

Universidad Nacional de Santiago del Estero

Facultad de Ciencias Exactas y Tecnologías

Dpto. de Electrónica
Proyecto Examen Final Electrónica III
Amplificador clase D



Profesores:

- *Ing. Gómez Mario*
- *Ing. Soria Fernando*
- *Ing. Moscateli Lucas*

Alumnos:

- *Vizcarra Savino Eduardo Carlos Orlando*
- *Bertero Matías Exequiel*

Resumen

El objetivo de este proyecto es el diseño, simulación y posterior implementación de un amplificador de potencia en clase D para aplicaciones en sistemas de audio. Para tal fin, se ha estudiado el funcionamiento teórico de las etapas que lo forman y cómo están relacionadas entre ellas. Una vez estudiado su funcionamiento, se ha procedido al diseño teórico de cada una de las etapas que forman el sistema. A continuación, atendiendo a las limitaciones del mercado y de presupuesto, se ha realizado el diseño práctico. Se ha montado el prototipo sobre una placa de pruebas y posteriormente se ha realizado su implementación.

Introducción

Todos los dispositivos electrónicos que nos rodean están constantemente trabajando con señales eléctricas de magnitudes muy pequeñas ya que, si estas fueran elevadas, las pérdidas y dimensiones de los dispositivos serían voluminosas.

El problema surge cuando se quiere convertir estas señales al dominio físico. Al ser de una magnitud tan pequeña, serían imperceptibles para el ser humano. Es ahí cuando aparece la amplificación. Se trata de un proceso de conversión de una señal de un valor muy pequeño a otro de mayor magnitud para poder ser utilizada correctamente. En el campo de la electrónica para audio, la tarea de amplificación es de vital importancia ya que su finalidad es que las señales de audio puedan ser escuchadas por los humanos.

Hay quienes prefieren amplificadores analógicos frente a los digitales debido a su linealidad y robustez. Por otra parte, hay quien defiende los amplificadores digitales por sus escasas pérdidas y pequeñas dimensiones.

Si nos centramos en los dispositivos portables, los amplificadores digitales son la mejor opción, debido a su bajo consumo y a su reducido tamaño.

Objetivos del trabajo

El principal objetivo de este trabajo es el estudio y diseño de un prototipo de amplificador en clase D que cuente con las siguientes etapas:

- Etapa de pre-amplificación y modulación
- Etapa de potencia
- Etapa de filtrado

Introducción a la electrónica para audio

Naturaleza de la señal de audio

El sonido, es un fenómeno que involucra la propagación de ondas elásticas, a través de un medio físico. Las ondas que los humanos podemos percibir consisten en variaciones en la presión del aire, que posteriormente se convierten en ondas mecánicas en el oído humano.

La propagación del sonido es similar al efecto de cuando tiramos un objeto al agua, este produce unas ondas que se expanden en todas direcciones hasta atenuarse por completo.

Como cualquier onda, cada sonido tiene una serie de características que lo diferencian de los demás. Las más importantes son frecuencia y amplitud.

La frecuencia es una magnitud que mide el número de repeticiones de un suceso periódico por unidad de tiempo.

La amplitud es una magnitud que expresa la variación máxima en cualquier tipo de onda. En una onda acústica, esta magnitud hace referencia a la intensidad con la que percibimos un sonido.

Como se ha comentado anteriormente, existen muchos tipos de sonidos, existen de simples, formados por una única frecuencia, o complejos, formados por la suma de varias frecuencias. Estos últimos corresponden con la mayoría de sonidos con los que tratamos. Los humanos, podemos percibir el ancho de banda de frecuencias comprendido entre 20Hz y 20.000Hz aproximadamente, ya que con la edad este ancho de banda se va reduciendo. Este rango se conoce como espectro audible o campo tonal. Teniendo en cuenta lo anterior, podremos percibir aquellos sonidos cuyas componentes frecuenciales estén dentro de este margen.

Este rango de frecuencias, se puede dividir a su vez en tres sub rangos: graves, medios y agudos.

Los graves, corresponden a sonidos cuyas frecuencias están comprendidas entre 20Hz y 256Hz.

Los medios, son sonidos comprendidos entre 256Hz y 2kHz.

Los agudos, están comprendidos entre 2kHz y 20kHz

Por encima de los 20kHz están las denominadas ondas supersónicas, y por debajo de los 20Hz están las infra sónicas.

Procesado analógico

Una señal analógica es cualquier señal continua, la variable de la cual, puede tomar cualquier valor en cualquier instante de tiempo. En la naturaleza, cualquier conjunto de señales que percibimos son analógicas: luz, energía, sonido etc.

En audio, las señales analógicas son las que se envían al altavoz y este hace la conversión electro-mecánica para que podamos escucharlas.

Procesado digital

Una señal digital es un tipo de señal que solo puede tomar valores discretos (0 y 1 lógicos).

En audio, una señal de audio digital corresponde a una pista de audio donde la señal analógica original se ha codificado para poder trabajar adecuadamente con ella. Esta codificación consiste en una secuencia de valores enteros.

Amplificadores de potencia

Un amplificador de audio de potencia o, simplemente, amplificador de potencia, es un tipo de amplificador electrónico que amplifica señales de audio de baja potencia, como, por ejemplo, un receptor de radio o de una guitarra eléctrica, y lo eleva a un nivel de tensión apto para atacar altavoces o auriculares.

Podemos encontrar este tipo de amplificadores en todo tipo de dispositivos de audio, desde el equipo de sonido del salón hasta el teléfono móvil que llevamos en el bolsillo, pasando por la televisión o la radio del coche. También pueden ser encontrados en equipos de mayor complejidad, ya sean amplificadores de instrumentos de música, equipos de sonido profesional, etc .

La principal diferencia entre los ejemplos mencionados es la potencia con la que trabajan. Podemos encontrar desde amplificadores para móvil o mp3 de una potencia de 2W hasta equipos de sonido para conciertos de miles de vatios.

Otra forma de clasificar los amplificadores de potencia, es la topología o clase en que están contruidos. Así pues, podemos encontrar amplificadores en clase A, B, AB, D y un largo etcétera.

El objetivo principal de estos amplificadores es el de suministrar a la carga conectada a su salida, una apreciable potencia con la menor distorsión posible y con un buen rendimiento.

Características principales de los amplificadores de potencia

A la hora de diseñar o escoger un amplificador de potencia, hay una serie de rasgos o características que determinarán su calidad. Las más importantes son:

- **Impedancia:** Es la oposición a la circulación de corriente que presenta cualquier dispositivo o componente electrónico. Ésta debe ser de un valor elevado, del orden de $k\Omega$ porque, al tener la fuente de audio una impedancia de salida típica de 50Ω , si fuera pequeña circularían grandes cantidades de corriente.
- **Potencia de salida:** Hace referencia a la potencia eléctrica, no a la acústica. Se entiende como potencia eléctrica la cantidad de energía total que se suministra a la etapa de potencia.
- **Potencia máxima:** Potencia máxima eficaz es la potencia real que se puede proporcionar a la etapa de salida durante un minuto, a una frecuencia de 1kHz sobre una impedancia nominal especificada por el fabricante.
- **Potencia de pico:** También conocida como potencia musical, es la potencia de pico máxima que puede soportar el amplificador sin deteriorarse.
- **Acoplamiento:** Es la forma en la que el amplificador está conectado a la carga (altavoz). Éste puede ser directo (cuando el acople es directo), inductivo (acoplado mediante bobinas) o capacitivo (si se usan condensadores). Esta característica será estudiada con detenimiento más adelante, en el apartado dedicado al filtrado de la salida.
- **Ganancia:** Uno de los parámetros más importantes a la hora de adquirir o diseñar un amplificador de potencia. Nos indica la relación entre la potencia de la señal de salida y la de entrada. Este valor puede estar expresado tanto en decibelios como en formato adimensional, aunque la primera notación es la más utilizada.

Si este valor es menor a la unidad, entonces estaremos hablando de atenuación de la señal.

Clases de amplificadores de potencia

Dentro de los amplificadores de potencia, podemos catalogar las diferentes topologías o clases de amplificadores según su estructura y el modo en el que trabajan. Estas clases se diferencian dependiendo del porcentaje de ciclo de señal que el dispositivo de salida conduce.

Clase de amplificador	Porcentaje del ciclo durante el que conduce el dispositivo de salida	Rendimiento
Clase-A	100% del ciclo	<25%
Clase-AB	Entre el 50 y el 100% del ciclo	Alrededor del 80%
Clase-B	Aproximadamente el 50% del ciclo	>50% y <80%
Clase-C	Menos del 50% del ciclo	>90%
Clase-D	Amplificador digital, no especificado	>90%

Amplificador Clase D

Es sin duda una de las mejores configuraciones para amplificadores de audio. Su gran eficiencia la hace indispensable en los dispositivos portables, aunque también son muy utilizados en televisores, radios, etc.

Los transistores que forman esta topología trabajan en la zona de saturación y corte (como interruptores) en vez de trabajar en la zona lineal. Gracias a esto, conseguimos valores de rendimientos superiores al 90% en la mayoría de los casos.

En su configuración básica, su funcionamiento es relativamente sencillo, se toma la señal de audio de entrada y se compara con una señal diente de sierra de referencia. A la salida del comparador, obtenemos un tren de pulsos, con la “información” codificada en su anchura. Ésta técnica se conoce como PWM (**P**ulse **W**idth **M**odulation).

Una vez codificada, esta señal y su complementaria atacan a los transistores que, a la salida del circuito, amplifican el tren de pulsos. Por último, mediante un filtro, se eliminan los armónicos indeseados de forma que el altavoz “ve” la señal de audio original amplificada.

Comparativa entre clases

Cada modalidad de amplificador tiene sus ventajas y sus desventajas. Por esto, dependiendo de la aplicación, encontraremos una topología u otra. Por ejemplo, para aplicaciones de radiofrecuencias se utilizan los amplificadores en clase C. Si se quiere una alta linealidad en la salida, se elegirá la clase A. Si se requiere alta eficiencia, se usará la clase D.

En la siguiente figura se pueden observar las eficiencias de cada topología de amplificador.

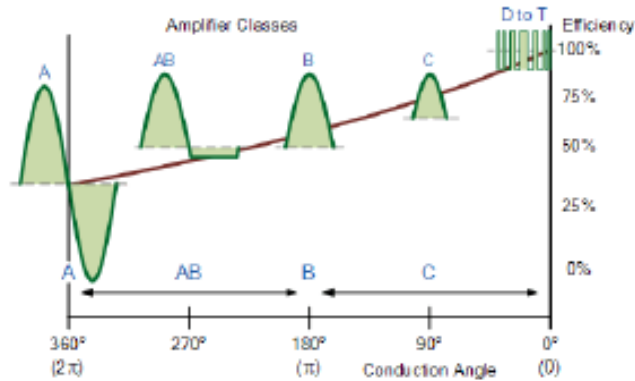


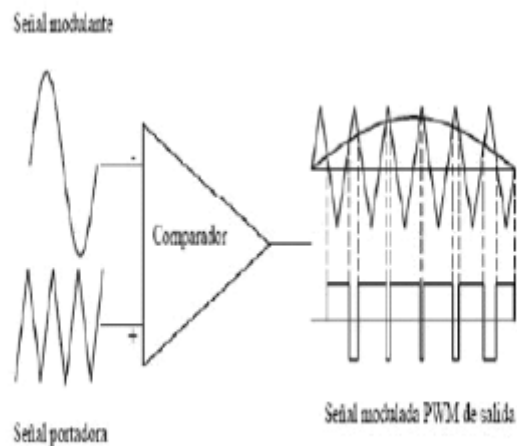
Figura 2.5.-Comparativa de las eficiencias de las distintas clases de amplificador.

Podemos apreciar como el amplificador en clase D, obtiene mayores valores de eficiencia, por este motivo, este trabajo se centra en el estudio y el diseño de este tipo de amplificadores.

La modulación PWM

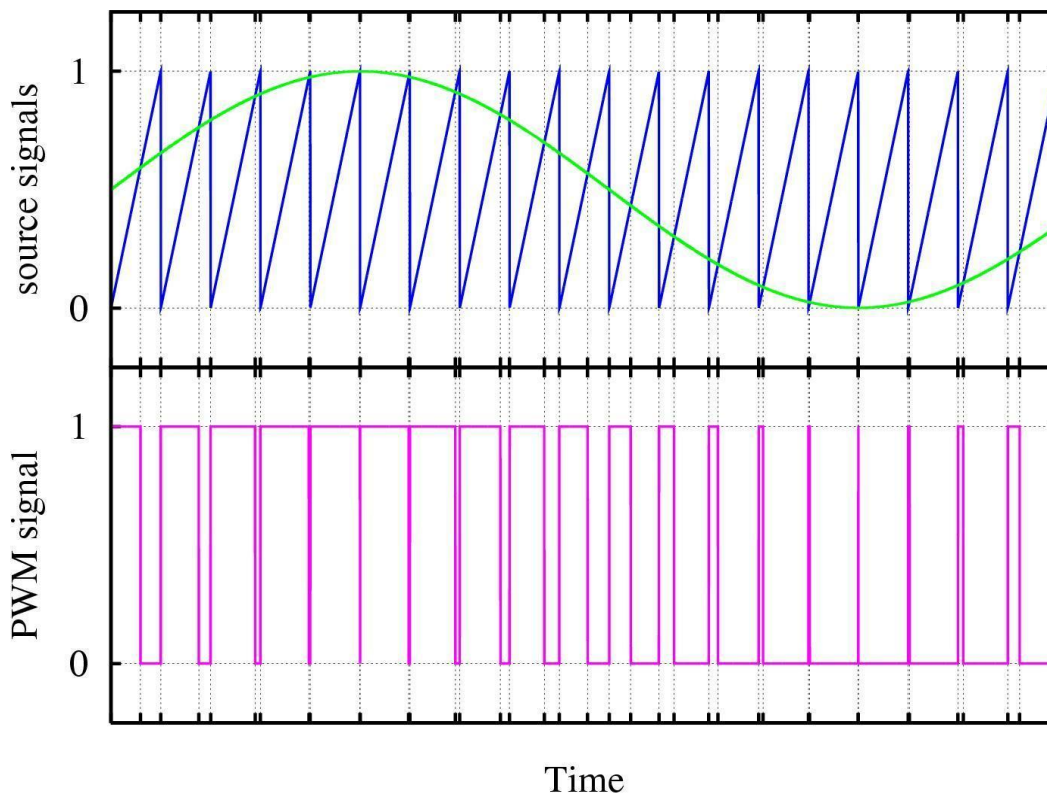
La modulación por ancho de pulsos o PWM (de sus siglas en inglés Pulse Width Modulation) es una técnica de modulación que consiste en modificar el ciclo de trabajo de una señal periódica (sinusoidal o cuadrada) ya sea para transmitir información o controlar la cantidad de energía que se suministra a una carga. Por ciclo de trabajo (o Duty Cycle en inglés) se entiende la relación existente entre la parte alta de una señal y el período de la misma.

En este proyecto se generará una señal PWM a partir de la comparación de una señal triangular o “dientes de sierra” con la señal de audio o una señal senoidal:



Ingreso de una señal triangular con una señal senoidal a un circuito comparador para obtener una SPWM

Se le dice SPWM al agregar “sinodal” a las siglas antes mencionadas.



Aquí se puede ver que siempre que la señal senoidal (modulante) sea mayor en amplitud que la señal triangular (portadora), el resultado será un valor alto a la salida del comparador, y cuando se dé el caso contrario, tendremos un valor bajo.

De igual manera funciona este tipo de modulación con una señal de audio, lo cual se podría decir que es un proceso de digitalización de una señal.

El amplificador en clase D

El amplificador teórico

Las señales de audio son de naturaleza continua. Por lo tanto, si queremos aumentar su amplitud (darles ganancia) hay que amplificarlas mediante amplificadores lineales. Sin embargo, este tipo de amplificadores poseen un rendimiento bastante bajo, convirtiendo así gran parte de la energía en forma de calor. Este efecto puede llegar a ser tolerable en dispositivos fijos (televisores, equipos de radio, videoconsolas, etc.) pero en dispositivos portables, esto presenta otro inconveniente a parte de la disipación de calor, y es el consumo de batería excesivo.

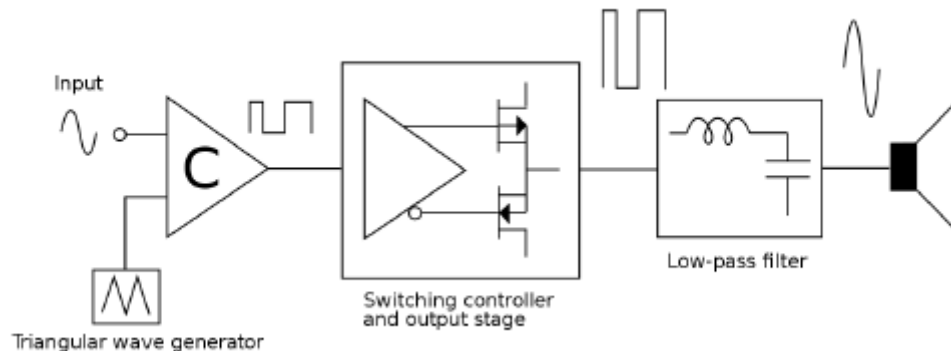
Para solucionar este problema, en las últimas décadas, han surgido unos amplificadores que, en vez de trabajar de forma lineal, trabajan en modo de conmutación, disminuyendo así las pérdidas de forma considerable.

La principal ventaja de un amplificador en clase D es su gran eficiencia. Al hacer trabajar los transistores en las zonas de corte, donde la corriente es nula, y saturación, donde su resistencia es extremadamente pequeña, la disipación de potencia es muy baja. Gracias a esto, conseguimos reducir el tamaño del amplificador.

Esta reducción de tamaño (debido a las pocas pérdidas que presenta), permite la miniaturización del amplificador, pudiendo así ser implementado en cualquier dispositivo portable, ya que minimiza el consumo de batería.

El hecho de trabajar en conmutación, añade un problema, y es que hay que cuantificar la señal de audio o, en otras palabras, convertir una señal analógica a una señal discreta o digital. Para realizar esta conversión, se pueden emplear distintos métodos, el más común, (y el que se va a usar en este trabajo) es la modulación

PWM, que, como ya se ha explicado, codifica la información de la señal analógica de entrada, en la anchura de los pulsos de una señal digital.



En la figura anterior, podemos apreciar la estructura básica de un amplificador en clase D. Como se ve, consta de tres etapas claramente diferenciadas.

La primera etapa ya se explicó en el punto anterior.

A continuación, encontramos la etapa de salida o de potencia. En esta parte, amplificamos el tren de pulsos procedente del comparador, adaptando así la señal a valores adecuados para que pueda ser transmitida al altavoz y así obtener la potencia de salida deseada. Esta etapa está constituida por transistores de potencia que, actuando como interruptores, aportan la ganancia de tensión e intensidad necesarias para realizar la amplificación. Se pueden encontrar varias topologías para esta etapa, pero las más comunes son las de medio puente o puente completo.

Por último, encontramos la etapa de filtrado. Esta etapa es la encargada de reconstruir la señal de audio entrante de nuestra fuente de audio, solo que, en este punto del circuito, esta señal ya está amplificada. A la hora de diseñar esta etapa se ha de tener mucha precaución ya que el filtro a diseñar, ha de ser extremadamente selectivo para eliminar las componentes frecuenciales aparecidas durante la modulación, pero dejar intactas aquellas componentes pertenecientes a la señal de audio original.

Una vez hecho el filtrado, ya se puede atacar al altavoz, el cual se encargará de la conversión electromecánica.

Configuración en puente completo

Un puente completo o un puente H (como se lo conoce popularmente) es una configuración de transistores de potencia los cuales sirven para invertir la polaridad de una carga.

Al reemplazar los transistores de potencia por interruptores, obtenemos lo que se ve en la imagen 1. Si nombrásemos los interruptores como 1, 2, 3 y 4 viéndolos de izquierda a derecha desde arriba hacia abajo podemos verificar el funcionamiento de la siguiente manera:

Si cerramos 1 y 4 y dejamos abiertos los 2 y 3, la polaridad de la carga será “+”-. Ver imagen 2.

Si cerramos 2 y 3 y dejamos abiertos los 1 y 4, la polaridad de la carga será “-+”. Ver imagen 3.

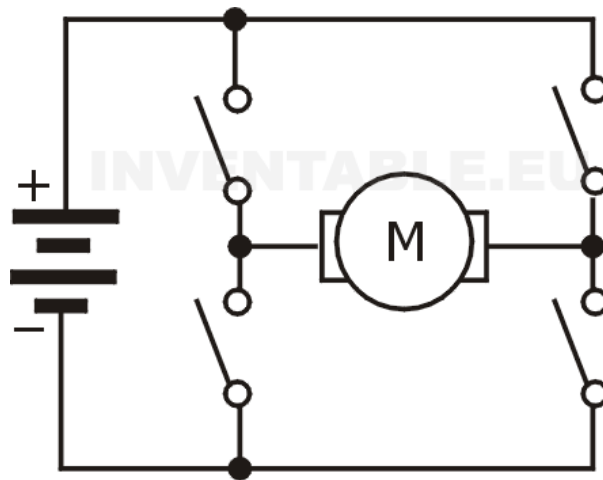


Imagen 1

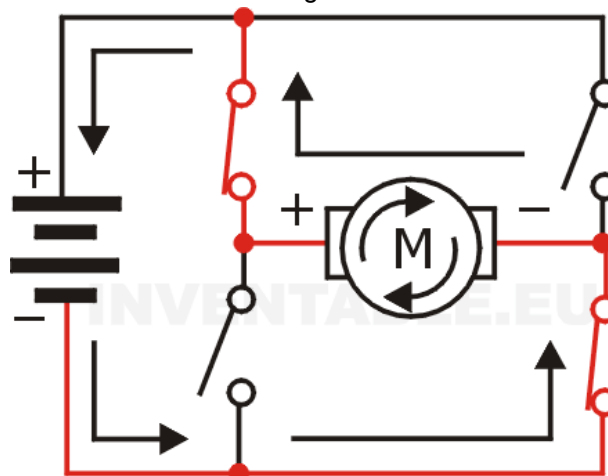


imagen 2

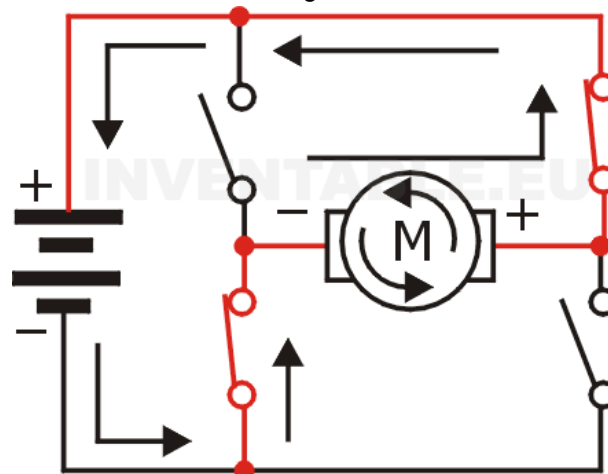
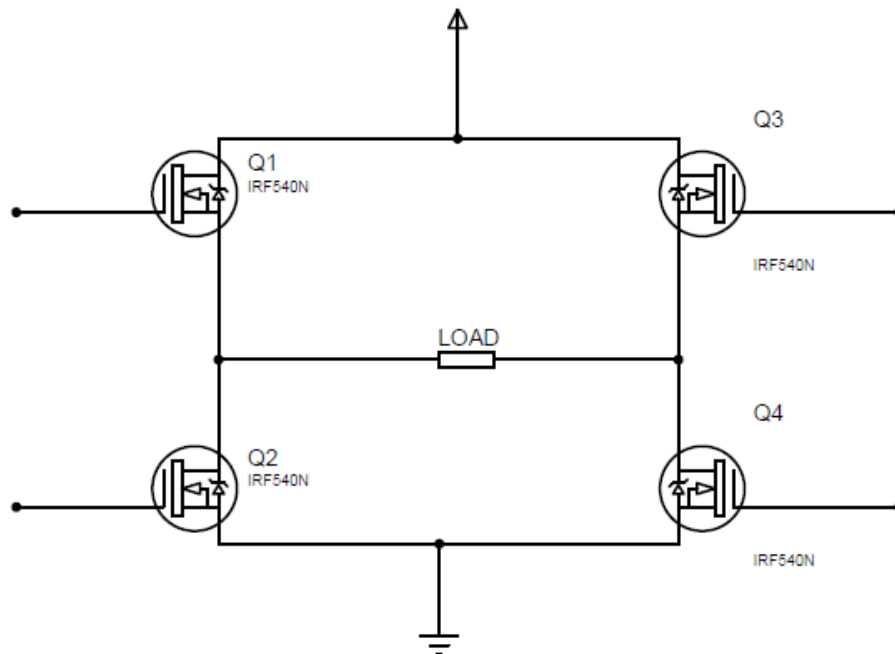


Imagen 3

Este modo de funcionamiento es conveniente para cargas tipo motor DC, ya que con esto es posible invertir el sentido de giro del motor. Pero la inversión de la polaridad no solamente beneficia esta aplicación ya que a partir de una tensión continua se puede obtener una tensión alterna. Una aplicación clásica es la obtención de una señal sinodal a partir de una señal continua. A este artefacto se le llama "inversor". Y con este principio se puede obtener señales alternas de frecuencia fija o de frecuencia variable. De esta forma podemos construir artefactos como los popularmente conocidos "variadores de frecuencia" para controlar motores AC o bien,

la aplicación que se presenta en este proyecto, un amplificador clase D. Esto es así ya que las señales de audio tienen varios componentes de frecuencia.

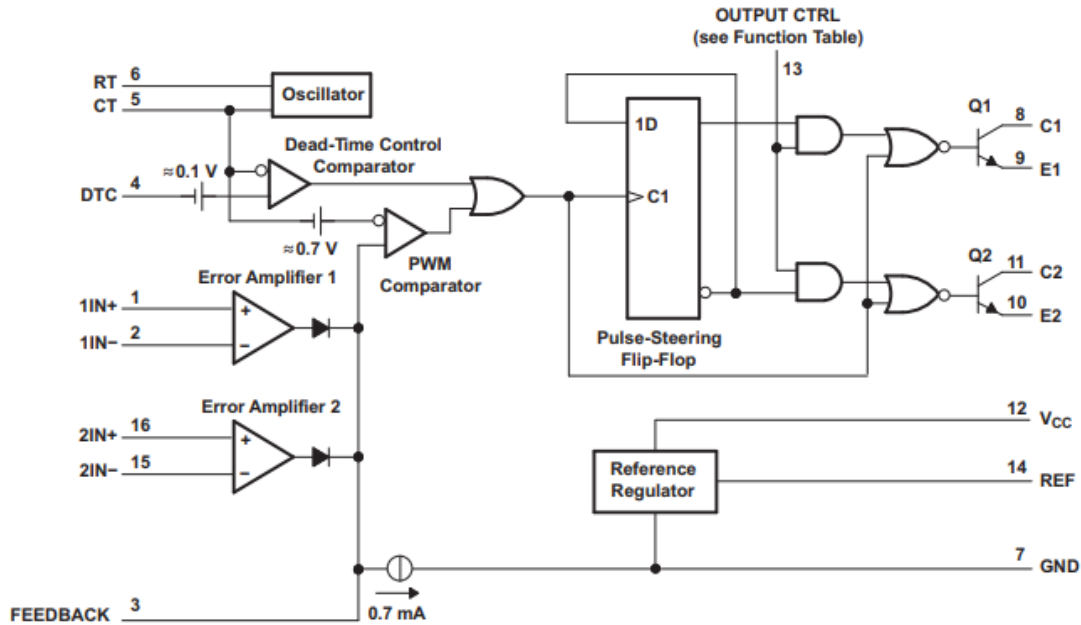
Al volver a colocar los MOSFET en lugar de los interruptores, tenemos un circuito similar al que se presenta a continuación.



Generación de la señal PWM mediante el circuito TL494

El circuito integrado TL494 es un circuito de control de modulación de ancho de pulsos, la cual contiene dos amplificadores de error con los cuales se puede modificar el ciclo útil de PWM en función a una entrada determinada. Este integrado normalmente es utilizado para diseño de fuentes switching, pero, el circuito interno mediante el cual se compara la señal entrante de los amplificadores de error y un diente de sierra, nos permite generar una señal SPWM en caso de ingresar una señal sinodal, o bien, una señal de audio que será modulada de la misma manera.

A continuación, se presentará el diagrama de bloques de funcionamiento del integrado:



Dentro de este diagrama se pueden identificar todas las etapas de funcionamiento del mismo las cuales se describirán y se calcularán (en caso de ser necesario) para la aplicación del presente proyecto:

Output Control

La entrada de control de salida determina si los transistores de salida funcionan en paralelo o en contrafase. Esta entrada es la fuente de alimentación del flip-flop de dirección de pulsos. La entrada de control de salida es asíncrona y tiene control directo sobre la salida, independientemente del oscilador o del flip-flop. La condición de entrada está pensada para ser una condición fija definida por la aplicación. Para el funcionamiento en paralelo, la entrada de control de salida debe estar conectada a tierra. Esto desactiva el flip-flop de dirección de pulsos e inhibe sus salidas. En este modo, los pulsos vistos a la salida del comparador de control de tiempo muerto/PWM son transmitidos por ambos transistores de salida en paralelo. Para el funcionamiento en contrafase, la entrada de control de salida debe estar conectada al regulador de referencia interno de 5 V. En esta condición, cada uno de los transistores de salida es activado, alternativamente, por el flip-flop de control de pulsos.

Para este proyecto el pin de control estará al pin de GND con los fines de tener una salida en paralelo, ya que la salida en contrafase dificulta las tareas de modulación.

Oscilador

El oscilador proporciona una forma de onda de diente de sierra positiva a los comparadores de tiempo muerto y PWM para su comparación con las distintas señales de control.

La frecuencia del oscilador se programa seleccionando los componentes de temporización RT y CT. El oscilador carga el condensador de temporización externo, CT, con una corriente constante, cuyo valor está determinado por la resistencia de temporización externa, RT. Esto produce una forma de onda de voltaje de rampa lineal. Cuando la tensión en el CT alcanza los 3 V, el circuito oscilador lo descarga y se reinicia el ciclo de carga. La corriente de carga se determina por la fórmula:

$$I_{Charge} = \frac{3 V}{R_T}$$

El periodo de la señal diente de sierra es:

$$T = \frac{3 V \cdot C_T}{I_{Charge}}$$

Sin embargo, la frecuencia del oscilador es igual a la frecuencia de salida sólo para las aplicaciones single-ended. Para aplicaciones Pushpull, la frecuencia de salida es la mitad de la frecuencia del oscilador. En este caso solo nos interesa la frecuencia para la aplicación single-ended, la cual viene dada por

$$f = \frac{1}{R \cdot C}$$

Ya que el teorema del muestreo nos dice que debemos muestrear como mínimo a dos veces la frecuencia máxima, y, considerando que la máxima frecuencia audible es de 20khz, se considerara un mínimo de 60khz como frecuencia para muestrear una señal de audio. Dado esto consideraremos un valor fijo de capacitor y estimaremos una resistencia. Y dada la dificultad de encontrar un valor fijo de resistencia, esta será reemplazada por un preset o resistencia variable:

$$f_m := 60 \text{ kHz}$$

$$C := 4.7 \text{ nF}$$

Por lo tanto, la resistencia:

$$R := \frac{1}{f_m \cdot C} = 3.546 \text{ k}\Omega$$

De esta manera se elige un preset de 5kΩ, de esta forma se podrá regular la frecuencia al nivel deseado.

Referencia

Este pin nos brinda una referencia a 5V a partir de un regulador interno con una tensión de entrada de entre 7V y 40V (voltaje máximo soportado por el integrado). Para tensiones de entrada inferiores a 7 V, el regulador se satura a 1 V de la entrada y lo sigue.

Control de tiempo muerto

La entrada de control del tiempo muerto proporciona el control del tiempo muerto mínimo (tiempo de desconexión). La salida del comparador inhibe la conmutación de los transistores Q1 y Q2 cuando la tensión en la entrada es mayor que la tensión de rampa del oscilador. Un offset interno de 110 mV asegura un tiempo muerto mínimo de ~3% con la entrada de control de tiempo muerto conectada a tierra. La aplicación de una tensión a la entrada de control de tiempo muerto puede imponer un tiempo muerto adicional. Esto proporciona un control lineal del tiempo muerto desde su mínimo del 3% hasta el 100% a medida que la tensión de entrada varía de 0 V a 3,3 V, respectivamente. Con el control de rango completo, la salida puede ser controlada desde fuentes externas sin interrumpir los amplificadores de error. La entrada de control de tiempo muerto es una entrada de impedancia relativamente alta

($I_I < 10 \mu A$) y debe utilizarse cuando se requiera un control adicional del ciclo de trabajo de la salida. Sin embargo, para un control adecuado, la entrada debe ser terminada. Un circuito abierto es una condición indefinida.

Comparador

El comparador está polarizado desde el regulador de referencia de 5 V. Esto proporciona un aislamiento de la alimentación de entrada para mejorar la estabilidad. El comparador tiene un tiempo de respuesta de 400 ns desde cualquiera de las entradas de la señal de control hasta los transistores de salida, con sólo 100 mV de sobrecarga. Esto asegura un control positivo de la salida dentro de un medio ciclo para el funcionamiento dentro del rango recomendado de 300 kHz.

Amplificador de error

Los dos amplificadores de error de alta ganancia reciben su polarización del raíl de alimentación V_I . Esto permite un rango de tensión de entrada en modo común de entrada en modo común de -0,3 V a 2 V menos que V_I .

Transistores de salida

El TL494 dispone de dos transistores de salida. Ambos transistores están configurados como colector abierto/emisor abierto, y cada uno es capaz de absorber o entregar hasta 200 mA. Los transistores tienen una tensión de saturación de menos de 1,3 V en la configuración de emisor común y menos de 2,5 V en la configuración de emisor-seguidor. Las salidas están protegidas contra la disipación de potencia excesiva para evitar daños, pero no emplean una limitación de corriente suficiente para permitir su funcionamiento como salidas de fuente de corriente.

En este caso usaremos los emisores a GND y los colectores con una resistencia a V_{CC} . Para calcular esta resistencia, utilizaremos el dato de la corriente máxima que soportan estos transistores detallada en el párrafo anterior:

$$R := \frac{12 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = 60 \Omega$$

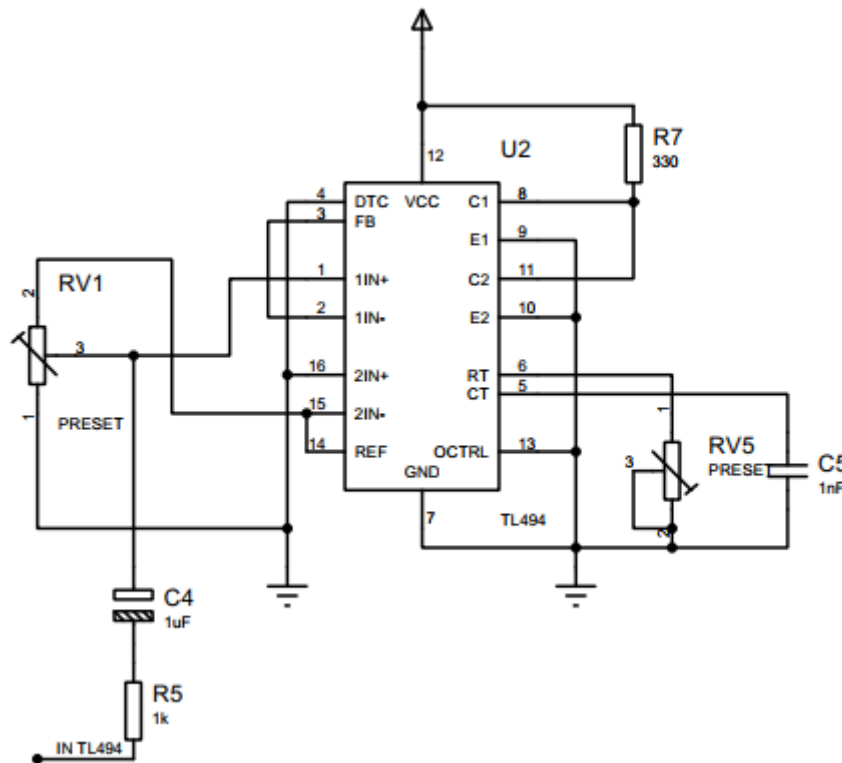
Como vemos, la resistencia mínima que se puede colocar entre los colectores y V_{CC} es de 60Ω. Para este proyecto se utilizó una resistencia de 330Ω, la cual no brinda una corriente de:

$$I := \frac{12 \text{ V}}{330 \Omega} = 36.364 \text{ mA}$$

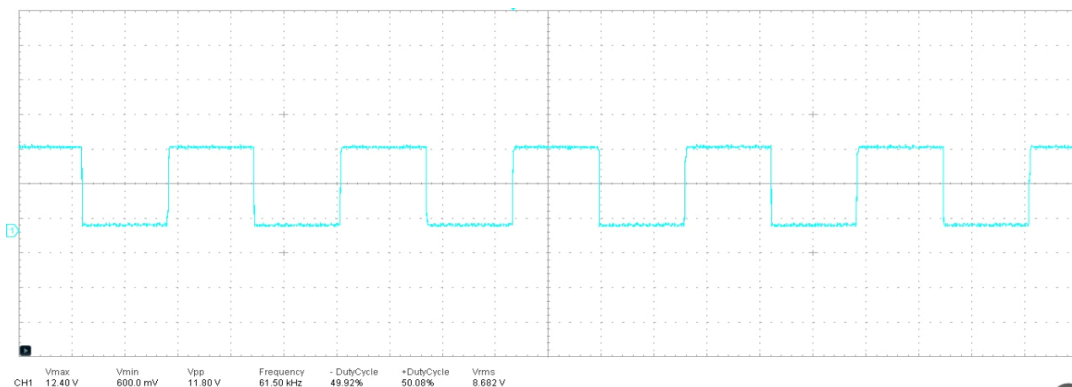
Con lo cual, verificamos que no supera el máximo.

Etapa de modulación con el TL494 en el circuito final

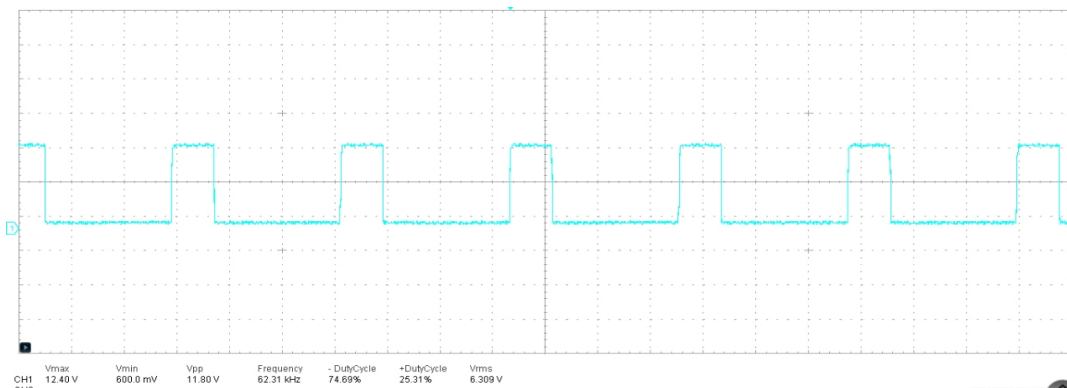
A continuación, se muestra la etapa de modulación resultante:



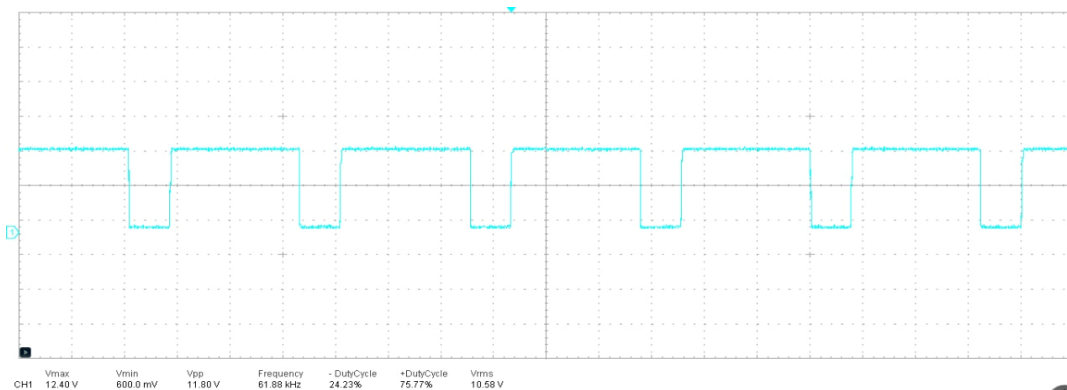
La resistencia R5 y el capacitor C4 representan una etapa de desacople a fin de que una posible componente de continua se anule. Posteriormente, ya habiendo eliminado cualquier posible componente de continua aleatoria, se coloca el Preset RV1 a fin de montar una continua sobre la señal de entrada. Ya que tenemos una modulación por amplitud, y esta se refleja en los anchos de los pulsos de la salida PWM, se trata de situar un punto de operación justo a la mitad del periodo, de tal manera que la amplitud de la señal varíe de igual forma para ambos lados de su semiciclo sin que haya recortes por encima y por abajo. Esto viene a simular lo que en un amplificador clase A es el punto Q.



Aquí podemos ver la salida del TL494 a un 50% de ciclo útil



salida del TL494 a un 25% de ciclo útil



salida del TL494 a un 75% de ciclo útil

El filtro de salida

Una vez tenemos la señal amplificada, solo nos falta reconstruir la señal original ya que, si atacásemos al altavoz con la señal PWM, no se oiría nada coherente.

El filtro de salida o de reconstrucción, es el encargado de realizar esta demodulación y, como casi todos los circuitos en electrónica, puede estar diseñado de varias formas distintas. Ha de ser pues, un filtro pasa bajos, con una frecuencia de corte cercana a los 20kHz, para así dejar pasar toda la señal de audio y eliminar las componentes no deseadas. El orden de este filtro ha de ser elevado (de 2ºorden hacia arriba) ya que es importante que sea extremadamente restrictivo para que el filtrado se realice de la manera correcta y no aparezcan los armónicos añadidos durante la modulación.

Diseño práctico

Una vez descrito el funcionamiento teórico del amplificador y las consideraciones a tener en cuenta, es momento de describir el diseño práctico atendiendo a las limitaciones presentes.

Como se ha visto, el amplificador a diseñar consta de tres etapas: Modulación, Potencia y Filtrado. A la práctica, se le añadirá la etapa de preamplificación.

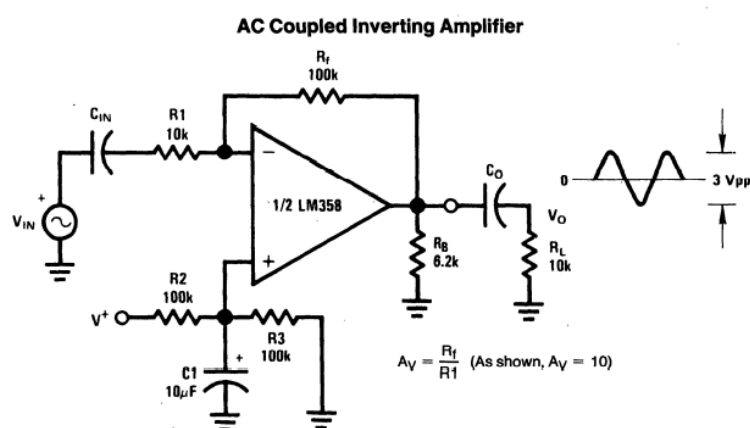
Algunas de las etapas mencionadas anteriormente, serán implementadas mediante circuitos integrados con el objetivo de simplificar la construcción del prototipo.

Preamplificación

Tomando como ejemplo una señal de audio proveniente de un dispositivo móvil, esta será un conjunto de señales sinusoidales cuya amplitud máxima será de unas decenas de milivoltios. Esta amplitud es insuficiente para trabajar con ella por lo que hay que amplificarla. Es habitual en este tipo de etapas convertir la señal con una amplitud pequeña a una de medio voltio o un voltio de amplitud, aproximadamente.

La manera más fácil de realizar esta amplificación es mediante el uso de un amplificador operacional configurado como inversor. Es importante decir que este montaje aporta un desfase de 180° pero no es importante debido a que la información de audio está “codificada” en la frecuencia, no en la fase.

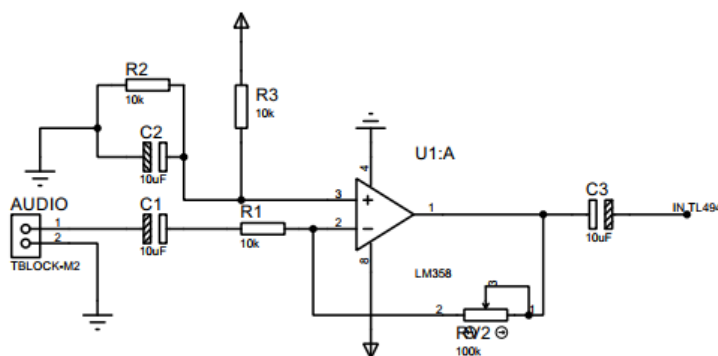
Así pues, el circuito a montar en esta etapa es el siguiente:



La ganancia de este sistema, como es sabido, es la siguiente

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_f}{R_1}$$

Finalmente, el preamplificador en el circuito queda de la siguiente forma:



Circuito de tiempo muerto

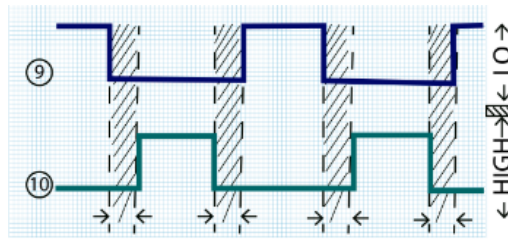


Imagen 1: Dos señales con tiempo muerto

Los tiempos muertos entre dos señales no son más que un tiempo en el que estas no activaran ninguno de los dos MOSFET de una misma rama de un puente H, y son importantes, ya que, si estos dos MOSFET se activan en simultáneo, tendremos un corto circuito entre Vcc y GND.

Para poder desarrollar esto, se investigó y se consiguió un circuito verificado por la compañía Texas Instruments. El esquema de conexión del mismo es el siguiente:

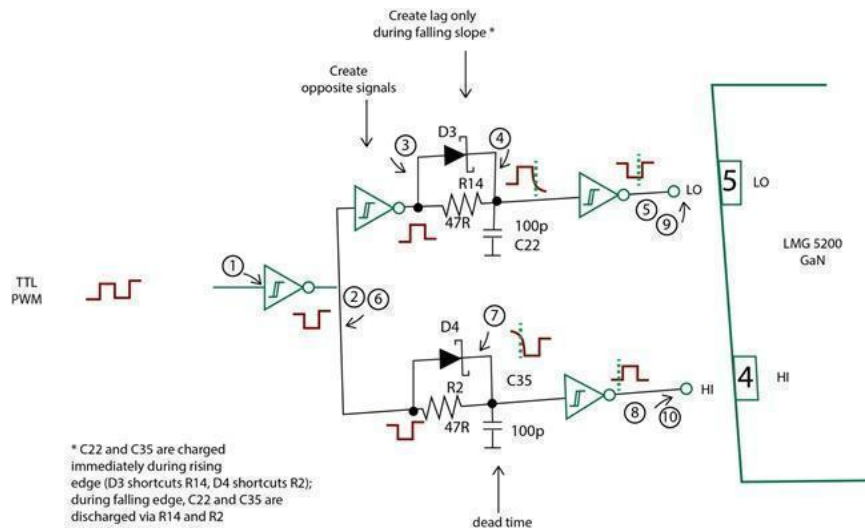


Imagen 2: esquema eléctrico

Si se abstraen los diodos, las resistencias y los condensadores, el circuito genera una señal en fase y otra invertida desde la entrada PWM. Siempre habrá un lado del medio puente que esté encendido y otro apagado. Los componentes pasivos generarán ese tiempo muerto.

Utiliza un circuito RC - flanqueado por dos búferes de semiconductor de óxido metálico complementario (CMOS) - para pegar un corto retardo a ambos flancos de una señal PWM.

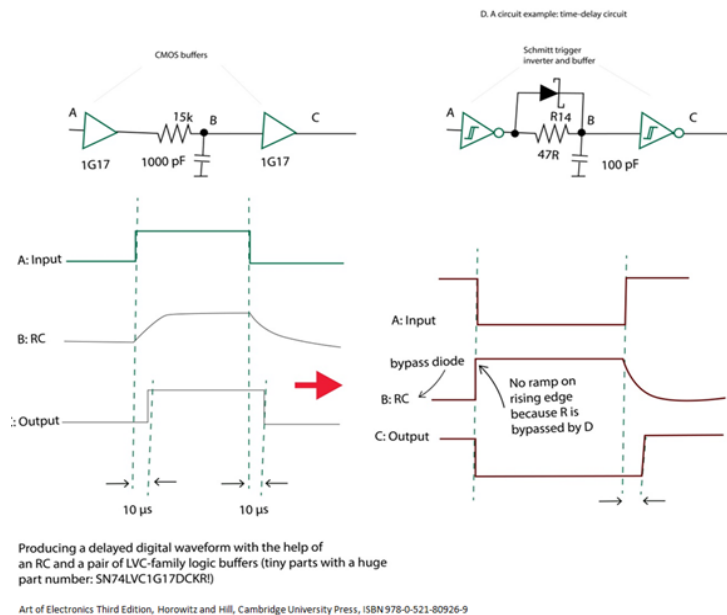
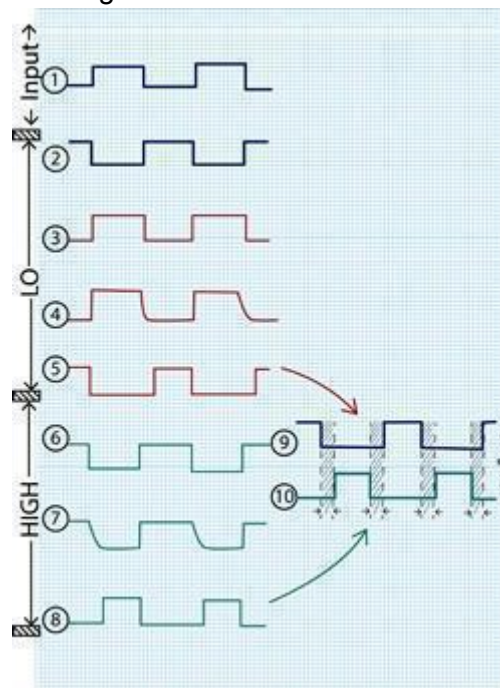


Imagen 3: Comparaciones

Aquí vemos que el diodo de conmutación rápida en paralelo con la resistencia evita el retardo RC durante uno de los bordes.

Siguiendo el circuito de la figura uno tenemos:



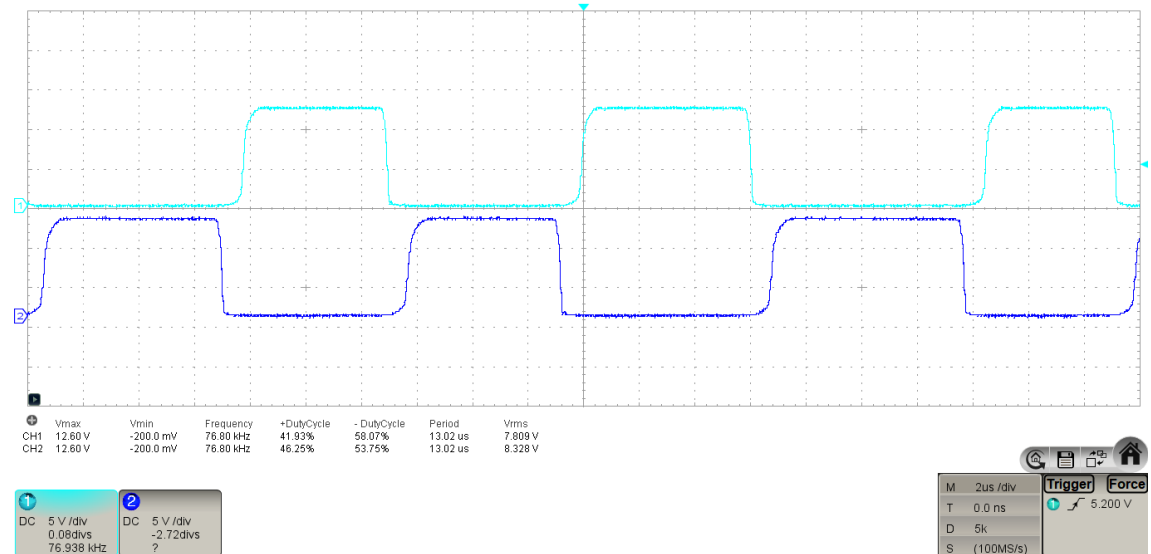
Sigamos la ruta de la señal HI del esquema de la placa de evaluación (D4, R2 y C35 en la Imagen 2). El diodo D4 puentea a R2 durante el flanco descendente de la entrada A (señal 1 en la Imagen 3 y la imagen de arriba). A la salida del primer inversor (señal 6), el flanco descendente de esta señal de entrada se convierte en un flanco ascendente. El diodo conduce y el componente R del circuito RC es casi 0. La constante RC también es casi 0. Así que el circuito no añade prácticamente ningún retardo a ese flanco (señal 7). Después del segundo inversor, éste vuelve a ser un flanco descendente (señales 8 y 10).

Cuando la señal de entrada sube (de nuevo en la señal 1), la señal después del inversor se convierte en un flanco descendente (señal 6). El diodo D4 bloquea y deja a R2 solo. Se obtiene un verdadero circuito RC con 47 Ω y 100pF. Eso convertirá el

flanco en una rampa (señal 7). El frente del disparador Schmitt del segundo inversor se encargará de que la señal de salida se voltee a un voltaje predecible (y a un tiempo predecible). Así que el resultado es que el flanco de subida en la salida (señales 8 y 10) se retrasará en comparación con la señal de entrada. Y ese era el efecto buscado.

La ruta de la señal LOW hace exactamente lo mismo. Un inversor adicional en la entrada de esta ruta asegura que ambos lados vean y procesen una señal opuesta: una para conducir el FET del lado alto y otra para conducir el FET del lado bajo. Como resultado, obtendrás dos señales relacionadas, como se muestra en la Imagen 1. Una señal sólo se convierte en alta después de que la otra se apague, y después de que haya pasado el tiempo muerto, que era nuestro objetivo final.

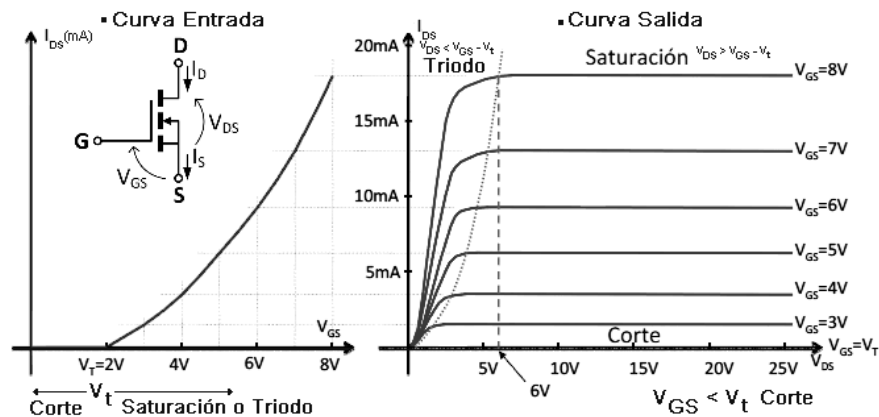
Tiempos muertos utilizados:



Etapas de potencia

La etapa de salida se realizará mediante cuatro transistores MOSFET de potencia, en la antes mencionada estructura Puente H.

Para que los MOSFET funcionen como interruptores, deben tener una señal dentro del pin "Gate", de esta forma dejarían circular una corriente entre drain y source. Pero para los fines del proyecto necesitamos que estos estén funcionando en corte y saturación. Esto sucederá si se dan las condiciones correctas de tensión y corriente.

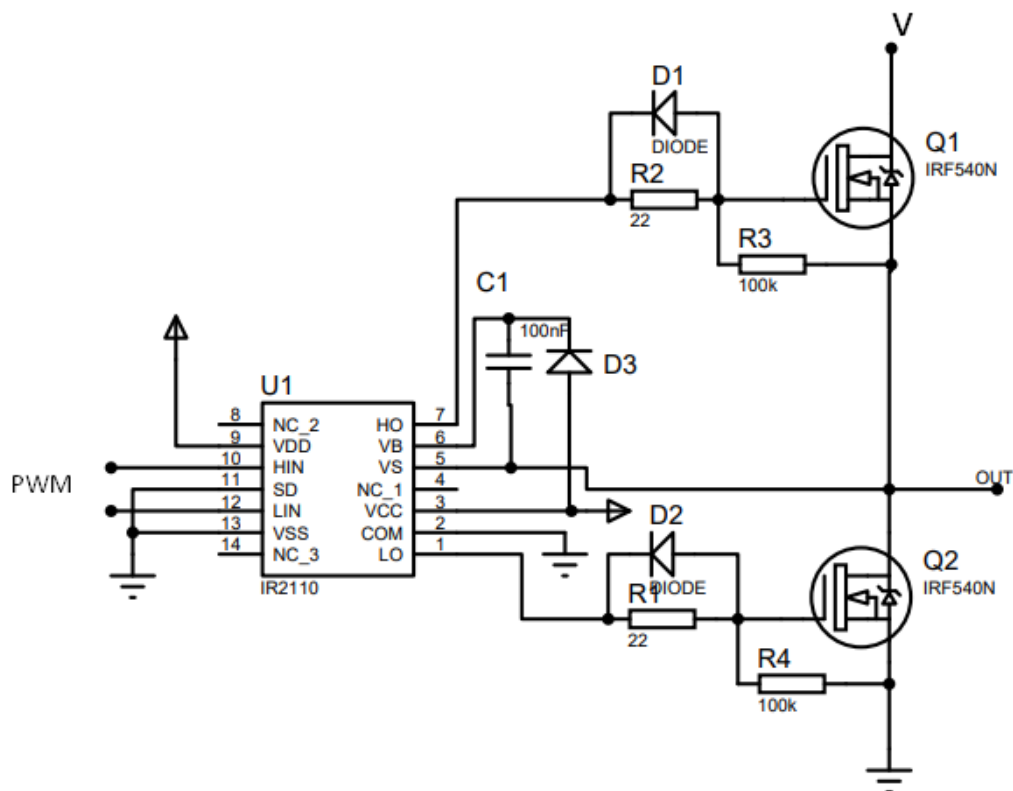


Curva de salida y característica de transferencia de un MOSFET de canal n.

Estas condiciones son las de estar del lado de la zona de corte y saturación, por lo tanto, la tensión de gate-source tiene que ser la ideal para la tensión y corriente que se tiene entre drain y source.

Dada la dificultad de generar una señal para cada MOSFET canal N desde el generador de tiempos muertos (lo que a su vez facilitaría las condiciones mencionadas anteriormente), y sumando a esto la dificultad de disparar los MOSFETs de lado alto y el efecto capacitivo no despreciable en los Gates a elevadas frecuencias, se dispone a utilizar unos circuitos integrados llamados IR2110.

Estos integrados son drivers para MOSFET, los cuales acondicionan la señal de entrada de estos, de tal forma que se puede asegurar que la tensión umbral en gate la cual es V_{th} máxima igual 4V según el datasheet.



En esta imagen se puede ver una conexión típica en medio puente.

VCC es el pin de alimentación del integrado. Está como máximo puede ser 25V, pero en este proyecto se usará a 12V.

Vss es la tierra lógica y se conecta a GND.

VDD es la alimentación para los circuitos lógicos internos del integrado. Esta puede ser como mínimo -0.3V y máximo $VSS + 25V$. Puesto que en este caso VSS está conectada a GND y, por lo tanto, es cero, VDD puede ser como máximo 25V. Por lo tanto, para mantener una alimentación única dentro del circuito, se decide a usar $VDD = VCC = 12V$.

Hin y **Lin** son las entradas del integrado, en nuestro caso son las señales PWM que salen del circuito de tiempos muertos formado por el CD4049. Cabe aclarar que este integrado no tiene un circuito lógico que haga una separación de tiempos (o tiempos muertos) por lo cual, generará una señal con la misma forma que hay de la entrada, con respecto a la salida. Estos tiempos serán administrados por la etapa descrita anteriormente.

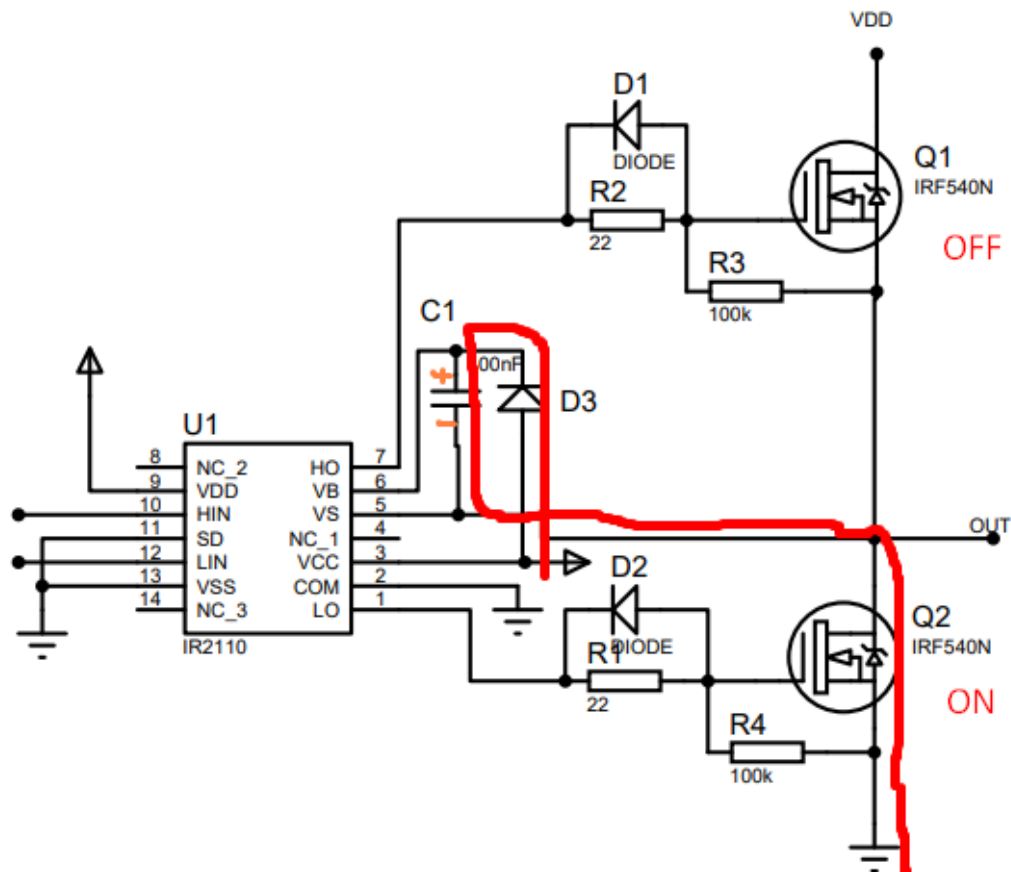
Ho es la salida para controlar el MOSFET de lado alto del medio puente. Esta salida tiene internamente unos MOSFET que trabajan en corte y saturación, de tal forma que

cuando tenemos una entrada en alto, el MOSFET se satura en el valor que tenga **VB** (pin de referencia para salida de lado alto) y cuando haya a la entrada un valor en bajo, cortara con el valor de referencia que se tenga en **Vs**.

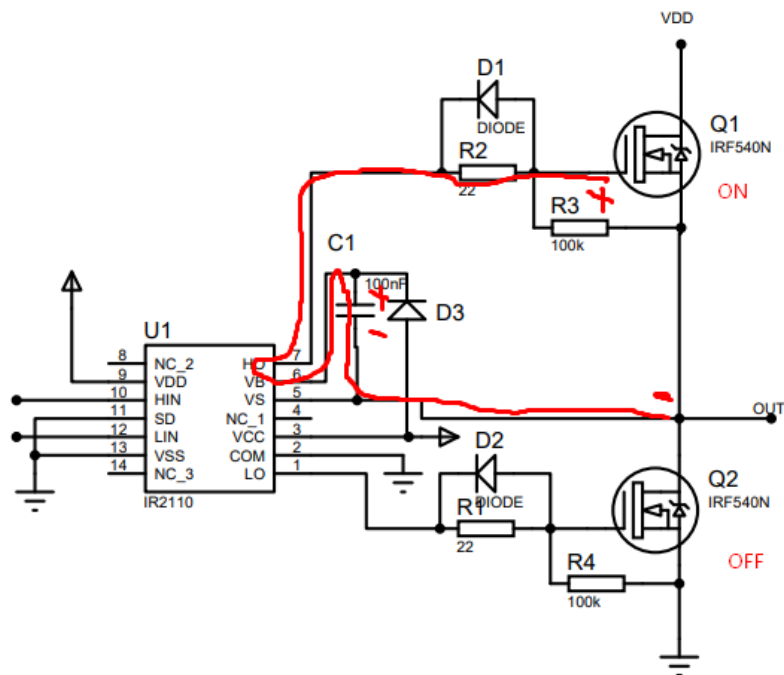
Lo es el pin que controla el MOSFET del lado bajo del medio puente. Este funciona de la misma manera que el anterior, solamente que se satura a V_{cc} y se corta en el valor de referencia de **COM** el cual siempre se conecta a GND.

Los pines Vb, Vs y Ho son los que juegan el papel más importante de este circuito debido a que proporcionan el correcto funcionamiento del MOSFET de lado alto, porque como se puede observar en la figura el pin source está conectado a un punto de tensión flotante en el circuito lo cual produce que al no tener una referencia en este pin no se produzca el disparo correcto del mosfet canal N. Como sabemos que los mosfet canal N deben tener una tensión mayor en el Gate que en el source, osea, el gate a mayor potencial que el source. Mediante el capacitor de C1 llamado capacitor de bootstrap se logra producir una tensión de mayor potencial en el gate del mosfet que en el source.

Para producir la carga de este capacitor se debe activar el mosfet de lado bajo y dejar abierto el de lado alto. El diodo D3, se polarizará en directa permitiendo la circulación de corriente y cargará el capacitor de la siguiente manera:



Cuando se realice la próxima conmutación de los mosfet se verá reflejado en los pines gate y source del mosfet de lado alto la polaridad del capacitor previamente cargado, imponiendo un mayor potencial en el gate que en el source.



Para completar el puente h se debe realizar la misma configuración para el otro medio puente faltante.

Cálculo del capacitor de bootstrap:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}$$

Valores a ingresar:		
Tensión de alimentación VCC:	30	Volts
Frecuencia de trabajo	60000	Hz
Qg del transistor a utilizar (Total Gate Charge)	65	nC (Typ.)
Qls = Level shift charge required per cycle = 5nC (for 500V/600V IC's)	5	nC
VLS = Voltage drop across the low side FET or load	10	Volts
Vf = Forward voltage drop across the bootstrap diode	1	Volts
Iqbs(Max) = Quiescent VBS supply current for the high side driver circuitry (Se puede tomar como valor máximo, el valor Típico de la hoja de datos según un ejemplo que vi)	230	µA

RESULTADOS		
Valores que debe cumplir el CAPACITOR		
Minima carga que debe suministrar el capacitor = $(2 \cdot Q_g + (I_{qbs(Max)}/Freq) + Q_{ls} + (I_{Cbs(leak)}/Freq))$	0,1388333	µA
Lo normal es que la carga que se tenga en cuenta, sea del doble de este valor que se muestra acá:	0,0000001388	Amp
Valor minimo del capacitor a utilizar en el circuito	14,61	nF
$(2 \cdot (2 \cdot Q_g + (I_{qbs(max)}/F) + Q_{ls} + (I_{Cbs(leak)}/F))) / (V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min})$	0,015	µF
Este valor es el MINIMO y por lo general se utiliza el doble de este valor en el circuito	0,0000000146	Farad

Datos de ejemplo de algunos componentes:

IRF2805 (Power MOSFET): Q_g (Total Gate Charge) = 150nC (Typ.) (Ciento cincuenta)
 IRLZ24N (MOSFET Logic Level Gate): Q_g (Total Gate Charge) = 15 nC(Typ.) (Quince)
 IRF540 (MOSFET): Q_g (Total Gate Charge) = 65 nC(Max.)
 IRF450 (MOSFET): Q_g (Total Gate Charge) = 55 nC(Min.) / 120 nC(Max.)

Diodo 1N4148:

T_{rr} MAX (Reverse Recovery Time del Diodo)	4	nS
VRRM	75	Volts
Vf	1	Volts
I_f continua (Peak Forward Source Courrent)	200	mA
I_f repetitiva (Peak Forward Source Courrent)	450	mA

IR2110, IR2113 (High and Low Side Driver)

I_{qbs} Maxima	230	μA (Max)
I_{qbs} Tipica	125	μA (Typ)
Q_{ls} = Level shift charge required per cycle para 500V/600V	5	nC
Q_{ls} = Level shift charge required per cycle para 1200V	20	nC

Para el desarrollo del proyecto se usa el circuito de la imagen 1.

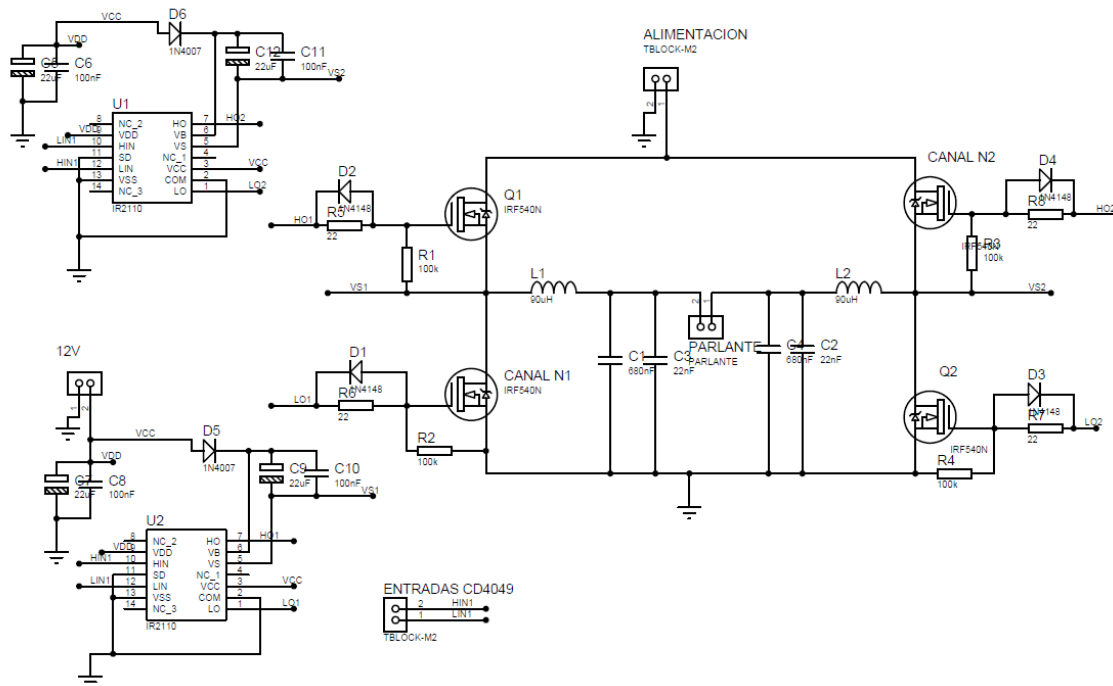


Imagen 1

En la imagen contemplamos tanto el puente H conformado por MOSFET canal N y dos circuitos integrados IR2110, cada salida de los IR2110 alimenta medio puente H con lo que logramos una conmutación correcta de los mosfet como se explicó anteriormente, para evitar posibles cortocircuitos.

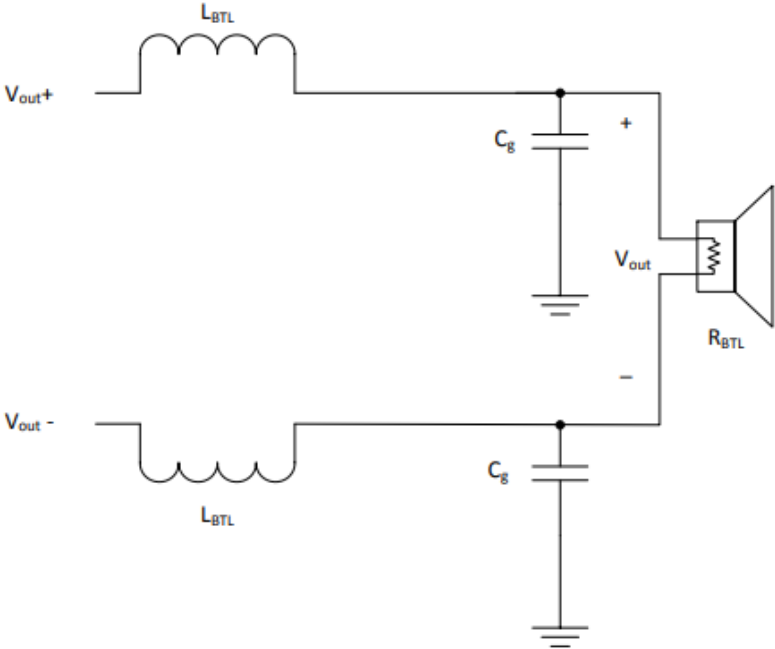
Etapas de filtrado

A la salida del puente en H tendremos una señal PWM que es el resultado de la modulación, por lo que habrá que realizar una demodulación para eliminar los productos de intermodulación aparecidos en las etapas previas. Mediante el filtro pasa-bajo mencionado en los apartados anteriores conseguiremos esta demodulación.

Para el desarrollo de esta etapa se utilizó un artículo publicado por la empresa Texas Instruments, el cual es un estudio específico de filtros para amplificadores clase D. En este se detallan las configuraciones de filtros que pueden ser usadas para determinadas configuraciones de la etapa de potencia (half bridge y full bridge). Para esto se muestra la siguiente tabla:

Class-D BTL Filter Types					
Type-1		Type-2		Hybrid	
Type-1 Single-Ended Equivalent		Type-2 Single-Ended Equivalent		Hybrid Single-Ended Equivalent	
Class-D Modulation:	AD	Class-D Modulation:	BD or AD (see Section 3.7)	Class-D Modulation:	AD
Filter Type:	Differential	Filter Type:	Common Mode	Filter Type:	Hybrid
C _{BTL} = Differential bridged tied load capacitor C _g = Single-ended capacitor to ground R _{BTL} = Differential load impedance L _{BTL} = Series inductor					

De acuerdo con el archivo, por el tipo de modulación que utilizamos nosotros, se decidió usar el filtro TIPO 2.



Cálculos para el filtro

Como datos sabemos la frecuencia de corte y la impedancia de la carga:

$$R_L := 8 \, \Omega$$

$$f_o := 20 \text{ kHz}$$

Por lo tanto, el valor de la bobina y el capacitor es:

$$L := \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot f_o} = 90.032 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot R_L \cdot \sqrt{2}} = 703.372 \text{ nF}$$

Dado que la bobina debe ser fabricada ya que no existen estos valores comerciales ni aproximados, se toma

$$L := 90 \text{ } \mu\text{H}$$

Cabe resaltar que este valor puede ser modificado en función de las características del núcleo ferromagnético que se puede encontrar. Se recomienda aumentar el valor de la inductancia si es que este no se puede encontrar de manera precisa, de este modo, solamente disminuiríamos la frecuencia de corte, haciendo que el filtro evite pasar frecuencias altas. Esto podrá ser o no contraproducente en función del ancho de banda de los parlantes que se utilizaran.

El valor del capacitor que se podía encontrar comercialmente era menor a este, por lo tanto, se decidió tomar dos valores de capacitancia y ponerlos en paralelo, de esta manera la capacitancia se sumaría y tendríamos como resultado, la capacitancia deseada:

$$C = 680 \text{ nF} + 22 \text{ nF}$$

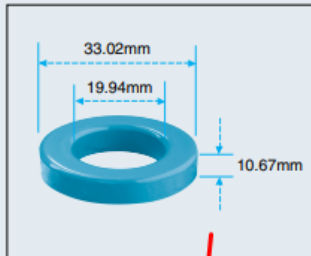
Recalculando la frecuencia de corte

$$f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 20.023 \text{ kHz}$$

La frecuencia de corte no cambia significativamente.

Para calcular las bobinas se utiliza el datasheet de los núcleos de ferrita:

APH33PXX



Available Cores

Part No.	AL (nH/N ²)	Perm. (μ)
APH33P26	28	26
APH33P60	61	60
APH33P75	76	75
APH33P90	91	90

Core Dimensions

Cross Section	OD(max)	ID(min)	HT(max)
Bare Core(mm)	33.02	19.94	10.67
Coating Core(epoxy)	33.83	19.30	11.52

Magnetic Dimensions

Cross Section (A)	Path Length (L)	Window Area (Wa)	Volume (V)
0.672cm ²	8.15 cm	2.93cm ²	5.4768 cm ³

Winding Information

AWG Wire No. Dia(cm)	Single Layer Turns Rdc, Ω	AWG Wire No. Dia(cm)	Single Layer Turns Rdc, Ω
12 0.2130	23 0.00517	21 0.0785	66 0.1050
13 0.1900	26 0.00722	22 0.0701	74 0.1480
14 0.1710	29 0.01000	23 0.0632	82 0.2060
15 0.1530	32 0.01400	24 0.0566	92 0.2890
16 0.1370	37 0.01970	25 0.0505	103 0.4060
17 0.1220	41 0.02740	26 0.0452	115 0.5720
18 0.1090	46 0.03840	27 0.0409	128 0.7940
19 0.0980	52 0.05380	28 0.0366	143 1.1200
20 0.0879	58 0.07500	29 0.0330	159 1.5400

De aquí solamente se tomarán los datos marcados con flechas rojas para obtener el número de vueltas de la bobina toroidal de la cual, el fabricante, nos brinda una ecuación para calcular las mismas:

$$L = \frac{0.4\pi\mu N^2 A \times 10^{-2}}{\ell}$$

$$L_N = A_L N^2 10^{-3}$$

L = inductance(μH)
 μ = permeability
 N = number of turns
 A = effective cross section area(cm²)
 ℓ = mean magnetic path length(cm)
 L_N = Inductance at n turns(μH)
 A_L = nominal Inductance(nH/N²)

Como se tienen dos núcleos de estos pegados, se debe calcular como si fueran dos núcleos, y por lo tanto, utilizamos un AL multiplicado por 2.

De esta ecuación vale aclarar que el orden de magnitud 10⁻³ esta para hacer una conversión de AL a un valor de inductancia de uH, con los cual, dejando ese valor referido esta unidad, tenemos:

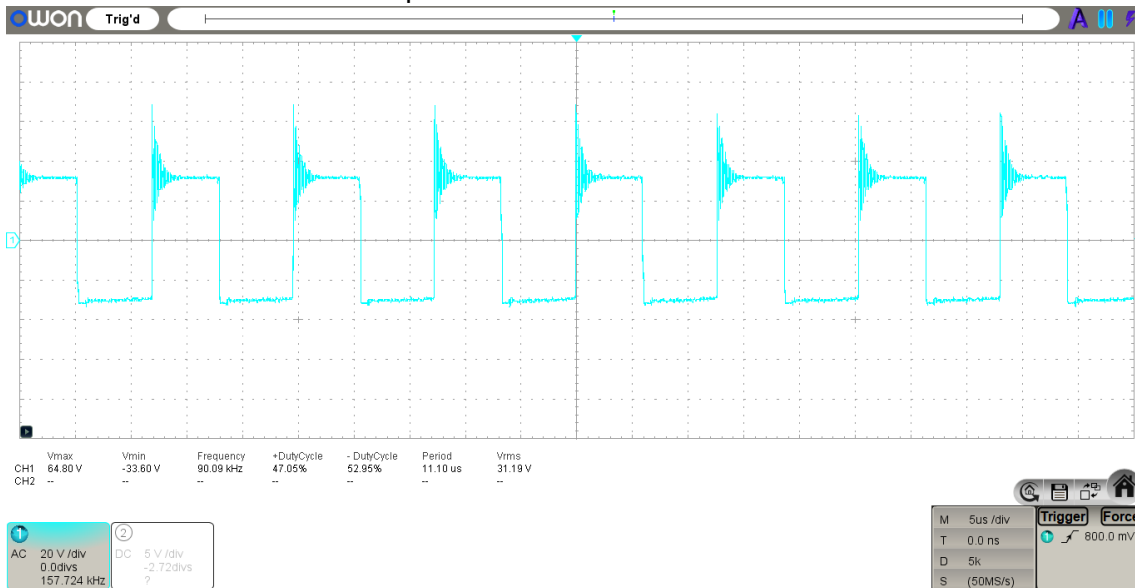
$$A_L := 0.061 \mu H$$

$$N := \sqrt{\frac{L}{2 \cdot A_L}} = 27.161$$

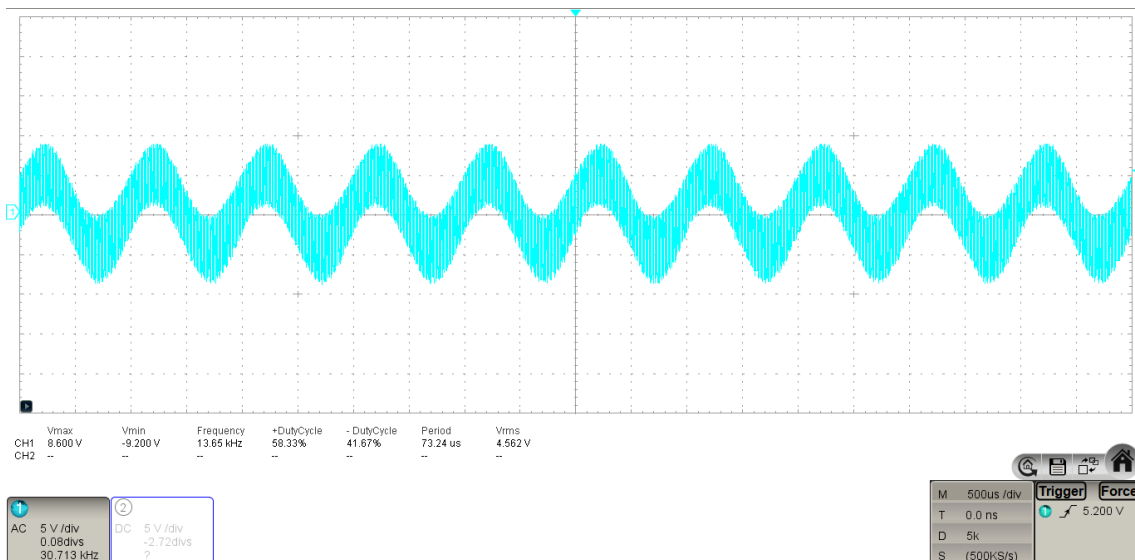
Se debe recordar que puede existir un porcentaje de error que por lo general es de $\pm 5\%$.

Luego de haber armado la bobina y haberla verificado con un probador de componentes, se obtiene que al final, para este valor de inductancia se hicieron 28 vueltas en total.

La señal a la salida del puente H será



Para la verificación de que el proceso de filtrado sea satisfactorio, se enviará un tono de 1kHz, el cual posteriormente será usado para medir la eficiencia del equipo.



Cálculo de la potencia de salida y eficiencia del amplificador

Una vez que se realizó el circuito en placa, pudimos obtener mediante pruebas la potencia de salida del amplificador de forma más correcta que la se puede obtener en la protoboard.

Un parámetro importante a obtener del amplificador es la eficiencia del mismo, dependiendo que clase de amplificador se realice se tiene diferentes eficiencias, como la imagen que se vio en clases de amplificadores, el amplificador de clase D por lo general tiene una eficiencia que ronda entre %85 a %95.

La eficiencia se define como la potencia de salida respecto la potencia de entrada enviando como señal de entrada un tono de 1kHz.

Las potencias tanto de entrada como de salida obtenidas son las siguientes:

Potencia de entrada:

- Alimentación = 30 V
- Corriente consumida: 121 mA
- Potencia de entrada = $V \times I = 3.63 \text{ W}$

$$P_{in} := V_{in} \cdot I_{in} = 3.63 \text{ W}$$

Potencia de salida (bornes de la carga):

- Voltaje = 4.83 V
- Impedancia de la carga = 6.7 Ω

$$P_{out} := \frac{V_{out}^2}{Z_{out}} = 3.439 \text{ W}$$

Por lo tanto, la eficiencia será:

$$\eta_{porcentual} := \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = 94.733$$

De esta manera, se puede observar que la relación entre la potencia de entrada y salida es satisfactoria, ya que esta es la ventaja y el objetivo de la realización de este proyecto.

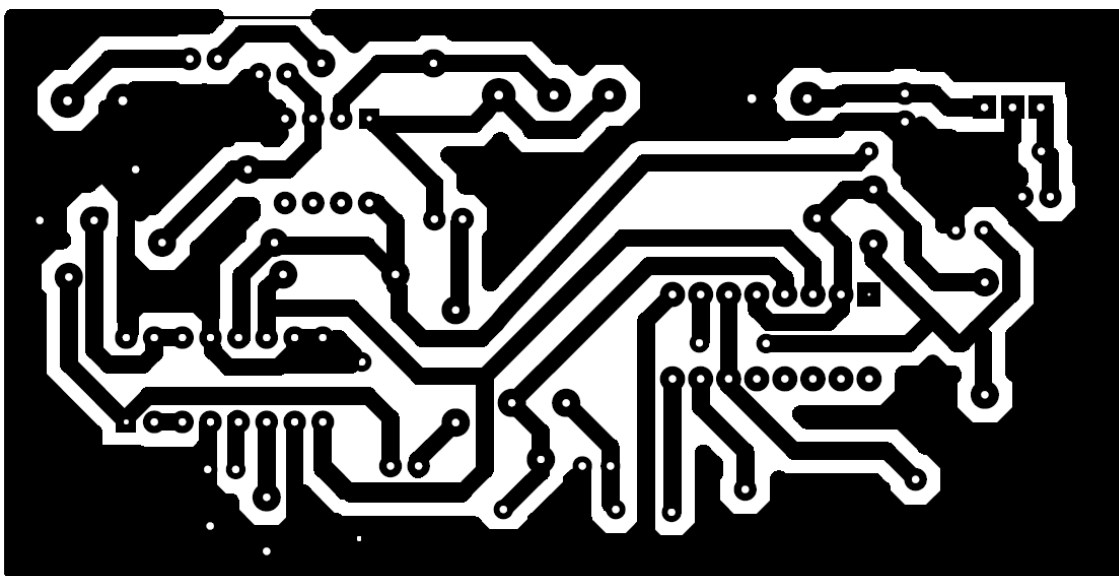
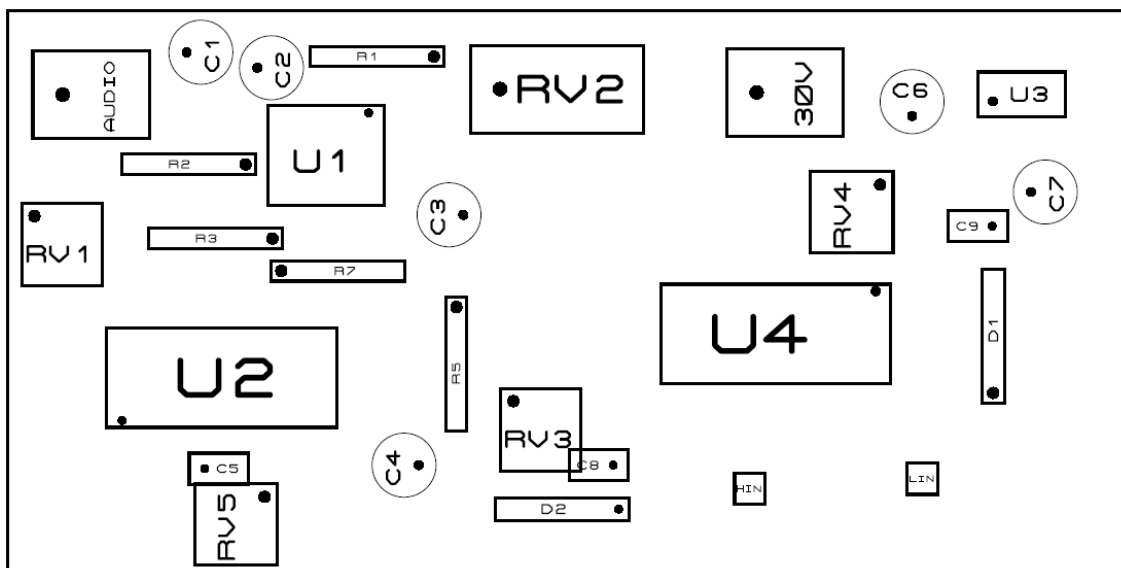
Conclusiones

A las finalidades del proyecto, las cuales eran dar una aplicación de electrónica de potencia y cumplir los objetivos con las características que corresponden a este tipo de amplificador, se concluye que, en cuanto a eficiencia y claridad de sonido, se han superado satisfactoriamente las expectativas. Aunque se observa una falta dentro de la etapa de filtrado, ya que como se puede ver, sobre el tono de 1kHz hay una cantidad apreciable de ruido y luego de hacer un estudio, se pudo verificar que este tiene las mismas características de frecuencia que la señal portadora.

Como propuesta a futuro y por medio de investigación, se propone lo siguiente:

- Mejorar la etapa de filtrado. Esto no pudo ser perfeccionado debido a la dificultad de conseguir núcleos de ferrita que tuvieran todas sus características detalladas para poder mejorar el cálculo de una de las bobinas. A esto se debe sumar que se deben realizar ensayos a las bobinas para ver si su respuesta es satisfactoria. Y, por último, se debe ensayar el filtro en su totalidad, de tal manera que este sea más selectivo.
- Lazo de realimentación. Esta etapa es una forma de disminuir la distorsión armónica introducida por todas las etapas del proyecto. Se evitó la realización de esta etapa debido a que su ausencia no modifica el funcionamiento del proyecto y, además, no coincide con los temas abordados por la materia.
- Componentes de mayor calidad. Se pudo observar problemas dentro de los componentes electrónicos ya que estos excedían mucho y no tenían las especificaciones dadas por los fabricantes dentro de la hoja de datos. Esto se pudo observar al realizar los ensayos de los circuitos y los componentes no resistían a las tensiones aplicadas, las cuales, eran mucho menores a las especificadas por el fabricante. A esto se puede agregar que los componentes agregan transitorios cuyos sobrepicos en algunos casos duplicaban al voltaje de trabajo.
- Etapa de preamplificación. Esta etapa fue necesaria ya que debíamos aumentar los niveles de señales expedidas por los teléfonos celulares. Pero la misma, fue extraída de un documento de la empresa National. Como propuesta a futuro, se propone realizar un pre amplificador acorde a las necesidades sin que este produzca una saturación a la salida del amplificador.

PCB de las placas realizadas
Circuito de control



Circuito de Potencia

