

Controlador 20 A para modulación de ancho de pulso

Por G. Caporaletti, 2025.

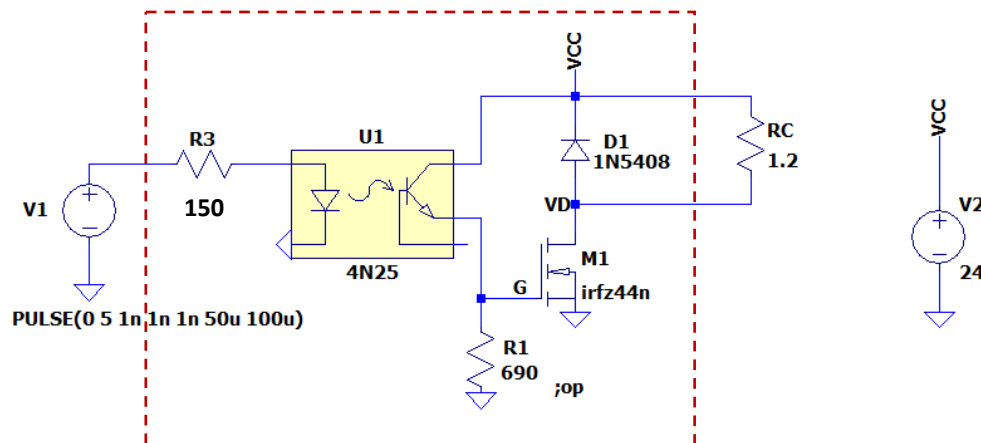


Figura 1. Esquemático del circuito simulado en Ltspice.

En la figura 1 se muestra el circuito simulado e implementado. Es simple y puede tolerar 20 A a la salida, en una frecuencia de modulación de ancho de pulso (PWM) de 10KHz, con una fuente de 24V.

Diseño inicial

- Tiene apenas un mosfet y un optoacoplador (más dos resistencias y un diodo por si tiene cargas inductivas).
- No tiene *Schmitt trigger*, por lo que la señal debe tener tiempos de crecimiento rápidos. De todos modos, si la subida es lenta, no es tanto la potencia extra que consume.
- Está pensado para tensiones entre 12 V y 24 V.
- $R3 = 150 \Omega$ impone una corriente de aproximadamente 29 mA a la entrada (cuando el 1 se indica con 5 V). Podría bajarse esta corriente o subirla hasta 50 mA. Parece adecuado. Necesita que no sea tan baja como para lograr una mejor respuesta a la compuerta G del mosfet.
- $R1 = 690 \Omega$ debe ser dos o más veces mayor que $R3$, para que la corriente alcance a activar el transistor. Si tengo $R1$ muy alta, se hacen más lentas las transiciones entre corte y saturación, consumiendo potencia que limita la utilidad del mosfet.

Simulación

Luego de varias pruebas, simulamos en condición límite: 24 V a la salida y una carga de $R_c = 1,2 \Omega$. Esto daría idealmente 480 W a la salida. Pero por la resistencia del mosfet es un 3,5% menor. La resistencia del canal $R_Q = 20 \text{ m}\Omega$, según la simulación; y por lo tanto $V_D = 0,4 \text{ V}$ para 20 A aproximadamente. La potencia de salida en encendido resultó entonces 463 W. La carga puede calcularse como:

$$P_{CARGA} = \left(\frac{V_{CC}}{R_C + R_Q} \right)^2 * R_C \quad [1]$$

A esta frecuencia, la pendiente de activación y corte son adecuadas. Es decir: se visualiza con claridad el corte y la activación sobre la carga. 10 KHz es una frecuencia más que suficiente para un PWM. El mínimo ancho de pulso que logra activar o desactivar es 5 μ s. Es decir: CT = 5% o CT = 95% con en 10 KHz (CT = ciclo de trabajo).

Bajo estas condiciones, la potencia de la carga resultó ser 463 W*CT con un error del 2% aproximadamente (o incluso menos).

¿Cuánto disipa el mosfet? En un CT = 50% terminó disipando 8,66 W. Esto puede calcularse sumando la parte que disipa cuando está activado más lo que consume en las transiciones, de corte a activado y viceversa. Según la simulación, cuando está activado consume 7,73 W; casi idéntico al cálculo:

$$P_{Q-ENCENDIDO} = \left(\frac{V_{CC}}{R_C + R_Q} \right)^2 * R_Q \quad [2]$$

donde $P_{Q-ENCENDIDO}$ es la potencia que disipa el mosfet cuando está en estado activo. En las transiciones consume entonces: 8,66 W – 7,73 W*CT = 4,80 W. O en forma más genérica:

$$P_{Q-TRANSICIONES} = 4,80 \text{ W} * \frac{f_{PWM}}{10 \text{ kHz}} = 480 \mu\text{W} * \frac{f_{PWM}}{\text{Hz}} \quad [3]$$

Conclusión, para esta carga de $R_C = 1,2 \Omega$ resultó:

$$P_{Q-TOTAL} = 7,73 \text{ W} * CT + 480 \mu\text{W} * \frac{f_{PWM}}{\text{Hz}} \quad [4]$$

Simulamos este cálculo para otros ciclos de trabajo y resultó más que adecuado el cálculo.

Disipador

Tomando un ciclo de trabajo de 95%, que sería la máxima potencia que cargaría al mosfet, según el cálculo anterior resulta: $P_Q = 12,2\text{W}$. Esto se corresponde con la simulación. Suponiendo una temperatura ambiente máxima de 50 $^{\circ}\text{C}$, necesitamos que la resistencia térmica sea:

$$R_{JA} < (175^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C}) / 12,2\text{W} = 10,2 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad [5]$$

Esto requiere que el disipador tenga menos de 9,1 $^{\circ}\text{C/W}$ de resistencia térmica debido a que se debe tener en cuenta la resistencia térmica del mosfet, que es de 1,1 $^{\circ}\text{C/W}$ entre juntura y encapsulado. Se implementó el circuito utilizando el disipador ZD35/4 [1] [2] con una resistencia térmica estimada de 8 $^{\circ}\text{C/W}$.

El disipador ZD35/4 tiene un longitud de 63 mm. El mismo perfil se encuentra además en longitudes de 25 mm, 38 mm y 50 mm. Sus respectivas resistencias térmicas según [1] fueron copiadas en la tabla 1. También calculamos la máxima potencia que podría disipar el mosfet con cada disipador, utilizando la ecuación 5. A la inversa, con esta potencia se puede calcular cuánta corriente máxima admite el mosfet en 24 V, modificando la ecuación 4 del siguiente modo:

$$P_{Q-TOTAL-24V}(I_{MAX}, CT, f_{PWM}) = \left[0,387 \text{ V} * CT + 24 \mu\text{V} * \frac{f_{PWM}}{\text{Hz}} \right] * I_{MAX} \quad [6]$$

También podemos calcular la potencia disipada cuando bajamos la tensión de alimentación. En este caso, sólo baja la potencia debido a las transiciones. Considerando constante la corriente (o como una variable independiente), la ecuación 6 sólo modifica un término. Si consideramos la potencia para 12 V resulta:

$$P_{Q-TOTAL-12V}(I_{MAX}, CT, f_{PWM}) = \left[0,387 \text{ V} * CT + 12 \mu\text{V} * \frac{f_{PWM}}{\text{Hz}} \right] * I_{MAX} \quad [7]$$

En la tabla se ha calculado la máxima corriente para 24 V y 12 V de alimentación.

Tabla 1. Selección de disipadores con su resistencia térmica.

	Medidas [mm]	Resistencia térmica	Máxima potencia del mosfet	Máxima corriente @ 24 V	Máxima corriente @ 12 V
ZD35/1	35 x 12 x 25	14 °C/W	8,2 W	13 A	16 A
ZD35/2	35 x 12 x 38	11 °C/W	10,3 W	16 A	20 A
ZD35/3	35 x 12 x 50	9 °C/W	12,3 W	20 A	20 A
ZD35/4	35 x 12 x 63	8 °C/W	13,7 W	20 A	20 A
D-2725D	29 x 29 x 29	10 °C/W	11,2 W	18 A	20 A
D-5225D2	29 x 29 x 25	14 °C/W	8,2 W	13 A	16 A

Otro disipador analizado es el D-5225D2, que tiene una resistencia térmica entre 10 y 20 °C/W [1] [3]. Suponemos 14 °C/W. Para la máxima temperatura ambiente resulta: $P_{Q-MAXIMA} = (175 \text{ °C} - 50 \text{ °C}) / RJA = 8,2 \text{ W}$. Puede funcionar para corrientes menores o igual a 13 A con 24 V de alimentación. También se puede probar la utilización del disipador D-2725D [3] [1], con una resistencia térmica de 10 °C/W. Teóricamente su potencia máxima sería 11,2 W y su corriente máxima 18 A. También se puede bajar la frecuencia f_{PWM} del pulso modulado para disminuir la potencia disipada en las transiciones. Más detalles en la tabla 1.

Mosfet IRFZ44N o IRFZ48N

En la simulación probamos con IRFZ44N. Podría utilizarse también un IRFZ48N. Las diferencias según las hojas de datos se muestran en la tabla. En la simulación no se visualizaron grandes diferencias.

Tabla 2. Comparación de mosfet IRFZ44 y IRFZ48

	IRFZ44N	IRFZ48N
VDS máximo	55 V	55 V
ID máxima	49 A	64 A
RDS(on) @ VGS=10V	22 mΩ	16 mΩ
R _{JC}	1,1 °C/W	1,1 °C/W
Potencia máxima	110W	140W

Implementación

El circuito se implementó utilizando un mosfet IRZ48N y un disipador ZD35 de 63 mm de largo, tal como se muestra en la figura 2. El primer prototipo fue probado con un electroventilador automotriz que llega a consumir aproximadamente unos 20 A en bajas revoluciones, cumpliendo con la alta exigencia. El optoacoplador ha resultado clave para aislar

el circuito digital de control respecto del circuito de alta potencia y evitar así interferencias sobre la lógica digital.

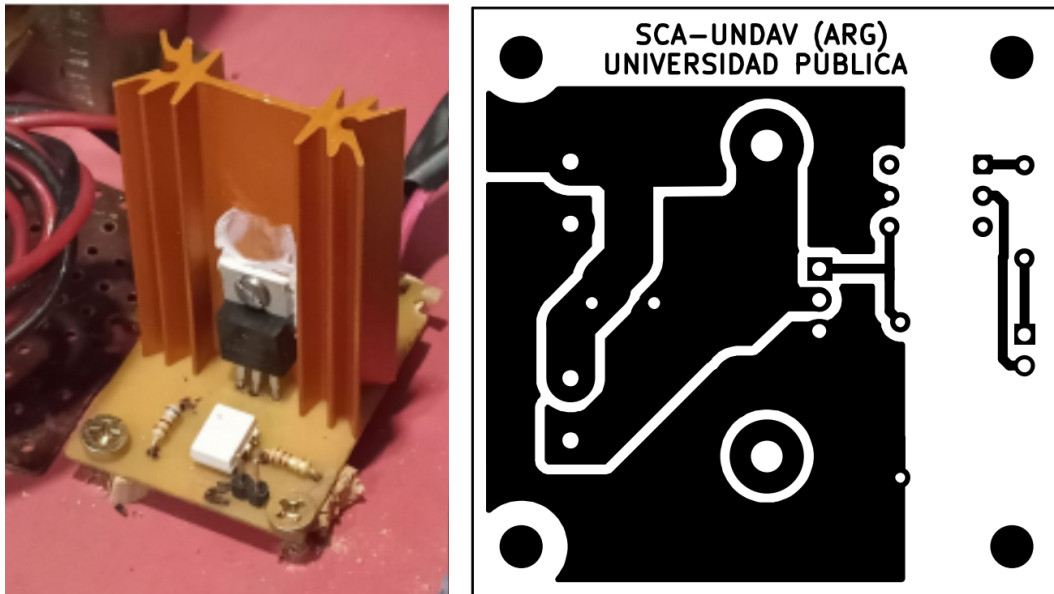


Figura 2. Izq.: circuito implementado. Der.: circuito diseñado en una capa inferior.

En el repositorio [4] se encuentra el diseño del circuito impreso para los disipadores del perfil ZD35, tal como se muestra en la figura.

Referencias

- [1] Aluel International, «Disipadores.com,» [En línea]. Available: <https://www.disipadores.com>.
- [2] Arlex, «Arlex,» [En línea]. Available: <https://www.arlex.com.ar/datasheet/productos/ZD35-4.pdf>.
- [3] SYC Electrónica, «Disipadores,» [En línea]. Available: <https://www.sycelectronica.com.ar/accesorios/DISIPADORES.pdf>.
- [4] SCA-Undav, «Diseño de PCB para Controlador PWM 20A,» 2025. [En línea]. Available: <https://github.com/sca-undav/Hardware/tree/main/Controlador%20CC-20A/PCB1>.