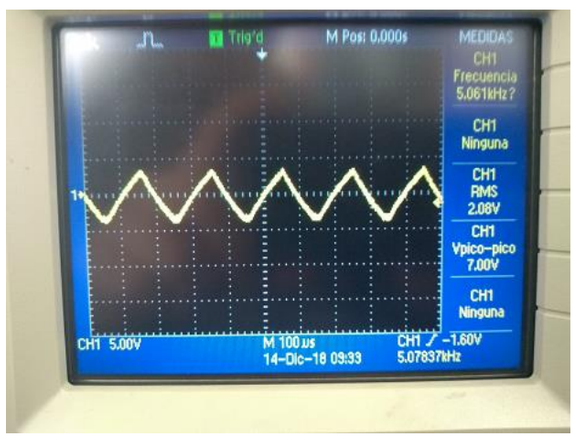

Figura 2-5. Señal triangular, con potenciómetro ajustado.

2.1.3 Generador de Onda Senoidal

El modelo de oscilador usado aquí es el Oscilador de puente de Wien, siendo el lado conectado a la entrada no inversora la encargada de la realimentación, y el lado conectado a la entrada inversora es la etapa amplificadora. Además, presenta un circuito inversor para obtener dos señales senoidales desfasadas en 180°.

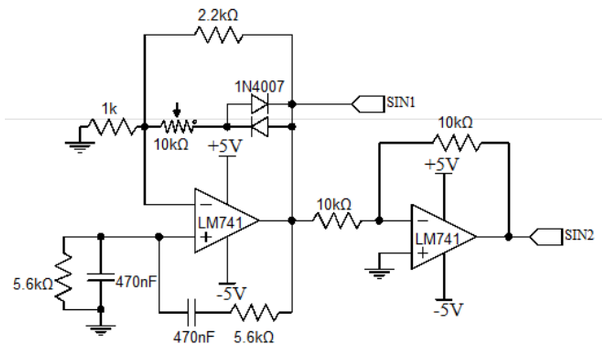

Figura 2-6. Generador de señal senoidal, con etapa desfasadora.

Para que el oscilador trabaje, deben cumplirse dos condiciones: las resistencias y condensadores de las mallas RC deben tener el mismo valor, y el factor amplificador de las resistencias debe ser mayor o igual a 2.

Del primer punto, si se cumple la condición, se puede calcular la frecuencia del oscilador mediante la ecuación:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Del segundo punto, hay que aclarar algo: el circuito original creado en 1891 usaba una lámpara de Tungsteno como la resistencia entre la entrada inversora y el común. Si se intenta aplicar con una resistencia nominal, la salida tendrá algo de ruido y la señal presentará cortes en las cimas de la sinusoide. Para evitar eso, se conectan dos diodos en antiparalelo, y estos en serie con un potenciómetro. Se decide a usar un potenciómetro en vez de una resistencia fija ya que con el potenciómetro es posible controlar la ganancia del oscilador y obtener una señal senoidal con una amplitud determinada.

En este caso, se decide de manera teórica que la señal será de 5 V a una frecuencia de 50 Hz. En la práctica, dado que deben tener resistencias iguales, se decide usar resistencias de 5,6kΩ, y con condensadores de 470nF, lo que da una frecuencia medida de aprox. 60 Hz, lo que no es un problema grave ya que la frecuencia solo representa la fundamental de la señal de potencia que cae en la salida del Puente H, mientras la señal triangular determina los armónicos, los cuales pueden filtrarse.

Para generar la señal desfasada en 180°, solo se usa un LM741 y dos resistencias de 10kΩ para generar un amplificador inversor con ganancia A_V= 1. Es posible apreciar en la figura 2-5 que se obtienen dos señales de similar amplitud y desfasadas en 180°, que llamaremos SIN1 y SIN2.

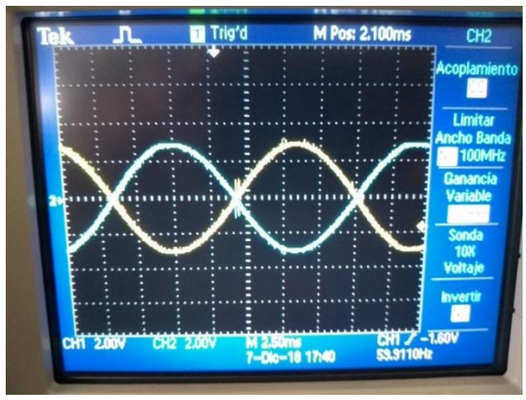

Figura 2-7. Señales senoidales desfasadas.

2.1.4 Generador de Señal SPWM

Una vez las señales SIN1, SIN2 y TRI estén operativas, se diseña el generador de señales SPWM. Este consta de dos comparadores, donde las señales senoidales se conectan a las entradas no inversoras respectivas, mientras la señal triangular se conecta a ambas entradas negativas.

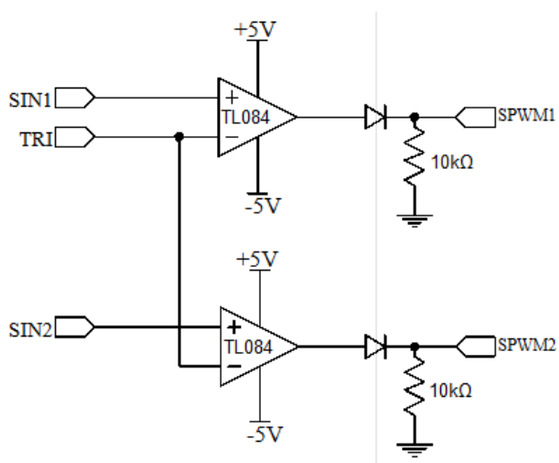

Figura 2-8. Circuito generador de SPWM

Es importante destacar que a pesar de que el LF351 puede realizar el trabajo de comparador, se decide usar el circuito integrado TL084. Este es símil del integrado comparador cuádruple LM324, pero similar a las comparaciones del LM741 con el LF351, el LM324 presenta un Slew Rate de 0.5V/µs, mientras el TL084 tiene un Slew Rate de 18V/ µs, por lo que el uso del TL084 ofrece una señal más óptima. Además, siendo un integrado, se ahorra espacio en el circuito.

Para esta etapa también hay que considerar un detalle: para que el comparador funcione correctamente, debe ser alimentado por una fuente dual. Si solo se alimenta con la fuente positiva, las señales de entrada senoidal y triangular sufrirán un fenómeno de “rectificación”, perdiendo la parte negativa de estas, y por consecuencia, la salida del

comparador también se verá afectada. Este problema se arregla al conectar una fuente dual en sus terminales V_{CC} y $-V_{CC}$, pero esto causa que la salida conmute entre el $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$, como se ve en la figura 2-7. Para obtener un tren de pulsos SPWM, solo basta con conectar un diodo y un resistor conectada al común, siendo la forma de onda en el resistor la señal SPWM a usar. Se decide el uso de un diodo de germanio dado que presenta una baja caída de tensión y a la frecuencia de trabajo, funciona sin problemas, como se ve en la figura 2-8. Estas salidas serán SPWM1 y SPWM2 respectivamente.

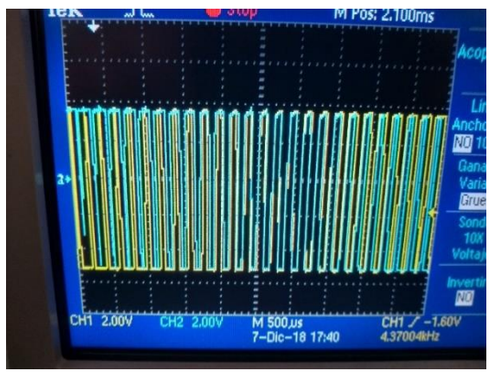

Figura 2-9. Señal SPWM. Salida del comparador.

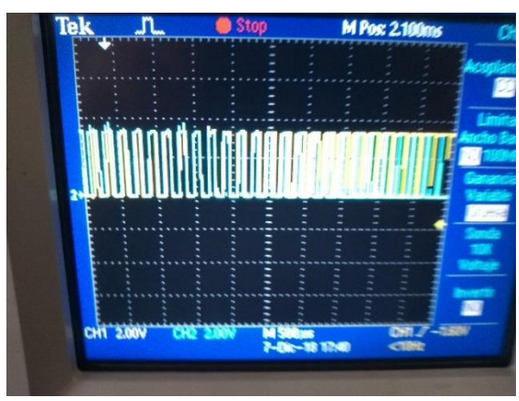

Figura 2-10. Señal SPWM. Tensión reflejada en el resistor.

Como se aprecia en la figura 2-11, si se mide una señal SPWM con respecto a la otra, el resultado serán trenes de pulso PWM, señal que no solo modifica su ancho de pulso, sino que también su polaridad, por lo que se asemeja a una señal senoidal.

Figura 2-11. Comparación de señales SPWM. SPWM1 en amarillo, SPWM2 en azul, y SPWM1 – SPWM2 en rojo.

2.1.5 Generador de Tiempos Muertos

El circuito en su totalidad se compone de 4 resistores, 4 condensadores, 4 comparadores, 4 compuertas AND y 2 compuertas NOT. Con estos componentes, se pueden generar las 4 señales SPWM requeridas para el control de un inversor SPWM Unipolar.

Este circuito será diseñado usando resistores de 100Ω y condensadores de 10nF, un integrado comparador TL084, un integrado 74LS08 para las compuertas AND y un integrado 74LS04 para las compuertas NOT.

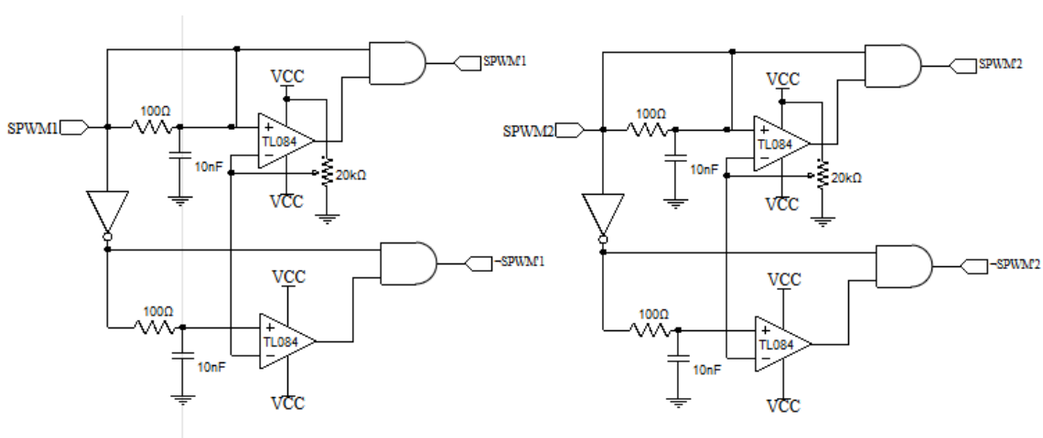

Figura 2-12. Circuitos generadores de tiempo muerto, con 4 salidas de control.

Dado que las señales generadas en la salida de la etapa anterior presentan una tensión de aprox. 4 V, y la salida del integrado 74LS04 presenta una salida de 5 V, se decidió usar al mismo integrado para generar las señales SPWM que caen en la malla RC, para evitar diferencias de retardo en las salidas de esta etapa. Esto se puede hacer fácilmente con el mismo integrado conectando la salida de la etapa SPWM a una entrada negadora, y conectando la salida de esta a otra entrada negadora, recuperando el estado lógico original de la señal SPWM, pero ajustada a los valores de tensión del 74LS04. Esto es útil en la

práctica, ya que el 74LS04 presenta tiempos de subida y bajada en su salida de 10ns, lo que vuelve imperceptible el retraso entre la señal original y la generada por los negadores.

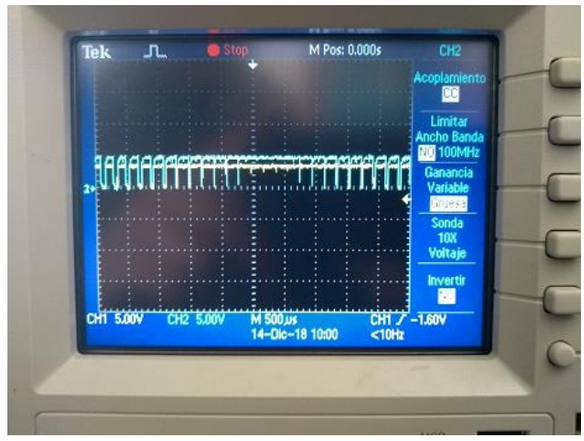

Figura 2-13. Comparación entre señal SPWM original (azul) y la obtenida del 74LS04 (amarillo).

El principio en que se basa el circuito es el siguiente:

Cuando la señal SPWM presenta un estado lógico 1L, esté se reflejará una tensión V_{PWM} en uno de los terminales de la compuerta AND, y alimenta la malla RC. A causa de eso, el condensador comienza a cargarse y su tensión empieza a subir a razón de la ecuación:

$$V_C = V_{PWM}(1 - e^{-t/RC})$$

Esta tensión se refleja en la entrada no inversora de uno de los comparadores de TL084, el cual tiene conectado en su salida no inversora el terminal central de un potenciómetro de 20k, el cual es alimentado con +5V. Este potenciómetro permite ajustar el tiempo de retardo que se desea, ya que el comparador generará una salida 1L cuando se cumpla que la tensión en el condensador V_C sea igual o mayor a la tensión del terminal del potenciómetro, V_X.

Así, conociendo la tensión V_X, se puede calcular el tiempo de retraso de la señal con la ecuación:

$$t_{retraso} = -R * C * \ln(1 - \frac{V_X}{V_{PWM}})$$

Y de esa forma, el comparador presentará una salida 1L que irá al otro terminal de la compuerta AND. De esa forma, la señal original y la señal de salida de la compuerta AND presentarán un tiempo de retraso.

Cuando se aplica el mismo principio a la señal SPWM negada, la salida de la compuerta AND de la línea negada también presentara un tiempo de retraso con respecto a la salida de la compuerta NOT.

Finalmente, si se comparan las señales de salida de ambas líneas en un osciloscopio, se podrá apreciar que las señales están separadas.

Con esta etapa se obtienen dos ventajas: se evitan posibles cortocircuitos en un Medio Puente, y se puede realizar control de potencia, al variar el ancho de pulso que llega a las etapas de potencia.

En la figura 2-14, se puede ver la comparación de las señales de entrada y salida, con V_X = 2V, y en la figura 2-15 se puede apreciar como las señales complementarias están notoriamente separadas. Es importante que, de ser posible, se busque el tiempo de retraso correcto, de forma que los conmutadores complementarios nunca presenten intervalos de tiempo donde puedan estar los dos en estado de conducción, por muy pequeño que sea ese tiempo, y además, que la señal de salida del puente H no se vea afectada, ya que el circuito generador de tiempos muertos presenta un funcionamiento involuntario como controlador de PWM, por lo que un tiempo exagerado de retraso alteraría la señal de potencia.

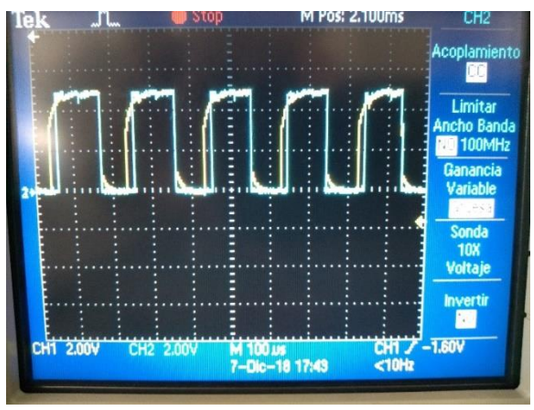

Figura 2-14. Comparación señal original (amarillo) y señal con retraso (azul)

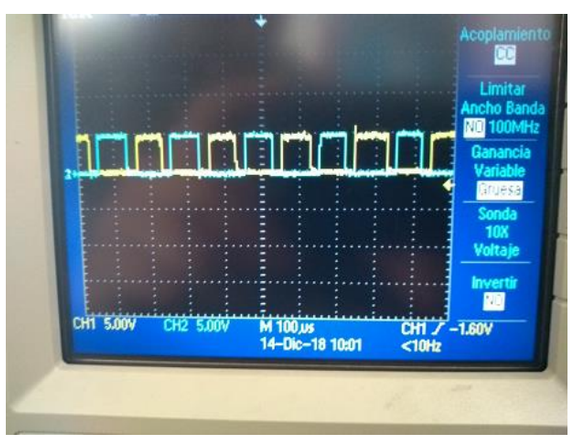

Figura 2-15. Señales complementarias con tiempo muerto.

Para proteger de posibles fallas en el circuito de potencia, ya sea cortocircuitos o posibles sobrevoltajes, a la salida de las 4 señales de control se conecta un diodo en serie, ya que, como se verá en la siguiente sección, este diodo iría en serie con una resistencia

de base de un transistor, por lo que permitirá que la señal ingrese a este, pero permitirá un aislamiento de los dos circuitos.

2.2 Circuito de potencia

2.2.1 Fuente de potencia

La fuente de potencia será implementada usando un transformador de 220/24 junto a un rectificador de media onda. Se decide este diseño por su simpleza de montaje. Además, el neutro de esta fuente será el mismo de la fuente dual, ya que se puentea el neutro del transformador de potencia con el neutro de la red, manteniendo la misma referencia para todo el circuito. El diodo usado es un 1n4007, y el condensador de 220u debe aguantar al menos 50 V.

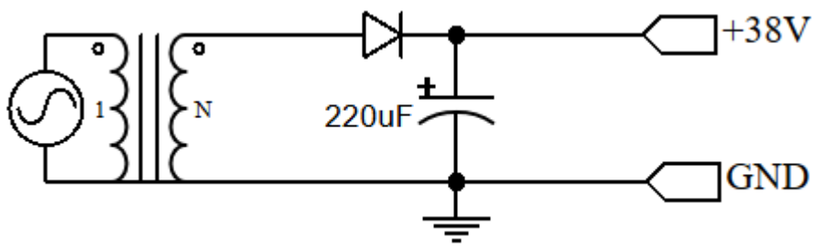

Figura 2-16. Fuente de potencia.

Es necesario mencionar que el hecho de que la fuente continua sea diseñada a partir de un rectificador presentará un ripple que hará algo inestable el valor de tensión de la fuente al momento de conectarse al puente H, como se ve en la figura 2-17.

Figura 2-17. Tensión de la fuente con ripple

Es necesario mencionar que el transformador puede presentar valores levemente más altos a los $24V_{RMS}$, por lo que la tensión continua de +34V en la práctica genera unos +38V, así que se considerará ese valor para la fuente. Esto debe ser tomado en cuenta si

se quiere generar una fuente de tensión para reflejarla en los terminales del transistor MOSFET.

2.2.2 Circuito Driver

El circuito driver será implementado usando transistores BJT. En concreto, se usarán el transistor NPN 2N2222, y su homólogo PNP, el 2N2907 Si bien, los transistores BJT no son buenos conmutadores de potencia, usando los componentes adecuados, pueden ser usados para diseñar circuitos driver para MOSFET e IGBT. Esta etapa consta de 4 ramas, 2 para controlar MOSFET canal P y 2 para MOSFET canal N.

El circuito driver para el MOSFET canal P es muy sencillo de diseñar. Dado que la tensión en la Puerta debe ser menor que la Fuente, solo basta con usar un 2N2222 para generar la conmutación. Cuando la base recibe una señal 1L, el transistor genera una corriente entre Colector y Emisor, corriente que fluirá por un diodo Zener. Este Zener es el 1N4742, el cual genera 12 V estables. La resistencia de 1kΩ sirve para aminorar la potencia en régimen permanente del Zener, así como ser la resistencia que queda en paralelo a los terminales Puerta y Fuente, por lo que cuando la base tenga un 0L, la capacitancia C_{iss} se descarga a través de ella.

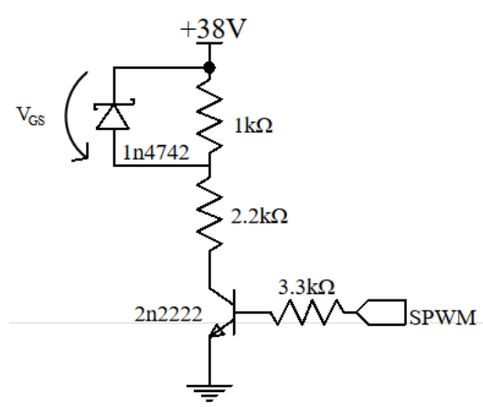

Figura 1-18. Circuito Driver para MOSFET canal P.

Y tal como se ve en la figura 2-19, la tensión que recibirá la Puerta del MOSFET canal P conmuta de forma correcta. La medición está hecha con referencia al neutro, por lo que es correcto decir que cuando la tensión disminuye, es cuando ocurre la conmutación.

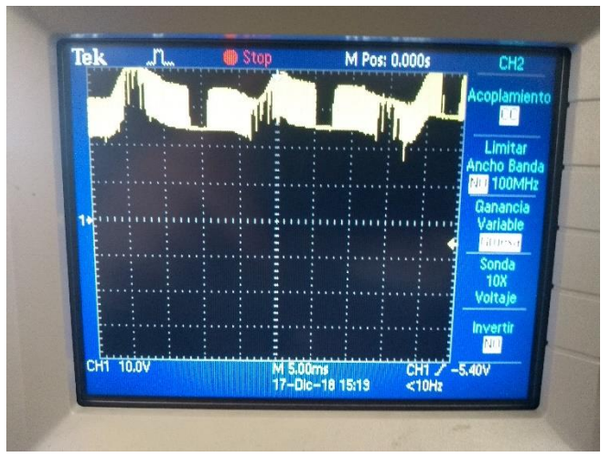

Figura 2-19. Tensión V_G para el MOSFET canal P.

El circuito driver para el MOSFET canal N es diferente. Si bien es posible usar un 2N2222 para hacer el trabajo, la salida del driver presentaría de manera involuntaria las propiedades de un negador lógico, por lo que, si se aplica, debería usarse ya sea un integrado como el 74LS04 o cualquier integrado lógico con salidas negadas, o bien, crear el circuito driver usando arreglos de transistores para contrarrestar el efecto negador.

Aprovechando que el 2N2907 presenta parámetros similares al 2N2222, pero en un transistor PNP, es posible realizar el mismo proceso del circuito driver del MOSFET canal P. El único inconveniente es que para que el 2N2907 conmute, la corriente de base es una corriente negativa, es decir, esta debe fluir desde el Emisor hacia la Base. Para solucionar esto, se usa un 2n2222. Entonces, el driver trabajaría de esta forma: cuando la base presente un estado lógico 1L, generará una corriente de Colector a Emisor en el 2N2222. Esta corriente fluirá desde la fuente de potencia, pasando por la juntura Emisor-Base del 2N2907, y de ahí pasando por el transistor NPN. DE esta forma, habrá una corriente en el 2N2907 de Emisor a Colector, que polarizará el Zener, un 1N4742.

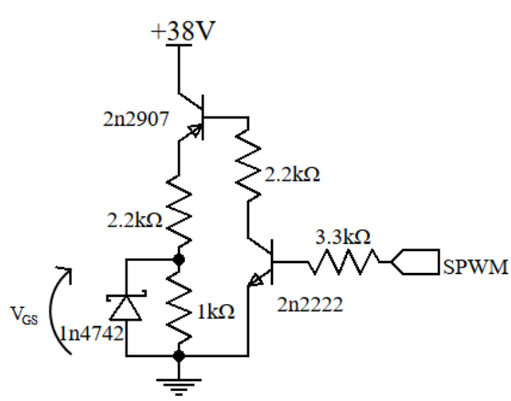

Figura 2-20. Circuito Driver para MOSFET canal N.

Así mismo, la tensión del Zener como fuente aparece en función de la señal SPWM, similar al caso del driver anterior, aunque acá el neutro de la fuente es la referencia del

MOSFET, la conmutación ocurre cuando la tensión V_G toma el valor de la tensión del diodo Zener.

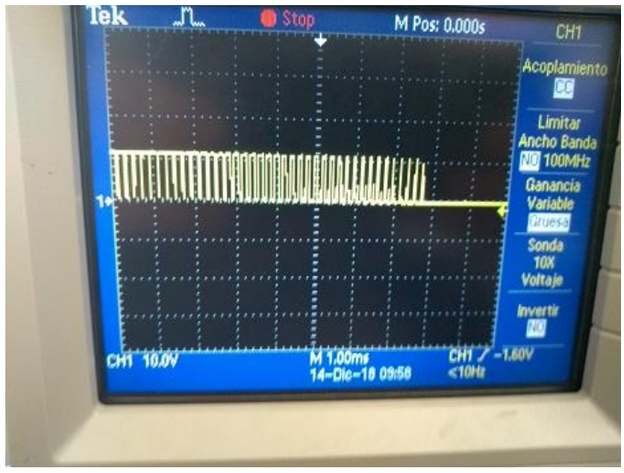

Figura 2-21. Tensión V_G para el MOSFET canal N.

2.2.2 Puente H

Finalmente, el puente H se diseña usando 2 IRF730 y 2 IRF9630, MOSFETs canal N y canal P respectivamente. Las Fuentes de los IRF730 se conectan al neutro de la fuente de potencia, mientras las de los IRF9630 se conectan al V_{CC} de la fuente de potencia.

El IRF730 puede soportar 400 V en sus terminales DS, y una corriente constante de 3.5 a 5.5 A (A 100°C y 25°C respectivamente. El IRF9630 puede soportar -200 V en sus terminales DS, y una corriente de -4.5 a -6 A (100°C y 25°C). Los valores de tensión y corriente para un MOSFET canal P siempre se presentan con valores negativos ya que de esa forma es representado en sus datasheet, así como para mantener las simbologías relativas a un MOSFET canal N.

De manera práctica, se probó el puente H con cargas RLC conectando diodos externos en antiparalelo a los MOSFET y sin ellos. Se obtuvo que el funcionamiento del puente H no presenta cambios entre ambos casos, por lo que se descarta el uso de diodos externos.

Los tiempos de encendido, apagado, subida y bajada de ambos MOSFET son inferiores a los 30 ns, así que, como la frecuencia de conmutación es de 5kHz (Periodo = 200 µs), no afectarán de manera perceptible los efectos de la conmutación de los transistores.

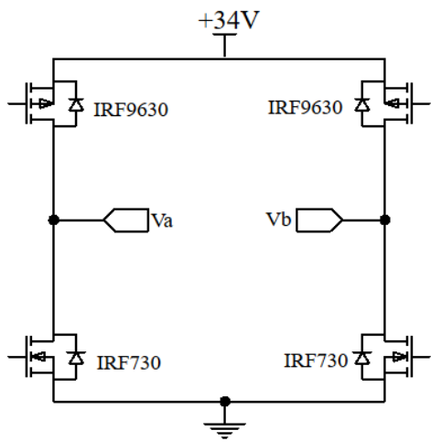

Figura 2-22. Puente Completo o Puente H

Tras conectar el circuito de control, y alimentar el puente H, se puede apreciar la forma de onda del inversor. Como se ve en la figura 2-21, se cumple la forma de onda de la figura 2-11. Esto demuestra que el control del inversor es el correcto.

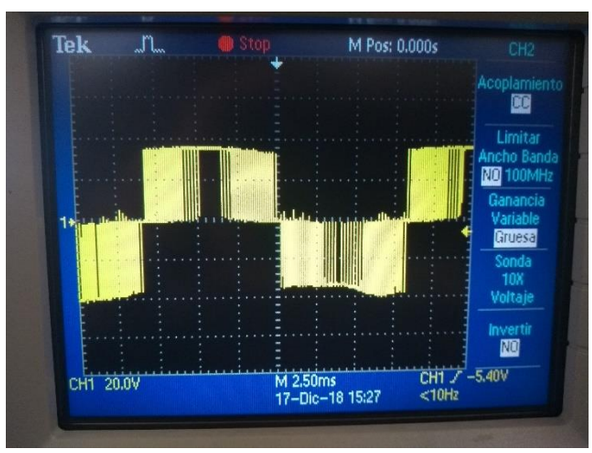

Figura 2-23. Forma de onda a la salida del Puente H

Así mismo, se puede ver que el análisis de armónicos de la señal cumple con lo predicho en la teoría, ya que la fundamental está muy separada de los primeros armónicos importantes, por lo que los procesos de filtrado serán simplificados.

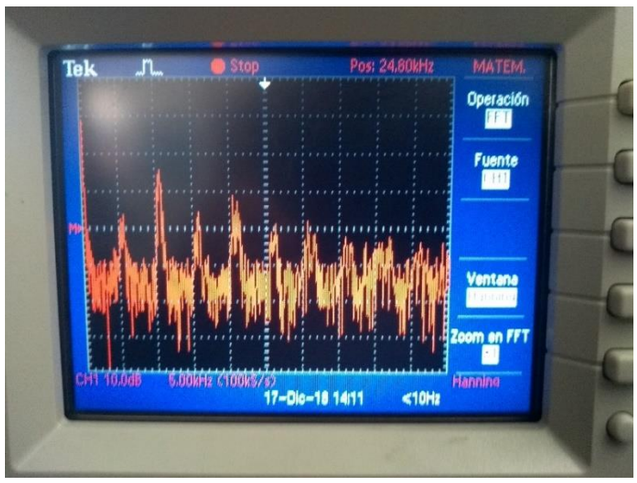

Figura 2-24. Análisis de armónicos en la salida del puente H.

2.2.3 Filtro y Carga

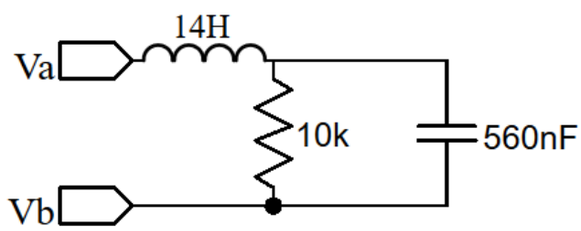

Figura 2-25. Carga R-L-C para pruebas de inversor.

Para comprobar que el inversor SPWM Unipolar realizar el trabajo de inversión, se prueba con una carga ficticia R-L, compuesta de una resistencia de 10kΩ y un devanado de un transformador de 13.85 H. A este arreglo se le conecta un condensador de 560 nF de forma paralela a la resistencia y en paralelo a la malla RL. Los valores elegidos para L y C tienen una razón, la cual se explica más adelante. En el caso de la resistencia, tiene un valor alto para evitar consumir mucha potencia de la fuente, y que el ripple extra que se genere afecte aún más el funcionamiento del inversor.

De esa forma, al conectar la carga RL, y medir la tensión en la resistencia, se puede apreciar como esta (siendo una resistencia, toma la misma forma de la corriente), toma la forma de una señal senoidal, a la frecuencia de la señal senoidal original, aunque presenta ruido apreciable. Aun así, el trabajo de la inductancia en el filtrado de los armónicos es considerable.

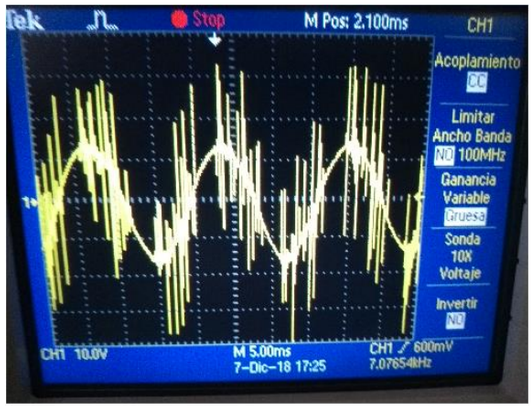

Figura 2-26. Forma de onda corriente con carga RL.

Si ahora se conecta el condensador, la corriente toma la forma de una senoidal pura (figura 2-25). Esto es debido a que el condensador y el bobinado del transformador forman una malla LC, que presenta una frecuencia de resonancia de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L * C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{13.85\ H * 560\ nF}} = 57.14\ Hz$$

Esta frecuencia es muy cercana a los 60 Hz del generador de señal senoidal del circuito de control, lo que refuerza la idea de que el inversor si cumple su cometido. Aun así, la corriente presenta diferencias dependiendo de donde se conecte el condensador, lo que se aprecia en las figuras 2-25 y 2-26.

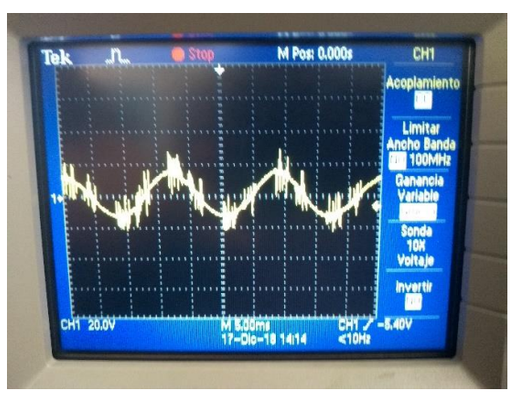

Figura 2-27. Forma de onda corriente, condensador en paralelo a carga RL.

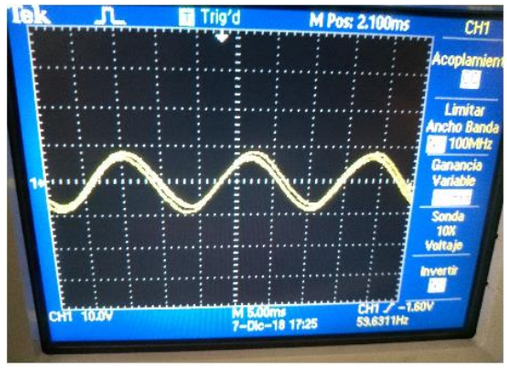

Figura 2-28. Forma de onda corriente, condensador en paralelo a la resistencia.

2.3 Circuito armado

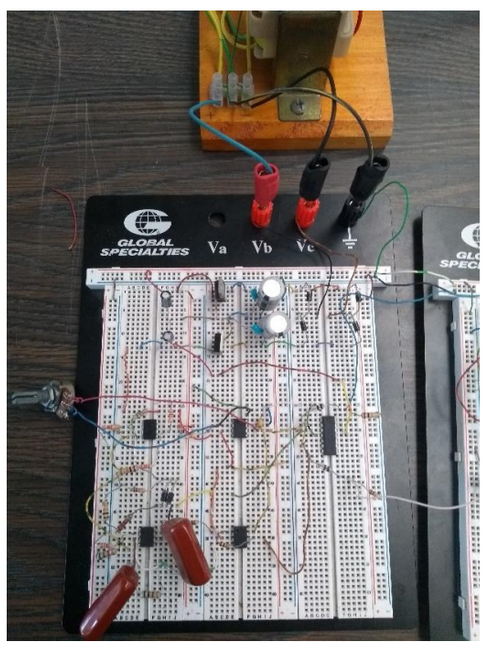

Figura 2-29. Fuente dual, generadores de señales senoidal y triangular, y generador de señal SPWM

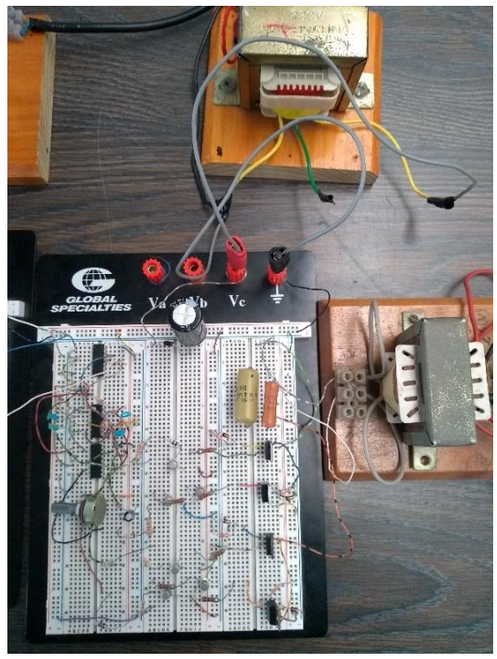

Figura 2-30. Circuito generador de tiempos muertos, fuente de potencia, circuitos driver y puente H, junto a la carga.

2.4 Ventajas y desventajas del inversor implementado

El circuito es un ejemplo de diseño de un inversor, y como tal, presenta parámetros benéficos en su diseño, así como limitaciones a causa de estos parámetros.

a) Todos los circuitos presentan el mismo neutro, el de la red doméstica, por lo que no es necesario adaptar las referencias de tensión. Sin embargo, para obtener esto, se deben puentear el neutro de la red con el neutro del secundario de los transformadores tanto para la fuente dual como la de potencia, por lo que se pierde la propiedad del aislamiento galvánico de esta.
b) Los transformadores usados solo pueden entregar una corriente alterna de 1 A_{RMS}, por lo que no es posible alimentar cargas de altas potencias sin saturarlos.
c) El circuito generador de tiempos muertos presenta la ventaja de poder controlar el tiempo de retraso entre la entrada y la salida. Esto fue una decisión que vino acompañada del descarte del uso de aisladores ópticos, ya que si bien, su principal labor es proteger a los circuitos de control, presenta tiempos muertos que no se pueden controlar, por lo que se decidió reemplazar el uso de optoacopladores por diodos.
d) Los valores de resistencias en los circuitos driver no están óptimamente calculados, por lo que no deben ser tomados como referencias para otros inversores más sofisticados.
e) La fuente de potencia solo tiene un fin demostrativo, ya que al presentar un ripple, no es útil para cargas que consuman altas corrientes, como motores.
f) Los valores de inductancia y capacitancia están limitados por el hecho de que cualquier condensador que tenga una capacitancia mayor a un 1µF, será electrolítico, por lo que solo puede trabajar mientras se mantenga su polaridad. Es

por esto por lo que, para fines de diseño de un filtro usando una malla LC, la capacitancia debe ser menor a 1µF, lo que debe ser compensado por una alta inductancia. Así, este

En base a estos detalles, se realizan las siguientes recomendaciones:

1) La fuente de potencia debe ser de tensión estable, además de poder trabajar con corrientes altas. Es por esto por lo que este tipo de circuitos son utilizados para obtener corriente alterna mediante fuentes provenientes de paneles fotovoltaicos o bancos de baterías.
2) Si se dispone de componente para filtro más controlables, es posible que, diseñando un generador de señal senoidal variable, se pueda tener la base para el control de un VDF.
3) Es posible generar los pulsos SPWM mediante microcontroladores, aunque para propósitos de carácter industrial, se recomienda el uso de microcontroladores de alta velocidad, como los PIC. Aunque es posible generar usar Arduino o en su defecto, el ATmega328, estos presentan limitaciones en las frecuencias de conmutación de sus salidas, y aunque es posible obtener PWM de frecuencias más altas que la nativa de Arduino, los valores de las variables en el código y las respuestas reales de las salidas PWM del Arduino no serán correlativas.
4) El criterio acerca del uso de optoacopladores para aislamiento de control y potencia estará ligado tanto a la disponibilidad de stock en el mercado como de la frecuencia de la señal triangular.
5) Es posible trabajar a mayores frecuencias que la elegida para este proyecto, ya que tanto MOSFETs como IGBTs pueden trabajar a mayores frecuencias De ser posible, se recomienda el uso de los MGD como el IR2110 o sus similares. Esto debido a que el transistor MOSFET presenta mayor variabilidad en el mercado, así como que sus precios son más bajos que los de un MOSFET canal P, además de que los MGD están diseñados para trabajar con estos transistores, debido a sus tiempos de respuesta de pocos ns.
6) Si se trabaja con IR2110, se recomienda, en caso de tener acceso, el uso de convertidores aisladores para la fuente del MOSFET de canal N superior. De esa forma, se evita el uso de circuitos Bootstrap, los cuales requieren muchos cálculos para funcionar de manera óptima.
7) Se recomienda aplicar este tipo de inversores en cargas altamente inductivas, como motores de corriente alterna, ya que la propia inductancia interna del motor realizar el trabajo de filtro. Aunque el motor seguiría recibiría una tensión SPWM Unipolar, la corriente que fluya en él tendrá las características de una señal alterna. Además, si las inductancias son altas, se puede recurrir a condensadores no polarizados, lo que permitiría mejorar la calidad del filtrado.
8) Basado en los anterior, es posible generar un inversor que además sea elevador, conectando un transformador a la salida del puente H, pero esto se recomienda

para cargas altamente inductivas, ya que como el transformador es usado como elevador de tensión, este en su lado alto presentará una inductancia no despreciable, que puede generar un divisor de tensión que altere la potencia que reciba la carga.

9) Este tipo de circuitos deben ser diseñados en PCB y montados en cajas metálicas. Así, se puede compactar el circuito, se pueden crear interfaces que entreguen información de los parámetros del circuito, y se eliminan los posibles efectos causados por emisiones de radiación electromagnética.

CONCLUSIÓN

Este tipo de tópicos son los que permiten darse cuenta de que la electrónica siempre tiene algo que ofrecer. Este proyecto debe ser tomado como la base para proyectos más grandes, como la generación de fuentes trifásicas o implementación de SPWM para Variadores de Frecuencia.

Este trabajo fue la recopilación de muchas fuentes diferentes y de distintas pruebas, ya sea en circuitos reales como en simulaciones. Si bien, es posible obtener mucha más información acerca del control de los MOSFET, los diferentes métodos de PWM usados para inversores con sus pros y sus contras o los diferentes circuitos de control de puentes H, solo se adjuntó la información que fuera útil para entender el montaje y objetivo del inversor, de manera que quien lea este documento pueda entender desde una base sencilla pero consistente el control de inversores por SPWM. Existen trabajos de profesionales que, además de ser material de apoyo para este trabajo, pueden ofrecer un rango de conocimiento mayor al expuesto en este documento.

Con eso último dicho, queda concluir que este tema puede seguir perfeccionándose, y que el conocimiento adquirido haciendo este informe abre nuevas ideas acerca de lo que se puede crear en la electrónica.

BIBLIOGRAFÍA Y LINKOGRAFÍA

1) HART, Daniel J., Electrónica de Potencia, Primera Edición, España, Editorial Pearson Educación S.A., 2001, 472 p, ISBN: 84-205-3179-0
2) FUICA, Pedro Andrés y OBRIST, Cristóbal Ignacio. Fuentes conmutadas y estudio de fuente ATX, Memoria (Técnico Universitario en Electrónica): Hualpén, Chile, UTFSM, 2018, 73 p.
3) CORDOVA, Rusell. Metodología para el control SPWM de un inversor monofásico de baja frecuencia. Tesis (Maestro en Ciencias de la Electrónica, mención: Control y automatización): Callao, Perú. Universidad Nacional del Callao, 2016, 141 p.
4) ENRIQUÉZ, Edwin Fabricio, Análisis y estudio de la eficiencia del convertidor Buck síncrono bajo diferentes técnicas de Gate Driver y Red Snubber. Memoria (Ingeniero en Electrónica y Control): Quito, Ecuador, Escuela Politécnica Nacional, 2018, 151 p.
5) DELGADO, Raúl Martín. Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla. Memoria (Ingeniero Industrial): Madrid, España, Universidad Carlos III, 2012, 165 p.
6) BUENO, Alexander. Controladores de Potencia, Inversores [diapositiva], Venezuela, Universidad Simón Bolivar. 2011, 72 diapositivas.
7) TURMERO, Pablo. El mosfet de potencia. [en línea], 15 de abril de 2015 <https://www.monografias.com/trabajos104/mosfet-potencia/mosfet-potencia.shtml>.
8) GARCÍA, Vicente, El Transistor MOSFET, [en línea], 15 de noviembre de 2012, <https://www.diarioelectronicohoy.com/blog/el-transistor-mosfet>.
9) STORR, Wayne, MOSFET as a switch, [en línea], marzo de 2014, <https://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran_7.html>.
10) GARO, Tania, Cap7 mosfet, [en línea], <http://www.academia.edu/16450075/Cap7_mosfet>.
11) CÁRDENAS, Juan Luis, Convertidores CC/CA – Onduladores o Inversores, [en línea], 2017, <https://docplayer.es/52603801-Convertidores-cc-ca-onduladores-o-inversores.html>.
12) TURMERO, Pablo. Inversores de onda cuadrada [en línea], 19 de agosto de 2015, <https://www.monografias.com/trabajos105/inversores-onda-cuadrada/inversores-onda-cuadrada.shtml>.
13) VIZCARRA, Rogelio. Modulación PWM-SPWM [en línea], 22 de mayo de 2014, <https://prezi.com/mdmc6eyrapjr/modulacion-pwm-spwm/>.
14) TURMERO, Pablo. Inversores PWM [en línea], 3 de marzo de 2015, <https://www.monografias.com/trabajos104/inversores-pwm/inversores-pwm.shtml>.

15) WIKILIBROS. Electrónica de Potencia/IGBT/Estructura y principio de funcionamiento [en línea], 22 de octubre de 2017, <https://es.wikibooks.org/wiki/Electr%C3%B3nica_de_Potencia/IGBT/Estructura_y_principio_de_funcionamiento>.
16) DUEÑAS, Carlos. Causas, efectos y soluciones para la distorsión armónica [en línea], 25 de julio de 2012, <https://constructorelectrico.com/causas-efectos-y-soluciones-para-la-distorsion-armonica/>.
17) CANABAL, Epifanio. Los armónicos: causas, consecuencias y soluciones [en línea], 29 de octubre de 2013, <https://gesternova.com/los-armonicos-causas>.
18) GORI, Gaston. Reguladores de tensión fija series 78xx y 79xx [en línea], fecha desconocida, <https://sites.google.com/site/electronica4bys/reguladores-de-tension-fija-series-78xx-y-79xx>.
19) UNICROM. Oscilador de Puente de Wien [en línea], fecha desconocida, <https://unicrom.com/oscilador-puente-de-wien/>.
20) FLORES, Cesar. Inversor Controlado por SPWM [en línea], 10 de diciembre de 2016, <https://www.youtube.com/watch?v=Ob1_hDGgJrs>.
21) UltraDavid97 Electrónica (nombre de canal de Youtube). Generador de tiempo muerto para inversores con PWM, 16 de octubre de 2016, <https://www.youtube.com/watch?v=WV6hY0M-he4>.

FUENTE DE IMÁGENES USADAS

[N° Figura, Fuente]

1-1 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-2 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-3 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-4 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-5 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-6 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-7 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-8 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-9 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-10 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía software Microsoft Word

1-11 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-12 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-13 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-14 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-15 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-16 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-17 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía software Microsoft Excel

1-18 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-19 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-20 Obtenida de Electrónica de Potencia de Daniel Hart.

1-21 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

1-22 Obtenida de Electrónica de Potencia de Daniel Hart, página 335

1-23 Obtenida de Electrónica de Potencia de Daniel Hart, página 334

1-24 Obtenida de Electrónica de Potencia de Daniel Hart, página 338

1-25 Obtenida de Electrónica de Potencia de Daniel Hart, página 335

1-26 Obtenida de Electrónica de Potencia de Daniel Hart, página 341

2-1 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-2 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-3 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-4 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-5 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-6 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-7 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-8 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-9 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-10 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-11 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-12 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-13 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-14 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-15 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-16 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-17 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-18 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-19 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-20 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-21 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-22 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-23 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-24 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-25 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, vía freeware EasyEDA.com

2-26 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-27 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-28 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-29 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía

2-30 Elaborado por Pedro Del Rio Pinilla, fotografía