

Apéndice A

A.1 Dimensionamiento del transmisor

A.1.1 Cálculo de la función de transferencia del filtro “T”

La ganancia de tensión del filtro pasa bajos “T” mostrado en la fig.A.1, es la siguiente

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{Z_L}{(j\omega L_2 + Z_L) \left[1 + j\omega L_1 \left(\frac{1}{Z_L + j\omega L_2} + j\omega C_1 \right) \right]} \quad (\text{A.1})$$

operando algebraicamente, queda

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{Z_L}{Z_L(1 - \omega^2/\omega_1^2) + j\omega(L_1 + L_2)(1 - \omega^2/\omega_0^2)} \quad (\text{A.2})$$

donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \right) C_1}} \text{ y}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

Teniendo en cuenta que $L_1=l_1.L$, $L_2=l_2.L$ y $C_1=c_1.C$ entonces $\omega_0 = \omega_p \omega_c$ y $\omega_1 = \omega_{p1} \omega_c$ siendo

$$\omega_P = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{l_1 l_2}{l_1 + l_2}\right) c_1}}, \quad \omega_{P1} = \frac{1}{\sqrt{l_1 c_1}} \quad \text{y} \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

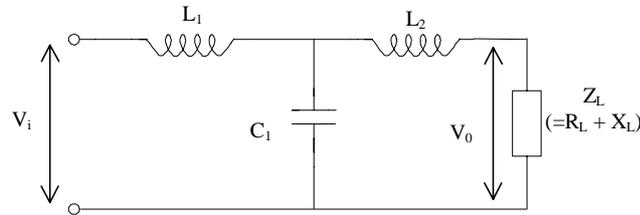


Figura A.1: Filtro pasa bajos “T”

Dividiendo por la impedancia de carga Z_L , tomando la impedancia característica del circuito $Z_0 = \omega_c L = \frac{1}{\omega_c C} = R_0$ y definiendo $\omega_N = \frac{\omega}{\omega_c}$, como frecuencia de alimentación normalizada respecto de la frecuencia de corte ω_c , tenemos

$$G(\omega_N) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_N^2}{\omega_{P1}^2}\right) + j\omega_N \frac{Z_0}{Z_L} (l_1 + l_2) \left(1 - \frac{\omega_N^2}{\omega_P^2}\right)} \quad (\text{A.3})$$

A.1.2 Cálculo de la relación de transformación

La relación de transformación está dada por la relación entre la amplitud del impulso de tensión a la entrada del transformador y la amplitud del impulso de tensión a la salida. Esta última debe ser tal que, se desarrolle una potencia de 300W sobre la carga nominal de 50Ω a la salida del filtro. La tensión sobre el primario del transformador es casi-cuadrada cuyos impulsos de tensión $\pm V_{CC}$ (de 120°), valen entre ± 280 y $300V$. La amplitud del primer armónico de la tensión sobre el secundario del transformador será, la tensión a la salida del filtro dividida por la ganancia del filtro. El valor pico del primer armónico, sobre el secundario está dado por:

$$V_{1er} = \hat{V}_i = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{4V_{CC}}{\pi} \right) \text{sen}\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{A.4})$$

donde $\frac{N_1}{N_2}$ es la relación de vueltas entre el bobinado primario y el secundario. El ancho

del impulso δ es igual a 120° .

La tensión eficaz sobre la carga de 50Ω para desarrollar una potencia de 300W es de

$$V_0 = 122,5 \text{ V y de pico,}$$

$$\hat{V}_0 = 173,2 \text{ V.}$$

Como definimos en el capítulo 4 la frecuencia de conmutación debe ser igual a la de corte del filtro, por lo tanto la ganancia del filtro (ec.(A.3)), vale $G(\omega_N = 1) = 3 \text{ db}$. Por lo tanto la tensión eficaz máxima del primer armónico sobre la entrada del filtro a 300Khz debe ser de

$$V_i = 172,7 \text{ V y}$$

$$\hat{V}_i = 244 \text{ V}$$

respectivamente.

Despejamos de (A.4) el valor de N_1/N_2 , tenemos

$$\frac{N_1}{N_2} = \left(\frac{4V_{cc}}{\pi\hat{V}_i} \right) \text{sen}\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{A.5})$$

Para una tensión de fuente de alimentación entre 280 y 300V, de (A.5) resulta la siguiente relación entre primario y secundario

$$1,26 \leq \frac{N_1}{N_2} \leq 1,35$$

Un valor dentro de este rango y que resulta adecuado para un reducido número de vueltas como lo requiere el diseño del transformador (Apéndice B) es la relación.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{9}{7}$$

A.1.3 Acondicionamiento de señal y excitación de llaves

La etapa de modulación genera dos señales de salida *Se.1* y *Se.2* que indican los instantes de encendido de cada llave. Esta señal ingresa al circuito integrado CI3825 para generar los pulsos de excitación a cada llave del convertidor.

La señal de encendido proveniente del modulador BPSKE, ingresa a la entrada de sincronismo de reloj del CI3825 a través de un circuito acondicionador, como vemos en la fig.A.3. La señal de sincronismo resultante actúa sobre un flip-flop conmutable cuyas salidas complementarias son sumadas a la señal de sincronismo para dar las señales de excitación a las llaves del convertidor. En la fig.A.2 podemos ver un circuito lógico básico de la obtención de las excitaciones a cada llave de una columna a partir de la

señal de sincronismo (que es equivalente a la señal de encendido generada por el modulador BPSKE) [62].

Es importante tener ciertas protecciones frente a eventuales fallas de alimentación sobre el circuito excitador o sobre corrientes imprevistas. Este circuito integrado dispone de una protección por sobre corriente y protección por baja tensión de alimentación. Cuando la corriente supera un valor programado, ambas salidas de excitación se anulan manteniendo ambas llaves del convertidor abiertas. Esta protección

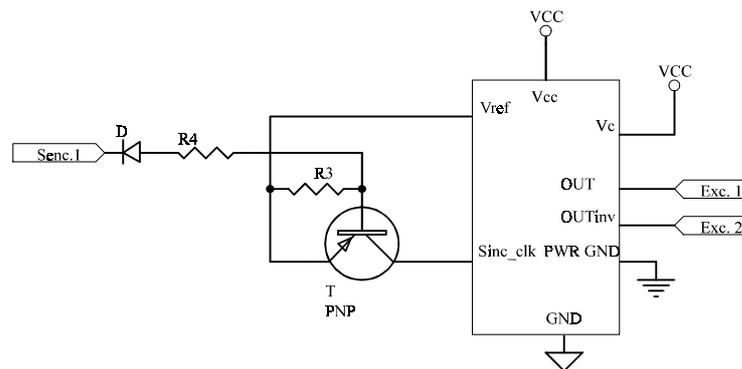


Figura A.3: Circuito de entrada para sincronizar el CI3825 con la señal proveniente del bloque modulador

está diseñada con un retardo de acción de aproximadamente 50nseg, permitiendo actuar ciclo a ciclo de conmutación [62]. La protección por baja tensión actúa en forma similar con una acción más lenta inhabilitando las excitaciones de las llaves del convertidor. El circuito integrado tiene suficiente capacidad de corriente para excitar a un MOSFET de

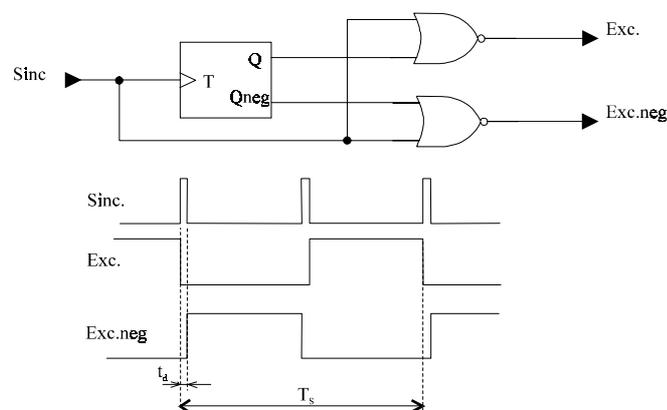


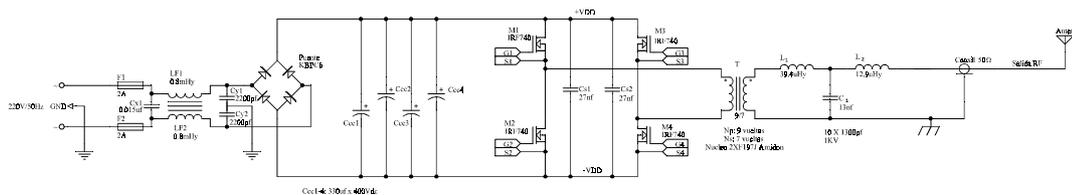
Figura A.2: Circuito y excitaciones a una columna del inversor

potencia como el empleado en nuestro diseño. Aún así es necesario emplear en cada

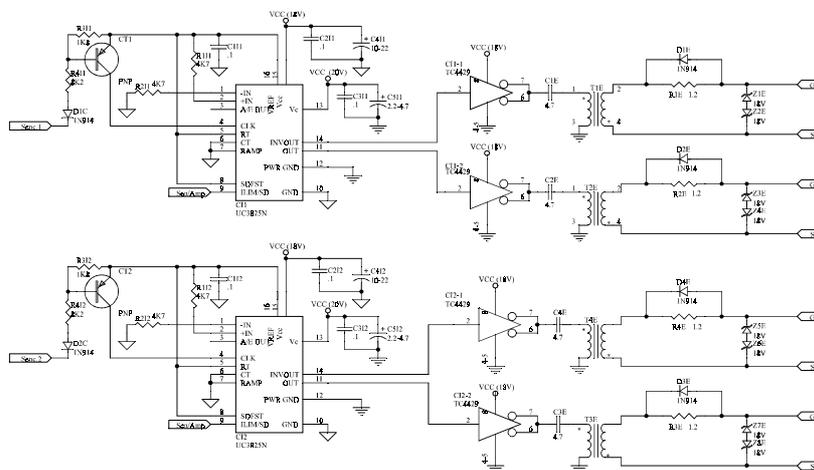
salida del CI3825 un excitador TC4429 [64][65] y [66], para establecer un encendido rápido de las llaves del convertidor como puede apreciarse en la fig. A.4.

A.2 Amplificador de potencia. Prototipo

En la fig.A.4 se presenta el prototipo experimental del amplificador de potencia del transmisor junto con los circuitos de excitación a cada llave. Vemos sobre la etapa de potencia que la tensión de continua aplicada al convertidor, proviene de rectificar la tensión monofásica desde la red de distribución. El puente de diodos más el banco de capacitores electrolíticos (Siemens de baja ESR y LSR), forman la fuente de alimentación de tensión continua del CMRC. El puente de llaves M1 a M4 son IRF720



Etapa de potencia



Circuito de excitación

Figura A.4: Etapa de potencia del transmisor de RF y circuitos de excitación

[63] que están excitados a través de transformadores de pulsos de aislación T1E a T4E. La alimentación de red se realiza mediante un filtro supresor de EMI, formado por LF1, LF2, Cy1, Cy2 y Cx1. Los valores de cada componente pueden leerse sobre el esquema.