

# Selección de un transistor MOS

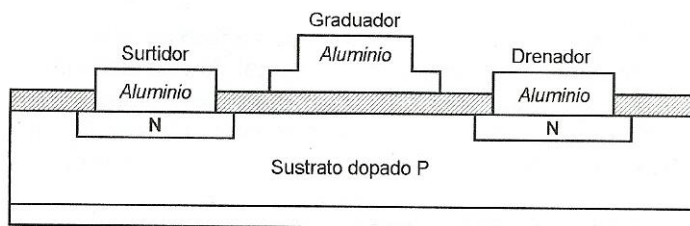
## 8.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN

### Teoría

La tecnología MOS toma su nombre de la manera en que están constituidos los elementos (figura 8.1):

- un electrodo metálico;
- un sustrato semiconductor;
- un óxido que sirve de aislante entre el electrodo y el sustrato.

El MOSFET es un transistor de efecto de campo cuyo electrodo de control, o *gate* (graduador), está aislado del semiconductor. En función de las tensiones de alimentación y de las tensiones de control, se puede hacer una primera selección entre cuatro tipos de transistores MOS.

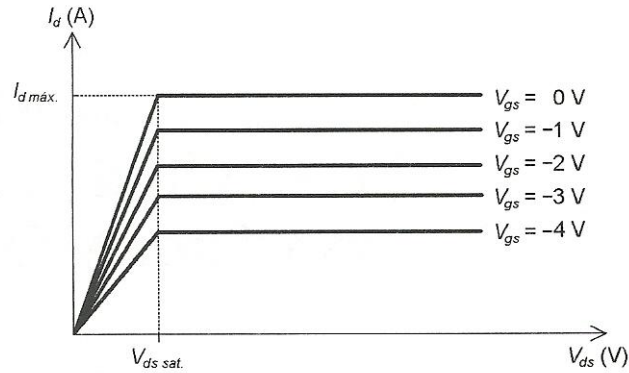


**Figura 8.1.** Corte de un transistor MOS canal N de empobrecimiento.

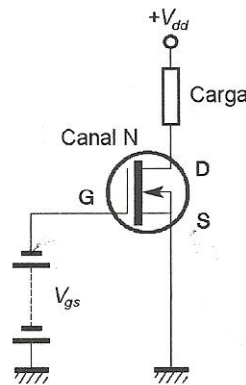
### *MOSFET canal N de empobrecimiento*

La figura 8.2 muestra la forma de las curvas características y la figura 8.3 el esquema estructural de polarización. Se observa que, para polarizar correctamente este transistor, es

necesario que  $V_{ds}$  sea positiva y la tensión de control  $V_{gs}$  negativa o nula. Cuanto más negativa sea la tensión de control, menos conduce el transistor.



**Figura 8.2.** Curvas características de un transistor canal N de empobrecimiento.



**Figura 8.3.** Esquema estructural de polarización.

### ***MOSFET canal P de empobrecimiento***

La figura 8.4 presenta la forma de las curvas características y la figura 8.5 el esquema estructural de polarización. Se constata que, para polarizar correctamente este transistor, es preciso que  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  sean negativas o nulas. Cuanto más negativa sea la tensión de control, más conduce el transistor.

### ***MOSFET canal N de enriquecimiento***

La figura 8.6 muestra la forma de las curvas características y la figura 8.7 el esquema estructural de polarización. Se observa que, para polarizar correctamente este transistor, es necesario que  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  sean positivas o nulas. Cuanto más positiva sea la tensión de control, más conduce el transistor.

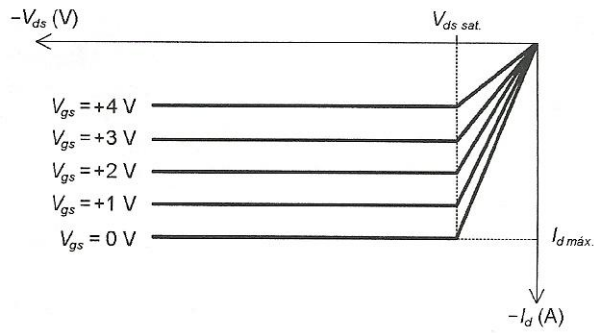


Figura 8.4. Curvas características de un transistor canal P de empobrecimiento.

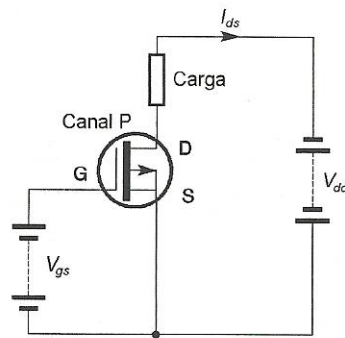


Figura 8.5. Esquema estructural de polarización.

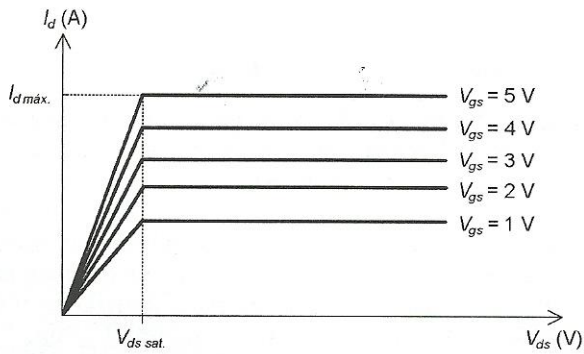


Figura 8.6. Curvas características de un transistor canal N de enriquecimiento.

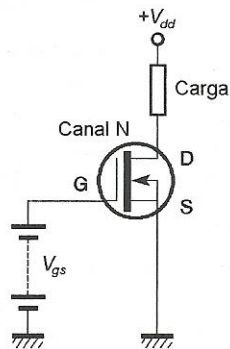
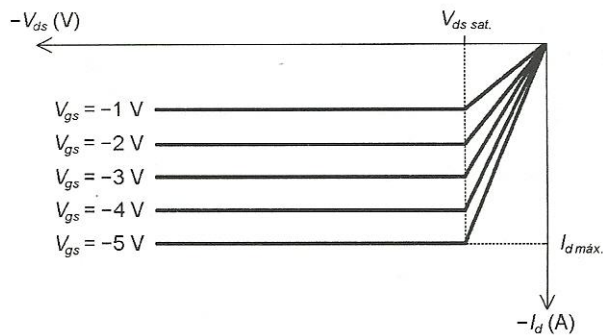
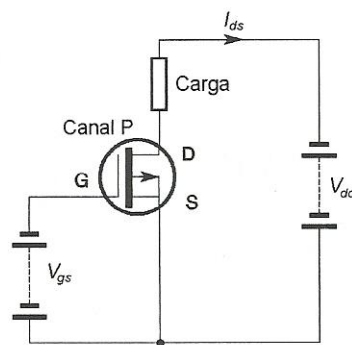


Figura 8.7. Esquema estructural de polarización.

**Figura 8.8.** Curvas características de un transistor canal P de enriquecimiento.



**Figura 8.9.** Esquema estructural de polarización.



### MOSFET canal P de enriquecimiento

La figura 8.8 muestra la forma de las curvas características y la figura 8.9 el esquema estructural de polarización. Se observa que, para polarizar correctamente este transistor, es necesario que  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  sean negativas o nulas. Cuanto más negativa sea la tensión de control, más conduce el transistor.

En todas las gráficas precedentes se pueden remarcar dos zonas bien diferenciadas. En la primera, aquella en que las características son oblicuas, se tiene para una  $V_{gs}$  fija:

$$I_{ds} = KV_{ds}$$

Esta zona se denomina *región óhmica* ya que el transistor se comporta como una resistencia variable en función de  $V_{gs}$ .

En la segunda zona, aquella en que las características son horizontales, se tiene un régimen de saturación. Para una tensión  $V_{gs}$  fija, cuando  $V_{ds}$  aumenta, la corriente de drenador permanece estable.

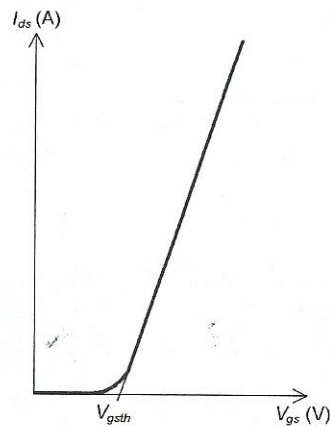
Los transistores MOS más utilizados son los de enriquecimiento. Al igual que los transistores bipolares, se pueden emplear en régimen lineal (amplificadores) o en régimen de conmutación (interruptores controlados por tensión). En los

dos casos, puede ser necesario tener en cuenta la capacidad de entrada (de graduador) máxima, que limitará la frecuencia de utilización del transistor. Esta capacidad es muy pequeña, del orden del picofaradio, y se expresa por  $C_{iss}$ .

Para la utilización en régimen de conmutación a menudo es necesario conocer el tiempo de paso del estado de bloqueo al de conducción ( $t_{on}$ ) y el tiempo de paso del estado de conducción al de bloqueo ( $t_{off}$ ).

### Transconductancia

La transconductancia representa la pendiente de la curva  $I_d = f(V_{gs})$  con  $V_{ds}$  fija. Se expresa en siemens (S) ( $A/V = \Omega^{-1}$ ). La figura 8.10 muestra el aspecto de esta curva.



**Figura 8.10.** Transconductancia de un transistor canal N de enriquecimiento.

### Corriente máxima

- $I_{dm\acute{a}x}$ : corriente de drenador máxima.
- $I_{dss}$  o  $I_{don}$ : corriente de drenador con el graduador cortocircuitado con el surtidor (elementos de empobrecimiento) o con el drenador (elementos de enriquecimiento).

### Tensiones límite

- $V_{dsm\acute{a}x}$ : tensión drenador-surtidor máxima.
- $V_{gsm\acute{a}x}$ : tensión graduador-surtidor máxima.
- $V_p$  o  $V_t$  ( $V_{gsth}$ ): tensión de estrangulamiento o de umbral.

### Potencia disipada

La potencia disipada por un transistor MOS en régimen estático vale:

$$P = I_{ds} V_{ds}$$

En el caso en que la corriente y la tensión son variables y periódicos en el tiempo, se tiene:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I_{ds}(t) V_{ds}(t) dt$$

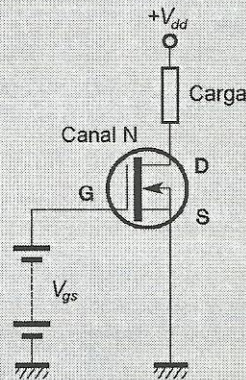
Cuando los transistores MOS se utilizan en régimen de conmutación, se habla muy a menudo de resistencia interna. Si el transistor está bloqueado, se tiene  $R_{DSoff}$  y si el transistor está en conducción  $R_{DSon}$ . Resulta interesante conocer  $R_{DSonmáx.}$ , que es el valor máximo de la resistencia drenador-surtidor en el estado de conducción.

Para poder resolver los problemas térmicos, es necesario conocer los parámetros siguientes:

- $T_{jmáx.}$ : temperatura máxima de unión;
- $R_{jtc}$ : resistencia térmica unión-cápsula. (Del mismo modo que para los transistores bipolares, se puede igualmente encontrar  $R_{tja}$ , que es la resistencia térmica unión-aire.)

### Aplicaciones

Tómese, por ejemplo, un MOSFET canal N de enriquecimiento de tipo BUZ10, cableado como muestra la figura 8.11. La carga vale  $1,5 \Omega$  y la corriente 10 A.



- 1) ¿Cuál es la potencia disipada por el transistor?
- 2) El aire ambiente está a  $25^\circ\text{C}$ , ¿cuál debe ser la resistencia térmica del radiador? ( $R_{jtc} = 1^\circ\text{C/W}$  y  $T_{jmáx.} = 150^\circ\text{C}$ .)

**Soluciones**

1) Se tiene una tensión  $V_{ds} = V_{dd} - (RI_d)$ , o sea  $V_{ds} = 5 \text{ V}$ .  
 $\Rightarrow P = V_{ds}I_d = 50 \text{ W}$

2)  $P = \frac{T_{j\text{máx.}} - T_a}{R_{jc} + R_{jh}} \Rightarrow R_{jh} = \frac{125}{50} = 1,5^\circ\text{C/W}$ .

**8.2 CARACTERÍSTICAS DE ALGUNOS TRANSISTORES**

**Características técnicas**

En las tablas 8.1 a 8.4 se encuentran, respectivamente:

- los transistores NMOS de conmutación;
- los transistores PMOS de conmutación;
- los transistores NMOS con control estándar;
- los transistores PMOS con control estándar.

**Tabla 8.1.** Transistores NMOS para conmutación.

Referencia	$V_{DS\text{máx.}}$ (V)	$I_{D\text{máx.}}$ a $25^\circ\text{C}$ (A)	$P_{\text{totmáx.}}$ (W)	$V_{GS\text{th}}$ (V)	$R_{DSon\text{máx.}}$ ( $\Omega$ )	$t_{on}/t_{off}$ máx. (ns)	Cápsula
2N7000	60	0,28	0,83	0,8/3	5	10/10	TO92
2N7002	60	0,18	0,25	0,8/3	5	10/15	SOT23
BS107	200	0,15	0,83	0,8/2,4	28	10/20	TO92-2
BS170	60	0,5	0,83	0,8/3	5	10/10	TO92-2
BSP126	250	0,35	1,5	0,8/2	7	10/30	SOT223
BSP225	250	0,225	1,5	0,8/2,8	15	10/30	SOT223
BSR64	60	0,25	1	0,8/2,5	7,5	–	TO237
BSR70	120	0,25	1	0,8/2	10	–	TO237
BSR76	240	0,25	1	0,8/2	10	–	TO237
BSS89	200	0,3	1	0,8/2,8	6	–	TO92-3
BSS101	200	0,16	0,63	0,8/2,8	12	–	TO92-2
BSS123	100	0,15	0,25	0,8/2,8	6	10/20	SOT23
IRLML2402	20	0,93	0,34	0,8/3	0,25	15/20	SOT23
IRLML2803	30	0,91	0,34	1/2,5	0,25	10/15	SOT23
VN2406D	240	1,4	20	0,8/2	6	–	TO220-1
VN2410L	240	0,15	1	0,8/2	10	10/30	TO92-1
ZVN1404A	40	0,1	1	0,8/2,4	250	–	TO92-1
ZVN1420A	200	0,1	1	1/3	1000	–	TO92-1

Referencia	$V_{DSm\acute{a}x.}$ (V)	$I_{Dm\acute{a}x.}$ a 25°C (A)	$P_{totm\acute{a}x.}$ (W)	$V_{GSth}$ (V)	$R_{DSonm\acute{a}x.}$ (Ω)	$t_{on}/t_{off}$ m\acute{a}x. (ns)	C\acute{a}psula
ZVN2106G	60	0,7	2	0,8/2,4	2	15/27	SOT223
ZVN4106F	60	0,2	0,33	1,3/3	2,5	12/14	SOT23
ZVN4306A	60	1,1	0,85	1,3/3	0,33	33/46	TO92
ZVN4310A	100	0,9	0,85	1/3	0,5	33/55	TO92

Tabla 8.2. Transistores PMOS para conmutaci3n.

Referencia	$V_{DSm\acute{a}x.}$ (V)	$I_{Dm\acute{a}x.}$ a 25°C (A)	$P_{totm\acute{a}x.}$ (W)	$V_{GSth}$ (V)	$R_{DSonm\acute{a}x.}$ (Ω)	$t_{on}/t_{off}$ m\acute{a}x. (ns)	C\acute{a}psula
BS250	-45	-0,25	0,83	-1/3,5	14	5/20	TO92-2
IRLM5103	-30	-0,6	0,34	-1/-2	0,6	20/40	SOT23
IRLM6302	-20	-0,61	0,34	-0,7/-1,4	0,6	35/45	SOT23
VPO102N3	-20	-0,4	1	-1,5/-3,5	8	-	TO92-1
VPO106N5	-60	-0,4	15	-1,5/-3,5	8	-	TO220-1
VPO110N7	-100	-0,4	0,8	-1,5/-3,5	16	-	(1/4) DIL14
VPO120N3	-200	-0,3	1	-1,5/-3,5	40	-	TO92-1
ZVP1304A	-40	-1	1	-1,5/-3,5	25	-	TO92-1
ZVP1310A	-100	-1	1	-1,5/-3,5	50	-	TO92-1
ZVP1320B	-200	-1,5	5	-1,5/-3,5	100	-	TO39
ZVP2106G	-60	-0,45	2	-1,5/-3,5	5	22/27	SOT223

Tabla 8.3. Transistores NMOS con control est\andar.

Referencia	$V_{DSm\acute{a}x.}$ (V)	$I_{Dm\acute{a}x.}$ a 25°C (A)	$P_{totm\acute{a}x.}$ (W)	$V_{GSth}$ (V)	$R_{DSonm\acute{a}x.}$ (Ω)	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	C\acute{a}psula
BUZ10	50	12	75	2,1/4	0,1	150	TO220-1
BUZ11	50	30	75	-	0,04	175	TO220-1
BUK453-60A	60	22	75	-	0,08	175	TO220-1
BUK455-400B	400	6,5	100	-	1	150	TO220-1
BUK456-100A	100	34	150	-	0,057	175	TO220-1
BUK456-1000B	1000	3,1	125	-	5	150	TO220-1
BUK481-100A	100	1	1,8	-	0,1	-	SOT223
BUK7508-55	55	75	187	-	0,008	175	TO220-1
BUK7518-55	55	60	125	-	0,014	175	TO220-1
BUK7524-55	55	50	90	-	0,018	175	TO220-1
BUK7840-55	55	10,7	8,3	-	0,4	150	SOT223
IRF520	100	9,2	60	2/4	0,27	150	TO220-1
IRF530	100	14	88	2/4	0,16	150	TO220-1



Referencia	$V_{DSm\acute{a}x.}$ (V)	$I_{Dm\acute{a}x.}$ a 25°C (A)	$P_{totm\acute{a}x.}$ (W)	$V_{GSth}$ (V)	$R_{DSonm\acute{a}x.}$ ( $\Omega$ )	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	Cápsula
IRF640	200	18	125	2/4	0,18	150	TO220-1
IRF730	400	5,5	74	2/4	1	150	TO220-1
IRF840	500	8	125	2/4	0,85	150	TO220-1
IRF3710	100	46	150	–	0,028	175	TO220-1
IRFP064N	60	70	300	–	0,009	175	TO220-1
IRFP150N	100	41	230	–	0,055	175	TO220-1
IRFP460	500	20	280	–	0,27	150	TO220-1
IRFZ24	60	17	60	–	0,1	175	TO220-1
IRFZ34	60	30	88	–	0,05	175	TO220-1
IRFZ44	60	50	150	–	0,028	175	TO220-1
IRFZ46N	55	46	88	–	0,02	175	TO220-1
MTW6N100E	1000	6	178	–	1,5	150	TO220-1
MTW20N50E	500	20	250	–	0,27	150	TO220-1
MTW32N20E	200	32	180	–	0,085	150	TO220-1
MTW45N10E	100	45	180	–	0,04	150	TO220-1
ZVN4306G	60	2,1	3	–	0,33	–	SOT223
ZVN4310G	100	1,67	3	–	0,54	–	SOT223

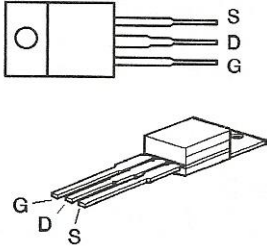
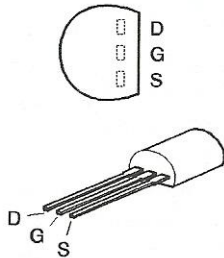
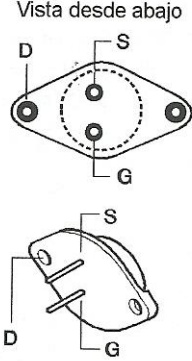
Tabla 8.4. Transistores PMOS con control estándar.

Referencia	$V_{DSm\acute{a}x.}$ (V)	$I_{Dm\acute{a}x.}$ a 25°C (A)	$P_{totm\acute{a}x.}$ (W)	$V_{GSth}$ (V)	$R_{DSonm\acute{a}x.}$ ( $\Omega$ )	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	Cápsula
BSP250	–30	–3	1,65	–	0,25	–	SOT223
IRF4905	–55	–64	150	–	0,02	175	TO220-1
IRF9Z24	–60	–11	60	–	0,28	175	TO220-1
IRF9Z34	–60	–18	88	–	0,14	175	TO220-1
IRF9530	–100	–12	88	–2/–4	0,3	150	TO220-1
IRF9630	–200	–6,5	150	–2/–4	0,8	150	TO220-1
IRFP9140	–100	–21	180	–	0,2	175	TO220-1
MTM814	–80	–8	75	–1,5/–4	0,4	150	TO3-1
MTP2P50	–500	–2	75	–2/–4,5	6	150	TO220-1
PF5522	–100	–12	40	–2/–4	0,8	150	TO220-1
PF5532	–100	–25	40	–2/–4	0,4	150	TO220-1
VPO1A2N2	–20	–3	5	–1,5/–3,5	4	150	TO39
VPO1A3N5	–30	–3	35	–1,5/–3,5	4	150	TO220-1
VPO2A3N5	–30	–4	50	–1,5/–3,5	2	150	TO220-1

**Patillaje y cápsulas** (componentes vistos desde arriba, salvo TO3-1)

Véanse las figuras de las páginas 190-191.

<b>Patillaje y cápsulas</b>	
<b>TO39</b>	<p style="text-align: center;">Vista desde arriba</p> <p style="text-align: center;">D G S</p> <p style="text-align: center;">S D G</p>
<b>TO92-1</b>	<p style="text-align: center;">Vista desde arriba</p> <p style="text-align: center;">D G S</p> <p style="text-align: center;">D G S</p>
<b>TO92-2</b>	<p style="text-align: center;">Vista desde arriba</p> <p style="text-align: center;">S G D</p> <p style="text-align: center;">S G D</p>
<b>TO92-3</b>	<p style="text-align: center;">Vista desde arriba</p> <p style="text-align: center;">G D S</p> <p style="text-align: center;">G D S</p>

<p>TO220-1</p>	<p>Vista desde arriba</p> 
<p>TO237</p>	<p>Vista desde arriba</p> 
<p>TO3-1</p>	<p>Vista desde abajo</p> 

### 8.3 EJEMPLOS DE SELECCIÓN

#### Control de motor paso a paso

En el mercado se puede encontrar un buen número de circuitos especializados que permiten efectuar el control de pequeños motores paso a paso. Cuando se desea controlar un motor más potente, que necesita, por tanto, corrientes por fase más elevadas, debe recurrirse a tarjetas que integren la electrónica de potencia.

Se puede ver aquí una solución intermedia que consiste en amplificar en corriente las salidas de un pequeño circuito: el PMM8713. (El esquema estructural se facilita en la figura 8.12.) El objetivo no es estudiar su funcionamiento, sino únicamente realizar la etapa de adaptación de impedancias.

El motor paso a paso tiene las características siguientes:

- número de fases: 4;
- frecuencia máxima de excitación de una fase: 1 kHz;
- resistencia de una fase: 0,34  $\Omega$ ;
- corriente por fase: 5,2 A.

Determinemos los parámetros de los transistores  $Q_1$  a  $Q_4$ , que, como se puede constatar en el esquema estructural, son transistores MOS canal N.

Como la alimentación de potencia es de 5 V, se deduce que  $V_{DSm\acute{a}x.}$  no es un factor restrictivo. En efecto, incluso si la alimentación presentara transitorios, se puede pensar que la tensión  $V_{DS}$  será siempre inferior a 10 V.

La intensidad nominal en una fase es de 5,2 A. Es preciso tomar un coeficiente de seguridad bastante importante, del orden de 2, y se elegirá así un transistor capaz de soportar una corriente de drenador superior a 10 A.

La frecuencia máxima de funcionamiento es relativamente pequeña, del orden de 1 kHz, lo que hace que los tiempos de conmutación ( $T_{on}$  y  $T_{off}$ ) no tengan que tomarse en cuenta: el peor de los transistores tiene tiempos de subida y de caída inferiores a 100 ns...

Estos datos permiten hacer una primera selección (tablas 8.1 a 8.4) y tomar los transistores BUZ10 y BUK7840-55. La diferencia entre ambos radica en la potencia disipable y en la resistencia en el estado de conducción.

Con una tensión de alimentación de 15 V, el circuito PMM8713 puede suministrar en la salida una tensión de 14 V y una corriente de 20 mA. Con los divisores de tensión formados por las resistencias  $R_1$  y  $R_9$ ,  $R_2$  y  $R_{10}$ ,  $R_3$  y  $R_{11}$ ,  $R_4$  y  $R_{12}$ , las tensiones  $V_{gs}$  pueden valer 0 V o 7,5 V.

Cualquiera de los dos transistores que se tome, ambos tienen una tensión de umbral  $V_{gsth}$  con un valor máximo de 4 V. Si se considera una transconductancia de 3 S y una tensión  $V_{gs}$  de 7,5 V, se obtendrá de sobra una corriente de drenador de 5,2 A. En efecto, se tiene  $I_{dm\acute{a}x.}$  que vale:

$$I_{dm\acute{a}x.} = (7,5 - 4) \times 3 = 10,5 \text{ A}$$

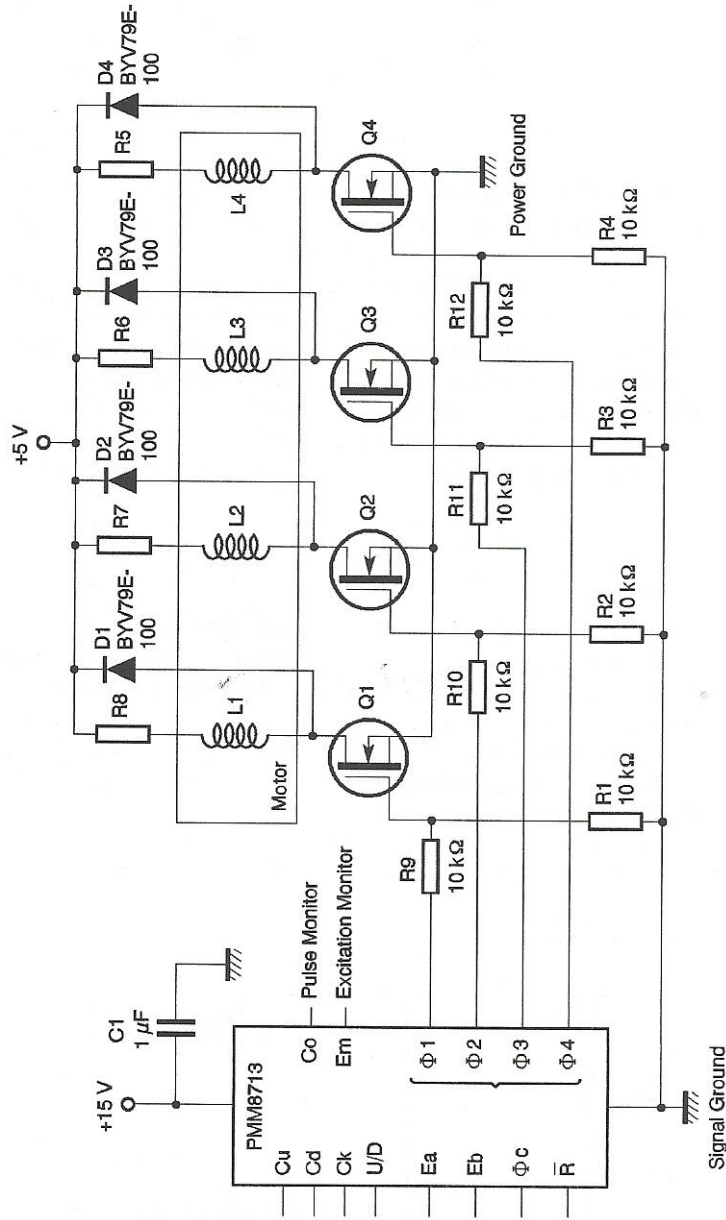


Figura 8.12. Esquema estructural del control del motor paso a paso.

La resistencia en el estado de conducción ( $R_{DSon}$ ) es de  $0,1 \Omega$  para el BUZ10 y de  $0,4 \Omega$  para el BUK7840-55. Con una corriente de drenador que tenga un valor de  $5,2 \text{ A}$ , el primer transistor disipará una potencia estática:

$$P = 0,1 \times 5,2^2 = 2,7 \text{ W}$$

y el segundo:

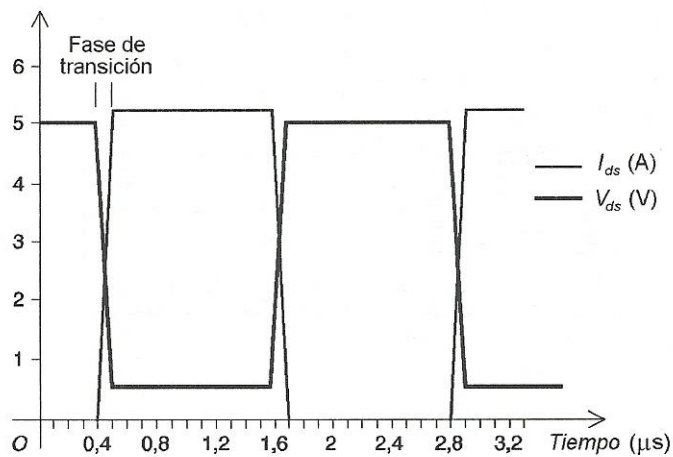
$$P = 0,4 \times 5,2^2 = 10,8 \text{ W}$$

Como los transistores sólo conducen la mitad del tiempo, la potencia estática media disipada por cada transistor es, respectivamente, de  $1,35 \text{ W}$  y  $5,4 \text{ W}$ .

¿Es necesario añadirles un disipador térmico? A la potencia estática viene a sumarse una potencia dinámica cuyo valor es directamente proporcional a la frecuencia de conmutación de las fases (velocidad de rotación del motor). Ésta es difícilmente cifrable sin observar con un osciloscopio cómo evoluciona, durante una fase de transición, la corriente de drenador y la tensión  $V_{DS}$ , pero recordemos que:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ds}(t) I_{ds}(t) dt$$

No obstante, existe un medio simple de encontrar un máximo de esta potencia. Como muestra el gráfico de la figura 8.13, durante una fase de transición, la tensión  $V_{DS}$  y la corriente  $I_{ds}$  evolucionarán al mismo tiempo (la escala se ha escogido para poner en evidencia las fases de transición y corresponde en realidad al transistor BUZ10 a una frecuencia de  $416 \text{ kHz}$ ).

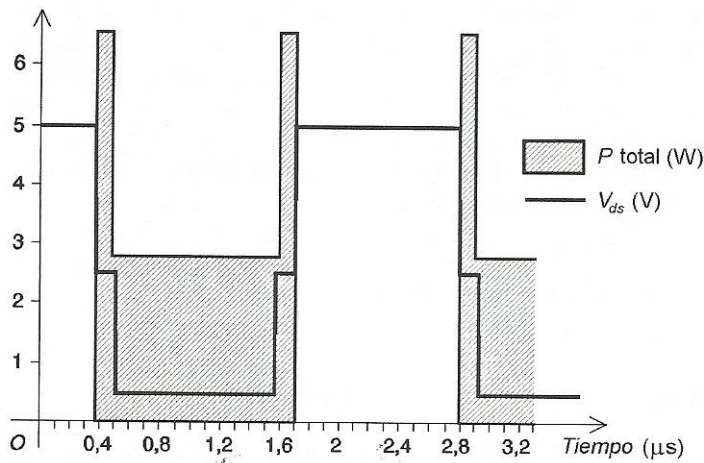


**Figura 8.13.** Evolución de la tensión  $V_{DS}$  y de la corriente  $I_{ds}$  en función del tiempo.

Cuando el transistor está bloqueado, el valor de la tensión  $V_{ds}$  es de 5 V y cuando está en conducción, se tiene:

$$V_{ds} = R_{on}I_d = 0,52 \text{ V}$$

Basta considerar que, durante la transición, estos dos valores son fijos y valen su máximo dividido por dos, o sea 2,5 V para la tensión y 2,6 A para la corriente. Se obtiene así una potencia total instantánea variable, como muestra el esquema de la figura 8.14.



**Figura 8.14.**  
Representación de la potencia instantánea.

Se observan picos de potencia de 6,5 W durante las fases de transición, de las fases estáticas en que la potencia vuelve a caer a 2,7 W (el transistor conduce) y de las fases en que la potencia disipada es nula (transistor bloqueado). De esta potencia instantánea, es posible extraer una potencia media:

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ds}(t) I_{ds}(t) dt$$

Con un período  $T$  que vale 2,6  $\mu\text{s}$ :

$$P_d = \frac{1}{2,6} \times [(6,5 \times 0,1) + (2,7 \times 1,1) + (6,5 \times 0,1) + (0 \times 1,3)]$$

$$= 1,643 \text{ W}$$

Como se acaba de hacer con una frecuencia de 416 kHz y tiempos de conmutación ( $T_{on}$  y  $T_{off}$ ) de 0,1  $\mu\text{s}$ , se procederá ahora al cálculo en el caso que interese con  $f = 1 \text{ kHz}$  (correspondiente a  $T = 1000 \mu\text{s}$ ):

$$P_d = \frac{1}{1000} \times [(6,5 \times 0,1) + (2,7 \times 499,8) + (6,5 \times 0,1) + (0 \times 500)]$$

$$= 1,3508 \text{ W}$$

Aplicado al cálculo del transistor BUK7840-55...

$$P_d = \frac{1}{1000} \times [(6,5 \times 0,1) + (10,8 \times 499,8) + (6,5 \times 0,1) + (0 \times 500)]$$

$$= 5,4 \text{ W}$$

Se observa que los dos transistores pueden ser adecuados, pero el BUK7840-55 disipará una potencia netamente mayor que el BUZ10. Sabiendo que este último tiene un mejor comportamiento en cuanto a sus características térmicas pero resulta un poco más caro, será necesario hacer una elección según el criterio dominante en la aplicación...

Para obtener el valor nominal de las resistencias  $R_5$  a  $R_8$  se hace uso de la ecuación:

$$V_{cc} = (R_5 + R_L + R_{on})I \Leftrightarrow R_5 = (V_{cc}/I) - R_L - R_{on}$$

$$\Rightarrow R_5 = 0,52 \Omega \text{ con el transistor BUZ10}$$

$$\text{o } R_5 = 0,22 \Omega \text{ con el transistor BUK7840-55.}$$

### Amplificador de tensión con transistor MOS

Este amplificador de señales débiles utiliza un transistor MOS en configuración de surtidor común (figura 8.15). La ganancia de esta etapa vale:

$$A_v = -G_{mo}(R_4 \parallel R_5)$$

Se observa que la ganancia de tensión depende de la transconductancia del transistor. Para el BS170, se tiene  $G_{mo} = 110 \text{ S}$ .

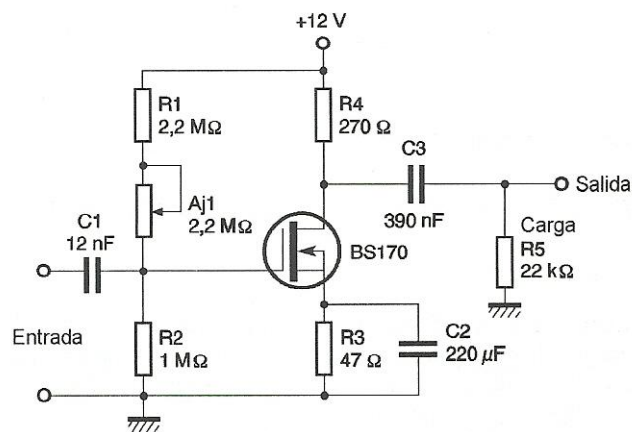


Figura 8.15. Esquema estructural del amplificador de tensión.



**Aplicaciones**

Verifíquese, por medio de tres preguntas, que el transistor BS170 es adecuado para la aplicación deseada:

- 1) ¿Cuál debe ser el valor de la corriente de drenador para permitir una amplitud de la señal de salida máxima?
- 2) ¿Soporta el transistor BS170 las tensiones y corrientes puestas en juego?
- 3) ¿Permiten los componentes  $R_1$ ,  $A_{j1}$  y  $R_2$  obtener una polarización correcta del transistor?

**Soluciones**

- 1) Para que la tensión de salida tenga la variación de amplitud más grande, es necesario que la tensión en bornes de  $R_4$  valga  $V_{dd}/2$ , o sea 6 V. Conociendo el valor de  $R_4$ , se deduce que la corriente de drenador  $I_d$  debe valer:

$$I_d = \frac{6}{270} = 22 \text{ mA.}$$

- 2) La tensión  $V_{ds}$  máxima puede alcanzar  $V_{cc}$  cuando el transistor no conduce ( $I_d = 0 \text{ mA}$ )  $\Rightarrow V_{ds\text{máx.}} = 12 \text{ V}$ .

La tensión  $V_{gs}$  depende en parte de la polarización estática y en parte de la tensión de entrada. Como la ganancia de tensión de la etapa es mayor que 29.000, se supone que la tensión de entrada no superará los 400  $\mu\text{V}$  pico a pico, que es despreciable en comparación con la polarización estática.

Por otro lado, se puede encontrar el valor de  $V_{gs}$ :

$$V_{gs} = V_{gm} + V_{ms} = V_{gm} - V_{R3}$$

La tensión  $V_{gm}$  (tensión entre graduador y masa) es máxima si  $A_{j1}$  está al mínimo, lo que corresponde entonces a un valor de  $V_{gm}$ :

$$V_{gm} = \frac{12R_1}{R_1 + R_2} = 3,75 \text{ V}$$

Además,  $V_{R3}$  está comprendido entre 0 V y como máximo:

$$V_{R3} = \frac{12R_4}{R_3 + R_4} = 1,78 \text{ V}$$

Así, se puede deducir que  $3,75 \text{ V} < V_{gs} < 1,97 \text{ V}$ . Estos dos valores de tensión son muy inferiores a los máximos impuestos por el BS170. ¿Cuánto vale  $I_{ds\text{máx}}$ ?

La corriente de drenador es máxima cuando  $V_{ds}$  tiende a 0 V. Esto da:

$$I_{ds\text{máx}} = \frac{V_{cc}}{R_3 + R_4} = 37,8 \text{ mA}$$

Este valor de corriente está muy por debajo de los 500 mA que soporta el BS170, pero es necesario todavía verificar que la potencia estática disipada por el transistor no sea demasiado elevada:

$$P_s = V_{ds} I_{ds} = \frac{V_{ds}(12 - V_{ds})}{317} = \frac{V_{ds}^2}{317} + \frac{12V_{ds}}{317}$$

Esta función admite un máximo para  $V_{ds} = 6 \text{ V}$ , que corresponde a  $P_s = 114 \text{ mW}$ .

Esta potencia es perfectamente compatible con la que puede soportar el BS179 (830 mW); la potencia dinámica igualmente.

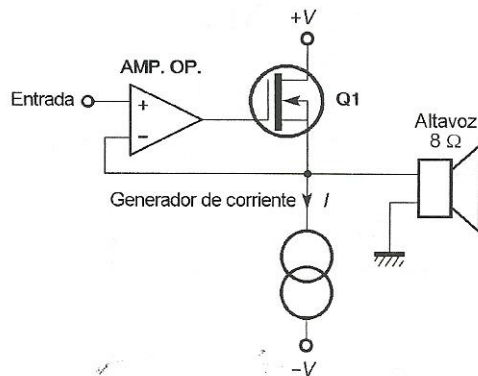
- 3) Se ha visto antes que  $3,75 \text{ V} < V_{gs} < 1,97 \text{ V}$ . Como la tensión de umbral  $V_{gsth}$  del BS170 está comprendida entre 0,8 y 3 V, se puede afirmar que esta tensión  $V_{gs}$  es suficiente para hacer que el transistor entre en conducción. Además, como la transconductancia es elevada ( $g_{mo} \approx 110 \text{ A/V}$ ), la corriente de drenador podrá alcanzar 22 mA.

### Amplificador de 25 W clase A

Recuérdese, en un primer momento, el funcionamiento de un amplificador de clase A. Un solo transistor asegura la amplificación de la señal, lo que permite evitar la «distorsión cruzada», siempre presente en los amplificadores de clase B o AB. Como muestra el esquema estructural de la figura 8.16, un generador de corriente está conectado en el surtidor del transistor de salida. Si este transistor estuviera bloqueado, la intensidad debería circular por el altavoz, lo que significaría la destrucción de este último... En funcionamiento estático, cuando no se tiene señal de audio en la entrada, el amplificador operacional realimentado negativamente sobre la salida

obliga al transistor a mantener una tensión nula en los bornes del altavoz. La intensidad absorbida por el generador de corriente provendrá, así, únicamente del transistor de salida, que está polarizado permanentemente.

En funcionamiento dinámico, el amplificador operacional hará que el transistor sea más o menos conductor, con el fin de recobrar en la salida la señal de audio que le es aplicada. Para obtener una tensión negativa en los bornes del altavoz, es necesario bloquear ligeramente el transistor de manera que ya no suministre toda la intensidad al generador de corriente: habrá mucha circulación de corriente entre la masa del altavoz y este generador para compensar esta disminución de intensidad.



**Figura 8.16.** Esquema estructural simplificado del amplificador de 25 W clase A.

Para obtener una tensión positiva en los bornes del altavoz, basta hacer muy conductor al transistor de salida, siendo entonces la intensidad drenador-surtidor superior a la demandada por el generador de corriente; existe circulación de una corriente desde el surtidor del transistor hacia la masa del altavoz.

Interesémonos ahora en el esquema estructural detallado de la figura 8.17. El generador de corriente está constituido por un transistor MOSFET ( $Q_2$ ) cuyo graduador está polarizado por el conjunto  $R_{V2}$ ,  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $C_5$  y  $C_6$ . Para determinar qué tensión  $V_{gs}$  es necesario aplicar a este transistor, evalúese la intensidad de drenador necesaria para el buen funcionamiento del amplificador. Una potencia de 25 W<sub>ef</sub> bajo 8 Ω corresponde a una intensidad eficaz de 1,77 A, o sea, una intensidad máxima de  $1,77 \times 1,414 = 2,5$  A.

Para no despolarizar  $Q_1$ , se considerará que es necesaria en  $Q_2$  una corriente mínima de 3 A. De esta manera, todavía circulará 0,5 A en  $Q_1$ . Se deduce inmediatamente la corriente máxima  $I_{dm\acute{a}x}$  que atravesará  $Q_1$  durante la alternancia siguiente de la señal:  $I_{dm\acute{a}x} = 3 + 2,5 = 5,5$  A.

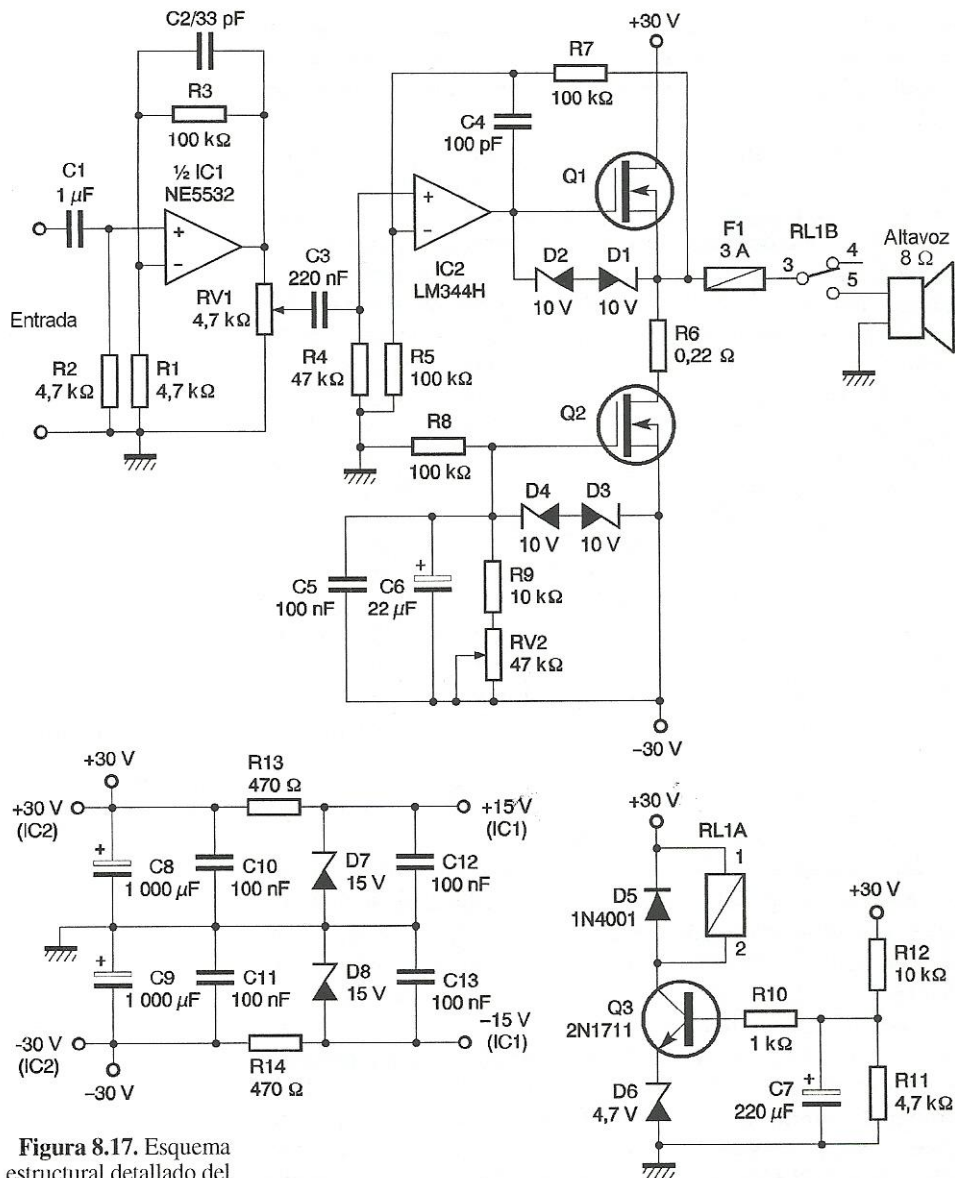


Figura 8.17. Esquema estructural detallado del amplificador clase A.

Los diodos Zener  $D_1$  a  $D_4$  protegen los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  de las tensiones  $V_{gs}$  demasiado grandes. Con los valores de umbral escogidos (10 V), la tensión  $V_{gs}$  está limitada a 10,6 V. En efecto, cuando un diodo Zener está polarizado inversamente, el otro está polarizado en el sentido directo, lo que da una caída de tensión total  $V_z = 10 + 0,6 = 10,6$  V. Así, se tiene  $V_{gs\text{máx.}} = 10,6$  (para  $Q_1$  y para  $Q_2$ ).

La tensión  $V_{gs}$  se obtiene gracias al único divisor de tensión formado por las resistencias  $R_{V2}$ ,  $R_8$  y  $R_9$ . Los condensadores  $C_6$  y  $C_7$  se encargan de estabilizar este potencial. Un dispositivo de este tipo permite hacer variar la corriente desde algunos miliamperios hasta más de 5 A.

Con el valor de 3 A deducido, la potencia disipada en reposo por los transistores vale  $P_s = V_{ds}I_{ds}$ , o sea, ¡unos 90 W!

Afortunadamente, esta potencia apenas será superada, incluso cuando la salida del amplificador entregue 25 W eficaces. La resistencia térmica de los radiadores seleccionados deberá ser inferior a  $0,35^\circ\text{C}/\text{W}$ ; todo valor superior condenaría los transistores a una destrucción segura por embalamiento térmico...

Como la amplitud del margen de alimentación es de 60 V, se deduce que  $V_{ds\text{máx.}} = 60 \text{ V}$ , lo cual permite seleccionar para  $Q_1$  y  $Q_2$  transistores IRFZ44 o bien IRFP064, o incluso BUK456-100A.

### Alimentación del amplificador

Como se puede constatar en la figura 8.18, el esquema de la alimentación es muy sencillo, pero no puede dar lugar a un circuito impreso porque los componentes de potencia utilizados no se prestan mucho.

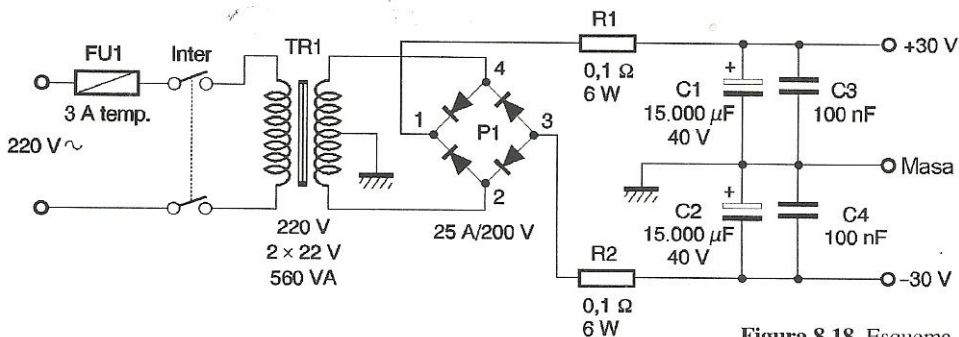


Figura 8.18. Esquema estructural de la alimentación.

Para los condensadores de filtrado  $C_1$  y  $C_2$ , se aconseja encarecidamente utilizar modelos con pequeña resistencia serie (FRS o TFRS) de tipo C056, C057 o C154 (conexiones sobre bornes con tornillo). Se tomarán como valores mínimos  $15.000 \mu\text{F}$  a una tensión de 40 V. En cuanto al puente rectificador, deberá soportar 10 A en valor eficaz; se ha optado por un modelo 25 A/200 V que deberá obligatoriamente estar asociado a un radiador de valor inferior a  $2^\circ\text{C}/\text{W}$ . La resisten-

cia incluida en el circuito permite limitar la solicitud de corriente al aplicar la tensión al circuito. Será necesario seleccionar un modelo que disipe más de 15 W, como los RH25 de la sociedad Sfernice.