

Magnitud	Descripción	Valor	Justificación
$D$	Duty cycle	0.5	$D = \frac{V_o}{V_d}$
$\hat{I}_{L_{max}}$	Corriente pico máxima en el inductor	1 A	Se consideró que el inductor satura a 1.8 A. Se fija un valor seguro de 1 A como límite de operación.
$\hat{I}_{L_{max}}^{RMS}$	Corriente RMS correspondiente a la corriente pico máxima	0.707 A	$\hat{I}_{RMS} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$
$\Delta I_L = \hat{I}_{L_{boundary}}$	Corriente pico a pico en modo boundary	0.5 A	En modo boundary, se limita la corriente pico a 0.5 A, considerando saturación a 1.8 A.
$\bar{I}_{L_{max}}$	Corriente media máxima en el inductor	0.75 A	$\bar{I} = \hat{I} - \frac{\Delta I_L}{2}$
$\hat{I}_{L_{boundary}}^{RMS}$	Corriente RMS en modo boundary	0.35 A	$\hat{I} = 0.5 \text{ A} \Rightarrow \hat{I}_{RMS} = \frac{0.5}{\sqrt{2}}$
$\bar{I}_{L_{boundary}}$	Corriente media en modo boundary	0.25 A	$\bar{I} = \frac{\hat{I}}{2}$
$\bar{I}_{o_{max}}$	Corriente media de salida	0.375 A	$\bar{I}_o = \bar{I}_L \cdot (1 - D)$
$T_s$	Período de conmutación del MOSFET	27.5 ns	$T_s = \frac{\Delta I_L \cdot L}{V_d \cdot D}$
$F_s$	Frecuencia de conmutación del MOSFET	36.36 kHz	$F_s = \frac{1}{T_s}$
$\hat{V}_L^+$	Tensión pico positiva en el inductor (llave cerrada)	12 V	$V_L = V_d$
$\hat{V}_L^-$	Tensión pico negativa en el inductor (llave abierta, sin caída en diodo)	-12 V	$V_L = V_d - V_o$
$\hat{V}_L^- \text{ (real)}$	Tensión pico negativa en el inductor (llave abierta, con caída en diodo)	-11.175 V	$V_L = V_d + V_D - V_o$
$\bar{V}_L$	Tensión media en el inductor	0 V	Se considera régimen estacionario
$\hat{V}_D^-$	Tensión pico negativa en el diodo (llave cerrada)	-12 V	$V_D = V_L - V_o$
$\hat{V}_D^+$	Tensión pico positiva en el diodo (llave abierta)	0.825 V	Valor medido
$D'$	Duty cycle efectivo considerando caída en el diodo	0.514	$D' = \frac{V_d + V_D - V_o}{V_d + V_D}$

Tabla I

RESUMEN DE PARÁMETROS ELÉCTRICOS DEL INDUCTOR Y EL DIODO EN EL CONVERTIDOR.

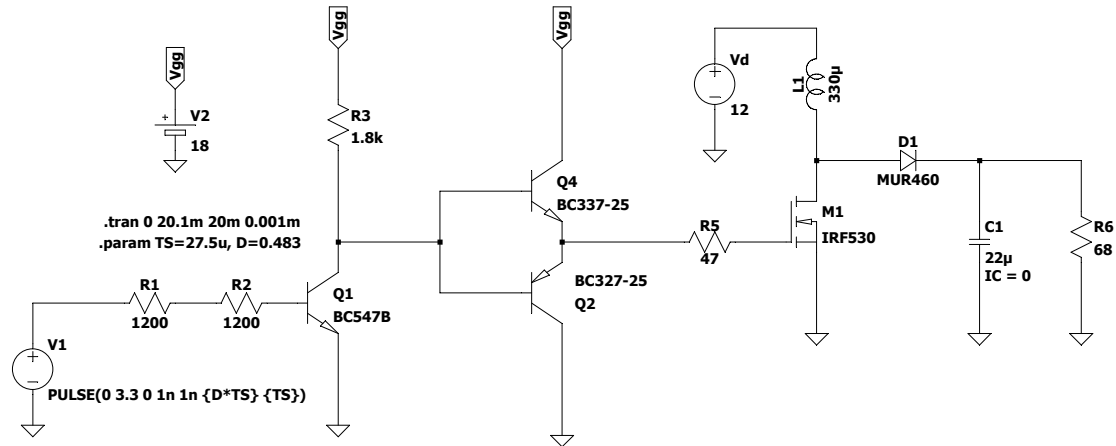


Figura 1. Esquemático base en LTSpice.

Componente	Valor	Justificación
$R_1$	1.2 k $\Omega$	Junto con $R_2$ , establece la corriente de base para $Q_1$ (NPN). Con 3.3 V de entrada, se obtiene una corriente base de aproximadamente 1 mA, suficiente para saturar $Q_1$ considerando un $h_{FE}$ mínimo de 100.
$R_2$	1.2 k $\Omega$	Resistencia limitadora entre entrada y base de $Q_1$ , simétrica a $R_1$ para diseño balanceado.
$R_3$	1.8 k $\Omega$	Permite $I_C \approx 10$ mA en $Q_1$ para excitar el push-pull $Q_2/Q_4$ .
$R_5$	47 $\Omega$	Limita el pico de corriente en gate del MOSFET, reduce oscilaciones, permite $t_{SW} \approx 100$ ns.
$L_1$	330 $\mu$ H	Valor dado en la consigna. Permite operación en modo continuo a la corriente máxima.
$C_1$	22 $\mu$ F	Limita ripple de salida a menos del 2% de $V_o$ según diseño con margen.
$Q_1$	BC547	NPN de propósito general. Soporta $I_C = 100$ mA y $h_{FE} \geq 110$ , apto para manejar 10 mA sin problemas.
$Q_2$	BC327	PNP en etapa push-pull. Soporta $I_C = 800$ mA, sobredimensionado para la corriente de conmutación del gate.
$Q_4$	BC337	Complemento NPN de $Q_2$ en etapa push-pull. Mismo margen de corriente.
$M_1$	IRF540N	MOSFET canal N. Se usa $V_{GG} = 18$ V $< V_{GS,max} = \pm 20$ V, seguro para la compuerta. $P_{SW} \approx 30$ mW, sin disipador.
$D_1$	MUR460	Diodo ultrarrápido. $P_{cond} \approx 0.1-0.3$ W, con $\Delta T \approx 9^\circ$ C. No necesita disipador.

Tabla II

MEMORIA DE CÁLCULO Y JUSTIFICACIÓN DE COMPONENTES.