

# FCEfyN - UNC - ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

DOCENTE: Prof. Esp. Ing. Adrián Claudio Agüero

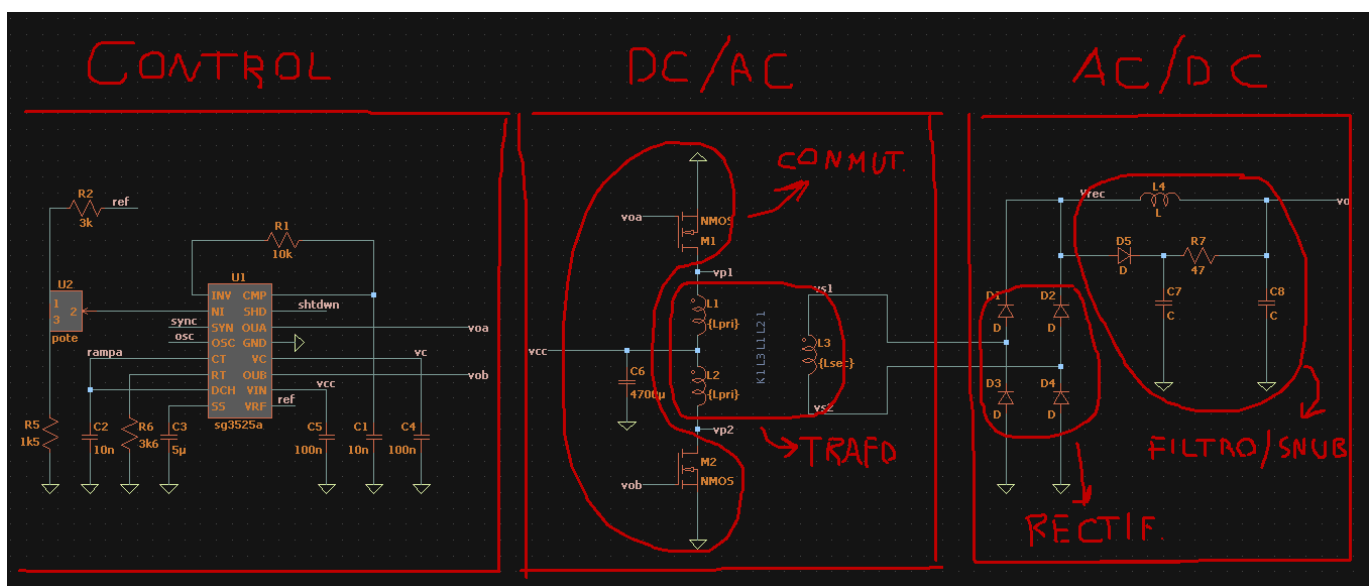
ALUMNO: Ferraris Domingo Jesus

## Trabajo practico teorico 5:

Circuito de disparo para MOSFET.

### Analisis del conversor.

El sistema analizado es un conversor DC/DC elevador en topología push-pull con aislacion a transformador, que consta de las siguientes etapas:



El bloque de control se encarga de generar señales de PWM con duty cycle variable para manejar los MOSFET de potencia que realizan la conmutacion en el bloque inversor DC/AC. Estos MOSFET fuerzan corriente e inducen la tension en el primario del transformador elevador que se vera aumentada en el bobinado secundario.

Finalmente en el bloque AC/DC tenemos un puente recificador monofasico de onda completa seguido de un filtro pasa bajos LC que se encarga de filtrar los armonicos proporcionando corriente continua a la carga.

Tambien para disipar la energia de las oscilaciones en la conmutacion debidas a las inductancias y capacidades distribuidas del circuito, se agrega una red snubber para proteger los diodos de corrientes y sobretensiones.

Ademas se puede sensar la tension en la carga y realimentar este valor al bloque de control, por ejemplo por medio de un opto acoplador, para que varie el duty cycle elevando o disminuyendo la tension media sobre la carga segun la demanda de corriente.

## Control del PWM.

Para la generacion y control del PWM se usa el IC SG3525A:

### SG3525A

## Pulse Width Modulator Control Circuit

The SG3525A pulse width modulator control circuit offers improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to  $\pm 1\%$  and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the  $C_T$  and Discharge pins. This device also features built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when  $V_{CC}$  is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state.

### Features

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V  $\pm$  1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs:  $\pm 400$  mA Peak
- Pb-Free Packages are Available\*

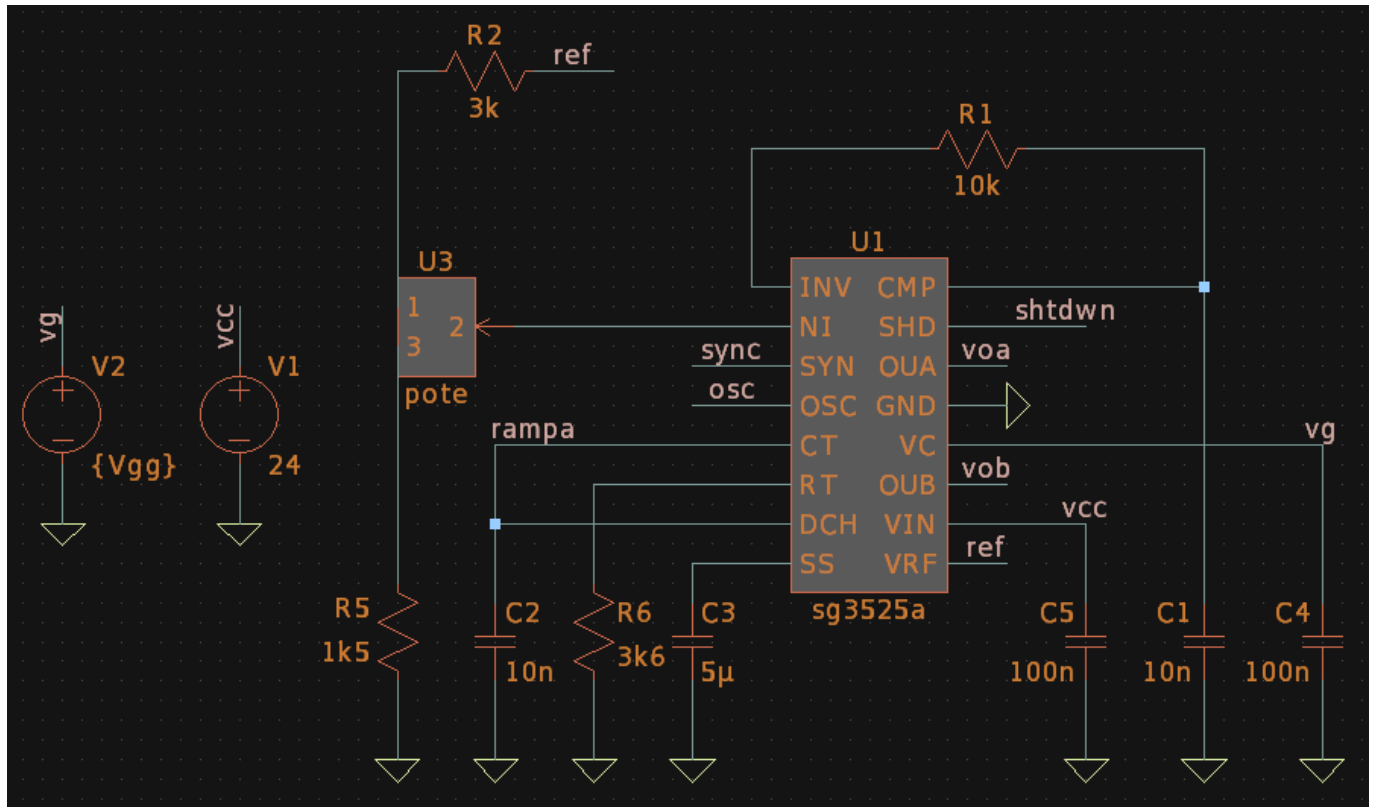
Que consta de salidas totem-pole, amplio rango de frecuencias, tiempo muerto entre conmutacion ajustable, un regulador para la tension de referencia y un duty cycle ajustable de 0 a 50% por medio de un amplificador de error integrado.

La configuracion va a ser la usada por el fabricante para las pruebas:

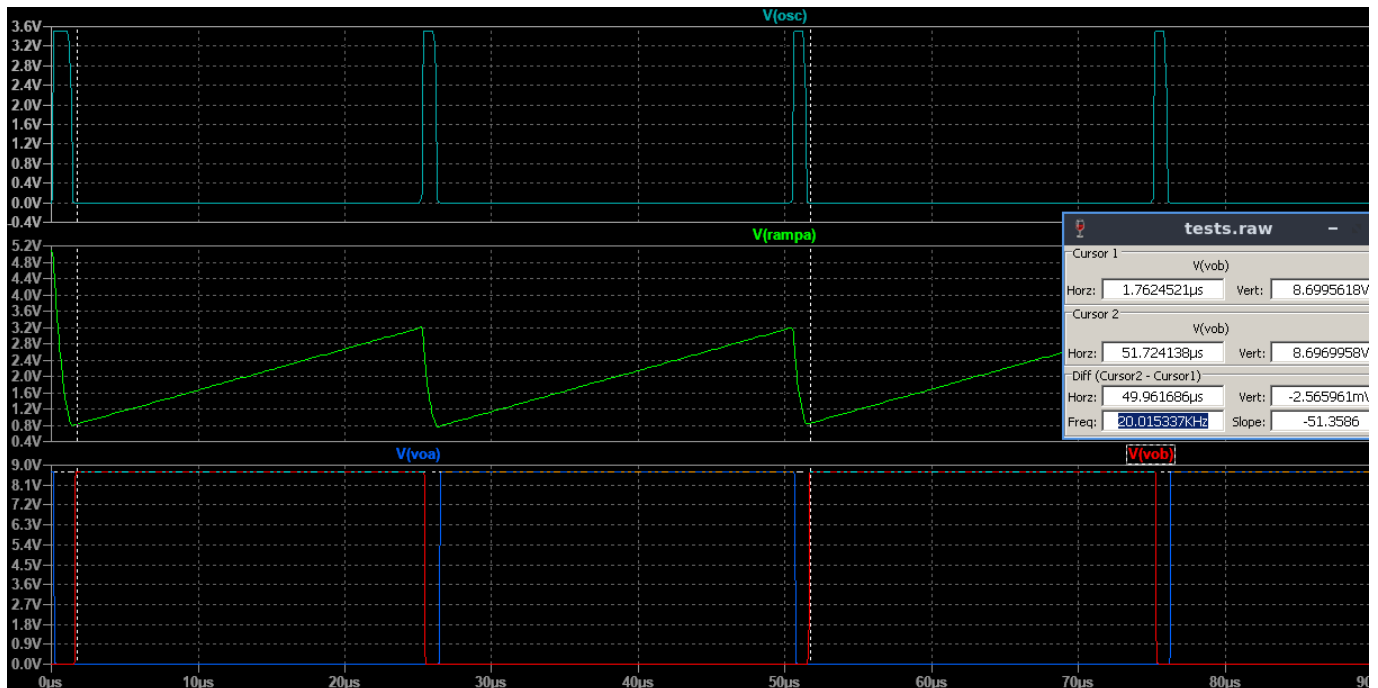
5. Tested at  $f_{osc} = 40$  kHz ( $R_T = 3.6$  k $\Omega$ ,  $C_T = 0.01$   $\mu$ F,  $R_D = 0$   $\Omega$ ).

Donde el oscilador trabaja a 40KHz obteniendo en sus salidas un PWM de 20KHz aproximadamente.

No se utiliza la funcion shutdown ni arranque suave, se alimenta en integrado con los 24V y pone una tension Vgg para el gate de los MOS a determinar.



Vemos como si ponemos al 100% el potenciómetro tenemos señales de PWM a 20KHz aproximadamente de duty cycle 50% y un tiempo muerto entre conmutaciones de 1us para esta configuración:

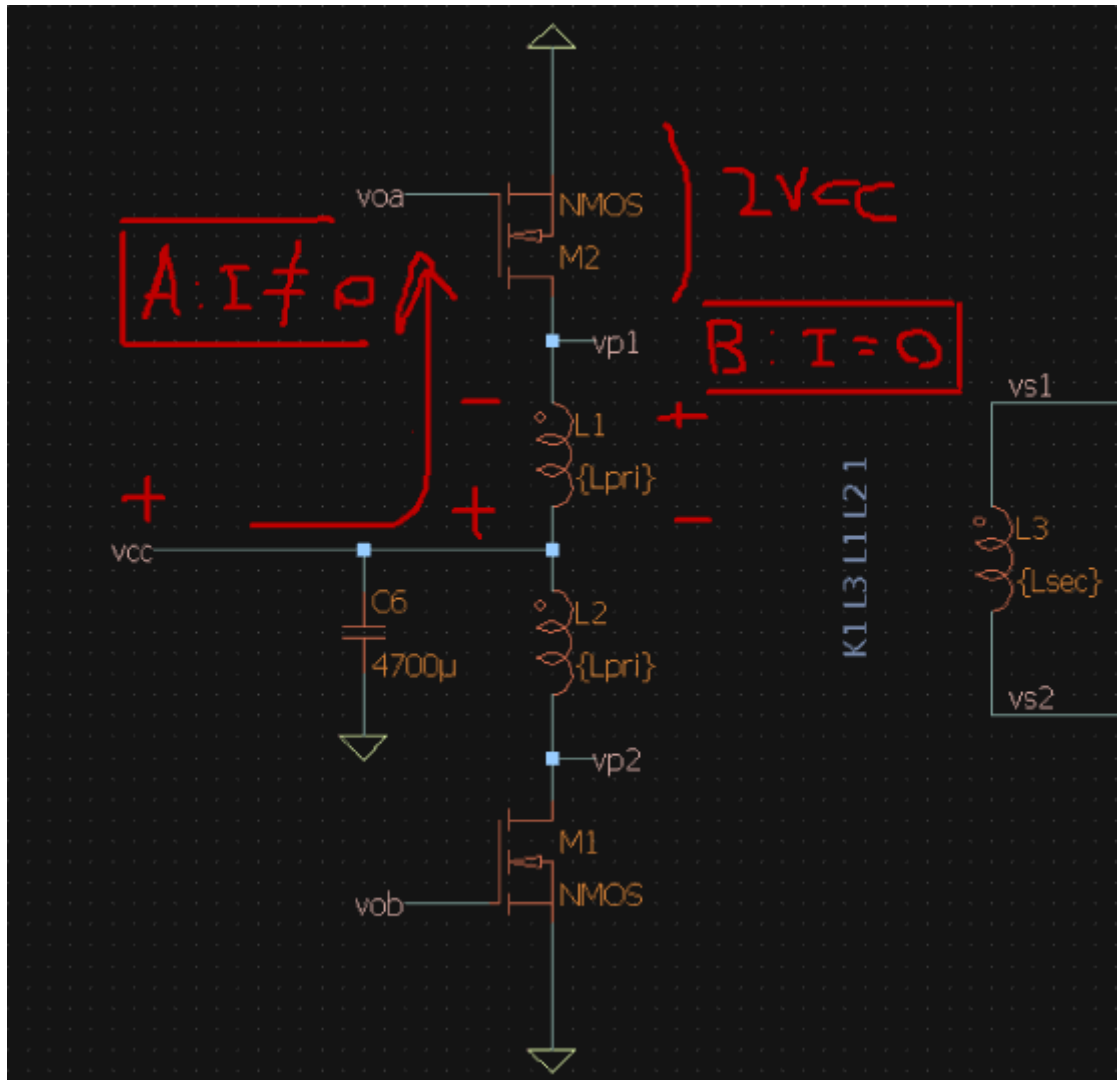


## Analisis de formas de onda.

Ya con la etapa de control funcionando se trata de analizar las formas de onda (FO) mas importantes para entender el funcionamiento y poder seleccionar los componentes de potencia.

### Primario push-pull:

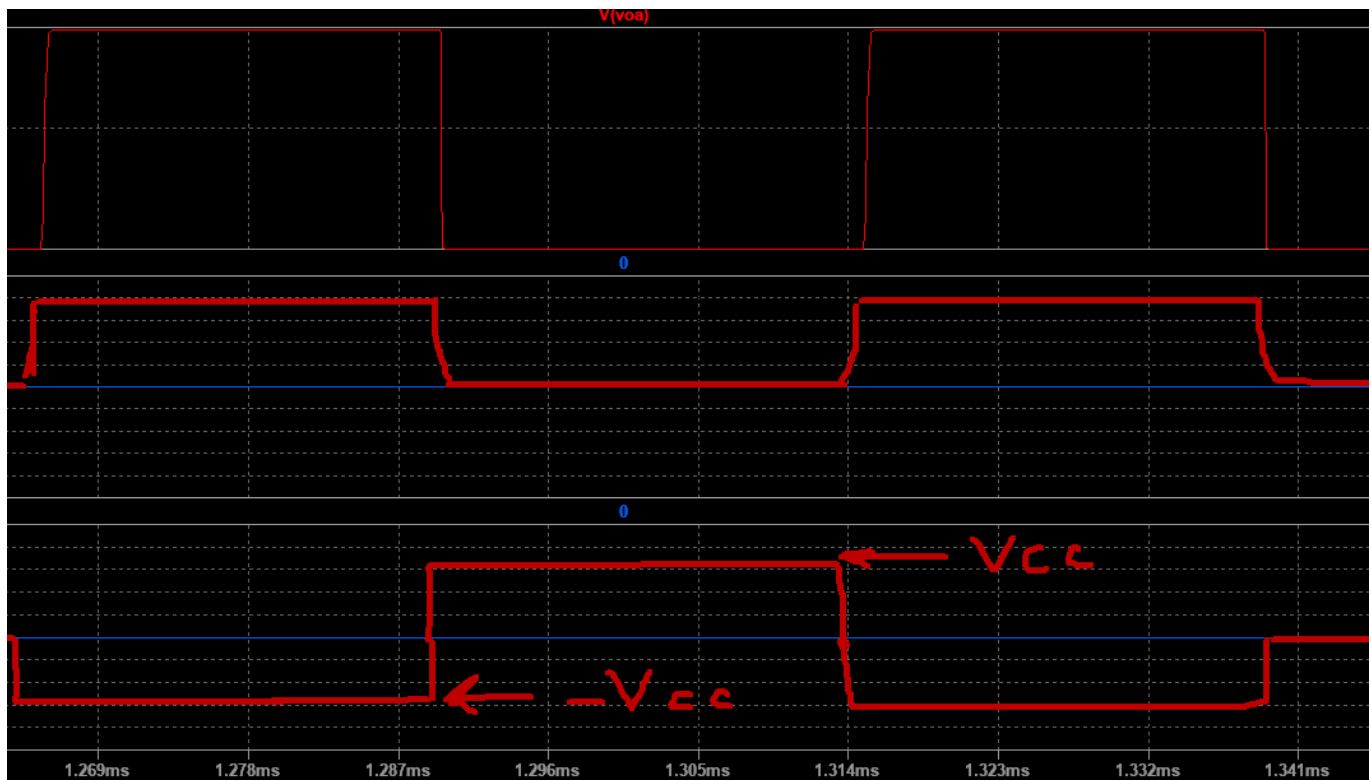
Comenzamos analizando las FO de un bobinado primario en corte y conduccion.



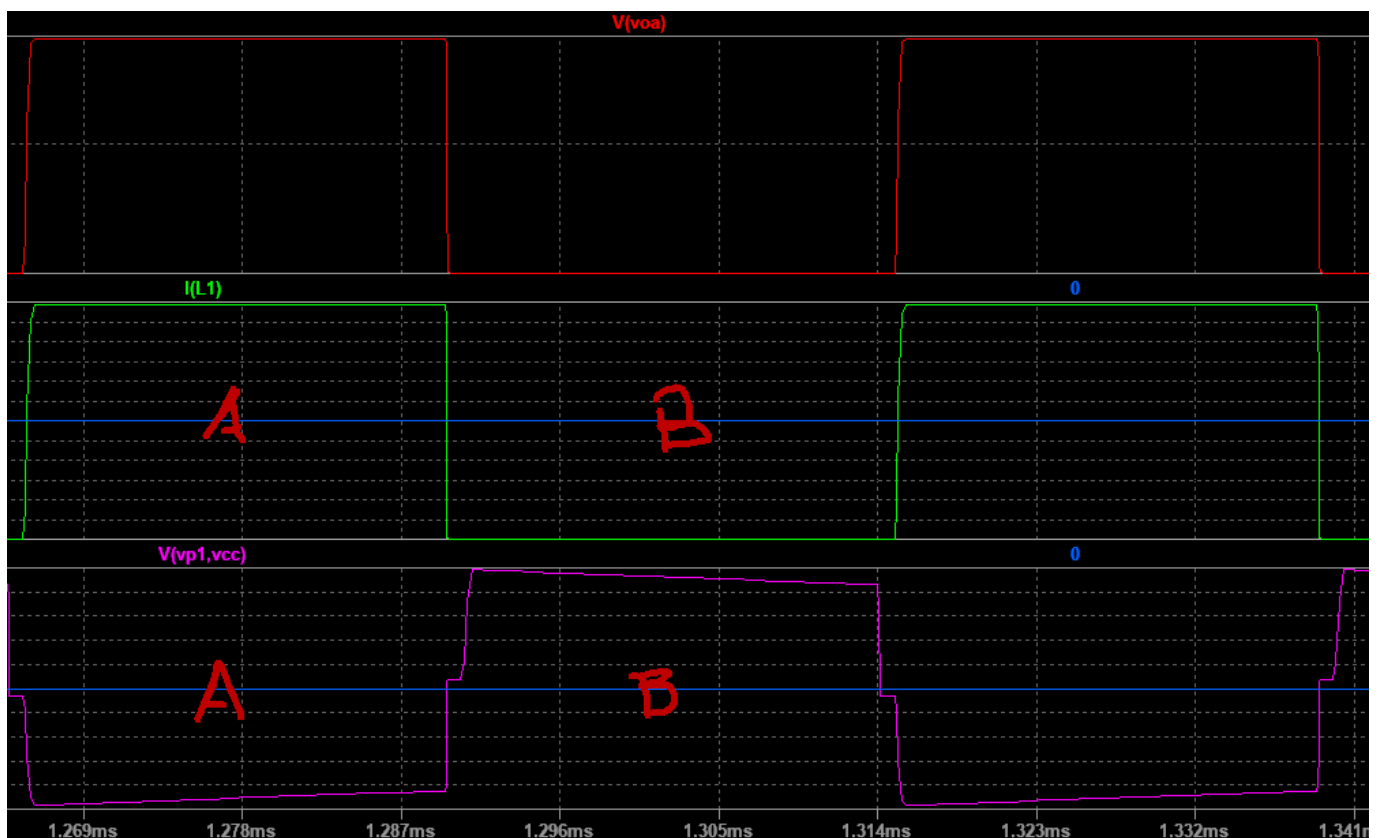
Al aplicar tension al gate (condicion A) de uno de los MOSFET, se aplica Vcc a uno de los devanados primarios siendo Vp1 negativa respecto a Vcc. En esta condicion Vds es muy baja.

Al cortar la corriente (condicion B) el inductor por ley de faraday induce una tension de polaridad opuesta que genera un Vp1 positivo respecto a Vcc y sobre el transistor cae el doble de la tension de alimentacion.

Segun el analisis dibujamos las formas de onda tentativas:

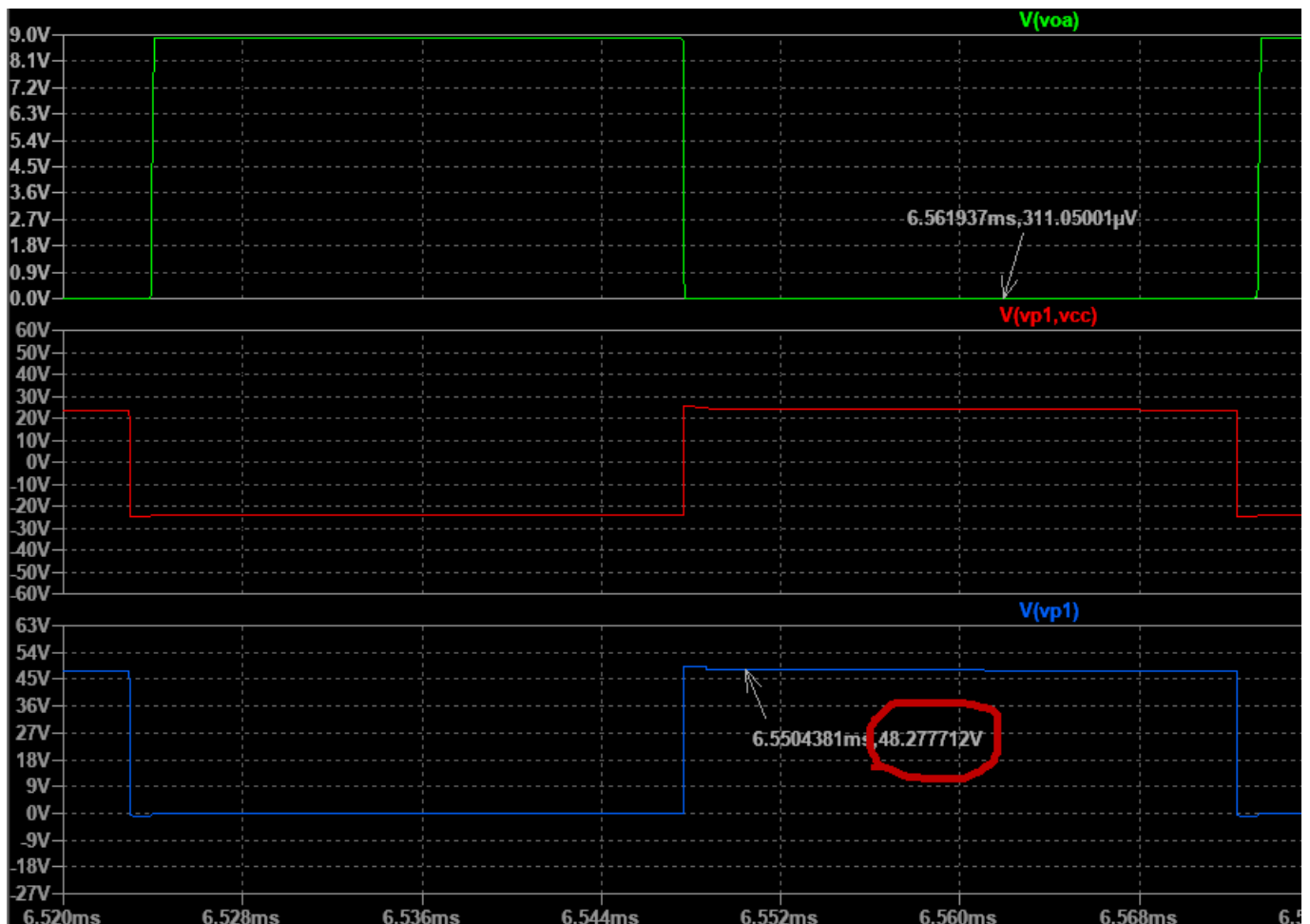


Y comparamos con las simuladas:



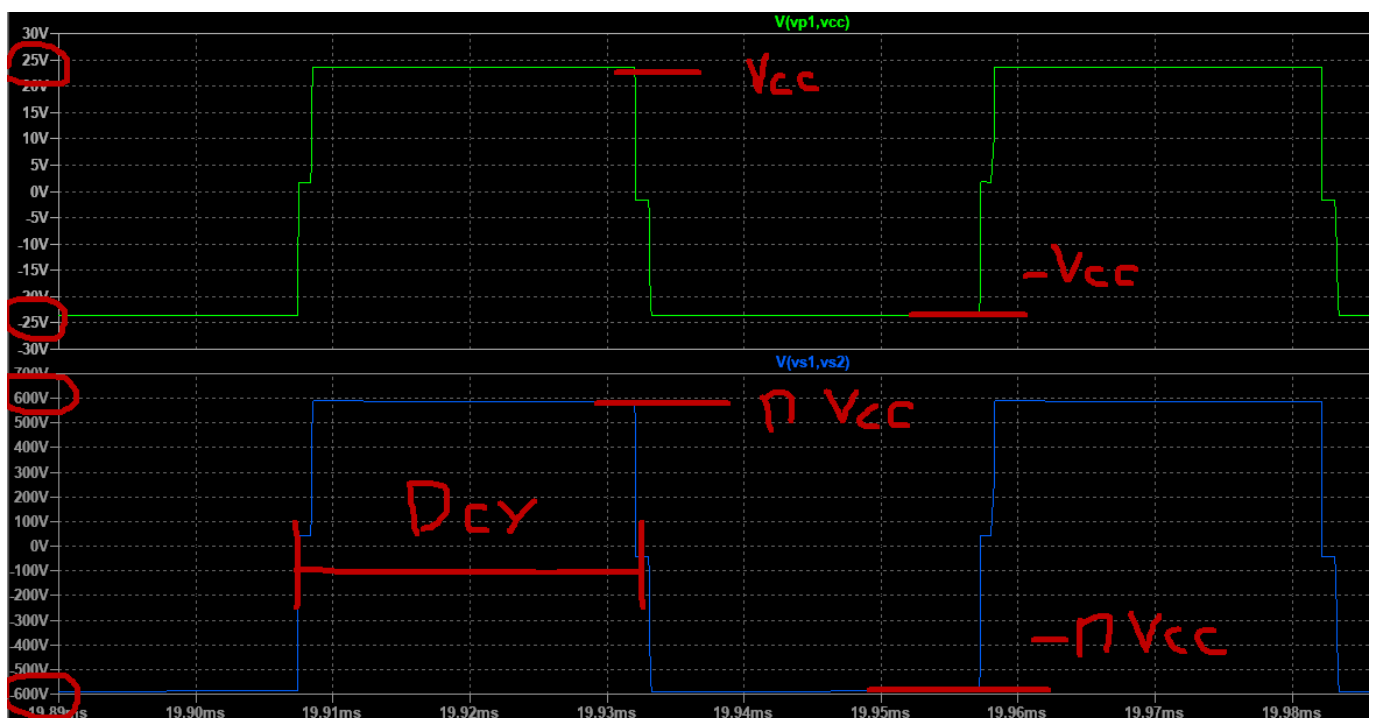
Lo mismo se repite alternadamente en el otro bobinado primario generando una tensión igual pero en contra fase. Siendo la tensión aplicada al primario la diferencia entre  $V_{p1}$  y  $V_{p2}$  se tiene en total una tensión alterna cuadrada de 20KHz y valor pico  $2V_{CC}$ .

Además en la simulación se nota como el transistor de la rama que no conduce tiene una  $V_{ds}$  de casi el doble de la tensión de fuente.



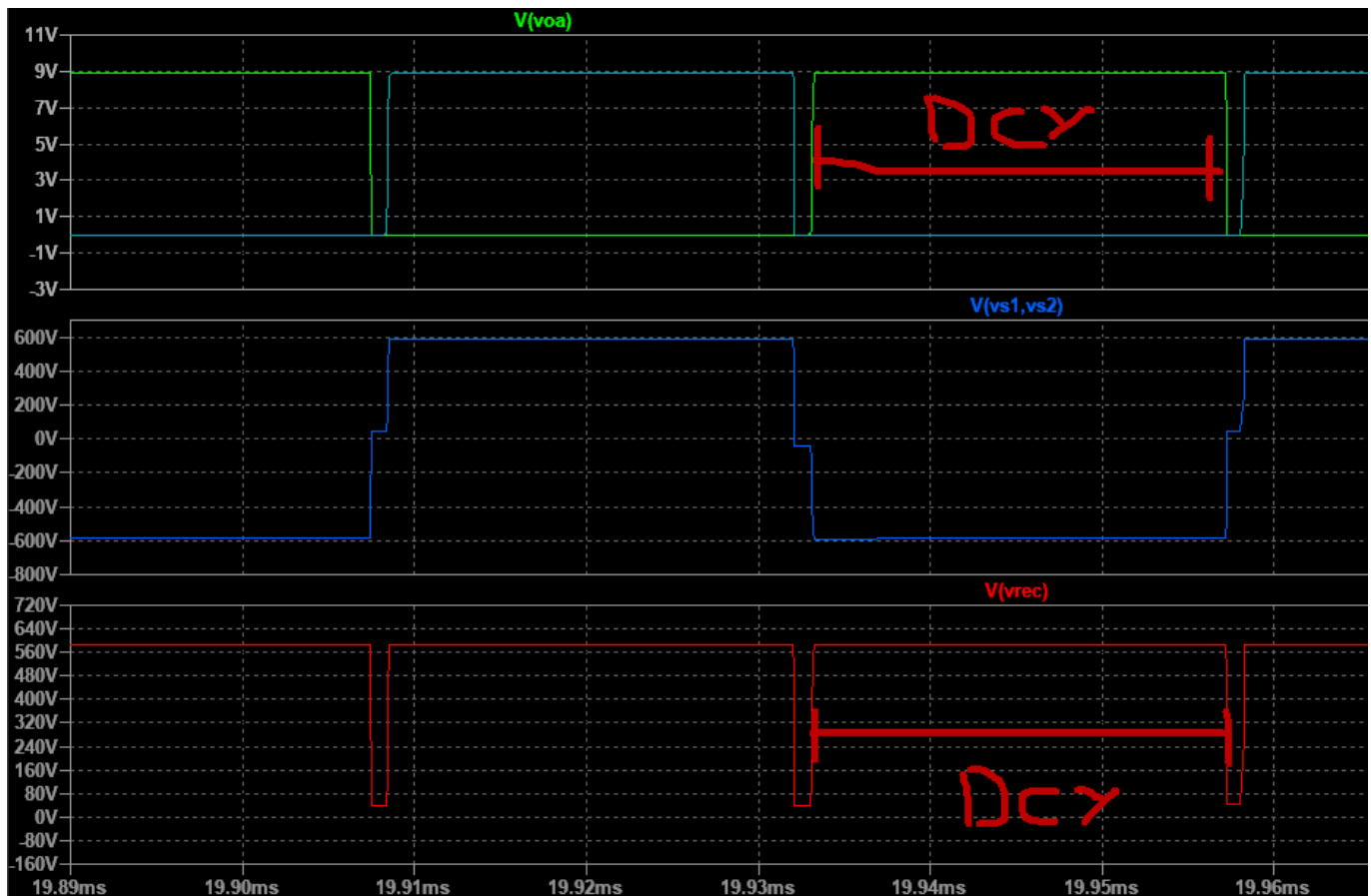
### Secundario/rectificacion:

Las tensiones de los bobinados primarios se suman y aparecen en el secundario afectadas por la relacion de transformacion ( $n$ ).



Luego la tension del secundario es rectificad un puente rectificador monofasico de onda completa, lo que equivale a sacar el valor absoluto de la FO. Esto genera una tension continua pulsante del doble de

frecuencia, cuyo valor medio depende del duty cycle (Dcy) y es el que se transmitira a la carga.

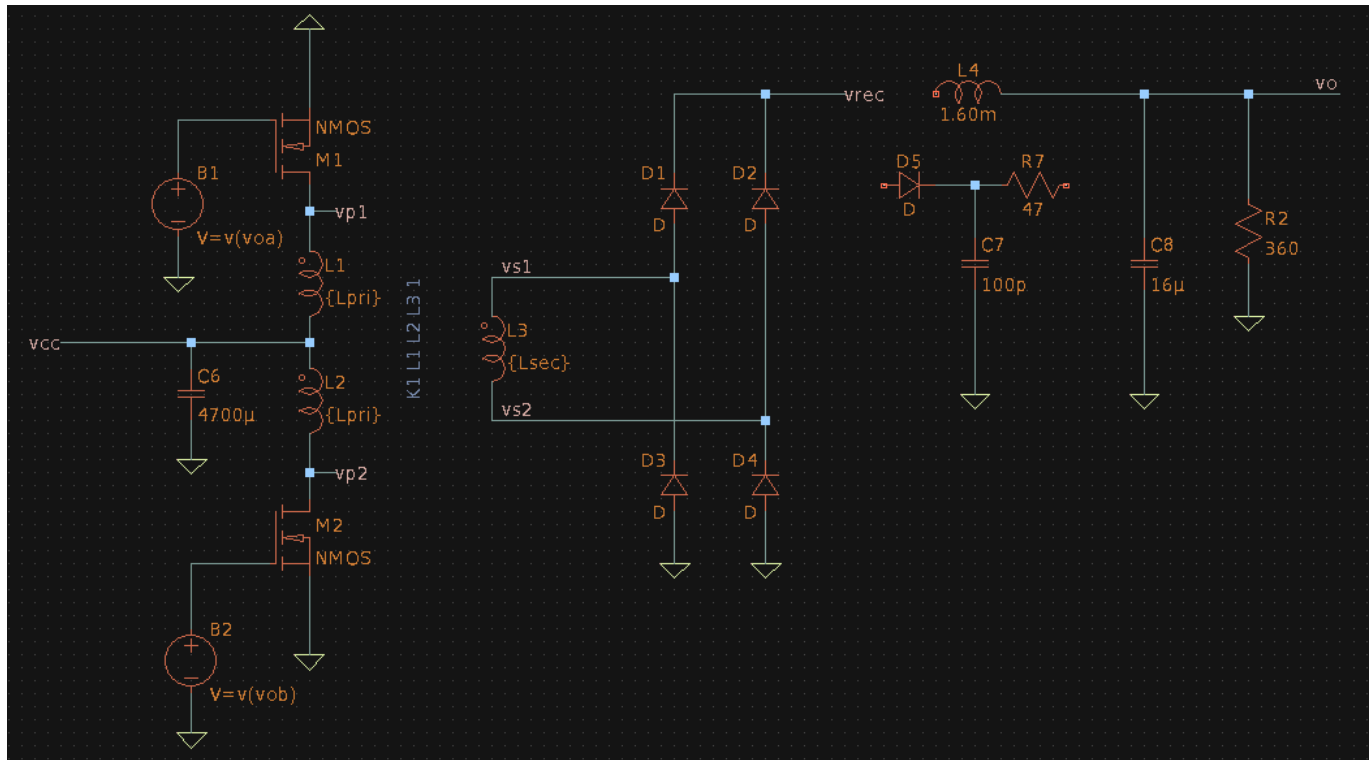


***Para esta etapa surgieron muchos problemas en la simulacion del sistema que complicaron muchisimo el analisis de las FO.***

- En las conmutaciones se inducen ruidos en el PWM lo que deforma mucho la corriente IDS, y por consiguiente la tension en el primario.
- La red snubber a la salida alarga mucho el tiempo de simulacion por razones desconocidas.
- Aun sin la red snubber, al acoplar las etapas existen muchas constantes de tiempo en juego lo que complejiza la simulacion y extiende en exceso el tiempo para llegar al estado estable de sistema (y empezar a analizar).

***Luego de días probando distintos modelos, configuraciones, intentando desacoplar etapas por medio de buffers, aprendiendo sobre spice y tratando de optimizar la simulacion y mucha paciencia (sin exagerar, estuve días) se realizaron los siguientes cambios:***

- El SG3525A no puede conectarse directamente al gate de los MOSFETS, por lo que se copia la tension de PWM con fuentes de tension controladas por tension y se conectan estas señales a los gates.
- Se desconecta la red snubber, siendo un elemento de proteccion no deberia interferir en el funcionamiento del circuito.
- Se usan MOSFET ideales con Kp aumentado para que tengan mas capacidad de corriente, al menos hasta cerrar el diseño.



**Recien con estos cambios se pudo cerrar la simulacion completamente en tiempos razonables y continuar con el analisis (al menos con LTSpice y los modelos encontrados).**

### Filtrado/Snubber:

Continuando con el analisis, luego de la rectificacion se filtra la onda con un filtro LC donde por un lado la inductancia se encarga de mantener una corriente continua por la carga mientras que el capacitor estabiliza la tension en la carga.

Por ultimo la red Snubber tiene la funcion de disipar la energia en la conmutacion debida a las inductancias y capacidades distribuidas de los diodos y semiconductores. En la realidad al conmutar se generan oscilaciones amortiguadas de alta frecuencia que presentan picos de tension importantes y pueden dañar los semiconductores. Por ello la red se encarga de filtrar las altas frecuencias a masa por medio del capacitor y disipar la energia de las oscilaciones por medio de la resistencia.

## Seleccion de componentes/diseño.

Seleccionamos los componentes teniendo en cuenta que se quiere llegar a la potencia nominal con un Dcy del 50% en el PWM del SG3525A (en la tension rectificada es del 100%).

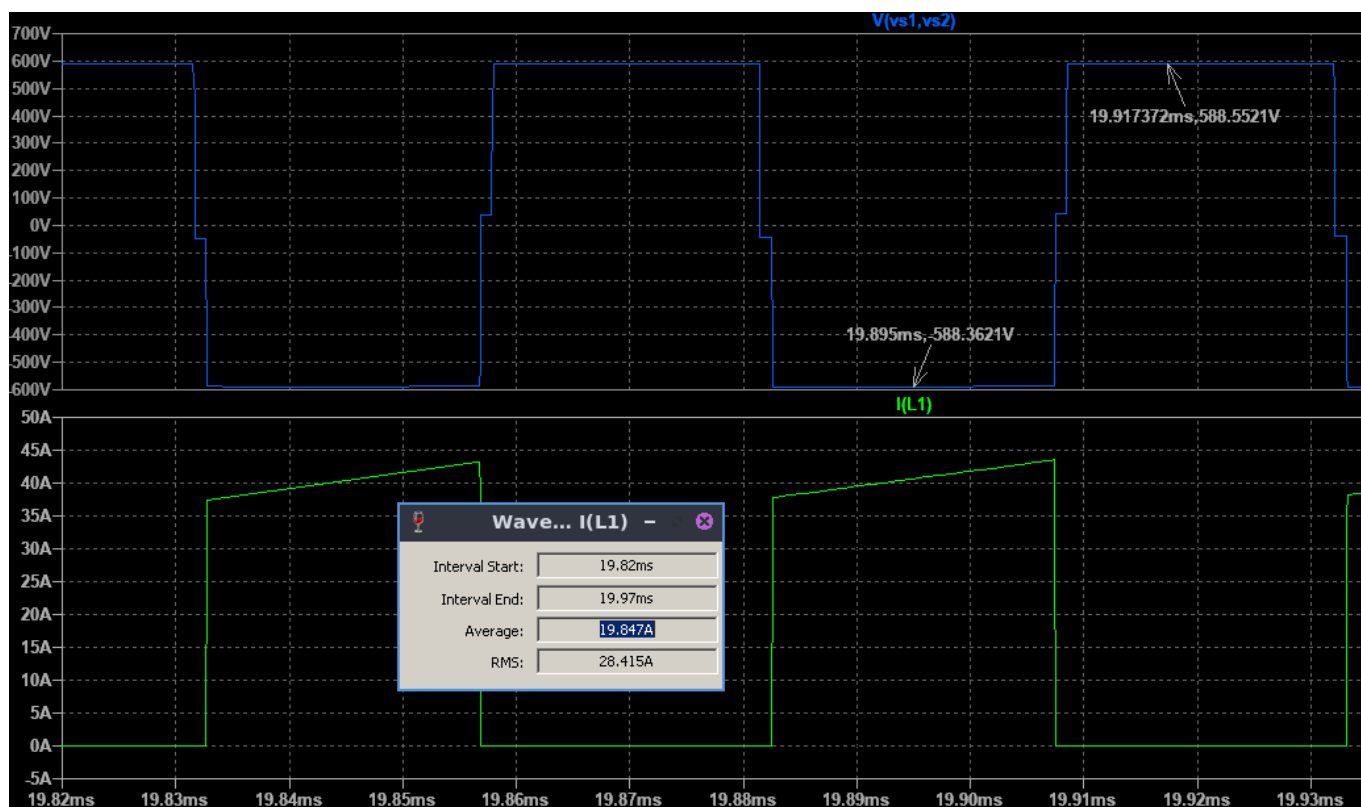
con las características de la carga sabemos que:

$$\begin{aligned}
 V_o &= 600V \quad y \quad P_o = 1KW \\
 \rightarrow I_o &= \frac{P_o}{V_o} = 1.67A \\
 \rightarrow R_L &= \frac{V_o}{I_o} = 360\Omega
 \end{aligned}$$

Luego por medio de barridos en Vgg se determina que para llegar a la tension de trabajo del secundario con carga se necesita un Vgg de 10V y tiene que circular una corriente media de 19.8A y en el inicio una no



repetitiva de 236A aprox opr MOSFET.



Y como sabemos la maxima tension  $V_{ds}$  ( $V_{dsp}$ ) que tienen que aguantar es de 48V (50V aprox.).

aplicamos los coeficientes de seguridad:

```
\begin{align*}
I_{Dav} &= 19.8A \\
&\rightarrow \mathbf{I_{DRM} \geq I_{Dav} + 30\% = 25.74A} \\
&\rightarrow \mathbf{I_{DSM} \geq 236A} \\
V_{dsp} &= 50V \\
&\rightarrow \mathbf{V_{DSbr} \geq 2.5 \cdot V_{dsp} = 125V}
\end{align*}
```

Para minimizar las perdidas buscamos un MOSFET con la menor  $R_{on}$  y  $Q_{gs}$  posible pero que cumpla con los niveles de tension y corriente.

Rapidamente en LTSpice podemos elegir el MOSFET de potencia IPB065N15N3 de Infineon:


## Features

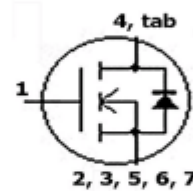
- N-channel, normal level
- Excellent gate charge  $\times R_{DS(on)}$  product (FOM)
- Very low on-resistance  $R_{DS(on)}$
- 175 °C operating temperature
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC<sup>1)</sup> for target application
- Ideal for high-frequency switching and synchronous rectification
- Halogen-free according to IEC61249-2-21

## Product Summary

$V_{DS}$	150	V
$R_{DS(on),max}$ (TO263)	6.5	m $\Omega$
$I_D$	130	A



Type	IPB065N15N3 G
	
Package	PG-TO263-7
Marking	065N15N



Maximum ratings, at  $T_J=25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	$I_D$	$T_C=25\text{ °C}$	130	A
		$T_C=100\text{ °C}$	93	
Pulsed drain current <sup>2)</sup>	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	520	
Avalanche energy, single pulse	$E_{AS}$	$I_D=100\text{ A}$ , $R_{GS}=25\text{ }\Omega$	780	mJ
Gate source voltage	$V_{GS}$		$\pm 20$	V
Power dissipation	$P_{tot}$	$T_C=25\text{ °C}$	300	W
Operating and storage temperature	$T_J$		-55 ... 175	°C

Que tiene encapsulado TO263, tensión y corrientes máximas de 150V y 130A (520A no repetitiva a 25°C), y potencia máxima de 300W. Además se indica una  $R_{on}$  máxima de 6.5mOhm y una  $Q_{gs}$  al rededor de 30nC.

Para los diodos estudiamos el valor medio de la tensión rectificada en función del Dcy y la tensión máxima del secundario ( $V_{sp}$ ).

considerandola cuadrada y teniendo en cuenta que tiene el doble de frecuencia que la del secundario:

$$V_o = \frac{1}{T_{rect}} \int_{T_{rect} \cdot Dcy} v_{rect}(t) dt = \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2} \cdot Dcy} V_{sp} dt = Dcy \cdot V_{sp}$$

si se quiere llegar a la potencia nominal con un Dcy del 100% en la salida (en el PWM es de 50%):

$$V_o = Dcy \cdot V_{sp} = 1 \cdot V_{sp} = 600V$$

entonces sacamos la relación de transformación del transformador elevador:

$$n = \frac{V_{sp}}{V_{pp}} = \frac{600V}{24V} = 25$$

ademas analizando el circuito con los diodos en inversa, tenemos como tension pico inversa:

$$V_{rp} = V_{sp} = 600V$$

y como la ramas en paralelo son 2:

$$I_{Fav} = \frac{I_o}{2} = 0.835A$$

aplicamos los coeficientes de seguridad:

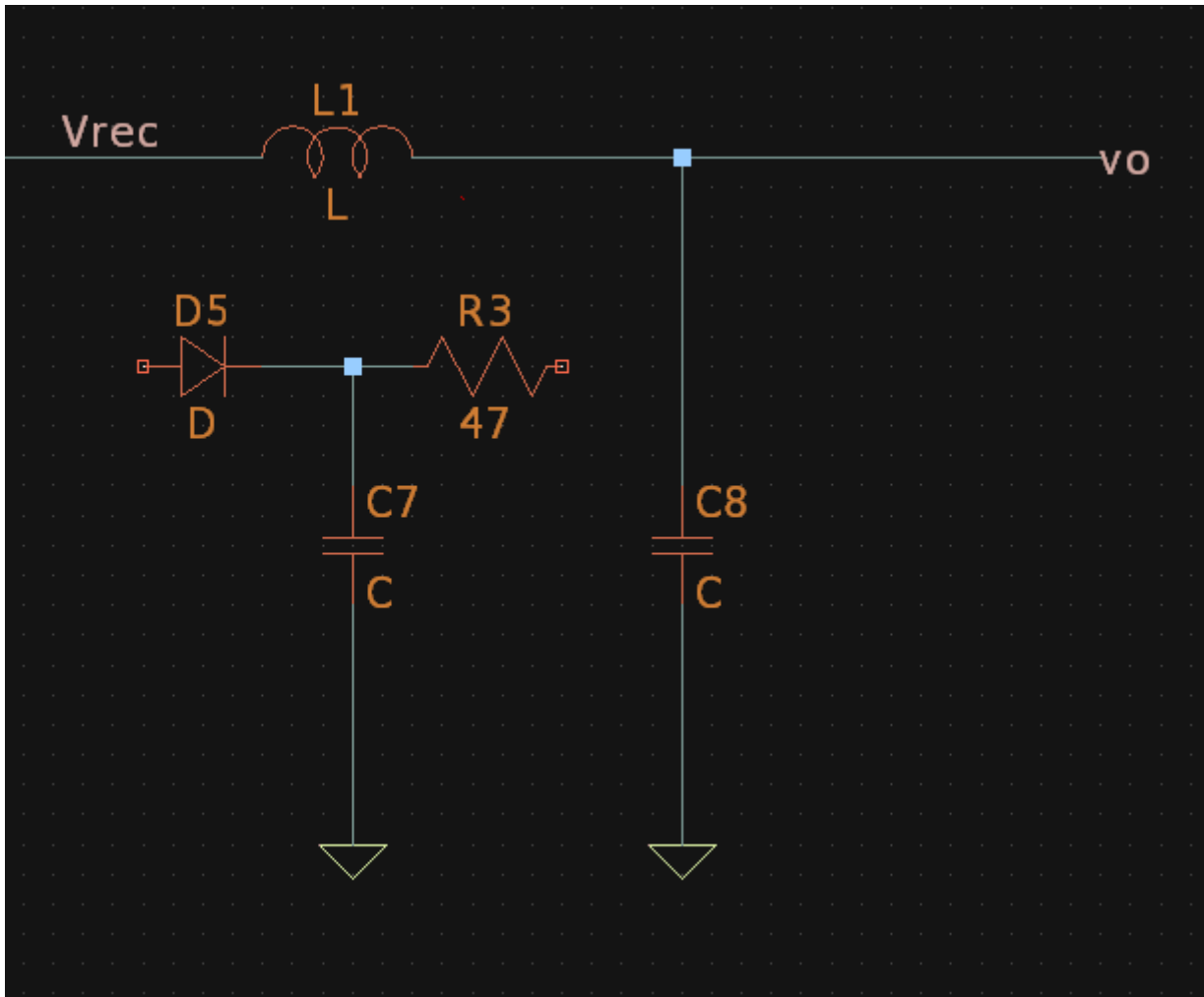
$$\begin{aligned} &I_{Fav} = 0.835A \rightarrow I_{FRM} \geq I_{Fav} + 30\% = 1.1A \\ &V_{rp} = 600V \rightarrow V_{RRM} \geq V_{rp} \cdot 2.5 = 1667V \\ &\end{aligned}$$

Con el buscador de Mouser seleccionamos el diodo Schottky GD05MPS17H de GeneSic:

Absolute Maximum Ratings (At T <sub>C</sub> = 25°C Unless Otherwise Stated)					
Parameter	Symbol	Conditions	Values	Unit	Note
Repetitive Peak Reverse Voltage	V <sub>RRM</sub>		1700	V	
Continuous Forward Current	I <sub>F</sub>	T <sub>C</sub> = 100°C, D = 1 T <sub>C</sub> = 135°C, D = 1 T <sub>C</sub> = 164°C, D = 1	15 10 5	A	Fig. 4
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current, Half Sine Wave	I <sub>F,SM</sub>	T <sub>C</sub> = 25°C, t <sub>P</sub> = 10 ms T <sub>C</sub> = 150°C, t <sub>P</sub> = 10 ms	50 40	A	
Repetitive Peak Forward Surge Current, Half Sine Wave	I <sub>F,RM</sub>	T <sub>C</sub> = 25°C, t <sub>P</sub> = 10 ms T <sub>C</sub> = 150°C, t <sub>P</sub> = 10 ms	30 21	A	
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current	I <sub>F,MAX</sub>	T <sub>C</sub> = 25°C, t <sub>P</sub> = 10 μs	250	A	
i <sup>2</sup> t Value	∫i <sup>2</sup> dt	T <sub>C</sub> = 25°C, t <sub>P</sub> = 10 ms	12	A <sup>2</sup> s	
Non-Repetitive Avalanche Energy	E <sub>AS</sub>	L = 8 mH, I <sub>AS</sub> = 5 A	100	mJ	
Diode Ruggedness	dV/dt	V <sub>R</sub> = 0 ~ 1360 V	200	V/ns	
Power Dissipation	P <sub>TOT</sub>	T <sub>C</sub> = 25°C	141	W	Fig. 3
Operating and Storage Temperature	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>		-55 to 175	°C	

En encapsulado TO-247, soporta 1.7KV en inversa, una corriente de 5A en su condicion de temperatura mas desfavorable y una potencia de 141W.

Para el filtro de salida usamos Laplace para estudiar su comportamiento en frecuencia:



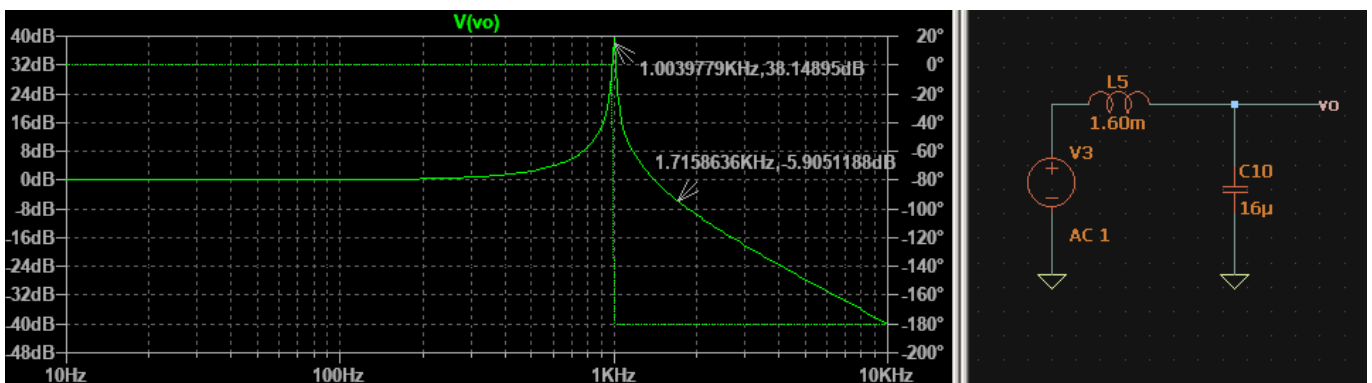
funcion de tranferencia:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{rec} \cdot \frac{X_C}{X_C + X_L} = V_{rec} \cdot \frac{1}{1 + \frac{X_L}{X_C}} \\ G &= \frac{1}{1 + \frac{X_L}{X_C}} = \frac{1}{1 + sLsC} = \frac{1}{1 + LCs^2} \equiv \frac{1}{1 + (\frac{s}{\omega_p})^2} \\ \omega_p &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{aligned}$$

Donde tiene un pico de resonancia en  $\omega_p$  y luego decae a 40dB/dec.

si proponemos que L sea 100 veces C y calculamos para una frecuencia de 1KHz:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{C\sqrt{100}} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot 1KHz \cdot 10} = 16\mu F \quad L = 100C = 1.6mH$$



Con lo que las frecuencias superiores a 1Khz seran atenuadas considerablemente.

## Red snubber

Por ultimo la red Snubber tiene la funcion de disipar la energia en la conmutacion debida a oscilaciones de alta frecuencia se eligio un capacitor chico de 100pF.

---

---