

Electrónica Aplicada II

Proyecto Final

# SISTEMA CONVERTIDOR DE TENSION DE 12 Vdc a 220 Vac 50Hz

J.T.P. Ing. Olmos

Curso 4R1

Integrantes

Corvalan, Gabriel	36201
Hernández, H. Andrés	41023
Pozzo, Ruben	40380
Funes, Lucas	40317

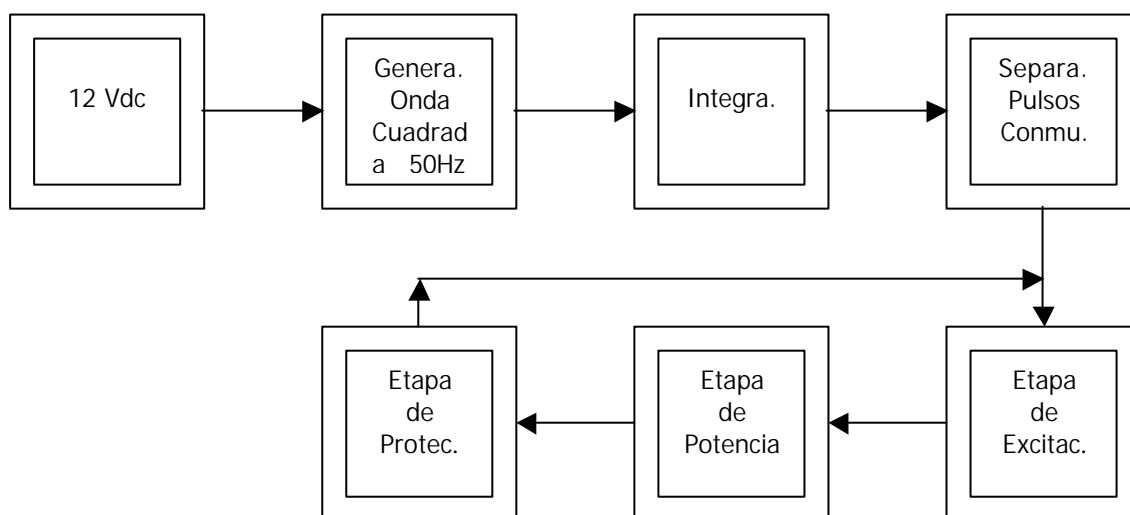
Año 2002 – UTN - FRC

## **SISTEMA CONVERTIDOR DE TENSION DE 12 Vdc a 220 Vac 50Hz**

Este convertidor (surgido de la inquietud expuesta de muchos usuarios quienes manifestaron necesitar esta alimentación en forma portátil para aplicaciones como conectar una computadora de mano, actividades recreativas, etc.), permite disponer de un aparato capaz de ser conectado a los bornes de una batería, entregando en su salida una tensión alterna de 220v 50Hz.

El desarrollo consiste primeramente en generar una señal alterna a partir de la continua que disponemos, amplificarla, transformarla y entregar la potencia deseada.

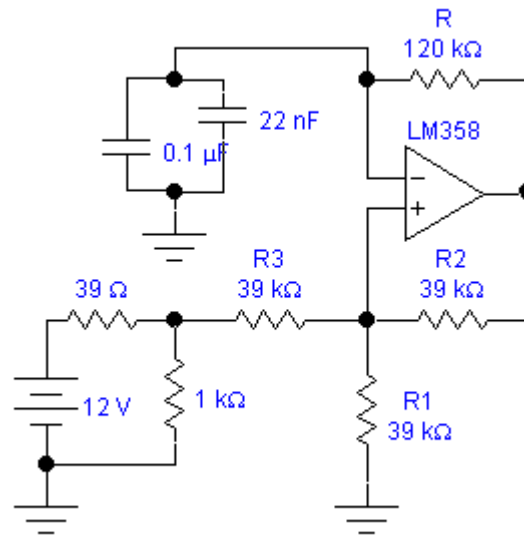
### **Diagrama en Bloques**



### **Generador de Onda Cuadrada de 50 Hz.**

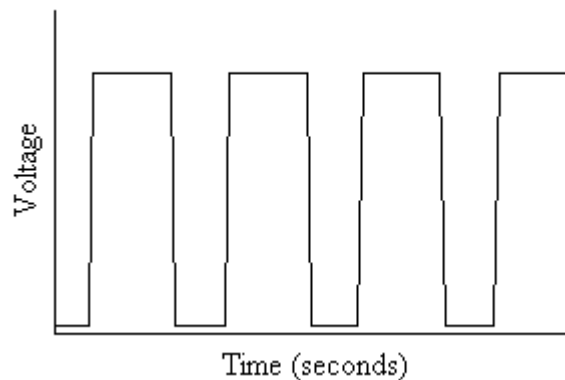
Como disponemos de una fuente de alimentación simple, utilizamos para este diseño el amplificador operacional genérico de baja potencia LM358.

El circuito es el siguiente:



La anterior configuración se conoce como **oscilador de relajación**, la cual genera una onda cuadrada. Esta es una configuración con realimentación positiva.

### Salida del Generador



El voltaje en la entrada no inversora está dado por el divisor de tensión

$$v_{+} = \frac{R_1 * V_0}{R_1 + R_2}$$

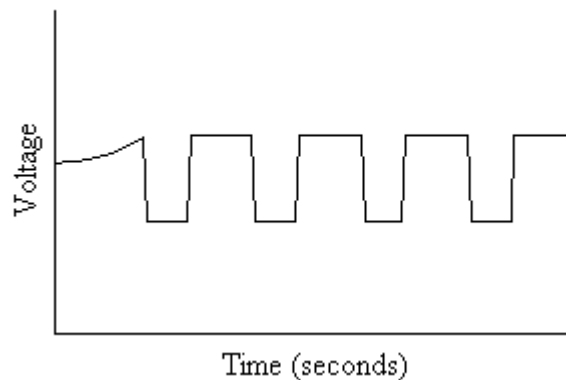
Por otro lado, si el condensador inicialmente está descargado se tiene que el circuito se comporta en un comparador realimentado, el que puede estar en cualquier estado, luego, la tensión en  $v_{-}$  se desarrolla en el condensador como parte de una combinación RC.

Si  $v_{+} > v_{-}$ , entonces  $v_o = +V_{cc}$ , pero si  $v_{+} < v_{-}$ , entonces  $v_o = 0$ .

Si se parte considerando que  $v_o = +V_{cc}$  ( $v_{+} > v_{-}$ ), entonces el valor de  $v_{+}$  será una porción de  $v_o$  ( $v_{+} < v_o$ ), es decir

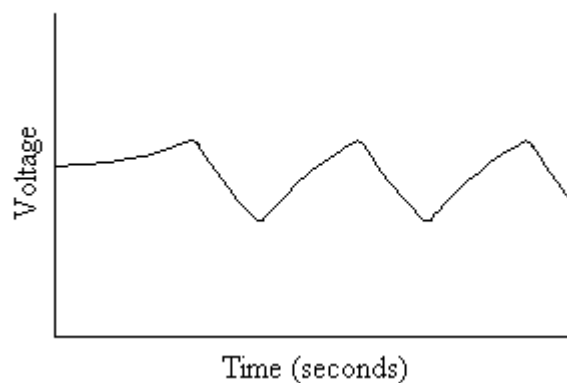
$$v_{+} = \frac{R_1 * V_{cc}}{R_1 + R_2}$$

### Tension terminal v+



En ese preciso instante  $v^- = V_c$  (tensión a los bornes del capacitor) se comienza a desarrollar. Esta tensión aumentará en forma exponencial hasta que  $v^- = v^+$ . En ese instante  $v$  o cambia de signo pues  $v^- > v^+$ , entonces el condensador se empieza a descargar (con la misma constante de tiempo) hasta que  $v_c = v^+$  y nuevamente  $v$  o cambia de signo.

### Tension terminal v-



La curva de carga del condensador evoluciona en forma exponencial hasta un valor final  $+V_{cc}$  desde un valor inicial 0, con una constante de tiempo  $t=RC$ .

Determinando la curva en el terminal  $v^-$ . Cuando  $0 < t < T/2$

$$v_c = V_{cc} (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

$$R = 120K\Omega \quad C = 0.1\mu F + 22nF = 0.122\mu F$$

Para el semiciclo en que  $T/2 < t < T$ , el valor inicial es  $v^+$  y el valor final es 0.

$$v^- = v^+ (e^{-(t-\frac{T}{2})/RC})$$

Si evaluamos en el momento en que cambia la pendiente, tenemos

$$v^-(T/2) = v^+ = V_{cc} (1 - e^{-\frac{T}{2RC}})$$

$$\frac{V_{cc} - v^+}{V_{cc}} = e^{-\frac{T}{2RC}}$$

Para determinar el período de oscilación  $T$ , se sabe que

$$v_+ = \frac{R_1 * V_{cc}}{R_1 + R_2}$$

$R_1 = R_2$ , entonces  $v_+ = \frac{V_{cc}}{2}$

Luego reemplazando el nuevo valor de  $v_+$ , tenemos

$$\frac{V_{cc} - V_{cc}/2}{V_{cc}} = e^{-\frac{T}{2RC}}$$

Despejando  $T$  nos queda

$$T = 1.386RC$$

Finalmente

$$f = \frac{1}{T} = \frac{0.722}{RC} \text{ Hz}$$

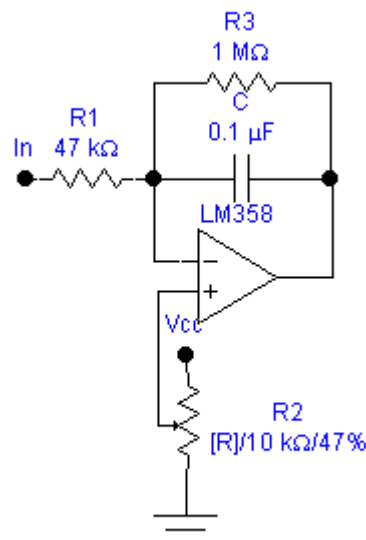
Reemplazando los valores de  $R$  y  $C$  nos da  $f \approx 50 \text{ Hz}$ .

### Generador de onda triangular (Integrador)

Implementamos un generador de onda triangular, a partir del circuito anterior agregando un circuito integrador a la etapa de salida del *oscilador de relajación*.

El integrador, configurado como se muestra en la siguiente figura, se comporta como un Filtro Pasa-Bajo.

El circuito de aplicación es el siguiente:



Este circuito tiene una pendiente de  $-6 \text{ dB/octava}$  a partir de un punto definido como  $f_c$  (Frecuencia de Corte). La ganancia debajo de este punto está definida por la relación entre la resistencia de realimentación a la resistencia de entrada.

$$A_v = \frac{1E6}{47E3} = 21.276$$

$$A_{v_{dB}} = 20 * \log 21.276 = 26.55dB$$

El tiempo de respuesta de este circuito esta determinado por el RC de entrada.

La frecuencia de corte la definimos a un valor tres décadas menor al de trabajo de nuestro circuito, es decir  $f_c = 0.05$  Hz

Como  $f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} = 0.05$ , definiendo el valor de C1 obtenemos el de R3 (R en paralelo al condensador).

$$C1 = 0.1\mu F$$

$$R3 = 4.7E6\Omega$$

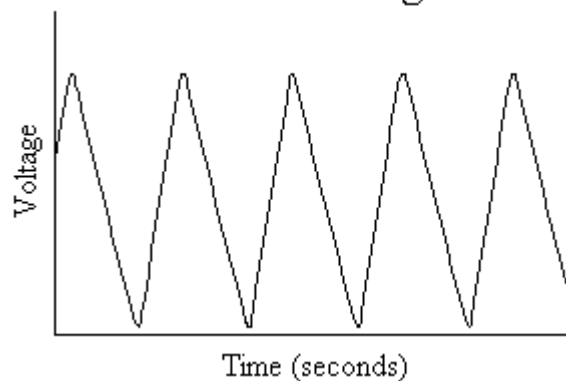
La relación de la resistencia paralelo a R determina la precisión del integrador, ( R3 proporciona una realimentación dc que evita la saturación del mismo) y debe ser  $\approx 100R$ .

En función de esto, elegimos  $R = 4.7K\Omega$ .

Aplicando estos valores al circuito en cuestión, se encontró una mayor excursión de la onda triangular para un valor de la resistencia paralelo igual a  $1M\Omega$ .

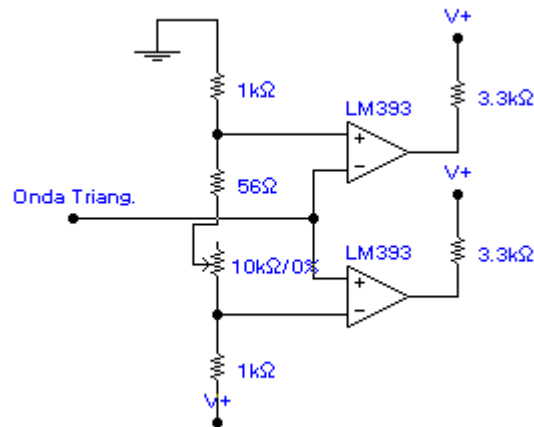
A la entrada no inversora del amplificador operacional se colocó una tensión de referencia que actúa de masa virtual, ya que como trabajamos con fuente simple, necesitamos un valor de referencia para el quiebre de la pendiente en la integración y así lograr la onda triangular.

### Salida del Integrador



### Separación de los Pulsos de Conmutación (Dimmer)

Mediante esta etapa, utilizando dos comparadores con tensiones de referencia distintas previamente fijadas, proporcionamos a la salida los pulsos de alimentación para la etapa de excitación con un tiempo de separación entre ambos estados altos, conocido como *tiempo muerto*, y logrando de esta manera un *dimmer* para la etapa de potencia.



Utilizamos el amplificador operacional LM393, el cual es un comparador de precisión con baja tensión de offset de entrada.

Mediante la malla de resistencias en la entrada, obtenemos las tensiones de referencia para los comparadores, regulando así el ancho de los pulsos a la salida de los mismos. Esta disposición, nos asegura que aunque el preset de calibración este a un valor cero, tendremos un tiempo muerto mínimo en función de la  $R=56\Omega$ .

La ecuación que define a la onda triangular, cuya frecuencia es de 50 Hz (por lo tanto con un periodo de 20 mseg) en  $T/2$  es la siguiente:

$$V = \frac{V_{cc}}{10mseg} * t$$

A los extremos de la malla, se eligen resistencias de igual valor para garantizar la simetría de los pulsos.

La tensión de referencia en la entrada no inversora del primer comparador viene dada por la ecuación

$$V_{ref1} = \frac{V_{cc}}{R1 + R2 + R3} * R1 = 5.83V$$

$$R1=R3=1K\Omega \quad R2=56\Omega$$

En la entrada inversora del segundo, (suponiendo el preset a cero) la tensión es

$$V_{ref2} = \frac{V_{cc}}{R1 + R2 + R3} * (R1 + R2) = 6.16V$$

Esta diferencia entre las tensiones de referencia proporciona un tiempo muerto mínimo de  $275\mu\text{seg}$ , que se obtiene de la ecuación característica de la onda triangular:

$$V_{ref1} = \frac{V_{cc}}{10mseg} * t_1 = 5.83V$$

$$t_1 = 4.85mseg$$

$$V_{ref2} = \frac{V_{cc}}{10mseg} * t_2 = 6.16V$$

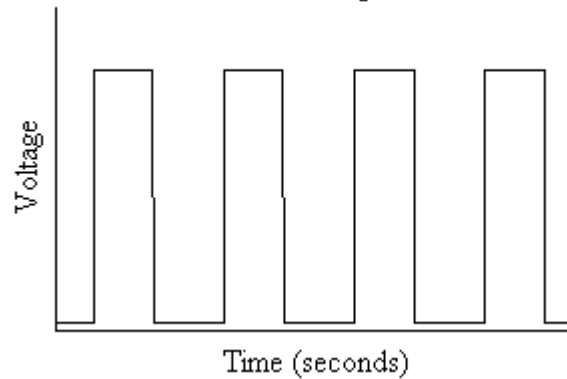
$$t_2 = 5.13mseg$$

$$t_{off} = t_2 - t_1 = 275\mu\text{seg}$$

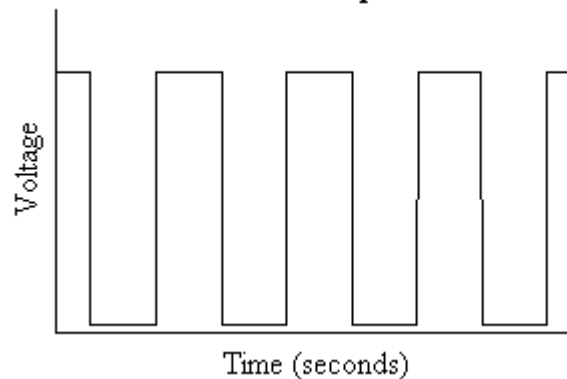


Cabe destacar que la variación del preset de calibración aumenta la diferencia entre estas tensiones, disminuyendo el ancho del pulso aumentando el tiempo muerto, por lo tanto regula la potencia del dispositivo.

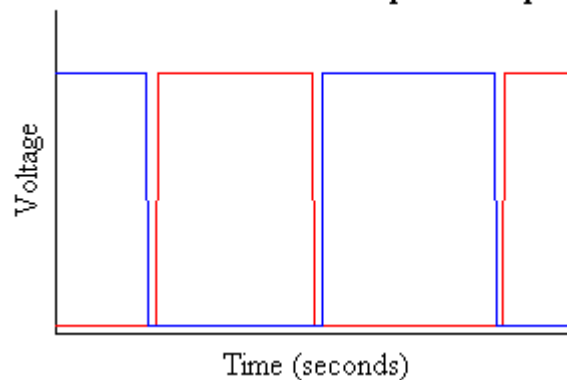
### Salida Comparador 1



### Salida Comparador 2



### Visualizacion del tiempo de separacion

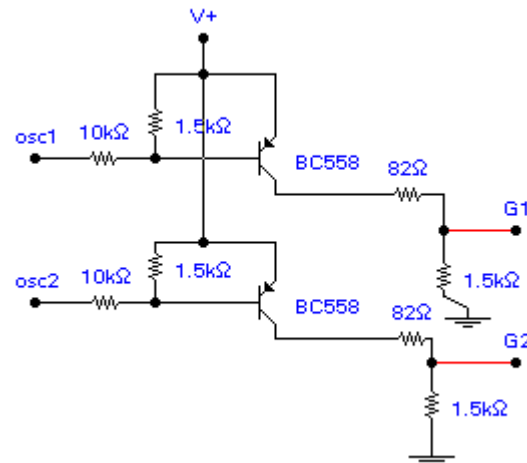


### **Etapas de Excitación de los Mosfet de Potencia (Buffer)**

Esta etapa consta principalmente de dos transistores bipolares de baja potencia PNP configurados al corte y saturación. Elegimos con estas características el BC558.

Se los configuro como sigue:





Osc1 y Osc2 son la salida de la etapa previamente descrita.

Como durante el  $t_{on}$ , la amplitud del pulso equivale a la tensión de saturación del comparador y es aprox.  $V_{cc}$ , se colocan las resistencias de polarización de la unión base-emisor a fin de proteger la misma. Cuando la salida del comparador es cero volt,

$$V_b = \frac{V_{cc}}{R1 + R2} * R1 = 10.43V$$

$$R1 = 10K\Omega \quad R2 = 1.5K\Omega$$

La diferencia entre  $V_e$  y  $V_b$  asegura la polarización del transistor protegiendo la unión.

Cuando Osc1 tiene el valor 1 lógico, no hay diferencia de potencial en las resistencias de polarización, por lo tanto no circula la  $I_b$  que sature el transistor. Este se encuentra al corte evitando la excitación de la compuerta del mosfet.

Cuando Osc1 vaya a cero, se polariza el transistor, por lo tanto la tensión de emisor menos la tensión de saturación en el divisor resistivo conformado por las resistencias de colector proporciona la tensión que polariza la compuerta del mosfet de la etapa de potencia saturando el mismo.

Esta tensión viene dada por

$$V_{G1} = \frac{(V_{cc} - V_{sat})}{R1 + R2} * R2 = 11.18V$$

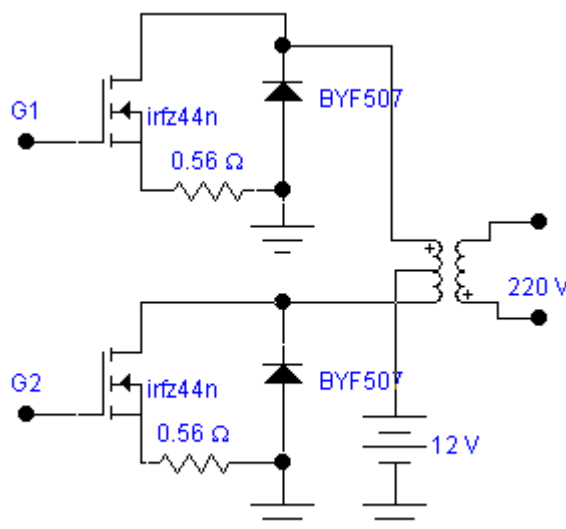
$$R1 = 82\Omega \quad R2 = 1.5K\Omega$$

Esta explicación corre para el otro transistor. El tiempo muerto se pensó en función de la etapa de potencia considerando los  $t_{on}$  y  $t_{off}$  de los mosfet, que son del orden de algunos nano segundos, a fin de evitar que entre la excitación de una compuerta y la otra, no se corra el riesgo de cortocircuitar los drenadores de los mismos.

## Etapa de Potencia

Esta etapa consta de dos mosfet de potencia de canal n IRFZ44N, los cuales tienen una capacidad de conducción muy alta, con una  $I_d=49$  A.

El transformador es el encargado de elevar la tensión pico fuente de 12 V a los 220 buscados.



Ambos mosfet trabajan al corte y saturación. Cuando la tensión en G1 tiene el valor deducido anteriormente, el mismo se satura circulando a través de el una corriente limitada casi exclusivamente por la resistencia de  $0.56\Omega$  (ya que la impedancia que presenta el bobinado es muy baja), con una dirección desde V+ en el punto medio del bobinado primario del transformador y hacia masa a través del transistor y R.

Cuando el circuito conmuta, es decir, cuando el segundo transistor es el que se encuentra saturado, la corriente circula en sentido contrario a la anterior, lográndose de esta forma la corriente variable que se requiere para, mediante la ley de Faraday, producir la inducción en el bobinado secundario y transformar la tensión.

La ecuación característica de cada semiciclo puede expresarse como sigue:

$$I_d = \frac{V_{cc}}{R'_L + R_{ds} + R} = 1.39 A$$

$$\text{donde } R'_L = N^2 R_L ; R_{ds} = 22m\Omega ; R = 0.56\Omega ; N = \frac{V_p}{V_s} = \frac{18}{220} = 0.081$$

Suponiendo una carga de  $1.21 K\Omega$   $R'_L = 8.1\Omega$

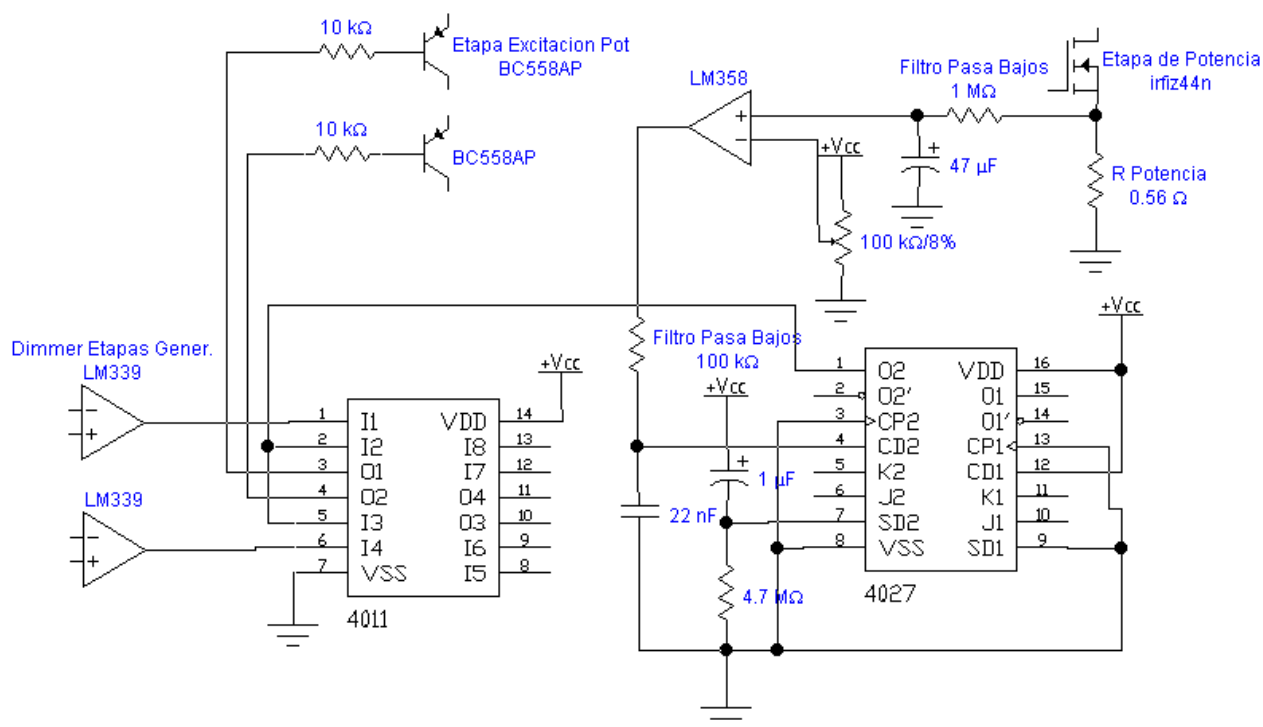
$R_{ds}$  se obtuvo de la hoja característica del IRFZ44N, para una tensión  $V_{gs}$  de 10 V.

Vemos que para aumentar la potencia que entrega este dispositivo a la carga es necesario reducir la resistencia R de limitación.}

Por ultimo, los BYF507 son diodos "damper", es decir, son diodos que poseen una alta velocidad de conmutación. Estos se encargan de eliminar los picos inversos que podrían dañar los mosfet, ya que la amplitud de estos picos generalmente es muy grande.

## Etapa de Protección

Esta etapa fue pensada en la necesidad de proteger el conversor ante la eventualidad de un cortocircuito en la carga.



Se toma una tensión de referencia entre uno de los bornes de una de las resistencias de limitación de corriente de la etapa de potencia y masa y, previo paso por un filtro pasa bajos (cuando el mosfet conmuta a su estado de corte, la bobina del transformador se opone a los cambios de la circulación de corriente. Esto produce un pico de tensión indeseable para la estabilidad de esta etapa, por esto la necesidad de un filtro que suavice dicho pico), hacia la entrada no inversora del amplificador operacional LM358.

El operacional configurado como se muestra, funciona como comparador a lazo abierto, teniendo en su terminal inversor una tensión de referencia previamente calculada.

Para una carga de  $1.21\text{ K}\Omega$ , por la malla que contiene los mosfet de potencia circula una corriente pulsante de  $1.39\text{ A}$ . Esta corriente produce una caída de tensión con la misma forma de onda en la resistencia de potencia. En el semiciclo que conduce el mosfet en cuestión, a los bornes de la R vemos

$$V_R = I_d * R = 1.39 * 0.56 = 0.778V$$

Si el secundario del transformador se somete a un corto-circuito, por la malla de potencia circulara una mayor corriente, produciendo esto una mayor caída de tensión en la R de potencia. Esta tensión supera a la de referencia del comparador (LM358), pasando este a su estado de saturación positiva. Considerando dicho estado como uno lógico, el mismo actúa el reset (pin 4) del flip-flop (4027), cambiando la salida Q (pin 1) a cero lógico.

Dicha salida Q al momento de encender el conversor se pone a uno debido al RC dispuesto en el set del mismo (pin 7). Este RC es de un valor muy grande para evitar el transitorio en el cual el transformador produce el pico de efecto indeseado.

Ahora bien, como la salida del flip-flop alimenta dos compuertas NAND (4011), las cuales tienen su segundo terminal de entrada alimentado por la salida de la etapa de

generación de pulsos, se permite o no el paso de dichos pulsos a la etapa de excitación dependiendo esto del estado de Q.

La tabla de verdad es la siguiente:

Entrada	Salida NAND
Q--Ck	
0 0	1
0 1	1
1 0	1
1 1	0

Vemos que si  $Q=1$ , la salida de la compuerta, en forma invertida, permite el paso de los pulsos de conmutación. Si  $Q=0$  (condición que se alcanza ante un corto-circuito en la carga), la salida de la compuerta independientemente de los pulsos es siempre 1 (es decir  $V_{cc}$ ). La salida de cada compuerta alimenta la base de los transistores BC558 de la etapa de excitación. Al ser alimentada la base con esta tensión, no se polariza la misma, por lo tanto estos transistores permanecen en su estado de corte sin excitar a los mosfet de la etapa de potencia, protegiendo a los mismos.

Así mismo, como la salida del flip-flop paso a cero, solo será posible habilitar nuevamente el funcionamiento del convertor mediante un nuevo pulso de seteo del flip-flop mediante un pulsador oportunamente colocado en el pin 7 del mismo.

## Circuito Esquemático Completo

