

Selección de un transistor bipolar

7.1 CRITERIOS DE SELECCIÓN

Teoría, ganancia de corriente

Los transistores bipolares son semiconductores constituidos por tres zonas que tienen un dopado de tipo P o de tipo N. Estas zonas están conectadas a electrodos de control (la base) o de polarización (el colector y el emisor).

Se diferencian dos tipos de transistores bipolares: los transistores NPN (figura 7.1) y los transistores PNP (figura 7.2).

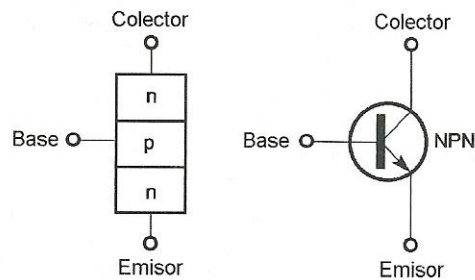


Figura 7.1. Transistor NPN.

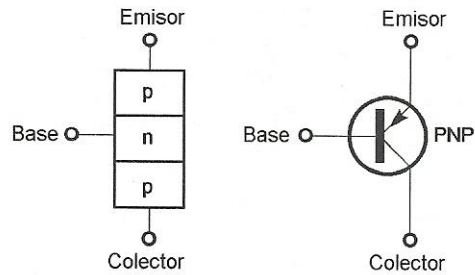


Figura 7.2. Transistor PNP.

El interés de los transistores reside en su capacidad de amplificar una corriente eléctrica. Si se hace circular una corriente I_b desde la base del transistor hasta el emisor, circula una corriente β veces más elevada del colector al emisor. De estos hechos se deducen dos relaciones primordiales:

$$I_c = \beta I_b \quad \text{e} \quad I_e = I_b + I_c$$

Corriente y tensiones límite

- $V_{cbm\acute{a}x.}$: tensión máxima admisible entre colector y base con circuito de emisor abierto.
- $V_{cem\acute{a}x.}$: tensión máxima admisible entre colector y emisor con circuito de base abierto.
- $V_{ebm\acute{a}x.}$: tensión máxima admisible entre emisor y base con circuito de colector abierto.
- $I_{cm\acute{a}x.}$: corriente máxima que puede circular en el colector.

Curvas características

Las curvas características de la figura 7.3, establecidas por el fabricante del transistor, permiten conocer todo lo que es útil saber sobre el componente a fin de polarizarlo correctamente.

En el primer cuadrante, $I_c = f(V_{ce})$, se obtiene una infinidad de curvas, correspondiente cada una a un valor de la corriente de base. El fabricante sólo ha representado algunas de ellas. Para una determinada corriente de base, se observa que la curva tiene dos zonas distintas. En la primera, para pequeñas tensiones V_{ce} , se está en un régimen de conmutación; el transistor es utilizado como interruptor. En la segunda, para tensiones comprendidas entre 0,3 V y $V_{cem\acute{a}x.}$, se está en la zona de funcionamiento lineal, y el transistor se utiliza como amplificador.

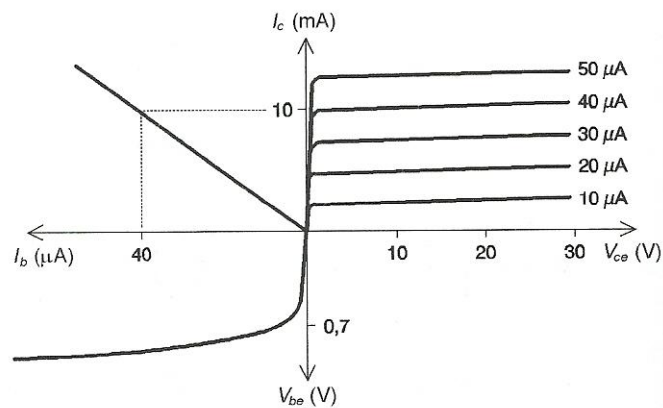


Figura 7.3. Curvas características de un transistor bipolar.

En el segundo cuadrante, $I_c = f(I_b)$, se observa que la curva es una recta. Su pendiente corresponde a la ganancia del transistor, indicada β en la fórmula siguiente:

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

En el tercer y último cuadrante, $I_c = f(V_{be})$, nos da la corriente de base en función de la tensión V_{be} . Se puede constatar que esta curva se parece a la polarización de un diodo. Esto es completamente normal ya que, si se observa el esquema de un transistor (figura 7.1), se comprueba que se tiene una unión NP (diodo) entre el emisor y la base.

Aplicaciones

- 1) Sea un transistor de ganancia igual a 100. Sabiendo que la intensidad de base vale 1 mA, calcular I_c e I_e .
- 2) A partir de las curvas características precedentes, determínese la ganancia del transistor y la tensión V_{be} a partir de la cual el transistor se pone en conducción.
- 3) Considerando el esquema de la figura 7.4:
 - calcular la intensidad I_b , sabiendo que se trata de un transistor de silicio ($V_{be} = 0,7$ V) y que V_e vale 5 V;
 - considerando una ganancia igual a 300, dar el valor de la corriente I_c ;
 - sabiendo que $V_{dd} = 15$ V, dedúzcase la tensión V_{ce} y la tensión en los bornes de R_2 ;
 - indicar si se está en zona de funcionamiento lineal.

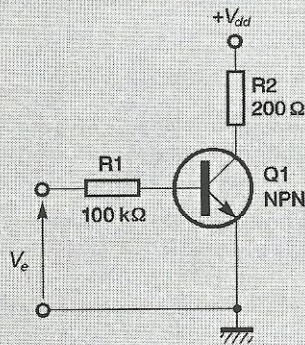


Figura 7.4. Esquema estructural de la aplicación número 3.

Soluciones

1) $I_c = \beta I_b = 100 \text{ mA}$; $I_e = I_c + I_b = 101 \text{ mA}$.

2) $\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{10}{0,04} = 250$ y se observa en el tercer cuadrante que $V_{be} = 0,7 \text{ V}$.

3) Se tiene la malla $V_e - R_1 I_b - V_{be} = 0 \Rightarrow I_b = \frac{5 - 0,7}{100.000} = 43 \mu\text{A}$.

$I_c = \beta I_b = 300 \times 43 = 12,9 \text{ mA}$.

$U_{R2} = R_2 I_c = 200 \times 12,9 = 2,58 \text{ V} \Rightarrow V_{ce} = V_{dd} - U_{R2} = 12,42 \text{ V}$.

Se está en zona de funcionamiento lineal puesto que $V_{ce} > 0,5 \text{ V}$.

Potencia disipada

La figura 7.5 recuerda las corrientes y tensiones puestas en juego cuando un transistor está polarizado.

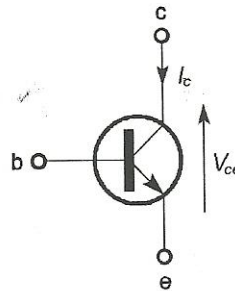


Figura 7.5. Transistor NPN polarizado.

La potencia disipada por un transistor en régimen estático es muy fácil de calcular:

$$P = I_c V_{ce}$$

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

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

Si se prosigue el último ejercicio, se tiene:

$$P = 12,42 \times 12,9 = 160 \text{ mW}$$

Recta de carga y punto de funcionamiento

Para poder trazar la recta de carga, es necesario hacer intervenir la resistencia de carga R_2 (figura 7.6). Ésta se llama también *resistencia de colector*.

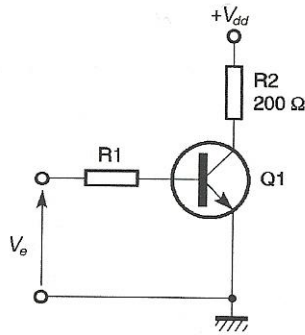


Figura 7.6. Esquema estructural que permite obtener la recta de carga.

La recta de carga representa los diferentes puntos de funcionamiento que se podrán obtener una vez que se ha fijado el valor de la resistencia de carga y la tensión de alimentación. Para hallar la ecuación de esta recta, es suficiente escribir la ecuación de la malla de salida:

$$V_{dd} = R_2 I_c + V_{ce} \Leftrightarrow I_c = \frac{V_{dd} - V_{ce}}{R_2}$$

Como se puede constatar en la figura 7.7, los dos valores extremos del segmento de recta corresponden a $V_{ce} = 0$ V y $V_{ce} = V_{dd}$. Para trazar esta recta, hemos tomado $V_{dd} = 20$ V.

Obsérvese que, si $V_{ce} = 0$ V, $I_c = V_{dd}/R_2$.

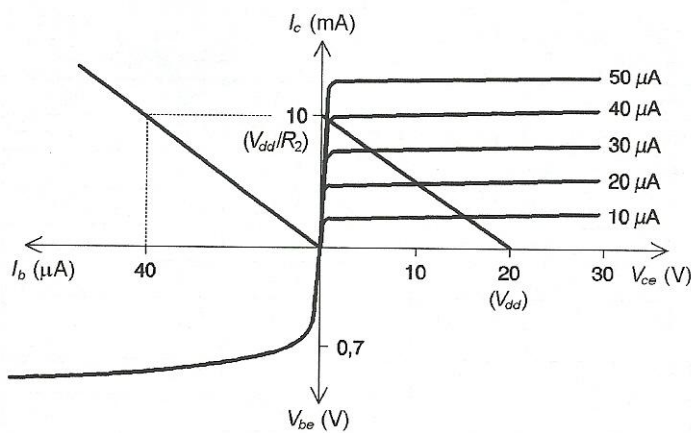


Figura 7.7. Trazado de la recta de carga.

Transistores Darlington

Como puede verse en la figura 7.8, el transistor Darlington está compuesto por dos transistores implantados sobre el mismo sustrato. La ganancia es mucho más elevada que anteriormente, y se tiene:

$$\beta = \beta_1 \beta_2$$

Además, la tensión V_{be} de paso a conducción vale ahora:

$$V_{be} = V_{be1} + V_{be2}$$

o sea, alrededor de 1,4 V para un transistor de silicio.

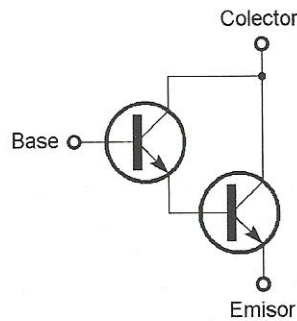


Figura 7.8. Esquema del transistor Darlington.

7.2 CARACTERÍSTICAS DE ALGUNOS TRANSISTORES

Características técnicas

Transistores de pequeña señal NPN (tabla 7.1)

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (mín./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) sin disipador	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	$R_{\theta ja}$ (°C/W) con $T_a = 25^\circ\text{C}$	Cápsula
2N1711	50	0,6	100/300	70	0,8	175	188	TO39
2N2219A	40	0,8	100/300	300	0,8	175	188	TO39
2N2222A	40	0,8	100/300	300	0,5	175	300	TO18
2N2369A	15	0,2	40/120	500	0,36	175	417	TO18
2N3053	40	0,7	50/250	100	1	200	175	TO39
2N3440	250	1	40/160	15	1	200	175	TO39
2N3866	30	0,4	10/200	500	5 + radiador	200	$R_{\theta jc} = 35$	TO39
2N3904	40	0,2	100/300	250	0,31	135	355	TO92-1
2N6717	80	1,5	50/250	50	0,6	150	208	TO92-1

Selección de un transistor bipolar

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (mín./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) sin disipador	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	R_{tja} (°C/W) con $T_a = 25^\circ\text{C}$	Cápsula
BC107B	45	0,2	240/500	150	0,3	175	500	TO18
BC109C	25	0,2	450/900	150	0,3	175	500	TO18
BC237BP	45	0,1	200/460	150	0,3	125	333	TO92-2
BC337A-25	60	0,8	100/630	100	0,625	150	200	TO92-2
BC441	60	2	40/250	50	1	200	175	TO39
BC547	45	0,1	110/800	200	0,5	150	250	TO92-2
BC637	60	1	40/250	130	1	150	125	TO92-3
BF179	115	0,05	20/-	60 mín.	0,6	200	292	TO39
BF196P	30	0,025	26/-	400	0,25	150	500	X11
BF369	20	0,05	70/220	400	0,31	135	355	TO92-1
BF393	300	0,5	40/-	35	0,625	150	200	TO92-1
BF658	250	0,2	25/-	50	7 + radiador	200	$R_{tjc} = 25$	TO39
ZTX451	60	1	50/150	150	1	150	125	X11
ZTX455	140	1	100/-	100	1	200	175	X11
ZTX657	300	1	50/-	30 mín.	1	200	175	X11

Transistores de pequeña señal PNP (tabla 7.2)

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (mín./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) sin disipador	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	R_{tja} (°C/W) con $T_a = 25^\circ\text{C}$	Cápsula
2N2905A	60	0,6	100/300	200	0,6	200	292	TO39
2N2907A	60	0,6	100/300	200	0,4	200	438	TO18
2N3121	45	0,5	30/130	130	0,36	175	417	TO18
2N3549	60	0,1	100/-	60	0,4	175	375	TO18
2N3906	40	0,2	100/300	250	0,31	135	355	TO92-1
2N4403	40	0,6	100/300	200	0,31	135	355	TO39
2N5401	150	0,6	60/240	100	0,31	135	355	TO92-1
2N5415	200	1	30/150	15	10 + radiador	200	$R_{tjc} = 17,5$	TO39
2N5416	300	1	30/150	15	10 + radiador	200	$R_{tjc} = 17,5$	TO39
BC177A	45	0,1	125/260	200	0,3	175	500	TO18
BC178A	25	0,2	120/800	200	0,3	175	500	TO18
BC179C	20	0,05	380/-	200	0,3	175	500	TO18

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (min./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) sin disipador	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	$R_{\theta a}$ (°C/W) con $T_a = 25^\circ\text{C}$	Cápsula
BC214	30	0,2	140/600	320	0,3	150	417	TO92-2
BC307AP	45	0,1	125/-	130 mín.	0,3	125	333	TO92-2
BC327L	45	0,8	100/600	200	0,625	150	200	TO92-3
BC461	60	2	40/250	50	1	200	175	TO39
BC477A	80	0,15	125/260	180	0,36	200	486	TO18
BC478A	40	0,15	125/500	180	0,36	200	486	TO18
BC556A	65	0,1	120/500	280	0,5	150	250	TO92-2
BC557A	45	0,1	120/800	320	0,5	150	250	TO92-2
BC640	80	1	40/250	130	1	150	150	TO92-3
ZTX551	60	1	50/150	150	1	150	150	X11
ZTX751	60	2	100/300	140	1	200	175	X11
ZTX757	300	0,5	50/-	30 mín.	1	200	175	X11

Transistores de potencia NPN (tabla 7.3)

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (min./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	$T_{jm\acute{a}x.}$ (°C)	$R_{\theta c}$ (°C/W)	Cápsula
2N3055	60	15	20/70	0,2	115	200	1,52	TO3
2N3771	40	30	15/60	0,2	150	200	1,17	TO3
2N3773	140	30	15/60	0,2	150	200	1,17	TO3
BD139	80	1	40/160	250	12	150	10,4	TO126
BD177	60	3	40/-	3 mín.	30	135	3,67	TO126
BD237	100	2	25/-	3 mín.	25	150	5	TO126
BD437	45	4	40/-	3	36	150	3,47	TO126
BD539C	100	5	30/-	3 mín.	45	150	2,78	TOP66
BD711	100	12	15/150	3	75	150	1,67	TOP66
BD911	100	15	15/150	3	90	150	1,39	TOP66
BU208A	700	5	2,5/-	7	12 sin radiador	115	$R_{\theta a} = 7,5$	TO3
BU407D	330	10	7,5/-	10	60	150	2,08	TOP66
BU505	700	2,5	2,2/30	7	75	150	1,67	TO220
BUP48	60	100	-	-	300	200	0,59	TO3
BUP51	175	80	-	-	300	200	0,59	TO3

Selección de un transistor bipolar

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (mín./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	$T_{jm\acute{a}x.}$ ($^\circ\text{C}$)	$R_{\theta jc}$ ($^\circ\text{C/W}$)	Cápsula
BUP54	275	50	–	–	300	200	0,59	TO3
BUR50	125	70	10/–	10 mín.	350	200	0,5	TO3
BUR51	200	60	10/–	10 mín.	350	200	0,5	TO3
BUT11A	450	5	10/35	–	100	150	1,25	TO220
BUT18	400	6	10/35	–	110	150	1,14	TO220
BUT46	400	5	15/40	10	75	150	1,67	TO220
BUT54	430	8	20/45	10	100	150	1,25	TO220
BUV20	125	50	20/60	8	250	200	0,7	TO3
BUV21	200	40	20/60	8	150	200	1,17	TO3
BUV25	500	15	15/40	8	250	200	0,7	TO3
BUX38	400	40	12/–	–	400	175	0,375	TO3
BUX84F	400	2	20/100	5	40	150	3,125	TO220
BUX98A	450	30	5/–	–	250	200	0,7	TO3
MJ14000	60	70	15/–	–	300	200	0,583	TO3
MJ15003	140	20	25/150	4	200	200	0,88	TO3
MJ15024	250	16	15/60	4	250	200	0,7	TO3
MJE16018	800	10	7/–	–	175	200	1	TO3
MJE1661	60	15	20/100	3 mín.	90	150	1,39	TOP66
MJE2021	60	5	25/125	3 mín.	80	150	1,57	TOP66
MJE18004	450	5	12/–	13	75	–	–	TOP66
MJE18006	450	6	14/34	14	100	–	–	TO220
MJE18009	1000	10	14/34	12	150	–	–	TO220
MJE18204	1200	5	18/35	13	35	–	–	TO220
TIP31C	100	3	20/100	3 mín.	40	150	3,13	TOP66
TIP33C	100	10	20/–	3 mín.	80	150	1,57	TOP3
TIP41C	100	6	15/75	3 mín.	65	150	1,93	TOP66
TIP58	400	10	10/100	10 mín.	125	150	1	TOP3
TIP555	350	5	30/150	2,5 mín.	100	200	1,75	TO3
TIP563	400	10	8/–	–	100	200	1,75	TO3
TIP665	380	10	50/–	–	100	200	1,75	TO3
TIP73C	100	15	20/150	5 mín.	32	150	3,9	TOP66

Transistores de potencia PNP (tabla 7.4)

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (min./m\acute{a}x.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	$T_{jm\acute{a}x.}$ ($^\circ\text{C}$)	$R_{\theta jc}$ ($^\circ\text{C/W}$)	C\acute{a}psula
2N6438	120	25	20/80	40 m\acute{in}.	200	200	0,88	TO3
2N6469	40	15	20/150	10 m\acute{in}.	125	200	1,4	TO3
2N6476	120	7	15/150	4 m\acute{in}.	40	150	3,13	TOP66
BD140	80	1	40/250	250	12	150	10,4	TO126
BD175	60	3	40/-	3 m\acute{in}.	30	135	3,67	TO126
BD238	100	2	25/-	3 m\acute{in}.	25	150	5	TO126
BD438	45	4	40/-	3	36	150	3,47	TO126
BD540C	100	5	30/-	3 m\acute{in}.	45	150	2,78	TOP66
BD712	100	12	15/150	3	75	150	1,67	TOP66
BD912	100	15	15/150	3	90	150	1,39	TOP66
BUW23	400	10	15/-	-	125	200	1,4	TO3
BUW96	150	15	10/-	-	150	150	0,84	TOP3
MJ15004	140	20	25/150	2	200	200	0,88	TO3
MJ15025	250	16	15/60	4	250	200	0,7	TO3
MJ2955	60	15	5/-	4	150	200	1,17	TO3
MJE15031	150	8	20/-	30	50	150	2,5	TO220
MJE2955T	60	10	20/100	2	75	150	1,67	TOP66
MJE371	40	4	40/-	-	40	150	3,13	TO126
TIP2955	60	15	30/150	-	90	150	1,39	TOP3
TIP32C	100	3	20/100	3 m\acute{in}.	40	150	3,13	TOP66
TIP34C	100	10	20/-	3 m\acute{in}.	80	150	1,57	TOP3
TIP42C	100	6	15/75	3 m\acute{in}.	65	150	1,93	TOP66
TIP74C	100	15	20/150	5 m\acute{in}.	32	150	3,9	TOP66

Transistores Darlington NPN (tabla 7.5)

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (mín./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	$T_{jm\acute{a}x.}$ ($^\circ\text{C}$)	$R_{\theta jc}$ ($^\circ\text{C/W}$)	Cápsula
2N6358	60	20	1500/-	4 mín.	150	150	0,84	TO3
2N6578	120	15	500/-	4 mín.	120	200	1,46	TO3
BC517P	30	1	30.000/-	120	0,625	150	200	TO92-2
BDW23A	60	8	750/-	-	50	150	2,5	TOP66
BDW93A	60	12	750/2000	20 mín.	80	150	1,57	TOP66
BDX33C	100	10	750/-	20 mín.	70	150	1,79	TOP66
BDX53C	100	8	750/-	20 mín.	60	150	2,1	TOP66
BDX67C	120	20	1000/-	3 mín.	150	200	1,17	TO3
BU522A	400	7	250/-	3 mín.	75	150	1,67	TO220
BU921	400	10	100/-	-	120	175	1,25	TO3
BUT16	1000	12	20/-	-	150	200	1,17	TO3
BUT34	500	50	15/-	-	250	200	0,7	TO3
MJ3001	80	10	1000/-	-	150	200	1,17	TO3
MJ10004	350	20	40/600	-	175	200	1	TO3
MJ10021	250	60	75/100	-	250	200	0,7	TO3
MJ11016	120	30	200/-	-	200	200	0,88	TO3
MJ11022	250	15	400/15.000	-	175	175	0,86	TO3
MJ11032	120	50	1000/-	-	300	175	0,5	TO3
ZTX605	120	1	2000/100 k	150	1 sin radiador	200	$R_{\theta ja} = 175$	X11

Transistores Darlington PNP (tabla 7.6)

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (mín./máx.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	$T_{jm\acute{a}x.}$ ($^\circ\text{C}$)	$R_{\theta jc}$ ($^\circ\text{C/W}$)	Cápsula
2N6287	100	20	750/-	4 mín.	160	200	1,1	TO3
2N6668	80	15	1000/-	20 mín.	65	150	1,93	TOP66
BC516P	30	1	30.000/-	120	0,625	150	200	TO92-2
BDW24A	60	8	750/-	-	50	150	2,5	TOP66

Referencia	$V_{cem\acute{a}x.}$ (V)	$I_{cm\acute{a}x.}$ (A)	Ganancia (min./m\acute{a}x.)	$F_{m\acute{a}x.}$ (MHz)	$P_{m\acute{a}x.}$ (W) ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	$T_{jm\acute{a}x.}$ ($^\circ\text{C}$)	$R_{\theta jc}$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	C\acute{a}psula
BDW94A	60	12	750/2000	20 m\acute{i}n.	80	150	1,57	TOP66
BDX34C	100	10	750/-	20 m\acute{i}n.	70	150	1,79	TOP66
BDX54C	100	8	750/-	20 m\acute{i}n.	60	150	2,1	TOP66
BDX66C	120	20	1000/-	3 m\acute{i}n.	150	200	1,17	TO3
MJ2501	80	10	1000/-	-	150	200	1,17	TO3
MJ11021	250	15	450/15.000	-	175	175	0,86	TO3
MJ11033	120	50	1000/-	-	300	175	0,5	TO3
ZTX705	120	1	3000/30 k	160	1	-	-	TO92-1

Patillaje y c\acute{a}psulas (componentes vistos desde arriba, salvo TO3)

V\acute{e}anse las figuras de las p\acute{a}ginas 169 a 171.

7.3 EJEMPLOS DE SELECCI\O{N}

Mando de rel\acute{e}s

La funci\o{n} deseada es efectuar la interfaz entre una l\`{a}mpara de 24 V/240 W y una puerta de tipo CMOS. En el esquema estructural de la figura 7.9 se observa que se recurre al transistor bipolar Q_1 , que mandar\`{a} un rel\acute{e}. Es preciso determinar las caracter\xedsticas de R_1 , Q_1 , D_1 y RL_1 .

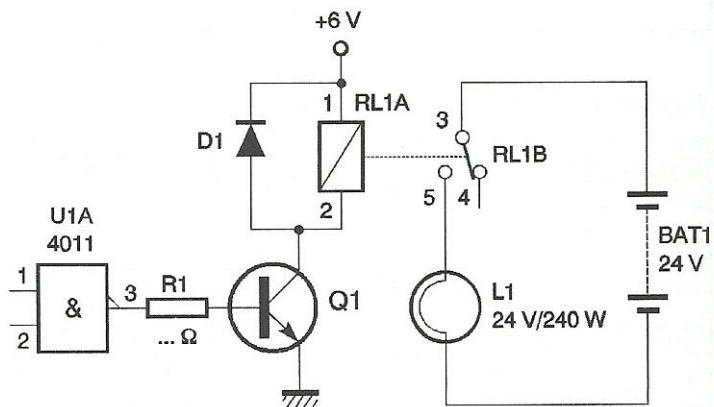
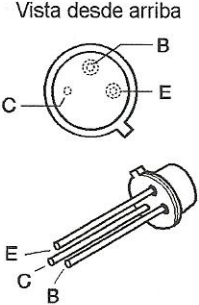
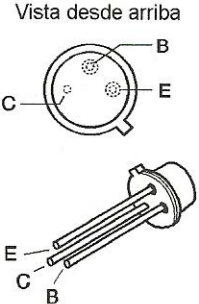
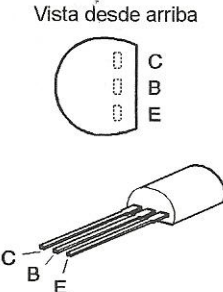
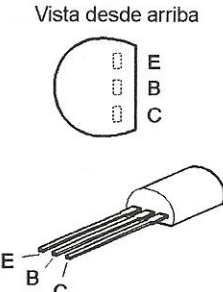
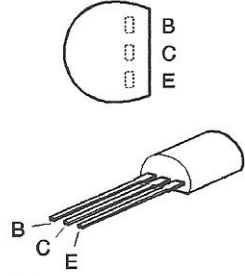
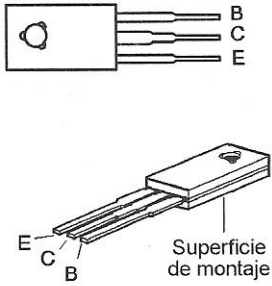
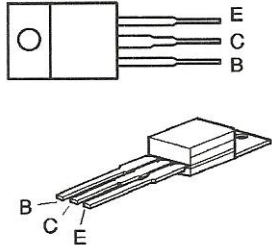
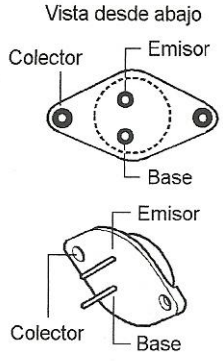
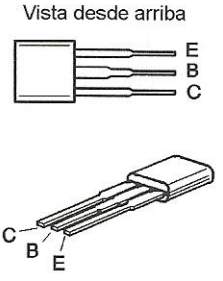
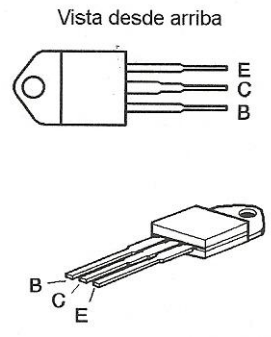
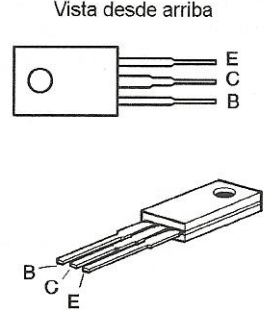


Figura 7.9. Esquema estructural del mando de un rel\acute{e}.

Patillaje y cápsulas	
<p>TO18</p>	<p>Vista desde arriba</p>  <p>The TO18 package diagrams show a circular top view with three pins labeled B, C, and E. The side view shows three pins extending from the base, labeled E, C, and B from left to right.</p>
<p>TO39</p>	<p>Vista desde arriba</p>  <p>The TO39 package diagrams show a circular top view with three pins labeled B, C, and E. The side view shows three pins extending from the base, labeled E, C, and B from left to right.</p>
<p>TO92-1</p>	<p>Vista desde arriba</p>  <p>The TO92-1 package diagrams show a semi-circular top view with three pins labeled C, B, and E. The side view shows three pins extending from the base, labeled C, B, and E from left to right.</p>
<p>TO92-2</p>	<p>Vista desde arriba</p>  <p>The TO92-2 package diagrams show a semi-circular top view with three pins labeled E, B, and C. The side view shows three pins extending from the base, labeled E, B, and C from left to right.</p>

<p>TO92-3</p>	<p>Vista desde arriba</p> 
<p>TO126</p>	<p>Vista desde arriba</p> 
<p>TO220</p>	<p>Vista desde arriba</p> 

<p>TO3</p>	<p>Vista desde abajo</p> 
<p>X11</p>	<p>Vista desde arriba</p> 
<p>TOP3</p>	<p>Vista desde arriba</p> 
<p>TOP66</p>	<p>Vista desde arriba</p> 

Se escoge primero el relé RL₁. Al ser de 6 V la tensión de alimentación del circuito, será necesario que la bobina del relé esté hecha para 6 V de continua. A nivel de los contactos, la corriente admisible debe ser al menos de 10 A. En efecto, se tiene:

$$I = \frac{P}{U} = \frac{240}{24} = 10 \text{ A}$$

En cuanto a la tensión de servicio, tiene un valor máximo de 24 V_{c.c.}

Se utiliza un solo juego de contactos, y solamente la función «trabajo» ya que, en reposo, no se debe mandar nada (borne 4 libre). Por consiguiente, el relé será un modelo 6 V 1 T 24 V_{c.c.}/10 A.

El fabricante indica igualmente el valor óhmico de la bobina, que en este caso es de 50 Ω. Conociendo el valor de la alimentación de la bobina y su valor óhmico, se puede deducir la corriente nominal de funcionamiento:

$$I = \frac{U}{R} = 120 \text{ mA}$$

¿Cómo seleccionar el diodo D₁? Éste es un «diodo de funcionamiento libre». Cuando el transistor se bloquea, el efecto inductivo de la bobina tiende a mantener la corriente en el circuito de colector del transistor, lo que deteriora este último. Con el diodo de funcionamiento libre, la corriente podrá continuar circulando, pero esta vez en el diodo.

Es aconsejable tomar un diodo cuya corriente nominal sea diez veces superior a la corriente que circula en la bobina, lo que da I_f = 1,2 A. El valor de la tensión de umbral no es importante, y como este circuito está alimentado con 6 V es suficiente una tensión inversa de 10 V. Se aconseja tomar, por ejemplo, un diodo de tipo 1N5400 (tabla 6.2).

Escojamos ahora el transistor. Se observa que es un transistor de tipo NPN. Igualmente se sabe que la corriente de colector I_c será de 120 mA y que la tensión V_{ce} vale como máximo 6 V. Queda por determinar su potencia disipada así como su ganancia.

El transistor funciona como interruptor, estando, por tanto, en un régimen de conmutación. Esto implica que, cuando el transistor está conduciendo, está saturado, y la tensión V_{ce} vale entonces alrededor de 0,4 V (dependiendo del transistor elegido). Así, se puede calcular la potencia estática que se disipa:

$$P_s = V_{ce} I_c = 0,4 \times 0,12 = 48 \text{ mW}$$

Si se enciende y apaga la lámpara a un ritmo alto, más de diez veces por segundo, no se tiene potencia estática, pero sí una potencia dinámica que vale:

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

Esta potencia es difícilmente calculable sin conocer cómo evolucionan la tensión y la corriente al aplicar y suprimir tensión a la bobina del relé. Para esto se necesitará un oscilograma. Como la lámpara está controlada por un relé, se sabe que la frecuencia de excitación será muy baja (el relé tarda un tiempo bastante largo en enclavarse); este cálculo no entra en los objetivos de aplicación del presente libro.

Para determinar la ganancia mínima que debe tener el transistor, es necesario tomar en consideración las características de las puertas CMOS (tabla 6.8).

$$I_{ohm\acute{a}x.} = I_{bm\acute{a}x.} = 4 \text{ mA} \Rightarrow \beta_{m\acute{i}n.} = \frac{I_{cm\acute{i}n.}}{I_{bm\acute{a}x.}} = 30$$

Para asegurarse de alcanzar la saturación, se toma una ganancia mínima de 40. Con todos estos datos, se puede ahora seleccionar el transistor a partir de la tabla 7.1, y éste será por ejemplo un 2N2222A.

Sólo quedan por determinar los parámetros de la resistencia R_1 . Basta considerar la malla de entrada del transistor:

$$V_{ohm\acute{m}n.} - (R_1 I_b) - V_{bem\acute{a}x.} = 0 \text{ con } V_{ohm\acute{m}n.} = 4,9 \text{ V}$$

$$R_{1m\acute{a}x.} = \frac{4,9 - 0,7}{0,004} = 1050 \text{ } \Omega$$

Si se toma una resistencia R_1 de valor nominal más elevado, la corriente de base disminuirá. Por tanto, se seleccionará una resistencia de $1000 \text{ } \Omega$ 5%. Así, $1050 \text{ } \Omega$ será el valor máximo que podrá tomar la resistencia.

Calculemos la potencia disipada por R_1 :

$$P = R_1 I_b^2 = 1000 \times 0,004^2 = 16 \text{ mW}$$

De acuerdo con la aplicación, es suficiente una simple resistencia de película de carbón de $1/4 \text{ W}$ 5%.

Amplificador de tensión con transistor

El amplificador de tensión de la figura 7.10 está destinado a señales de audio de pequeña amplitud. Al igual que antes, es

preciso seleccionar el transistor Q_1 , sabiendo que se requiere una ganancia mínima de 40 y que la salida alimenta una carga de $22\text{ k}\Omega$.

¿Cómo se expresa la ganancia de tensión A_v de dicha etapa? El transistor está cableado como amplificador en emisor común, y se obtiene el esquema equivalente de la figura 7.11. Como se trabaja con señales alternas, estas últimas no «ven» las tensiones continuas. Los hilos de polarización, masa y +20 V son, así, confundidos.

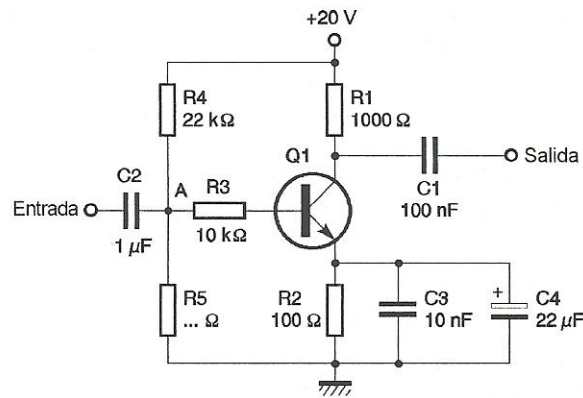


Figura 7.10. Amplificador de tensión con transistor.

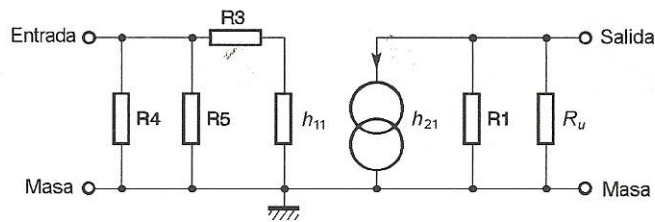


Figura 7.11. Esquema equivalente para pequeñas señales alternas.

La ganancia del transistor se indica bajo el nombre de h_{21} , y h_{11} es la resistencia de entrada del transistor. Como la resistencia R_2 está desacoplada por los condensadores C_3 y C_4 , ya no aparece en el esquema equivalente. La malla de salida da la relación siguiente:

$$V_s = -I_c(R_1 \parallel R_u)$$

Como $R_u \gg R_1$ se puede escribir:

$$V_s = -I_c R_1$$

Se sabe igualmente que $I_c = \beta I_b$ con $I_b = \frac{V_e}{R_3 + h_{11}}$, se obtiene así la relación:

$$\frac{V_s}{V_e} = A_v = -\frac{\beta R_1}{R_3 + h_{11}}$$

La resistencia de entrada del transistor h_{11} varía en función del punto de polarización, pero vale alrededor de $1 \text{ k}\Omega$. Con este valor numérico, se puede cifrar la ganancia como:

$$A_v = -0,091\beta$$

Para poder obtener una ganancia mínima de tensión de 40, es necesario, por tanto, que la ganancia del transistor sea superior a 440.

Ahora se hará uso de la polarización estática del transistor. Para esto, se considera que cada rama que contiene un condensador es un circuito abierto. Para tener una buena polarización estática, es necesario tener $V_{ce} \approx V_{cc}/2$, o sea, 10 V. Así, se puede deducir la ecuación siguiente:

$$I_c = \frac{20 - V_{ce}}{R_1 + R_2} = 9,09 \text{ mA}$$

Este valor es una aproximación ya que se desprecia I_b en relación con I_c en la resistencia R_2 . Se deduce que la corriente de base vale:

$$I_b = \frac{9,09}{440} = 21 \mu\text{A}$$

¿Cuál debe ser el potencial del punto A de la figura 7.10 (punto común entre C_2 , R_3 , R_4 y R_5) para obtener dicha corriente? La tensión en el punto A se expresa de la forma siguiente:

$$V_a = R_2(I_c + I_b) + V_{be} + R_3 I_b = 1,82 \text{ V}$$

Ahora bien, el puente divisor formado por R_4 y R_5 da la relación:

$$V_a = V_{cc} \left(\frac{R_5}{R_4 + R_5} \right)$$

$$\Leftrightarrow R_5 = \frac{V_a R_4}{V_{cc} - V_a} = 2200 \Omega$$

En función de las variaciones de la tensión de entrada, la corriente de base aumentará o disminuirá, haciendo variar V_{ce} entre 0 y 20 V. Esto corresponde a variaciones de la corriente

de colector I_c comprendidas entre 0 y $\frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} = 18,18 \text{ mA}$.

¿Qué potencia disipará este transistor? Dicha potencia corresponde a la integral siguiente:

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

$$\Rightarrow P_d = \frac{1}{T} \int_0^T [10 + 10 \sin(\omega t)] [0,009 + 0,009 \sin(\omega t + \pi)] dt$$

Tras los cálculos, se obtiene $P_d = 0,046 \text{ W}$.

Con todos los valores numéricos que se han calculado, se está ahora en disposición de seleccionar el transistor. Este último que funcione a frecuencias relativamente bajas –la banda de paso de alta fidelidad varía entre 20 Hz y 20 kHz–, por lo que se elegirá el transistor BC109C.

Amplificador de 100 W clase AB

Este amplificador trabaja en clase AB y se realimenta negativamente. El principio de la clase AB es mantener los transistores al límite de la polarización (clase AB₁), o ligeramente polarizados (clase AB₂), de modo que no tengan que disipar una potencia demasiado elevada en reposo, limitando los problemas de distorsión cruzada. El esquema estructural se presenta en la figura 7.12.

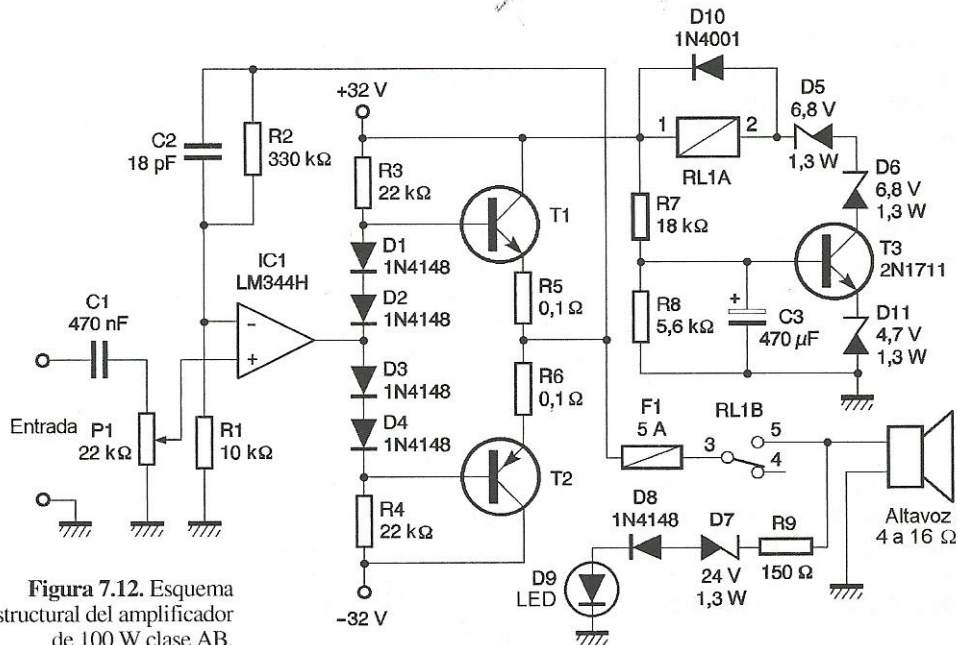


Figura 7.12. Esquema estructural del amplificador de 100 W clase AB.

¿Cómo seleccionar los transistores T_1 y T_2 ? De acuerdo con la alimentación del amplificador, se deduce que $V_{ce\text{máx.}} = V^+ - V^- = 64 \text{ V}$.

Del mismo modo, con esta alimentación, la corriente máxima que puede circular en el transistor es:

$$I_{c\text{máx.}} = \frac{32}{R_5 + Z_{HP}} = \frac{32}{4,1} = 7,8 \text{ A}$$

siendo Z_{HP} la impedancia del altavoz.

En funcionamiento normal, para obtener 100 W con 4Ω , es necesario tener una corriente eficaz de 5 A, luego una corriente máxima de $5\sqrt{2} = 7 \text{ A}$.

Un transistor de potencia típico tiene generalmente una ganancia comprendida entre 10 y 50. En el mejor de los casos, la corriente de base deberá tener un valor de $7/50 = 140 \text{ mA}$. Desgraciadamente, el circuito integrado LM344H no es capaz de suministrar esta corriente, lo que obliga a la utilización de transistores con ganancia muy elevada del tipo Darlington.

Ahora hay que interesarse por la potencia que disipará cada transistor.

Los diodos D_1 a D_4 son llevados a conducción por las resistencias R_3 y R_4 . Se mantienen así, cuando el potencial en la salida del amplificador operacional está a 0 V, una tensión de $2 \times 0,6 = +1,2 \text{ V}$ en la base de T_1 y una tensión de $-1,2 \text{ V}$ en la base de T_2 . Estos transistores están así bien polarizados en clase AB, y están justo en conducción. Esto permite calcular la intensidad que circula por ellos en reposo:

$$I_{b1} = \frac{I_{R3}}{2} = \frac{32 - 1,2}{22.000 \times 2} = 700 \mu\text{A}$$

Como los transistores Darlington tienen a menudo una ganancia próxima a 1000, se puede deducir que la corriente de colector I_c vale $0,7 \times 1000 = 700 \text{ mA}$ y que la potencia disipada en reposo es:

$$V_{ce} I_c = 22,4 \text{ W}$$

En funcionamiento dinámico, la potencia disipada dependerá de la amplitud de la corriente de salida:

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

$$\Rightarrow P_d = \left[\frac{V_{ce} I_{\text{máx.}}}{\pi} \right] - \left[\frac{Z I_{\text{máx.}}^2}{4} \right]$$

con $Z = 4 + j0,1 = 4,1 \Omega$ y $V_{ce} = +32 \text{ V}$.

Contrariamente a lo que se podría creer, la potencia dinámica no es máxima cuando se tiene la potencia máxima en el altavoz. El estudio matemático (derivación) de la función precedentemente encontrada muestra que la máxima potencia disipada se obtiene para:

$$I_{m\acute{a}x.} = \frac{2V_{cc}}{\pi(Z_{HP} + R_5)} = 5 \text{ A}$$

La potencia disipada por un transistor correspondiente a $I_{m\acute{a}x.} = 5 \text{ A}$ es $P_d = 25,3 \text{ W}$. Buscando en las tablas 7.5 y 7.6 se observa que se puede seleccionar para T_1 un transistor BDX67 o un MJ3001, y para T_2 un BDX66, un 2N6668 o un MJ2501...

Para alimentar este amplificador, se propone en la figura 7.13 el esquema de una alimentación $\pm 32 \text{ V}/7 \text{ A}$.

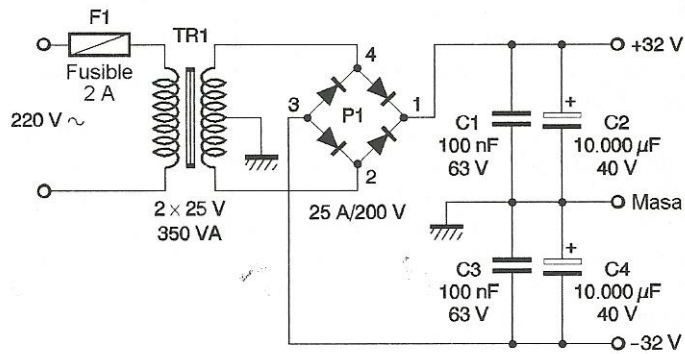


Figura 7.13. Esquema estructural de una alimentación $\pm 32 \text{ V}$.

Amplificador de 20 W clase AB

Este amplificador, de potencia menos elevada que el anterior, funciona en clase AB_2 y posee las características siguientes:

- tensión de entrada a $P_{m\acute{a}x.}$: 1,3 V;
- potencia eficaz: 20 W;
- impedancia de salida: 8 Ω ;
- impedancia de entrada: 47 k Ω ;

El esquema de la figura 7.14 es muy similar al precedente, aunque desprovisto de la conmutación retardada al encendido.

Inspirándose en el ejemplo precedente, el lector puede ahora determinar las características eléctricas de los transistores Q_1 y Q_2 :

- $V_{cem\acute{a}x.} = V^+ - V^- = 40 \text{ V}$;

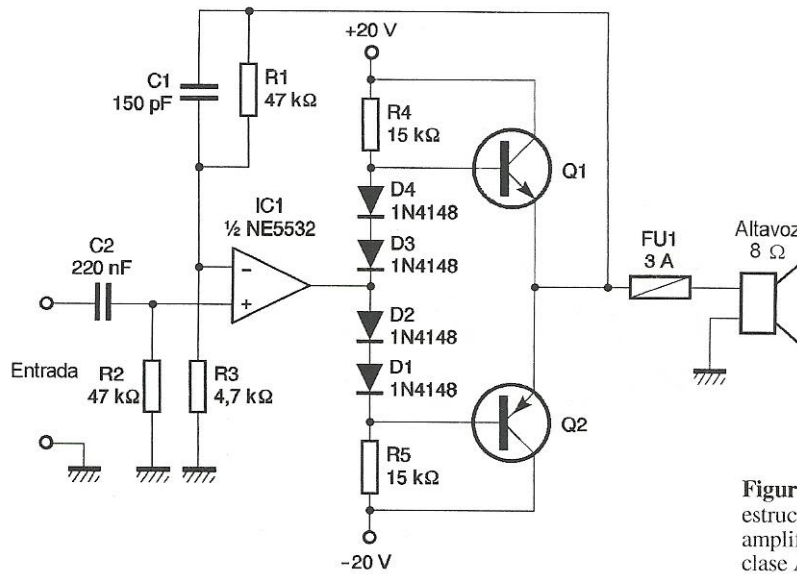


Figura 7.14. Esquema estructural del amplificador de 20 W clase AB.

- $I_{cmáx.} = V^+ / Z_{HP} = 20 / 8 = 2,5 \text{ A};$
- $I_{zef} = 1,58 \text{ A};$
- $I_{zmáx.} = 2,234 \text{ A}.$

Al igual que antes, es necesario usar transistores Darlington. Calcúlese la potencia estática disipada por T_1 y T_2 :

$$I_{b1} = \frac{I_{R4}}{2} = \frac{20 - 1,2}{15.000 \times 2} = 627 \mu\text{A}$$

$$\Rightarrow I_c = 627 \text{ mA} \Rightarrow P_s = 0,627 \times 20 = 12,54 \text{ W}$$

Ahora se calcula la potencia dinámica:

$$P_d = \left[\frac{V_{cc} I_{máx.}}{\pi} \right] - \left[\frac{Z I_{máx.}^2}{4} \right]$$

Se obtiene la máxima potencia disipada para:

$$I_{máx.} = \frac{2V_{cc}}{\pi HP} = 1,59 \text{ A}$$

La potencia disipada por un transistor correspondiente a $I_{máx.} = 1,59 \text{ A}$ es $P_d = 5 \text{ W}$.

Se observa que se puede seleccionar para T_1 un transistor BDW23A y para T_2 un BDW24A.