

# Diseño de un VSI didáctico para laboratorio

Fernando Chiamello, César Briozzo, Gonzalo Casaravilla

**Resumen--** El presente trabajo presenta el diseño de un VSI (Inversor alimentado con fuente de tensión) didáctico para el laboratorio de electrónica de potencia. El inversor permite entre otras cosas estudiar la conexión de fuentes alternativas a la red eléctrica o el filtrado de corrientes armónicas en redes trifásicas de 3 y 4 hilos.

Para redes trifásicas de 4 hilos, el mismo puede comandarse con 4 ramas, o con 3 ramas y un bus de continua con punto medio accesible.

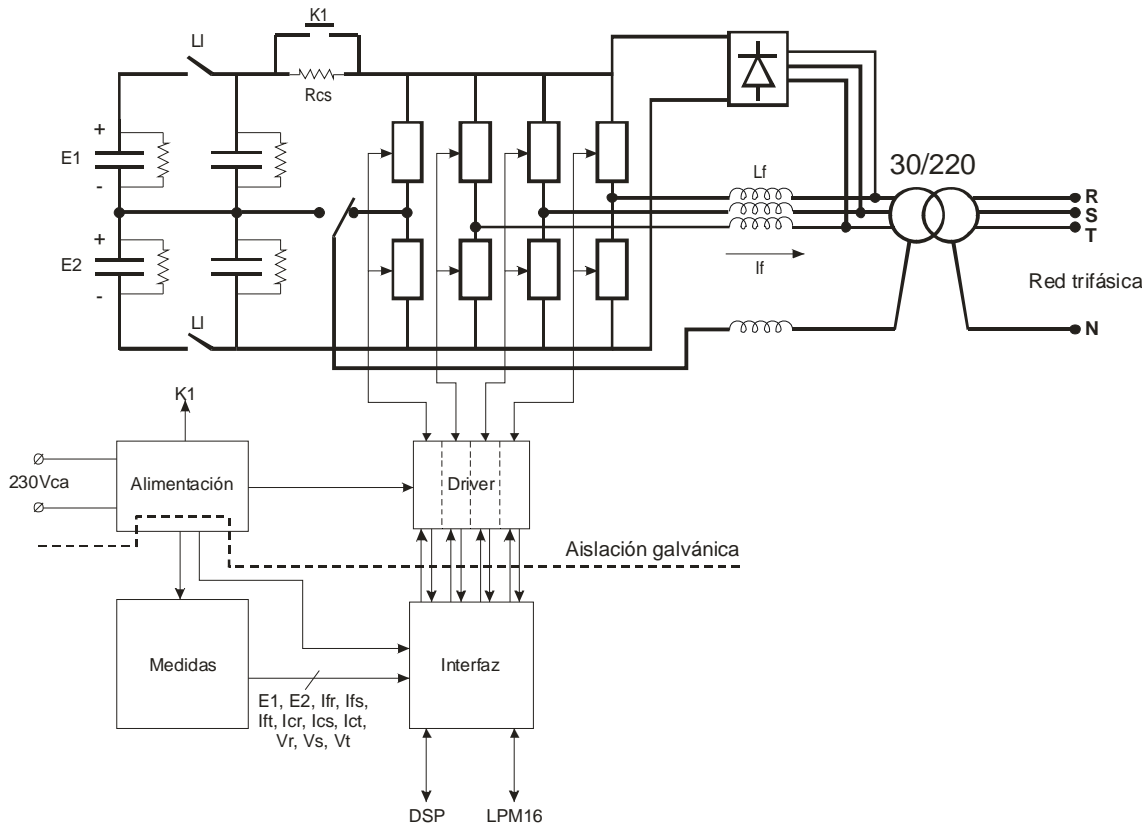


Figura 1 : Esquema del VSI

## I. INTRODUCCIÓN

Dado que el equipo será manipulado por estudiantes y en el marco de un laboratorio, el diseño del mismo requiere de algunos cuidados de seguridad, facilidades de medición y adquisición de datos los cuales se comentan a continuación.

El bus de tensión continua es de 100V y la salida del VSI se conecta a una red de 220Vca trifásica (de 3 o 4 hilos) a través de un banco de transformadores que además de asegurar el aislamiento del circuito aporta la necesaria impedancia de desacople.

Las llaves de las ramas inversoras se implementan con transistores MOSFET's (IRF640, 200V, 18 A),

Todos los componentes del equipo que disipen calor se mantendrán a una temperatura menor a los 70°C, a efectos de no producir quemaduras ante una manipulación indebida; se tendrá aparte, aislación galvánica entre el comando y la potencia del equipo.

El diseño modular del equipo facilita el mantenimiento y reparación del mismo, así como también facilita el aprendizaje de su manejo y el entendimiento del funcionamiento del sistema completo.

El equipo está compuesto por:

- Ø Circuito de potencia
- Ø Driver (comando de las ramas)
- Ø Tarjeta de Medidas

- Ø Alimentación electrónica
- Ø Interfaz de Comunicación

El banco de condensadores del bus de tensión continua tiene 2 valores posibles, los cuales se configuran a través de un seccionador bipolar.

La carga del banco de condensadores, se realiza en forma suave cuando el mismo se encuentra totalmente descargado, a través de un rectificador trifásico y una resistencia serie, la cual se cortocircuita cuando la tensión del bus alcanza los 35V.

Las medidas se realizan con transductores aislados de efecto Hall. Todas estas medidas se pueden observar con un osciloscopio en la misma tarjeta de medida, a través de puntos de medida debidamente señalizados en la misma.

En dicha tarjeta se puede medir la corriente en la línea, o la corriente por la carga según como se conecte la misma, lo cual permite hacer trabajar al VSI en diferentes configuraciones.

Una tarjeta de interfaz acondiciona las medidas analógicas de tensión y corriente y las adapta para enviarla tanto a una tarjeta adquisidora LPM16 como a un DSP. Por otra parte, recibe las señales de comando desde la LPM16 o el DSP y envía las señales de comando a las tarjetas Driver que comandan cada rama a través de una fibra óptica plástica. Finalmente la interfaz recibe de cada tarjeta de comando a través otra fibra óptica plástica, el estado de la rama.

Cada tarjeta de comando de rama posee alimentación independiente y aislada, recibe un comando digital desde la tarjeta de interfaz y comanda la rama con un integrado tipo bootstrap, el cual provee la protección contra cortocircuito por la rama (introduciendo un tiempo muerto en el encendido de las llaves). El mismo posee una entrada de shut down, lo cual permite apagar el comando de la rama desde otra fibra óptica plástica.

## II. DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA

### A. Condensadores

Los condensadores del bus de tensión continua funcionan como fuente de tensión continua, por lo que deben tener la capacidad suficiente como para mantener una tensión aproximadamente constante cuando recibe y entrega corriente. La suma de la corriente de las ramas debe tener valor medio igual a cero para que la tensión del bus de continua se mantenga constante, sin embargo, dependiendo de la aplicación del VSI, la corriente neta instantánea es diferente de cero, por lo que la tensión del bus de continua varía. La variación de tensión en el bus de continua producida por la corriente neta (suma de las corrientes de los 4 hilos) se debe a la carga/descarga de los condensadores y a la caída de tensión en la ESR (equivalent series resistance) de los condensadores.

Como criterio de diseño, tomaremos una capacidad tal que si la corriente neta es igual a 5 A durante 10ms, la tensión varíe un 10% (10 V), por lo que la capacidad es:

$$C = \frac{5A \cdot 10ms}{10V} = 5.000mF, \text{ por lo que cada condensador}$$

debe ser mayor que 10mF.

En principio la tensión sobre cada condensador es la mitad de la tensión del bus de continua (50V), por lo que utilizaremos condensadores de 100V (factor de seguridad 2).

Debido al precio y disponibilidad de los mismos, utilizaremos condensadores de 10mF/100V, el valor de esr de los mismos es de 30mΩ máximo, por lo que la caída de tensión por la esr es despreciable.

Las resistencias en paralelo con los condensadores las dimensionamos para que disipen 1W a la tensión nominal, de forma que trabajen frías (resistencias de 5W), por lo que usamos 2k2 / 5W.

### B. Resistencia /contactor/ rectificador de carga suave

La resistencia debe limitar la corriente inicial de carga para que ésta no supere los 5 A (10Ω/10W).

El contactor cortocircuita la resistencia de carga suave una vez que el bus de continua alcanza los 35V, por lo tanto el requerimiento de capacidad de corte del contactor es muy bajo.

Se re utiliza el contactor de entrada de un variador de frecuencia de una potencia mucho mayor a la que maneja el VSI, por lo que el contactor está sobre dimensionado para la aplicación.

El rectificador trifásico debe soportar una corriente de 5 A durante un corto período de tiempo (el de carga de los condensadores), y la tensión que deben poder bloquear los diodos es menor que 45V. Re utilizaremos el rectificador trifásico del variador de frecuencia antes mencionado, el cual está totalmente sobrado en cuanto a su capacidad de conducción de corriente y tensión de bloqueo.

### C. Llaves

La corriente máxima por cada rama es de 5 Arms, y la tensión que deben soportar las llaves es de 100V más los picos de tensión inducidos. Con estos ratings, el dispositivo más barato es el mosfet

Se van usar fet's IRF640, los cuales poseen una tensión de bloqueo de 200 Vdc y una capacidad de corriente de 18 A [9], si bien su amperaje es mayor al necesario, se usa un fet de más corriente a efectos de bajar la disipación por conducción en los fets, ya que cuanto mayor es la capacidad de corriente de un mosfet, menor es su resistencia Rdson.

### D. Disipadores

La potencia disipada por cada rama está compuesta por las pérdidas de conmutación y las pérdidas por conducción.

La resistencia de conducción del fet depende de la corriente, la temperatura y la tensión gate-source con la que se enciende el fet. Para los niveles de corriente que se van a manejar, la resistencia (a 25°C con Vgs=10V) es menor a 0.145Ω, si suponemos que la temperatura de juntura puede llegar a los 80°C, la resistencia aumenta a  $R_{DS(ON)} = 0.145 \cdot 1.6 = 0.232\Omega$ ,

por lo que la potencia disipada por conducción es:

$$P_{COND} \cong R_{DS(on)} \cdot I_{eff}^2 = 0.232 \cdot 5^2 = 5.8W$$

Las pérdidas por conmutación dependen principalmente de la frecuencia a la cual se conmuta la rama, suponiendo que la frecuencia puede llegar hasta 20kHz, las pérdidas son:

$$P_{CONM} \leq V \cdot I_{eff} \cdot f \cdot T_{CONM} = 100 \cdot 5 \cdot 20000 \cdot 60 \cdot 10^{-9} = 0.6W$$

Calcularemos el disipador para que su temperatura no supere los 70°C:

$$R_q = \frac{70^\circ C - 30^\circ C}{6.4W} = 6.25^\circ C/W, \text{ esto se implementa con}$$

disipador tipo ZD27 (4cm de medio disipador).

### E. Bobinas

El valor de las bobinas determina la capacidad de inyección de corriente del inversor.

Si analizamos una sola fase, cuando la tensión fase –neutro es máxima  $((30 \cdot \sqrt{2}) / \sqrt{3} = 24)$  al aplicar la tensión del bus sobre esta fase, la tensión sobre la bobina de fase y la bobina del neutro es de 76V (100 – 24), la pendiente de la corriente por las bobinas es por tanto de 76V/2\*L.

Dimensionamos las bobinas de forma que el VSI sea capaz de inyectar una corriente de 5to armónico de 5 A rms, por lo que la pendiente máxima es de 11 A/ms, esto impone que:

$$L < \frac{76V}{2 \cdot 11A/ms} = 3.45mHy$$

Para estar holgados tomamos una inductancia de 3mHy.

Las inductancias se fabrican con un núcleo de chapa, la corriente de pico por la inductancia es de 7 A y el valor rms de corriente es de 5 A, a partir de la energía media almacenada en la bobina podemos calcular el producto de las áreas necesario de la bobina [4]:

$$A_p = \left( \frac{2 \cdot \bar{E} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot k_u \cdot k_j} \right)^{1.16} = \left( \frac{2 \cdot 3mHy \cdot (5A)^2 \cdot 10^4}{1.2T \cdot 0.42 \cdot 366} \right)^{1.16} = 5cm^4$$

$K_u$ : es el llenado de la ventana, se considera un valor típico de 0,42 (máximo)

$K_j = 366$  (para un núcleo tipo E-I, y una elevación de temperatura de 25°C)

$B_{\max} = 1,2 T$  (para que no saturate)

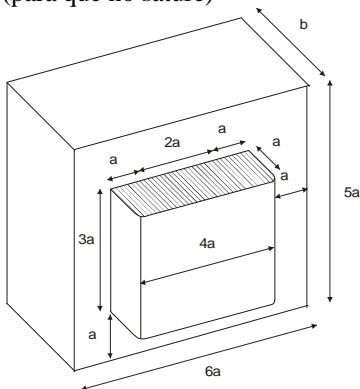


Figura 2 : Medidas genéricas de los núcleos

El Ap del núcleo en función de a y b es:

$A_p = S \cdot Wa = 2 \cdot a \cdot b \cdot a \cdot 3a = 6 \cdot b \cdot a^3$ , si construimos de forma que  $b=2 \cdot a$ , nos queda

$$\text{que: } A_p = 6 \cdot 2 \cdot a \cdot a^3 = 12 \cdot a^4 = 5cm^4 \Rightarrow a = \sqrt[4]{\frac{5}{12}} = 0.8cm$$

La medida estándar más cercana es un núcleo de 16x16.

La sección del núcleo es  $S = 2.56 cm^2$  y el área de bobinado es  $Wa = 1.92 cm^2$ , por lo que la densidad de corriente [4] aproximamos por:  $J = 5.34 \cdot (2.56 \cdot 1.92)^{-0.125} = 4.4A/mm^2$  (permitimos elevación de temperatura de 50°C).

Como la corriente eficaz es de 5 A, la sección del alambre debe ser de 1.13mm<sup>2</sup>, por lo que se usa un alambre de  $\phi=1.2mm$ .

El número de vueltas que entra en el núcleo es:

$$\hat{N} = \frac{192 \cdot 0.42}{1.13} = 71 \text{ vueltas, mientras que el número de vueltas}$$

mínimo para que la densidad de campo magnético no supere los 1.2T (a efectos que el inductor se mantenga lineal considerando el tipo de chapa que se consigue en plaza) es:

$$N_{\min} = \frac{L \cdot \hat{I}}{\hat{B} \cdot S \cdot f} = \frac{3mHy \cdot 7A}{1.2T \cdot 2.56 \times 10^{-4} m^2 \cdot 1.2} = 57 \text{ vueltas}$$

(estimamos  $f = 1.2$ )

Tomamos 70 vueltas a efectos de trabajar con una densidad de campo magnético reducida para asegurarnos que las bobinas trabajan en su zona más lineal ( $B_{\max} = 0.97T$ ).

El entrehierro necesario es de:

$$H \cdot g = N \cdot I \Rightarrow g = \frac{N \cdot I}{H} = \frac{N \cdot I \cdot m_o}{B}$$

$$g = \frac{m_o \cdot N \cdot I_{\max}}{B_{\max}} = \frac{1.25663706144 \times 10^{-6} \cdot 70 \cdot 7}{0.97} = 0.65mm$$

$$F = 1 + \frac{g}{\sqrt{A_{Fe}}} \cdot \ln \left( \frac{2G}{g} \right) = 1 + \frac{0.65}{\sqrt{256}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 8 \cdot 3}{0.65} \right) = 1.175 \text{ (muy}$$

cerca de la suposición inicial)

$$L = \frac{m_o N^2 A_{Fe}}{g} \cdot F$$

$$L = \frac{1.25663706144 \times 10^{-6} \cdot 70^2 \cdot 256 \times 10^{-6}}{0.65 \times 10^{-3}} \cdot 1.17 = 2.8mHy$$

lo cual confirma el valor de entrehierro.

Resumen:

Núcleo: 16x16

Bobinado: 70 vueltas de alambre de 1.2 mm

Entrehierro: 0.325 mm (0.65 total)

### F. Transformadores

Los transformadores son los que acoplan el inversor con la red, deben tener la relación de vueltas apropiada y poseer una corriente de magnetización reducida para que no interfieran con el funcionamiento del VSI, lo cual se logra tomando como valor máximo de densidad de campo magnético 0.8T (esto se debe a que de esta forma la corriente magnetizante del

transformador reduce sensiblemente respecto al diseño normal de un transformador en donde se toman valores de pico de densidad de campo magnético de 1.2T).

El producto de las áreas necesario para este transformador es:

$$A_p = \left( \frac{P_t \cdot 10^4}{K \cdot B_{\max} \cdot f \cdot k_u \cdot k_j} \right)^{1.16} = \left( \frac{\frac{30}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{1}{0.85} + 1 \right) 5 \cdot 10^4}{4.44 \cdot 0.8T \cdot 50 \cdot 0.4 \cdot 534} \right)^{1.16} = 93 \text{ cm}^2 = 404.25 \text{ cm}^2$$

, en este caso nos queda que  $A_p = a = \sqrt[4]{\frac{93}{12}} = 1.67 \text{ cm}$ , la

medida estándar de trafo más cercana es 35x35

$$S = 1225 \text{ mm}^2$$

$$W_a = 919 \text{ mm}^2$$

$$J = 5.34 \cdot (12.25 \cdot 9.19)^{-0.125} = 2.95 \text{ A/mm}^2$$

Llamamos primario al lado de 220V.

$$S_2 = \frac{5A}{2.95 \text{ A/mm}^2} = 1.7 \text{ mm}^2 \rightarrow f_2 = \sqrt{\frac{1.7 \cdot 4}{p}} = 1.47 \text{ mm}$$

usamos  $f_2 = 1.50 \text{ mm}$  ( $S_2 = 1.77 \text{ mm}^2$ )

$$S_1 = \frac{0.68A}{2.95 \text{ A/mm}^2} = 0.23 \text{ mm}^2 \rightarrow f_1 = \sqrt{\frac{0.23 \cdot 4}{p}} = 0.54 \text{ mm}$$

usamos  $f_1 = 0.55 \text{ mm}$  ( $S_1 = 0.237 \text{ mm}^2$ )

La cantidad máxima de vueltas que entra es de:

$$W_a = \frac{(S_2 \cdot N_2 + N_1 \cdot S_1)}{K_u}, \quad N_2 = N_1 \cdot \frac{30}{220} \quad y$$

$$\Rightarrow \hat{N}_1 = \frac{0.4 \cdot 919}{0.237 + 1.77 \cdot 3/22} = 768 \text{ vueltas}$$

y  $\hat{N}_2 = 104$  vueltas.

La relación de la densidad de campo magnético con la tensión está dada por:

$$\frac{d\Theta}{dt} = \frac{V}{N} \Rightarrow \hat{\Theta} = \frac{\hat{V}}{N \cdot 2 \cdot p \cdot f} \Rightarrow \hat{B} = \frac{\hat{V}}{N \cdot 2 \cdot p \cdot f \cdot S}, \text{ el número}$$

de vueltas mínimo es entonces

$$N_{\min} = \frac{\hat{V}}{\hat{B} \cdot 2 \cdot p \cdot f \cdot S} = \frac{220 \cdot \sqrt{2/3}}{0.8 \cdot 100p \cdot 1024 \times 10^{-6} \cdot 0.95} = 734$$

vueltas, por lo que se cumple el requerimiento de densidad de campo magnético de pico.

La resistencia de los bobinados es:

$$R_1 = 0.0225 \cdot \frac{N_1 \cdot MLT}{S_1} = 0.0225 \cdot \frac{768 \cdot 210 \times 10^{-3} \text{ m}}{0.237 \text{ mm}^2} = 15 \Omega$$

$$R_2 = 0.0225 \cdot \frac{N_2 \cdot MLT}{S_2} = 0.0225 \cdot \frac{104 \cdot 210 \times 10^{-3} \text{ m}}{1.77 \text{ mm}^2} = 0.28 \Omega$$

La potencia Joule disipada es entonces:

$$P_{\text{Joule}} = 15 \cdot 0.68^2 + 0.28 \cdot 5^2 = 14 \text{ W}$$

Las pérdidas en el hierro (en W/Kg) para este tipo de material son de la siguiente forma:  $P_{FE} = k \cdot B^{1.85} \cdot f^{1.67}$ , y sabemos que cuando la frecuencia es de 50Hz y el campo pico es de 1T, las pérdidas son de 1.7W/Kg, por lo tanto, con 0.8T de pico las pérdidas en el hierro son de 1.125W/kg.

Sabiendo la densidad del hierro calculamos el peso del núcleo:

$$W_t = 6 \cdot a \cdot 4 \cdot a \cdot b \cdot 7650 (\text{Kg} / \text{m}^3) = 24 \cdot 0.0175^2 \cdot 0.035 \cdot 7650$$

$$W_t = 2 \text{ Kg}$$

por lo que las pérdidas del hierro son de 2.25W

La superficie del transformador es

$$A = 2 \cdot 5a \cdot 6a + 4a^2 \cdot 4 + 3a^2 \cdot 4 + b \cdot 22a = 88a^2 + 22ab$$

, por lo que la potencia disipada por centímetro cuadrado de superficie es de

$$P_s = \frac{16.25 \text{ W}}{404.25 \text{ cm}^2} = 0.04 \text{ W/cm}^2, \text{ lo cual corresponde con una}$$

elevación de temperatura de 35°C si la temperatura ambiente es de 25°C y 25°C si la temperatura ambiente es de 50°C [4].

Esto nos asegura que los transformadores no tengan una temperatura excesiva que pueda causar daños a una persona que los toque accidentalmente.

Resumen:

Núcleo: 35x35

Primario: 768 vueltas e alambre de 1.5mm

Secundario: 104 vueltas de alambre de 0.55mm

Sin entrehierro

### III. TARJETA DE COMANDO DE LAS RAMAS

Para tener aislación galvánica entre el circuito de potencia y la electrónica (que es lo que manipulan los estudiantes), de debe hacer una tarjeta de comando aislada.

Las dos opciones que surgen naturalmente al comando de las ramas son: comando tipo bootstrap y comando por transformador.

La implementación del comando por transformador tiene como mayor dificultad la construcción de los transformadores (aparte deben usarse condensadores de desacople de continua de buena calidad, tipo poliéster metalizado), sin embargo compensan su dificultad con una buena aislación.

Para el comando tipo bootstrap existen integrados comerciales (como el IR2112, IR2214SS, NCP5111, FAN73832) que están optimizados para realizar esta tarea; algunos permiten comandar la llave de arriba y la de abajo en forma independiente o en forma complementaria; en el segundo caso estos integrados no permiten que se enciendan las dos llaves en forma simultánea (poseen un tiempo muerto, configurable o no).

También poseen un schmit trigger en cada entrada (lo cual inmuniza el circuito contra ruidos, impidiendo disparos no deseados), así como protecciones tipo UVLO (under voltage lock out).

La mayor parte de estos integrados permiten comandar un transistor con una tensión de source de hasta 600V respecto a la tierra de la electrónica (en nuestro caso la tensión no puede pasar nunca los 160V).

La desventaja de este tipo de comando es que se debe aislar la señal de comando y alimentar con una tensión aislada (en caso de querer aislación galvánica entre el control y la potencia como es el nuestro).

Finalmente decidimos utilizar un integrado bootstrap para el comando de la rama (FAN73832 [8]), el cual ya tiene el tiempo muerto asegurado por hardware.

El pulso de entrada del integrado llega desde la tarjeta de interfaz a través de un pulso de luz por fibra óptica plástica (emisor SFH551 y receptor SFH751 [6,7]).

Cada circuito de comando se hace con una tarjeta aparte, con una tensión de alimentación aislada y dedicada, junto con el

comando aislado por fibra óptica nos aseguramos una inmunidad contra ruido y aislación galvánica muy buena.

A continuación se presenta el esquemático del circuito diseñado

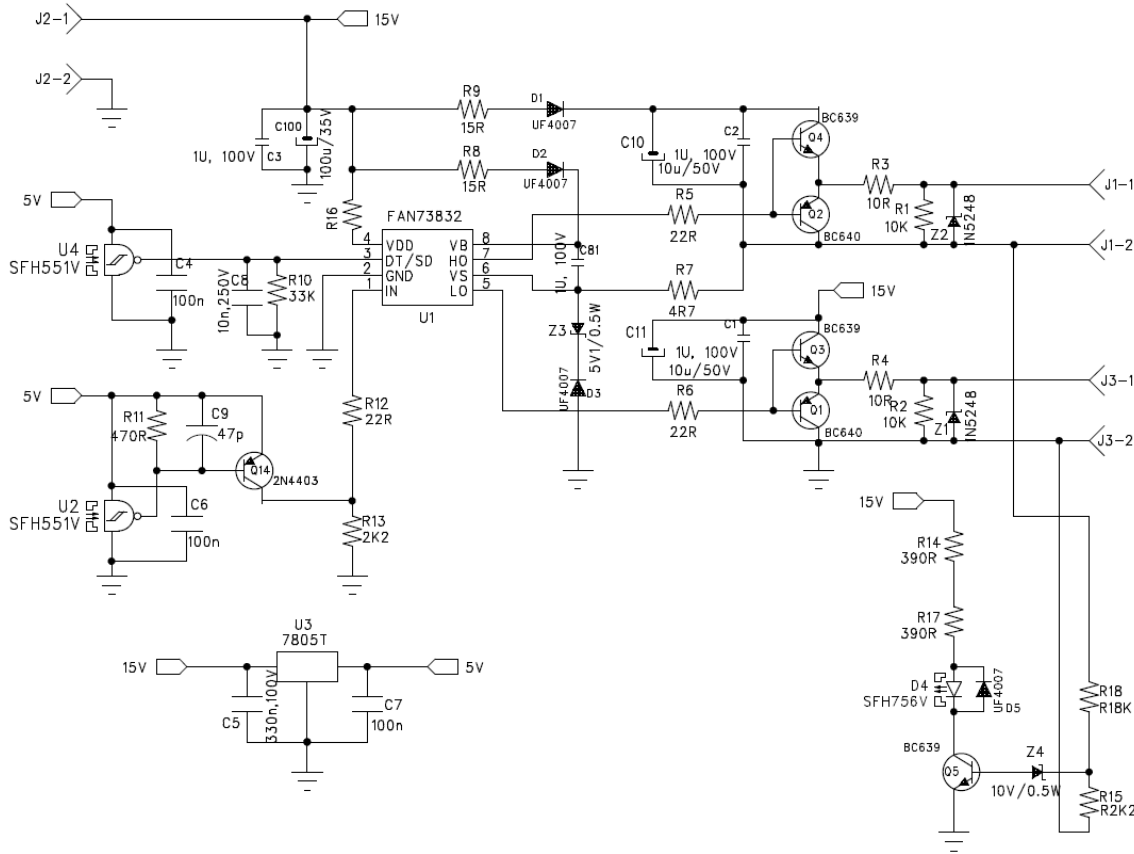


Figura 3 : Esquemático de comando de rama

El condensador bootstrap es quien provee la carga para encender los fets, el mismo se carga cuando se enciende la llave de abajo, cuando enciende el fet flotante su tensión disminuye, por lo que el condensador debe tener la capacidad suficiente para mantener la tensión dentro de un determinado rango, y así poder mantener la llave flotante prendida durante el tiempo que sea requerido.

La corriente máxima que provee el integrado en cada salida es de 350mA, este valor es bajo en comparación con integrados de comando de mosfets sin técnica bootstrap. Por otra parte, si aumentamos la corriente de gate podemos conmutar la llave en menos tiempo. Por lo tanto se coloca una etapa de salida para poder proveer una corriente de gate mayor, la misma será un totem pole implementado con transistores bipolares.

De esta forma el consumo de carga del condensador bootstrap está dado por:

- Ø La corriente consumida por la pata 8 del integrado (ver Figura 3): 90µA

- Ø La corriente de fuga del diodo D2 (ver Figura 3): 50µA

El tiempo máximo que la llave flotante permanece encendida determina la cantidad máxima de carga que este debe suministrar. Tomaremos como peor caso que el tiempo máximo de encendido es de 20ms. Por lo tanto la carga que suministra el condensador es de 3µC. Si permitimos que la

tensión caiga 3V la capacidad necesaria es  $C > \frac{1mC}{3V} = 1mC$ ,

por lo que utilizamos un condensador de poliéster metalizado de 1µF/100V, el cual tiene un ESR despreciable, lo cual evita que cuando se cargue el condensador se introduzcan pulsos de tensión negativos en la pata 6 del integrado que pueden provocar un funcionamiento incorrecto del integrado.

Cada tótem pole tiene un condensador de desacople de tensión en paralelo, este condensador es el que proporciona la carga para encender el IRF640.

El consumo de carga del condensador está dado por la resistencia de 10k entre gate y source (esta resistencia se coloca para asegurar el apagado del transistor), la misma consume una corriente de 1.5 mA cuando están los 15V sobre el gate, con el criterio de tiempo máximo de encendido nos queda que la carga que se consume es aproximadamente de 34µC, si le colocamos un condensador de 10µF con otro de 1µF (shiko) en paralelo, la caída de tensión es de 3V, con lo cual el fet se mantiene encendido. Debemos tener en cuenta la caída de tensión en el condensador debido a la esr, la resistencia de gate de 10Ω limita la corriente de salida a 1 A, la esr del condensador electrolítico (10µF) es de 13Ω máximo, por lo tanto, este condensador no puede proporcionar el pico

de 1 A que consumen los fets cuando se encuentran cargando su “carga de Miller” [5, 3] (la tensión de gate se mantiene fija en aproximadamente 4V). El condensador shiko (1 $\mu$ F) es el que proporciona este pico de corriente, mientras que el condensador de 10 $\mu$ F es el que aporta la carga necesaria para mantener el fet prendido (con su resistencia de 10k entre gate y source).

En serie con el diodo de carga se coloca una resistencia para limitar la corriente cuando el condensador se carga inicialmente, con una resistencia de 15 $\Omega$  limitamos la corriente por el diodo a 1 A.

La tensión para comandar el IRF640 no conviene que supere los 16 - 17 Vcc, ya que la tensión máxima de gate-source es de 20Vcc, por lo tanto tomaremos una tensión de alimentación de 17 Vcc (debemos considerar la caída del diodo bootstrap). La tensión máxima de alimentación del integrado es de 25V, por lo que estamos cubiertos.

Para cargar los condensadores bootstrap utilizamos diodos UF4007, los cuales son de 1000V, 1 A, son fáciles de conseguir y tienen la ventaja de ser diodos de recuperación rápida.

A efectos de eliminar totalmente el ruido introducido por la corriente de potencia en el comando de las llaves, la alimentación de cada somando será aislada, con el negativo referenciado directamente en el source de la llave de abajo, con conexión tipo estrella, como el drain de la llave de abajo está directamente conectado al source de la llave de arriba, el efecto de la corriente de potencia de otras ramas es mínimo.

Se le pone un clamp de picos negativos en la pata Vs del integrado, un zener de 5,1 V y la caída del diodo UF4007 nos aseguran que la pata Vs no va a bajar 7V por debajo de GND [1,2]

Se detecta cuando el punto medio de la rama está contra el positivo (la tensión del punto medio es de 90Vcc) se emite el pulso de luz (ver Figura 3)

El retardo de los transmisores y receptores SFH756 y SFH551V son menores a 1  $\mu$ s (son del orden del retardo de cualquier integrado de comando de llaves genérico), por lo que este tiempo de retardo no influye en las aplicaciones para las cuales está diseñado el VSI [6,7].

A continuación se muestra el diseño del impreso de la tarjeta de comando de rama

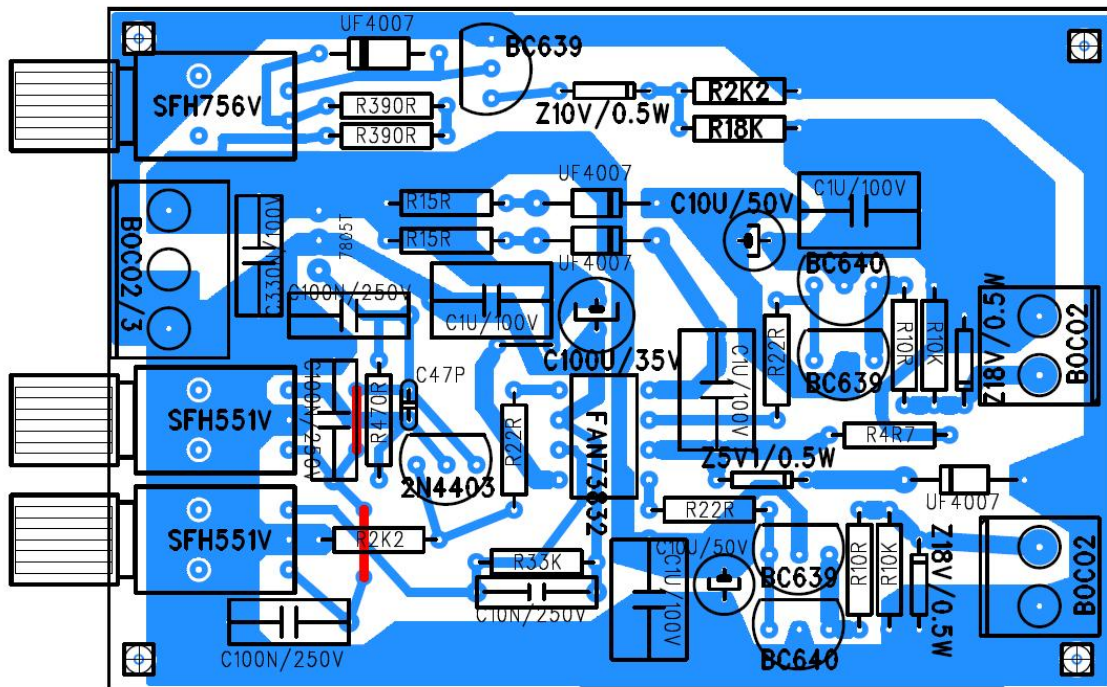


Figura 4 : Impreso del comando de rama

Se tuvo especial cuidado en el enrutado del circuito, los puntos que se tuvieron en cuenta fueron los siguientes:

- Ø Condensadores de desacople de alimentación
- Ø Conexiones tipo kelvin (retornos de corriente por pistas separadas)
- Ø Agrupamiento de componentes por bloques

IV. ALIMENTACIÓN DE LOS DRIVER DE LAS RAMAS

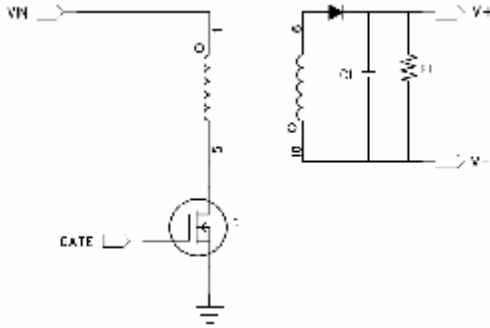


Figura 5 : Topología flyback

En la Figura 5 tenemos el esquema del convertidor Flyback, consideraremos que la bobina del primario tiene  $N_p$  vueltas, una inductancia  $L_p$ , la bobina del secundario tiene  $N_s$  vueltas, la caída de voltaje del diodo es  $V_d$ . Consideraremos también que  $V_{IN}$  varía entre  $U_{min}$  y  $U_{max}$ .

Por lo tanto en conducción discontinua el flujo magnético del transformador se comporta como en las figuras 6 y 7, diseñaremos para que cuando la tensión de entrada sea mínima y la potencia de salida sea máxima ( $P_o$ ), nos encontremos en el límite de conducción continua – discontinua (Figura 6).

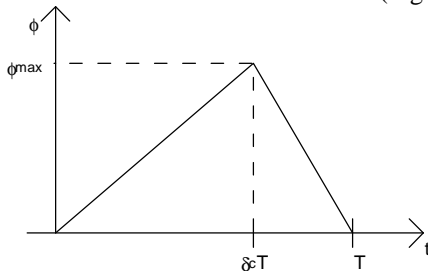


Figura 6 : Límite de conducción continua discontinua

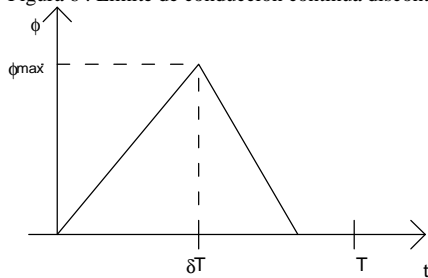


Figura 7 : Conducción discontinua

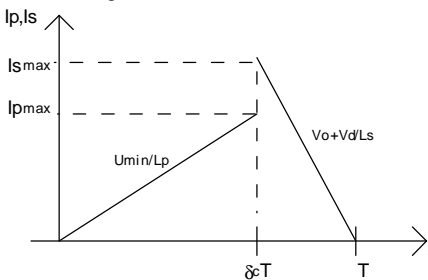


Figura 8 : Corrientes de primario y secundario

En la Figura 8 se puede apreciar las corrientes del primario y secundario en el límite de conducción discontinua. En régimen se cumple por balance energético que:

$$\frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{p_{máx}}^2 \cdot f = \frac{P_o}{h}, \text{ en donde } I_{p_{máx}} = \frac{U_{min}}{L_p} \cdot d_c \cdot T$$

Si ya hemos determinado el valor de  $\delta_c$ , podemos calcular  $L_p$  e  $I_{p_{máx}}$  como:

$$L_p = \frac{d_c^2 \cdot U_{min}^2 \cdot h}{2 \cdot P_o \cdot f} \quad \text{e} \quad I_{p_{máx}} = \frac{U_{min} \cdot d_c}{L_p \cdot f}$$

De la Figura 6 se deduce que:

$$\frac{V_o + V_d}{N_s} \cdot (1 - d_c) = \frac{U_{min}}{N_p} \cdot d_c, \text{ mientras que de la Figura 8 se}$$

deduce, igualando la tensión de salida por la corriente media a la potencia de salida:

$$I_{s_{máx}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_o \cdot (1 - d_c)}$$

A partir de los valores de pico de corriente del primario y secundario y de su forma de onda podemos calcular los valores rms de corriente según la fórmula:

$$I_{rms} = I_{pico} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{3}}, \text{ donde } \delta \text{ es el ciclo de trabajo de la onda}$$

de corriente.

Un procedimiento cómodo para el diseño, es calcular todos los parámetros relacionados con las corrientes, así como también las inductancias  $L_s$  y  $L_p$  para varios valores de  $\delta_c$  con las fórmulas ya deducidas.

Podemos reducir el Flyback de varias salidas a uno de una salida equivalente, para esa salida equivalente podemos elegir una tensión de salida arbitraria ( $V_o$ ), su potencia de salida debe ser la suma de las potencias de todas las salidas, y el número de vueltas  $N_s$  debe ser:

$$N_s = N_{si} \cdot \frac{V_o}{V_{si}} \forall i$$

Donde se cumple que  $\frac{N_{si}}{V_{si}} = k \forall i$ , debido a que todos los

secundarios son atravesados por el mismo flujo.

Podemos ver que a efectos del primario del convertidor este secundario es equivalente, al notar que posee la misma pendiente de bajada en el flujo  $\phi$ , debido a la condición impuesta sobre  $N_s$ , y por otro lado podemos demostrar que en el límite de conducción discontinua el flujo tiene el mismo valor de pico.

Para el caso de la salida equivalente tenemos:

$$f_{máx} = \frac{N_s \cdot I_{máx}}{Re}, \text{ donde } Re \text{ es la reluctancia del circuito}$$

magnético.

Para el caso de las salidas múltiples, aplicando Ampère y suponiendo que el núcleo magnético trabaja en zona lineal, tenemos:

$$f_{máx} = \frac{\sum_{i=1}^n N_i \cdot I_{i_{máx}}}{Re}, \text{ n es el número de salidas.}$$

Como se trata de el mismo circuito magnético,  $Re$  es la misma para ambos casos, en ambos casos llega a el ciclo de trabajo crítico  $\delta_c$  cuando la tensión de entrada mínima y la potencia de salida es máxima, veremos que ambos casos son equivalentes, demostrando que si tienen el mismo ciclo de trabajo crítico, poseen el mismo  $\phi_{pico}$ .



Bajo estas hipótesis se cumple que:

$$I_{i\text{máx}} = \frac{2 \cdot P_i}{V_i \cdot (1-dc)} \text{ y tenemos que } N_i = \frac{N_s \cdot V_i}{V_o}, \text{ donde } V_i \text{ es la}$$

tensión de la salida i

$$f_{\text{máx}} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{N_s \cdot V_i}{V_o} \cdot \frac{2 \cdot P_i}{V_i \cdot (1-dc)}}{Re}$$

$$= \frac{2 \cdot N_s}{V_o \cdot (1-dc)} \cdot \sum_{i=1}^n P_i = \frac{2 \cdot N_s}{V_o \cdot (1-dc)} \cdot P_o = N_s \cdot I_{S\text{máx}} = f_{\text{máx}}$$

Pi : potencia máxima de la salida i

Especificaciones de la fuente:

Tensión de entrada: 100 a 400 Vdc  
Salidas: 2 salidas de 17V 5W

El Top Switch tiene la frecuencia de conmutación fijada a 100kHz, la eficiencia la supondremos 70% por ser una fuente de poca potencia.

Procedimiento del diseño del transformador:

Reducimos a una salida, en este caso es de 17V 10W

Ingresamos las especificaciones en una planilla Excel “Flyback”, la cual nos arroja los siguientes resultados:

δc	L1 (uHy)	L2(uHy)	I <sub>2</sub> pico(Amp)	I <sub>1</sub> pico(Amp)	I <sub>2</sub> rms(Amp)	I <sub>1</sub> rms(Amp)	ciclo de tr. min.
0,3	315	132	1,681	0,952	0,812	0,301	0,014
0,35	428,75	143	1,810	0,816	0,842	0,279	0,016
0,4	560	151	1,961	0,714	0,877	0,261	0,019
0,45	708,75	156	2,139	0,635	0,916	0,246	0,021
0,5	875	158	2,353	0,571	0,961	0,233	0,023
0,55	1058,75	156	2,614	0,519	1,013	0,222	0,026
0,6	1260	151	2,941	0,476	1,074	0,213	0,028
0,65	1478,75	143	3,361	0,440	1,148	0,205	0,030
0,7	1715	132	3,922	0,408	1,240	0,197	0,033

Tabla 1 : Planilla de fuente flyback

Seleccionamos un δc, elijo δc=0.55

Seleccionamos una ferrita para hacer el trafo, el transformador se hace con una ferrita E20 de la cual tenemos los siguientes datos [11]:

Sección: 31 mm<sup>2</sup>

Wa: 27mm<sup>2</sup> (“winding area”)

gap (mm)	Al (nHy/vu <sup>2</sup> )
0,09	329
0,17	227
0,25	171
0,5	103

Tabla 2 : Datos de ferrita E20

Tendremos además un bobinado de realimentación y una pantalla entre el primario y los secundarios a fin de reducir el EMI/RFI.

Calculamos la densidad de corriente mediante la fórmula:  $J = K \cdot (S \cdot Wa)^{-0.125}$

donde K es 3.66 para un ΔT=25°C, o 5.34 para un ΔT=50°C, S y Wa son en cm<sup>2</sup>.

Por lo tanto en este caso tenemos:  $J = 5.34 \cdot (0.27 \cdot 0.31)^{-0.125} = 7.4A/mm^2$ , tomamos 7 para cubrirnos.

Calculamos las corrientes eficaces aplicando las fórmulas ya

deducidas  $I_{S\text{rms}} = \frac{2 \cdot 5}{17 \cdot (1-0.55)} \cdot \sqrt{\frac{(1-0.55)}{3}} = 0.50A$

Calculamos la sección de los conductores para tener la densidad de corriente ya calculada:  
Primario:  $S = 0.03mm^2 \Rightarrow \phi = 0.2mm$   
Secundarios:  $S = 0.07mm^2 \Rightarrow \phi = 0.3mm$   
Dado un valor máximo de densidad magnética en la ferrita calculamos el número mínimo de vueltas Np con la fórmula:

$$N_{p\text{mín}} = \frac{L_p \cdot I_{p\text{máx}}}{S \cdot B_{\text{máx}}}$$

en este caso es de 84 vueltas para un Bpico de 0.20 Tesla.

Calculamos el número máximo de vueltas Np que cabe en el trafo, para eso referimos los números de vueltas Nsi a Np mediante la fórmula:

$$N_{si} = N_p \cdot \frac{V_{si} + 1}{U_{\text{mín}}} \cdot \frac{(1-dc)}{dc}$$

por lo tanto, si tomamos un factor

de llenado Ku, nos queda:

$$N_{p\text{máx}} = \frac{Wa \cdot Ku}{S_p + \sum_{i=1}^n S_{si} \cdot \frac{V_{si} + 1}{U_{\text{mín}}} \cdot \frac{(1-dc)}{dc}}$$

alambre del bobinado de la salida i. En este ejemplo si tomamos un factor de llenado de 0.28, Npmáx es de 149 vueltas.

Elegimos un valor para N1, tenemos un grado de libertad en cuanto a la elección del número de vueltas del primario Np, si tomamos un número de vueltas menor al máximo podemos reducir las pérdidas Joule ya que podemos subir la sección de los conductores, sin embargo, aumentan las pérdidas por histéresis al aumentar el valor de pico de la densidad de campo magnético.

Como veremos más adelante, el tener un Np alto trae sus efectos negativos.



Calculamos el entrehierro de la ferrita,  $L_p = A_l \cdot N_p^2$ ,  $A_l$  depende del entrehierro que se coloca en la ferrita, podemos trabajar con las tablas que se dan en las hojas de datos de las ferritas, o podemos utilizar la siguiente fórmula [4]:

$$L = \frac{0.4 \cdot p \times 10^{-8} \cdot N_p^2 \cdot S}{gap} \cdot f, \text{ donde } f = 1 + \frac{gap}{\sqrt{S}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot h}{gap}\right)$$

$h$  es la altura de la ventana de bobinado de la ferrita,  $S$  es en  $cm^2$ , esta fórmula es una buena aproximación cuando  $f$  está entre 1 y 1,3.

En este caso imponemos un gap de 0.5mm ya que conocemos el  $A_l$  correspondiente, aparte de que no es conveniente trabajar con entrehierros muy grandes (aumenta el campo EM irradiado).

$A_l = 100 \text{ nHy/vu}^2 \Rightarrow N_p = 100 \text{ vueltas}$ , y utilizando la fórmula (12) tengo que  $N_s = 15$ .

Como se redujo  $N_p$  un 50% de su valor máximo, se puede aumentar un 50% la sección de los conductores, que es lo mismo que aumentar un 22% el diámetro de los conductores.

Primario:  $\phi = 0.25\text{mm}$

Secundarios:  $\phi = 0.35\text{mm}$

La pata de control del Top esta a 5.7V, coloco un zener de 8.2V en el lazo de realimentación como muestra la figura 4.

Por lo tanto el bobinado de realimentación debe tener 12 vueltas, la sección del alambre puede ser 0.1mm.

Resumen del transformador:

Núcleo: E20-10-5

Primario: 100 vueltas  $\phi$  0,25 mm patas 1 y 2\* (\* = principio)

Pantalla: pata 3

Secundario 1: 15 vueltas.  $\phi$  0.35 mm pata 6 y 7\*

Secundario 2: 15 vueltas.  $\phi$  0.35 mm pata 9 y 10\*

Auxiliar: 12 vueltas.  $\phi$  0.10 mm pata 4\* y 5

Entrehierro: 0,25mm (total 0,50 mm)

Espira en corto.

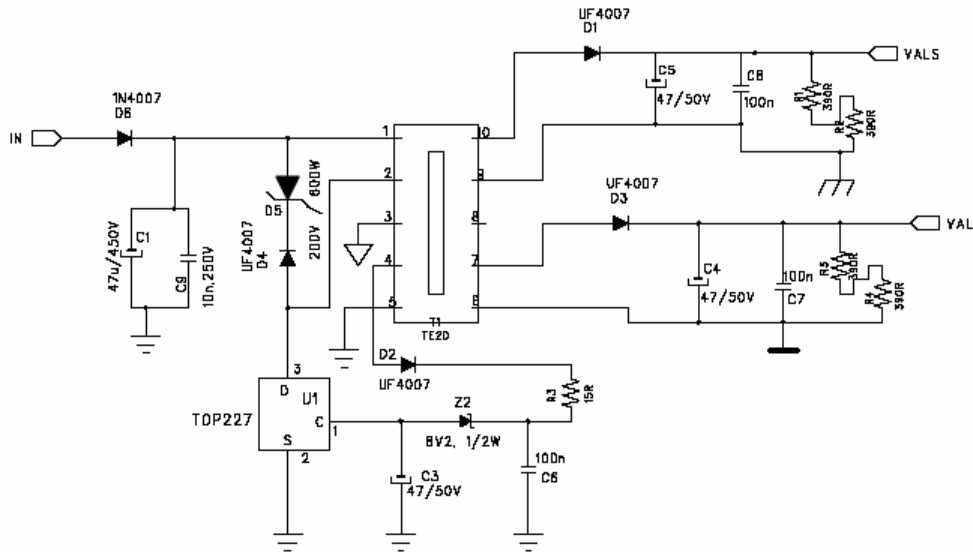


Figura 9 : Esquemático de fuente de comandos

Observaciones:

En cada salida se coloca un condensador de 100nF en paralelo con el condensador electrolítico de salida, a efectos de reducir la resistencia serie equivalente, esto alarga la vida del condensador electrolítico, y mejora el ripple de tensión en la salida

Los diodos D4 y D5 limitan la tensión máxima sobre el Drain del fet. Sabemos que en teoría la tensión máxima de Drain debería ser:

$$V_{D_{m\acute{a}x}} = V_{in_{m\acute{a}x}} + \frac{N_p}{N_{si}} \cdot V_{si} \text{ para cualquier corriente, sin embargo a este voltaje debemos sumarle el votaje inducido por las inductancias de fuga del transformador, así como también el voltaje inducido en las inductancias parásitas de las pistas del impreso, fundamentalmente de la pista que va del trafo hasta el Drain del fet (por lo que esta pista debe ser lo más corta y gruesa posible), notar que este efecto empeora al aumentar el número de vueltas } N_p, \text{ por lo}$$

que debemos tenerlo en cuenta a la hora de elegir  $N_p$ . Este problema se mejora al colocar un snubber de apagado. Los diodos de rectificación de salida deben ser lo más rápidos posible, su recuperación inversa y su capacidad parásita interactúan con las inductancias de fuga del transformador creando oscilaciones, este problema se atenúa utilizando snubbers sobre el diodo de salida. En [12] se da una expresión para la tensión máxima de Drain:

que debemos tenerlo en cuenta a la hora de elegir  $N_p$ . Este problema se mejora al colocar un snubber de apagado.

Los diodos de rectificación de salida deben ser lo más rápidos posible, su recuperación inversa y su capacidad parásita interactúan con las inductancias de fuga del transformador creando oscilaciones, este problema se atenúa utilizando snubbers sobre el diodo de salida. En [12] se da una expresión para la tensión máxima de Drain:  $\hat{V}_{Drain} = \hat{V}_{in} + (1.4 \cdot 1.5 \cdot V_{OR}) + 20V$ , donde  $V_{or}$  es la tensión reflejada, la tensión del zener es  $1.5V_{or}$ . El top tiene un rating de  $V_{D_{m\acute{a}x}} = 700V$ .

El lazo de realimentación está comprendido por el bobinado auxiliar, el zener, los condensadores de 100nF y 47µF y la resistencia de 15Ω. La resistencia de 15Ω sirve para darle un retardo al levantamiento de la tensión en la pata de control.

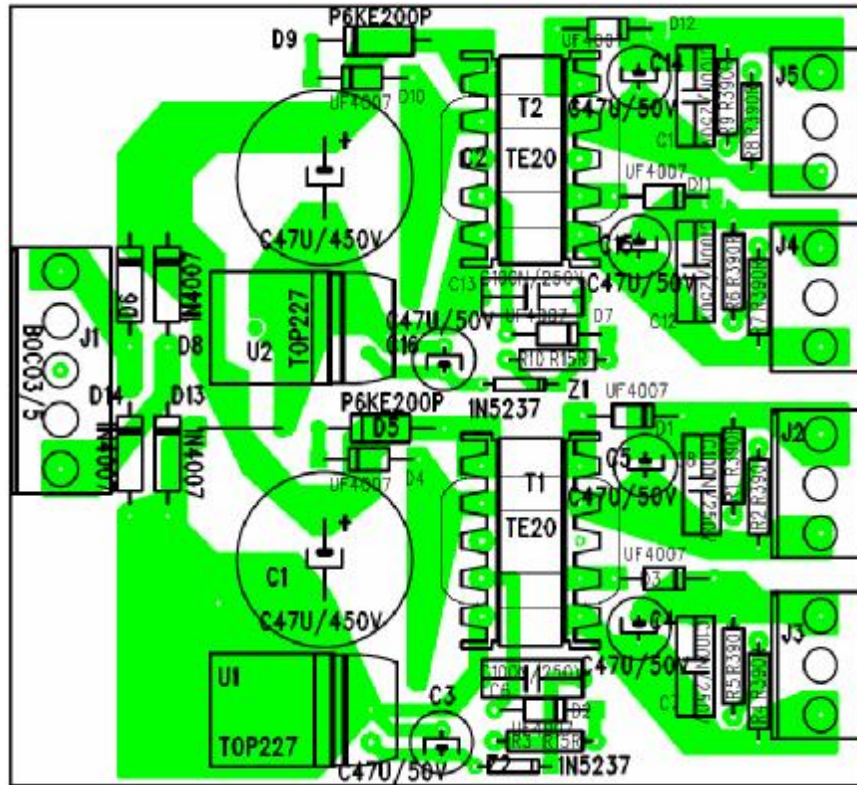


Figura 10 : Impreso de la fuente de comando

Consideraciones sobre el diseño del Impreso:

El problema que acarrea un diseño incorrecto del impreso en cualquier circuito es básicamente la adición de componentes parásitos que no se consideraron en el diseño del esquemático, en las fuentes conmutadas las tensiones y corrientes tienen un alto contenido armónico de alta frecuencia debido a las conmutaciones y sus formas de onda. Las capacidades e inductancias parásitas generan, en estas condiciones, ruido y oscilaciones que conllevan al no cumplimiento de los requerimientos de EMI/RFI.

Un estudio pormenorizado de cómo son las impedancias parásitas de los componentes y en un impreso nos permite seleccionar correctamente los componentes y diseñar el impreso correctamente.

La forma de disminuir las inductancias parásitas es haciendo las pistas lo más gruesas y cortas posibles. Debemos tratar también de minimizar el área de las mallas del circuito, especialmente aquellas por las que circula una corriente muy grande y/o muy variable, la Figura 11 ayuda a visualizar este punto

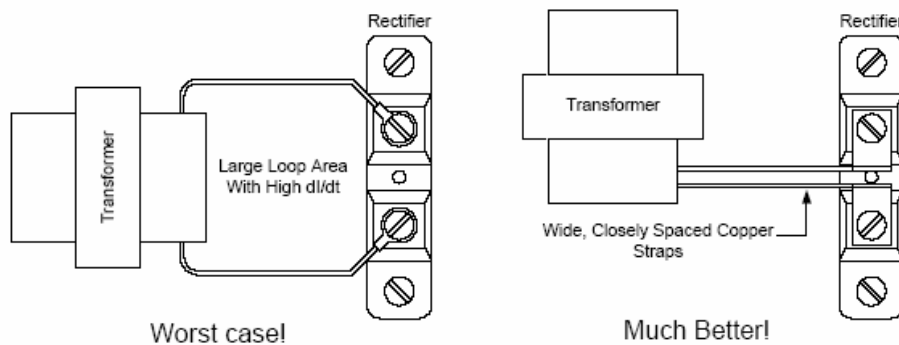


Figura 11 : Consideraciones de enrutado

Las capacidades parásitas son más difíciles de reducir, pero es útil recordar que la capacidad entre dos conductores crece al aumentar sus áreas y disminuir la distancia entre ellos.

En la Figura 10 se muestra el impreso del circuito del ejemplo, en el cual se trató de seguir estas consideraciones.

## V. TARJETA DE MEDIDAS Y PROTECCIONES

La tarjeta de medida toma las siguientes medidas

- Ø Tensión del bus de continua (las dos mitades E1 y E2)
- Ø Corrientes de filtro
- Ø Corrientes de carga o línea (según cuales se conecten)
- Ø Tensión de las tres fases respecto a neutro

Esta tarjeta dispone de bornera debidamente señalizadas donde se conectan las corrientes de la carga o de la línea, dependiendo de si queremos implementar un filtro serie o paralelo.

Todas las medidas se realizan con transductores de efecto Hall. Las medidas de corriente se realizan con el LTS 6-NP y las medidas de tensión se realizan con el LV-20P [13,14].

En la tarjeta de medidas se implementa el control del contactor, aparte, se tiene una protección de sobre tensión en el bus de continua, cuando la tensión del mismo supera los 160V se conmandan los shut down de los 4 comandos de las ramas.

La tarjeta dispone de puntas de prueba para medir todas las señales de interés con un osciloscopio, cada medida esta debidamente señalizada en la tarjeta. En el uso de la tarjeta de medidas por parte de los estudiantes se manejan tensiones seguras (menos de 24V) y se tiene total aislación galvánica del circuito de potencia y de la red.

## VI. TARJETA DE INTERFAZ DE COMUNICACIÓN

Esta tarjeta se encarga de comunicar las medidas y comandos del VSI con una computadora a través de una tarjeta adquisidora LPM16 o con un DSP.

Com se puede apreciar en la Figura 1, al igual que la tarjeta de medidas esta tarjeta trabaja con tensión de alimentación aislada y está aislada galvánicamente del circuito de potencia y de la red.

La tarjeta dispone de 2 conectores, uno para conectarse a través de una LPM16 y el otro para conectarse con un kit de desarrollo basado en un DSP.

Esta tarjeta no es manipulada por los estudiantes una vez que está conectada a una computadora o al kit de desarrollo basado en el DSP.

## VII. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Si bien la construcción del VSI todavía está en proceso, se armó un inversor monofásico a efectos de probar el diseño de las ramas y de la tarjeta de comando de rama.

El inveror monofásico de prueba (ver Figura 12) está compuesto por una rama inversora y un bus de continua con punto medio. Se implementó un circuito generador de pulsos de luz para comandar la rama a través de una tarjeta de comando de rama (driver) con una onda cuadrada de 50Hz. La carga del inversor es una resistencia de  $10\Omega$ , por lo que la corriente por la rama es de 5 A eficaces.

La Figura 13 muestra una foto del banco de ensayo.

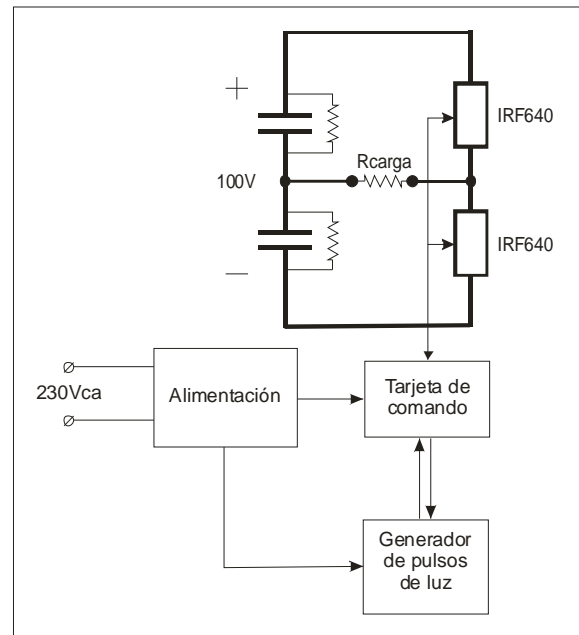


Figura 12 : Inversor monofásico de prueba



Figura 13 : Banco de ensayo para probar el diseño de la rama y su comando

Se midió el retardo entre la generación del pulso de luz y la conmutación de la corriente por la rama, el cual dió un tiempo de aproximadamente  $1\mu\text{s}$  tal como muestra la Figura 14



Figura 14 : Comando y corriente a la salida de la rama de prueba

Este tiempo es la suma del retardo del emisor de luz, el receptor, el integrado FAN73832 y el tiempo de conmutación del IRF640; este tiempo está acorde con el valor esperado.

Por otra parte se midió la corriente sobre la resistencia a potencia nominal (100Vdc y 5Arms) lo cual se muestra en la Figura 15

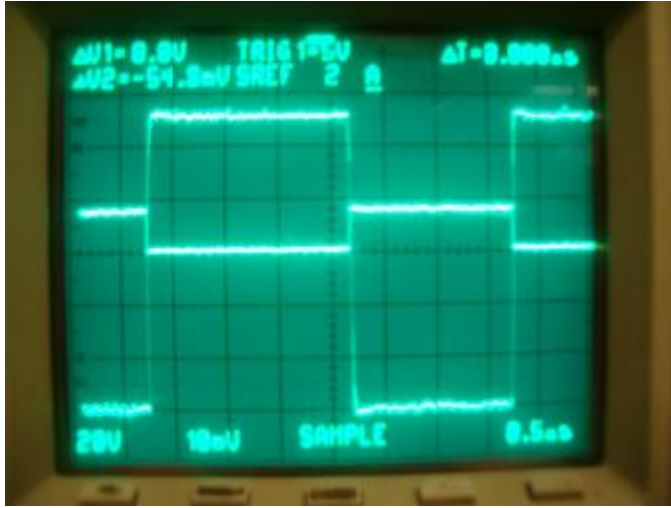


Figura 15 : Corriente por la carga y comando de la rama (2 A/div, 20V/div)

Se comprobó que la elevación de temperatura del disipador de la rama fue la esperada en los cálculos térmicos.

### VIII. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño completo de un inversor trifásico de 4 hilos con el fin de ser utilizado en prácticas de laboratorio por parte de estudiantes. Dada su versatilidad también es adecuado para experiencias de laboratorio y prueba de prototipos experimentales en diversos tipos de topologías o para experimentar diferentes alternativas de control. Los resultados experimentales hasta el momento han mostrado un buen desempeño acorde con el diseño realizado.

### IX. REFERENCIAS

- [1] Application Note AN-944 – International Rectifier
- [2] Using monolithic high voltage gate drivers - A. Merello, A. Rugginenti and M. Grasso
- [3] Application Note AN-978 – International Rectifier
- [4] Transformer and Inductor Design Handbook – Coronel Wm. T. McLyman
- [5] Power electronics – Ned Mohan, Tore Undeland, William Robbins
- [6] Hoja de datos SFH756
- [7] Hoja de datos SFH551V
- [8] Hoja de datos FAN73832
- [9] Hoja de datos IRF640
- [10] Hojas de datos de capacitores – [www.epcos.com](http://www.epcos.com)
- [11] Ferrites and Accesories – Siemens Matsushita
- [12] Hoja de datos TOPSwitch227
- [13] Hoja de datos LTS 6-NP
- [14] Hoja de datos LV-20P

### X. BIOGRAFÍAS



**Fernando Chiaramello** obtuvo su título de Ingeniero Electricista en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República Oriental del Uruguay en el año 2007. Desde marzo del 2007 se desempeña como docente grado I en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República Oriental del Uruguay.

Desde el año 2004 trabaja en CONTROLES S.A. donde actualmente se dedica al diseño de equipos en el área de la electrónica de potencia, trabajando particularmente en el diseño de fuentes conmutadas y cargadores de baterías. Trabajó en el proyecto de la reforma del sistema de control de las represas C.H. Constitución y C.H. Gabriel Terra, programando automatismos en PLC y configurando e instalando el sistema SCADA.

Sus áreas de interés incluyen diseño de dispositivos de electrónica de potencia y calidad de energía eléctrica.



**César Briozzo** obtuvo su título de M. Sc. en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Tecnológica Chalmers, en Göteborg, Suecia, en 1981, donde luego trabajó en el área de sistemas eléctricos para plantas de generación eólica y sistemas de evaluación de aerogeneradores en pequeña escala.

Desde 1992 es Profesor Titular del Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de La Universidad de la República, Uruguay, actuando en la implementación de planes de estudio, enseñanza de medidas eléctricas y de electrónica de potencia y en investigación en energías alternativas. Es además responsable de la División Potencia de Controles S. A., donde ha trabajado desde 1985 en el diseño y fabricación de equipamiento de electrónica de potencia.

Sus áreas actuales de trabajo incluyen diseño de convertidores, electrónica de potencia aplicada a sistemas eléctricos de potencia, dispositivos semiconductores para conmutación de potencia y protección contra descargas atmosféricas.

Es además, junto con el Prof Simon, uno de los responsables de la creación y desarrollo del Programa de Postgrados en Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería, actividad que lleva adelante desde 1996.



**Gonzalo Casaravilla** (S'89-M'91) recibió de parte de la Universidad de la República, Uruguay el grado de Ingeniero Electricista en 1990, el grado de Magister en Ingeniería Eléctrica en 2000 y el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica en 2003. Desde 1986 es docente en el Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de la República, Uruguay donde actualmente es Profesor Agregado en régimen de dedicación exclusiva. De 2004 a 2007 fue Jefe del Departamento de Potencia del Instituto

de Ingeniería Eléctrica y actualmente es Director del referido Instituto. Sus áreas de interés son las energías renovables, la electrónica de potencia aplicadas a los sistemas eléctricos de potencia y la calidad de energía eléctrica. El Dr. Ing. Casaravilla es miembro de la Sociedad Brasileira de Electrónica de Potencia y de la Sociedad de Potencia de la IEEE.