

UNIDAD OAY-03

Alberto Barcia

Informe Técnico CAY 1991-4

1. INTRODUCCION

La unidad DAY-03 está diseñada para amplificar y distribuir la señal de referencia de 10 MHz. del sintetizador Racal Dana 3101 hacia cuatro salidas, con objeto de poder enganchar otros tantos osciladores en coherencia de fase con aquél.

Características principales:

Ganancia (entrada hacia cualquier salida).....	26.5 dB
Potencia de salida sin distorsión.....	13.5 dBm
Potencia de entrada sin distorsión.....	-13 dBm
Impedancia de entrada.....	50 Ω
Impedancia de salida.....	50 Ω
Alimentación de red.....	220 V, 0.03 A

Con los niveles anteriores de señal, el primer armónico (20 MHz) y el segundo (30 MHz) están 32 dB por debajo del fundamental, y los demás, a más de 48 dB. Las salidas están aisladas entre sí (la carga de una de ellas no afecta a las demás).

El circuito tiene 4 etapas: las tres primeras, conectadas en cascada, y la cuarta constituida por 4 etapas conectadas en paralelo a la salida de la tercera, y que son las que alimentan directamente a las salidas del equipo (ver figuras). La primera etapa (de entrada, Q1) adapta la impedancia de entrada de 50 Ω a la de la etapa siguiente; la segunda (de ganancia, Q2) proporciona la ganancia de tensión requerida; la tercera (intermedia, Q3), proporciona una impedancia de carga suficientemente alta a la salida de la segunda para que ésta pueda tener una ganancia de tensión suficiente, y da la ganancia de corriente necesaria para alimentar a las etapas de salida (Q4), que la cargan en paralelo. Estas últimas proporcionan una impedancia de salida de 50 Ω y aíslan el circuito de la influencia de las cargas externas. La etapa de ganancia es en emisor común; las restantes, en colector común.

A continuación se describen los pasos dados en el diseño de los circuitos, comenzando por la última etapa y retrocediendo, (en el diseño de cada etapa es necesario conocer cómo la cargan las que le siguen).

Se utilizó el transistor 2N3866, capaz de suministrar la potencia requerida y con un producto ganancia-anchura de banda elevado (\approx 700 MHz). Los parámetros h empleados en el diseño se dedujeron a partir de los parámetros y de que se disponía. Las relaciones entre parámetros y sus valores para corrientes de colector de 5 mA. y 50 mA, próximos a los de trabajo, se dan a continuación (ver fig. 1):

$$\begin{aligned} i_i &= y_{ie}V_i + y_{re}V_o & V_i &= h_{ie}i_i + h_{re}V_o \\ i_o &= y_{re}V_i + y_{oe}V_o & i_o &= h_{re}i_i + h_{oe}V_o \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_{ie} &= 1/y_{ie} \\ h_{re} &= -y_{re}/y_{ie} \\ h_{fe} &= y_{fe}/y_{ie} \\ h_{oe} &= \Delta y/y_{ie} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_{ic} &= h_{ie} \\ h_{rc} &= 1-h_{re} \approx 1 \\ h_{fc} &= -(1+h_{fe}) \approx -h_{fe} \\ h_{oc} &= h_{oe} \\ \Delta y_c^e &= h_{ic}h_{oc}-h_{rc}h_{fc} \approx -h_{fc} \approx h_{fe} \end{aligned}$$

Param.	$I_c = 5 \text{ mA}$	$I_c = 50 \text{ mA}$	
y_{ie}	$58e^{j0.54}$	$32e^{j0.32}$	$m\Omega^{-1}$
y_{re}	$0.4e^{-j1.57}$	$0.4e^{-j1.57}$	$m\Omega^{-1}$
y_{fe}	$2000e^{-j0.75}$	$1950e^{-j0.7}$	$m\Omega^{-1}$
y_{oe}	$3e^{j1.41}$	$3e^{j1.41}$	$m\Omega^{-1}$
Δy	$888e^{j1.00}$	$864e^{j0.92}$	$(m\Omega^{-1})^2$
h_{ie}	$17e^{-j0.54}$	$32e^{-j0.32}$	Ω
h_{re}	$.0069e^{j1.0}$	$.0125e^{j1.25}$	
h_{fe}	$35e^{-j1.3}$	$61e^{-j1.0}$	
h_{oe}	$.0128e^{j0.29}$	$.0180e^{j0.50}$	Ω^{-1}
Δy_c^e	$.062e^{-j2.1}$	$.192e^{-j2.68}$	
h_{ic}	$32e^{-j0.32}$	$32e^{-j0.32}$	Ω
h_{rc}	1	1	
h_{fc}	$-35e^{-j1.3}$	$-61e^{-j1.0}$	
h_{oc}	$.0128e^{j0.29}$	$.0180e^{j0.50}$	Ω^{-1}
Δy_c^c	$35e^{-j1.3}$	$61e^{-j1.0}$	

Los subíndices e y c significan emisor común y colector común.

Las expresiones de las ganancias (tensión y corriente) e impedancias (entrada y salida) utilizadas en el diseño son:

$$A_v = \frac{-h_{fx}R_L}{\Delta y_c^e R_L + h_{ix}}$$

$$R_i = \frac{\Delta y_c^e R_L + h_{ix}}{1 + h_{ox}R_L}$$

$$A_i = \frac{h_{fx}}{1 + h_{ox}R_L}$$

$$R_o = \frac{h_{ix} + R_g}{\Delta y_c^e + h_{ox}R_g}$$

Donde $x=e(c)$ para la configuración en emisor (colector) común. R_L y R_g son las impedancias de carga y de entrada que ve el transistor e incluyen las resistencias de polarización no desacopladas.

Para los cálculos en corriente continua se utilizó el valor de la ganancia: $h_{FE} = 50$.

2. ETAPA DE SALIDA

Colector común, proporciona una impedancia de salida de 50Ω y aísla el resto de los circuitos de la carga de cada salida. Esquemática en la fig. 2(a). La resistencia R_L será tal que la impedancia vista desde la salida sea de 50Ω . Con relación a la fig. 2(a) se tiene:

$$\begin{aligned}v_L(t) &= V_L \cos(\omega t) \\ i_L(t) &= I_L \cos(\omega t) \\ 50 \Omega &\leq R_{L1} + R_{L2} \leq 100 \Omega\end{aligned}$$

$$R_{L2} = 50 \Omega$$

Polarización:

El punto de reposo se ha de elegir de modo que el transistor pueda realizar la excursión de señal requerida para la potencia de salida especificada sin saturarse o ponerse al corte:

$$P_{L2} = \frac{V_L^2}{2R_{L2}} = 15 \text{ dBm} = 0.032 \text{ W.}$$

$$V_L = (2P_{L2}R_{L2})^{1/2} = 1.78 \text{ V.}$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_{L2}} = 36 \text{ mA.}$$

$$V_{CC} = V_E^0 \quad (\text{el superíndice } 0 \text{ indica punto de reposo})$$

Para evitar la distorsión se fijó: $v_{CE}(t) \geq 2 \text{ V.}^{(1)}$, $i_C(t) \geq 0$. Estas restricciones conducen a determinar los valores que deben adoptar la tensión de alimentación V_{CC} y la resistencia de emisor R_E :

$$\begin{aligned}V_{CC} &= v_{CE}(t) + v_E(t) = v_{CE}(t) + V_{CC} + (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t) = \\ &= v_{CE}(t) + V_E^0 + (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t)\end{aligned}$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC} - V_E^0 - (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t)$$

$$\begin{aligned}i_C(t) \approx i_E(t) &= \frac{v_E(t)}{R_E} + I_L \cos(\omega t) = \frac{V_{CC} + (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t)}{R_E} + \\ &+ I_L \cos(\omega t) = \frac{V_E^0}{R_E} + \frac{R_{L1} + R_{L2} + R_E}{R_E} I_L \cos(\omega t)\end{aligned}$$

$$V_{CC} - V_E^0 - (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t) \geq 2 \quad \longrightarrow \quad V_{CC} - V_E^0 - (R_{L1} + R_{L2}) I_L \geq 2$$

$$\frac{V_E^0}{R_E} + \frac{R_{L1} + R_{L2} + R_E}{R_E} I_L \cos(\omega t) \geq 0 \quad \longrightarrow \quad \frac{V_E^0}{R_E} + \frac{R_{L1} + R_{L2} + R_E}{R_E} I_L \geq 0$$

De donde:

$$\boxed{(R_{L1} + R_{L2} + R_E) I_L \leq V_E^0 \leq V_{CC} - 2 - (R_{L1} + R_{L2}) I_L} \quad (2.1)$$

⁽¹⁾ La condición $v_{CE}(t) \geq 2 \text{ V.}$ se puede relajar hasta $v_{CE}(t) \geq 0$, como se comprobó en medidas sobre un circuito real posteriores a la construcción de la unidad QAY-03.

Suponiendo que la etapa tenga impedancia de salida real, el caso peor (más restrictivo) de la inecuación anterior se da cuando $R_{L1}+R_{L2}$ toma su valor máximo, 100 Ω . La ausencia de distorsión se asegura, por tanto, si:

$$(100+R_E) \cdot 36 \cdot 10^{-3} \leq V_E \leq V_{CC} - 5.6$$

La tabla que sigue da los valores límite que pueden de R_E y V_E para las tensiones de alimentación más usuales:

$V_{CC}(V)$	$R_E(\Omega)$	$V_E(V)$
12	≤ 78	≤ 6.4
15	≤ 160	≤ 9.4
24	≤ 411	≤ 18.4

Conviene tomar un valor para R_E próximo al máximo permitido para cada tensión de alimentación porque ello reduce la potencia disipada en el transistor y permite una mayor estabilidad del punto de trabajo. Para el presente diseño se seleccionaron:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15 \text{ V.} & R_E &= 160 \Omega & V_E &= 9.4 \text{ V.} \\ V_{BE} &= 15 - V_E = 5.6 \text{ V.} & I_E &\approx V_E / R_E = 59 \text{ mA.} \\ V_B &= 0.6 + V_E = 10 \text{ V.} \end{aligned}$$

Selección de R_V y R_B :

Las estabilidad del punto de trabajo frente a los cambios de temperatura o de transistor es tanto mayor cuanto mayor sea R_E frente a $(R_B || R_V)$. Se suele aceptar un valor para el factor de estabilidad $S_I \leq 5$:

$$S_I = 1 + \frac{(R_B || R_V)}{R_E} \leq 5 \quad \longrightarrow \quad (R_B || R_V) \leq 4R_E = 640 \Omega$$

$$V_E = (h_{FE} I_B + I_B) R_E \quad I_B = \frac{V_E}{(h_{FE} + 1) R_E} \approx \frac{9.4}{51 \cdot 160} = 1.1 \text{ mA}$$

Se seleccionó $R_B = 1K$, quedando:

$$I_B = \frac{V_B}{R_B} = \frac{10}{1000} = 10 \text{ mA} \quad I_I = I_B + I_E = 11.1 \text{ mA.}$$

$$R_V = \frac{V_{CC} - V_B}{I_I} = 450 \Omega \quad \text{Como valor comercial más próximo se tomó:}$$

$$R_V = 430 \Omega. \quad (R_B || R_V) = 310 \Omega.$$

Estabilidad:

Con los valores de resistencias de polarización seleccionados se tiene un factor de estabilidad:

$$S_I = 1 + (R_B \parallel R_V) / R_E \approx 3$$

Un cambio de transistor (cambio de h_{FE}) dará lugar a un cambio de las condiciones de polarización (fórmula A.1 del Apéndice A):

$$\Delta V_B \approx 0.38 \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \text{ Volt.} \quad \Delta V_E \approx \Delta V_B \text{ Volts.}$$

$$\Delta I_B \approx \Delta I_E \approx \frac{\Delta V_E}{R_E} \approx 2.4 \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \text{ mA.}$$

Impedancia de salida:

Mirando hacia el generador, el transistor ve una impedancia de $(R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V) \approx 310 \Omega$. La impedancia de salida está dada por:

$$|Z_o| = \left| \frac{h_{ic} + (R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)}{\Delta_i^e + h_{oc}(R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)} \right| < \frac{|h_{ic}| + (R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)}{|\Delta_i^e| - |h_{oc}|(R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)} <$$

$$< \frac{32 + 310}{61 - 0.018 \cdot 310} = 6.2 \Omega$$

Con objeto de que se viera una impedancia de $\approx 50 \Omega$ mirando hacia la salida de la etapa, se eligió $R_{L1} = 47 \Omega$

Impedancia de entrada:

Mirando hacia la carga, el transistor ve una impedancia de $[(R_E \parallel (R_{L1} + R_{L2}))] = 60 \Omega$. La impedancia de entrada está dada por:

$$Z_i = \frac{\Delta_i^e [(R_E \parallel (R_{L1} + R_{L2}))] + h_{ic}}{1 + h_{oc} [(R_E \parallel (R_{L1} + R_{L2}))]} = \frac{61e^{-j1.060} + 32e^{-j0.32}}{1 + 0.0180e^{j0.5060}} = 1826e^{-j1.25} \Omega$$

Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc} [(R_E \parallel (R_{L1} + R_{L2}))]} = \frac{-61e^{-j1.0}}{1 + 0.0180e^{j0.5060}} = -30e^{-j1.26}$$

$$A_i = -30e^{-j1.26} = \frac{-(I_L + I_E)}{I_B}$$

A_i representa la ganancia de corriente del transistor; la ganancia de la etapa, A_i , es I_L/I_o :

$$I_E = I_L \frac{R_{L1} + R_{L2}}{R_E} = 0.606 I_L \quad I_o = I_o \frac{(Z_i || R_B || R_V)}{Z_i} = 0.159 e^{J1.1} I_o$$

$$A_i = \frac{(I_L + 0.606 I_L)}{0.159 e^{J1.1} I_o} = 10.1 e^{-J1.1} I_L / I_o = 10.1 e^{-J1.1} A_i$$

$$A_i = 0.099 e^{J1.1} A_i = -2.97 e^{-J0.16} \approx -2.97$$

El signo (-) se debe a que en la definición de ganancia se consideran positivas a las corrientes entrantes hacia el transistor.

Ganancia de tensión:

$$A_v = \frac{-h_{fc} [(R_E || (R_{L1} + R_{L2}))]}{\Delta i [(R_E || (R_{L1} + R_{L2}))] + h_{ic}} = \frac{61 e^{-J1.060}}{61 e^{-J1.060} + 32 e^{-J0.32}} \approx 1 = V_E / V_B$$

$$A_v = \frac{V_L}{V_B} = \frac{1}{V_B} \frac{V_E}{R_{L1} + R_{L2}} R_{L2} \approx A_v / 2 \approx 0.50$$

Disipación de potencia:

a) Transistor 2N3866 (cápsula T039, $\theta_{JA} = 175^\circ\text{C/W}$, $T_{J(\text{max})} = 200^\circ\text{C}$):

$$P_d(t) \approx v_{CE}(t) i_c(t)$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC} - v_E(t) = V_{CC} - [V_{CO} + (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t)] = 15 - [9.4 + 97 + 36 \cdot 10^{-3} \cos(\omega t)] \approx 5.6 - 3.6 \cos(\omega t)$$

$$i_c(t) \approx \frac{v_E(t)}{R_E} + I_L \cos(\omega t) = \frac{V_{CO}}{R_E} + \left(\frac{R_{L1} + R_{L2}}{R_E} + 1 \right) I_L \cos(\omega t) = 0.059 + 0.058 \cos(\omega t)$$

$$P_d = (1/T) \int_0^T v_{CE}(t) i_c(t) dt = (1/T) \int_0^T [5.6 - 3.6 \cos(\omega t)] [0.059 + 0.058 \cos(\omega t)] dt = 0.23 \text{ w.}$$

En ausencia de componente alterna, $P_d = 0.33 \text{ w.}$ Asumiendo una temperatura ambiente de 40°C , la temperatura de la unión sería:

$T_J = T_A + \theta_{JA} P_d = 40 + 175 \cdot 0.33 = 98^\circ\text{C}$ soportable por la unión. No obstante, se montará el transistor con disipador.

b) Resistencia R_E :

$$P_d(t) = \frac{v_E^2(t)}{R_E} = \frac{[V_{CO} + (R_{L1} + R_{L2}) I_L \cos(\omega t)]^2}{R_E}$$

$$P_d = \frac{V_{\xi_0}^2}{R_E} + \frac{1}{2} \frac{(R_{L1} + R_{L2})^2 I_{\xi}^2}{R_E} = 0.55 + 0.04 = 0.60 \text{ w.}$$

R_E se compuso de cuatro resistencias de $680 \ \Omega$ de 1 w. en paralelo, disipando 0.15 w. cada una.

c) R_{L1} , R_B y R_V se eligieron de $1/2 \text{ w.}$

3. ETAPA INTERMEDIA

Está representada en la fig. 2(b) y tiene la misma estructura que la etapa de salida, excepto en que $R_{L1} = 0$. La impedancia de carga tiene por valor:

$$Z_{L2} = \frac{(Z_1 || R_B || R_V)}{4} = \frac{(1826e^{-j1.25} || 310)}{4} = 73e^{-j0.15} \approx 73 \ \Omega$$

donde Z_1 , R_B , R_V pertenecen a la etapa siguiente (de salida) y fueron determinadas en la sección 2. Puesto que la etapa de salida tiene una ganancia total $|A_{\xi}| \approx 0.5$ y la tensión de pico a la salida de la misma ha de ser de 1.78 V. , la tensión a la salida de la presente etapa habrá de ser:

$$V_L = 1.78 \cdot 2 = 3.56 \text{ V.}$$

Análogamente, siendo la ganancia de corriente total de las etapas de salida $|A_{\xi}| \approx 2.97$, y 36 mA. la corriente de pico de salida de cada una de ellas, la presente etapa deberá dar una corriente:

$$I_L = 4 \cdot 36 / 2.97 = 48 \text{ mA.}$$

Polarización:

Se imponen las mismas condiciones que en el caso anterior para evitar la distorsión:

$$v_{ce}(t) > 2 \text{ V.} \qquad i_c(t) > 0$$

La ecuación (2.1) da:

$$(73 + R_E) \cdot 48 \cdot 10^{-3} \leq V_{\xi} \leq 9.44 \quad \longrightarrow \quad R_E < 124 \ \Omega$$

Se tomó:

$$V_{\xi} = 9.4 \text{ V.} \qquad R_E = 110 \ \Omega.$$

$$V_{\xi_E} = 15 - V_{\xi} = 5.6 \text{ V.} \qquad I_{\xi} \approx V_{\xi} / R_E = 85 \text{ mA.}$$

$$V_{\xi} = 0.6 + V_{\xi} = 10 \text{ V.}$$

Selección de R_V y R_B :

$$S_I = 1 + \frac{(R_B \parallel R_V)}{R_E} \leq 5 \quad \longrightarrow \quad (R_B \parallel R_V) \leq 4R_E = 440 \Omega$$

$$I_B = \frac{V_B}{(h_{FE}+1)R_E} \approx \frac{9.4}{51 \cdot 110} = 1.7 \text{ mA}$$

Se eligió:

$$R_B = 1 \text{ K}$$

$$I_B = \frac{V_B}{R_B} = 10 \text{ mA.}$$

$$I_f = I_B + I_E = 11.7 \text{ mA.}$$

$$R_V = \frac{V_{CC} - V_B}{I_f} = 430 \Omega \quad (R_B \parallel R_V) = 301 \Omega$$

Estabilidad:

$$S_I = 1 + \frac{(R_B \parallel R_V)}{R_E} = 1 + \frac{301}{110} \approx 4$$

El efecto de la variación de h_{FE} vendrá dado por la ecuación (A.1) del apéndice A:

$$R_{eq} = (h_{FE}+1)R_E = 51 \cdot 110 = 5.6 \text{ K}\Omega$$

$$\Delta V_B \approx 0.53 \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \text{ Volt.} \quad \Delta V_E \approx \Delta V_B \text{ Volts.}$$

$$\Delta I_B \approx \Delta I_E \approx \frac{\Delta V_E}{R_E} \approx 4.8 \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \text{ mA.}$$

Impedancia de salida:

Mirando hacia el generador, el transistor ve una impedancia de $(R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V) \leq 301 \Omega$. La impedancia de salida está dada por:

$$|Z_o| = \left| \frac{h_{ic} + (R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)}{\Delta_o^i + h_{oc}(R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)} \right| < \frac{|h_{ic}| + (R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)}{|\Delta_o^i| - |h_{oc}|(R_{g1} \parallel R_B \parallel R_V)} < \\ < \frac{32+301}{61-0.018 \cdot 301} = 6 \Omega$$

Impedancia de entrada:

Mirando hacia la carga, el transistor ve una impedancia de $(R_E || Z_{L2}) = 44 \Omega$. La impedancia de entrada está dada por:

$$Z_i = \frac{\Delta_i^e (R_E || Z_{L2}) + h_{ie}}{1 + h_{oc} (R_E || Z_{L2})} = \frac{61e^{-j1.044} + 32e^{-j0.32}}{1 + 0.0180e^{j0.5044}} = 1557e^{-j1.21} \Omega$$

Incluyendo la red de polarización:

$$Z_i = (Z_i || R_B || R_V) = 278e^{-j0.17} \Omega$$

Ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc} (R_E || Z_{L2})} = \frac{-61e^{-j1.0}}{1 + 0.0180e^{j0.5044}} = -35e^{-j1.22}$$

A_i representa la ganancia de corriente del transistor; la ganancia de la etapa, A_i^e , es I_L / I_o :

$$I_E = I_L \frac{Z_{L2}}{R_E} = 0.664 I_L \quad I_B = I_o \frac{(Z_i || R_B || R_V)}{Z_i} = 0.179e^{j1.0} I_o$$

$$A_i = - \frac{I_E + I_L}{I_B} = - \frac{1.664 I_L}{0.179e^{j1.0} I_o} = -9.30e^{-j1.0} \frac{I_L}{I_o}$$

$$A_i^e = - \frac{I_L}{I_o} = 0.107e^{j1.0} A_i = -3.75e^{-j0.22} \approx -3.75$$

Ganancia de tensión:

$$A_v = \frac{-h_{fc} (R_E || Z_{L2})}{\Delta_i^e (R_E || Z_{L2}) + h_{ie}} = \frac{61e^{-j1.044}}{61e^{-j1.044} + 32e^{-j0.32}} \approx 1 = V_E / V_B$$

En este caso no hay divisor de potencia a la salida y la ganancia del transistor coincide con la de toda la etapa:

$$A_i^e = A_v \approx 1$$

Disipación de potencia:

a) Transistor 2N3866 (cápsula T039, $\theta_{JA} = 175^\circ\text{C/W}$, $T_{J(\text{max})} = 200^\circ\text{C}$):

$$P_d(t) \approx v_{CE}(t) i_C(t)$$

$$\begin{aligned} v_{CE}(t) &= V_{CC} - v_E(t) = V_{CC} - [V_E^e + Z_{L2} I_L \cos(\omega t)] = \\ &= 15 - [9.4 + 73 \cdot 48 \cdot 10^{-3} \cos(\omega t)] \approx 5.6 - 3.5 \cos(\omega t) \end{aligned}$$

$$i_c(t) \approx \frac{v_E(t)}{R_E} + I_L \cos(\omega t) = \frac{V_E}{R_E} + \left(\frac{Z_{L2}}{R_E} + 1\right) I_L \cos(\omega t) =$$

$$= 0.085 + 0.080 \cos(\omega t)$$

$$P_d = (1/T) \int_0^T v_{CE}(t) i_c(t) dt =$$

$$= (1/T) \int_0^T [5.6 - 3.5 \cos(\omega t)] [0.085 + 0.080 \cos(\omega t)] dt = 0.34 \text{ w.}$$

En ausencia de componente alterna, $P_d = 0.48 \text{ w.}$ Asumiendo una temperatura ambiente de 40°C , la temperatura de la unión sería:

$T_J = T_A - \theta_{JA} P_d = 40 + 175 \cdot 0.48 = 124^\circ\text{C}$ soportable por la unión. No obstante, se montará el transistor con disipador.

b) Resistencia R_E :

$$P_d(t) = \frac{v_E^2(t)}{R_E} = \frac{[V_E + Z_{L2} I_L \cos(\omega t)]^2}{R_E}$$

$$P_d = \frac{V_E^2}{R_E} + \frac{1}{2} \frac{(Z_{L2} I_L)^2}{R_E} = 0.80 + 0.06 = 0.86 \text{ w.}$$

R_E se compuso de cuatro resistencias de $430 \ \Omega$ de 1 w. en paralelo, disipando 0.22 w. cada una.

c) R_B y R_V se eligieron de $1/4 \text{ w.}$

4. ETAPA DE GANANCIA

Emisor común. Representada en la fig. 3, proporciona la ganancia de tensión del equipo, necesaria para obtener la ganancia de potencia deseada entre entrada y salida. Está precedida y seguida por sendas etapas en colector común para que vea una baja impedancia de generador y una alta impedancia de carga.

La impedancia de carga tiene por valor:

$$Z_L = Z_{\dagger} = 278e^{-j0.17} \approx 278 \ \Omega$$

donde Z_{\dagger} representa la impedancia total de entrada de la etapa siguiente (intermedia).

Las amplitudes de la tensión y corriente a la salida serán (la etapa intermedia tiene ganancia 1):

$$V_L = 3.56 \text{ V.} \quad I_L = V_L / |Z_L| = 3.56 / 278 = 12.8 \text{ mA.}$$

Polarización:

Se imponen las mismas condiciones que en el caso anterior para evitar la distorsión:

$$v_{ce}(t) > 2 V_{\beta}$$

$$i_c(t) > 0$$

En la fig. 3 se tiene:

$$V_{cc} = v_c(t) + v_{ce}(t) + v_E(t)$$

$$v_E(t) = V_{\beta}$$

$$v_c(t) = V_{\beta} - V_L \cos(\omega t)$$

donde $v_c(t)$ y V_{β} son tensiones en bornas de la resistencia de colector R_c .

$$V_{cc} = V_{\beta} - V_L \cos(\omega t) + v_{ce}(t) + V_{\beta}$$

$$v_{ce}(t) = V_{cc} - V_{\beta} - V_{\beta} + V_L \cos(\omega t) > 2$$

de donde: $V_{cc} - V_{\beta} - V_{\beta} - V_L > 2$

Para que $i_c(t) > 0$:

$$v_c(t)$$

$$\frac{\quad}{R_c} > I_L \cos(\omega t)$$

$$v_c(t) = V_{cc} - V_{cc} - V_L \cos(\omega t)$$

$$V_{cc} - V_{cc} - V_L \cos(\omega t) > R_c I_L \cos(\omega t) = R_c \frac{V_L}{Z_L} \cos(\omega t)$$

$$V_{cc} - V_{cc} - V_L \left(1 + \frac{R_c}{Z_L}\right) \cos(\omega t) > 0, \quad V_{cc} - V_{cc} - V_L \left(1 + \frac{R_c}{Z_L}\right) > 0$$

En reposo se tiene que $V_{cc} = V_{cc} - V_{\beta}$ con lo que la ecuación anterior da:

$$V_{cc} - V_{cc} + V_{\beta} - V_L \left(1 + \frac{R_c}{Z_L}\right) > 0 \quad V_{\beta} > V_L \left(1 + \frac{R_c}{Z_L}\right)$$

o sea⁽²⁾:

(2) Medidas efectuadas sobre dos circuitos en emisor común diseñados con los criterios de la ecuación (4.1) mostraron que la distorsión de la onda de salida se produce antes de lo predicho por dicha ecuación. Además, cuando empieza a hacerse aparente la distorsión a la salida, ya es fuerte la distorsión de la señal de entrada. Lo que sucede es que, si la polarización está bien calculada y las señales son fuertes, se produce antes la distorsión por variación de la impedancia de entrada del transistor al variar el nivel de la señal de entrada (no linealidad de la impedancia de entrada) que la debida a corte o saturación. En una etapa con ganancia (emisor común), y para obtener un valor dado de nivel de salida, se combate este efecto aumentando la impedancia de carga (ya que ésto aumenta la ganancia de la etapa y permite obtener la misma excursión de salida con una menor excursión de entrada) y disminuyendo la impedancia interna del generador (que puede proporcionar mayor corriente de entrada sin que la caída de tensión interna distorsione la forma de la tensión de entrada).

$$V_L \left(1 + \frac{R_c}{Z_L}\right) < V_B < V_{CC} - V_L - 2 - V_E \quad (4.1)$$

Sustituyendo valores en (4.1):

$$3.56 \left(1 + \frac{R_c}{Z_L}\right) < V_B < 9.44 - V_E$$

Considerando el caso límite (signo =), de la ecuación anterior se obtiene la tabla siguiente:

R_c/Z_L	$V_B(V)$	$V_E(\text{máx})(V)$
1.65	9.44	0
1.40	8.54	0.90
1.20	7.83	1.61
1.00	7.12	2.32
0.80	6.41	3.03
0.60	5.70	3.74
0.40	4.98	4.46

La polarización en el punto de reposo $V_E = 0$ implica corrientes de emisor y colector nulas en dicho punto; ello es teóricamente posible porque la tensión alterna en bornas de R_E es cero a causa de la capacidad en paralelo, aunque en la práctica no sea así por tener dicha capacidad una impedancia no nula. Por tanto, se debe elegir un punto de reposo en el que V_E valga, al menos, algunas décimas de voltio.

Desde el punto de vista de la ganancia de tensión, conviene que la impedancia de carga que vea el transistor sea alta, lo que, viniendo Z_L fijada por la etapa siguiente, implica que R_c/Z_L sea grande. Por contra, desde el punto de vista de la estabilidad del punto de reposo, interesa que V_E sea grande comparada con ≈ 0.6 V. (tensión base-emisor en ese punto). La tabla anterior muestra que ambos requisitos son contrapuestos. Como solución de compromiso se eligieron los siguientes valores:

$$R_c/Z_L = 1 \rightarrow R_c = Z_L = 278 \Omega. \quad V_B = 7.12 \text{ V.} \quad V_E = 2.32 \text{ V.}$$

$$I_E = V_E/R_c = 26 \text{ mA.} \quad I_B = I_E/h_{FE} = 26/50 = 0.52 \text{ mA.}$$

$$I_B = I_E + I_B = 26.5 \text{ mA.} \quad V_B = 0.6 + V_E = 2.92 \text{ V.}$$

Lo anterior se ha confirmado experimentalmente: con una etapa en emisor común, y manteniendo el valor pico a pico de la tensión de salida, la distorsión en la salida aumentaba al aumentar la impedancia interna del generador o al disminuir la impedancia de carga.

Por tanto, si se trabaja con niveles de señal grandes, conviene que las etapas en emisor común vayan precedidas y seguidas de una etapa seguidora de emisor.

$$R_E = V_E / I_E = 87.5 \Omega.$$

Se tomó $R_E = 82 \Omega$.

Selección de R_V y R_B :

$$S_I = 1 + \frac{(R_B || R_V)}{R_E} \leq 5 \quad \longrightarrow \quad (R_B || R_V) \leq 4R_E = 328 \Omega$$

Se tomó $R_B = 330 \Omega$.

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = 8.85 \text{ mA.}$$

$$I_B = I_E / \beta = 9.4 \text{ mA.}$$

$$R_V = \frac{V_{CC} - V_E}{I_B} = 1.29 \text{ K}\Omega$$

Se tomó $R_V = 1.3 \text{ K}\Omega$

con lo cual:

$$(R_B || R_V) = 263 \Omega$$

Estabilidad:

$$S_I = 1 + \frac{(R_B || R_V)}{R_E} = 1 + \frac{263}{82} \approx 4.2$$

El efecto de la variación de h_{FE} vendrá dado por la ecuación (A.1) del apéndice A:

$$R_{eq} = (h_{FE} + 1)R_E = 51 \cdot 82 = 4.2 \text{ K}\Omega$$

$$\Delta V_E \approx 0.15 \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \text{ Volt.} \quad \Delta V_E \approx \Delta V_E \text{ Volts.}$$

$$\Delta I_E \approx \Delta I_E \approx \frac{\Delta V_E}{R_E} \approx 1.9 \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \text{ mA.}$$

Impedancia de entrada:

Mirando hacia la carga, el transistor ve una impedancia de $(R_C || Z_L) = 278/2 = 139 \Omega$. La impedancia de entrada está dada por:

$$Z_i = \frac{\Delta V (R_C || Z_L) + h_{ie} \cdot 0.19e^{-j2.68} 139 + 32e^{-j0.32}}{1 + h_{oe} (R_C || Z_L)} = \frac{0.19e^{-j2.68} 139 + 32e^{-j0.32}}{1 + 0.0180e^{j0.50} 139} = 6.7e^{-j1.63} \Omega$$

Incluyendo la red de polarización:

$$Z_i = (Z_i || R_B || R_V) \approx 6.7e^{-j1.63} \Omega$$

Ganancia de tensión:

$$A_v = \frac{-h_{fe}(R_c || Z_L)}{\Delta h(R_c || Z_L) + h_{ie}} = \frac{61e^{-j1.0139}}{0.19e^{-j2.68139} + 32e^{-j0.32}} = 369e^{j0.9} \Omega^{(3)}$$

Disipación de potencia:

a) Transistor 2N3866 (cápsula TO39, $\theta_{JA}=175^\circ\text{C/W}$, $T_{J(\text{MAX})}=200^\circ\text{C}$):

$$P_d(t) \approx v_{CE}(t) i_c(t)$$

$$v_{CE}(t) = V_{CC} - v_E(t) - v_C(t) = V_{CC} - V_E - v_C(t)$$

$$v_C(t) = V_{CC} - V_{CO} - v_L(t) = V_{CC} - (V_{CC} - V_E) - v_L(t) = V_E - v_L(t)$$

$$\begin{aligned} v_{CE}(t) &= V_{CC} - V_E - V_E + v_L(t) = V_{CC} - V_E - V_E + V_L \cos(\omega t) = \\ &= 5.56 - 3.56 \cos(\omega t) \text{ V.} \end{aligned}$$

$$i_c(t) = \frac{v_C(t)}{R_c} - i_L(t) = \frac{V_E - v_L(t)}{R_c} - i_L(t) =$$

$$\begin{aligned} &= \frac{V_E - V_L \cos(\omega t)}{R_c} - I_L \cos(\omega t) = \frac{V_E - V_L \cos(\omega t)}{R_c} - \frac{V_L}{Z_L} \cos(\omega t) = \\ &= 26 - 26 \cos(\omega t) \text{ mA.} \end{aligned}$$

(3) Se hicieron medidas a 10 MHz de la ganancia de tensión sobre un montaje real en emisor común similar al que nos ocupa, realizado con un transistor 2N3866. En ellas se obtuvo un valor de la ganancia casi 9 veces menor que el calculado. Es importante, para tener la ganancia deseada, que la inductancia del condensador de desacoplo de emisor sea despreciable (patas cortas) ya que, si no, se introduce una realimentación negativa a través del emisor que reduce la ganancia del montaje. En las medidas realizadas se tuvo cuidado con este detalle y se midió, además, la componente alterna de la tensión en el emisor, que resultó ser una fracción pequeña de la correspondiente componente alterna en la base. La reducción de ganancia debida a esa componente de tensión en el emisor no explicaba en absoluto la gran diferencia entre la ganancia calculada y la medida. Probablemente hay que atribuir este efecto a un valor erróneo de los parámetros h del transistor, que se obtuvieron a partir de los correspondientes valores de los parámetros y extrapolados para 10 MHz.

Hay que señalar, también, que este bajo valor de la ganancia no es atribuible a saturación en el transistor, pues sólo aumentaba ligeramente al reducir el nivel de la señal a la cuarta parte.

$$P_d = (1/T) \int_0^T v_{ce}(t) i_c(t) dt =$$

$$= (1/T) \int_0^T [5.56 - 3.56 \cos(\omega t)] [0.026 + 0.026 \cos(\omega t)] dt = 0.10 \text{ w.}$$

$P_d = 0.10 \text{ w.}$ con señal
 $P_d = 0.14 \text{ w.}$ sin señal.

En ausencia de componente alterna, $P_d = 0.14 \text{ w.}$ Asumiendo una temperatura ambiente de 40°C , la temperatura de la unión sería:

$T_j = T_A - \theta_{JA} P_d = 40 + 175 \cdot 0.14 = 64.5^\circ\text{C}$ soportable por la unión. No obstante, se montará el transistor con disipador.

b) Resistencias R_E y R_C :

$$P_{de} = \frac{(V_E)^2}{R_E} = 0.07 \text{ w.} \quad R_E \text{ de } 1/2 \text{ watio.}$$

$$P_{dc} = (1/T) \int_0^T [v_c(t)]^2 / R_C dt = (1/T) \int_0^T [V_E - V_L \cos(\omega t)]^2 / R_C dt =$$

$$P_{dc} = 0.21 \text{ w.} \quad R_C \text{ de } 1 \text{ watio.}$$

c) Resistencias R_V y R_B de $1/2$ watio.

4. ETAPA DE ENTRADA

Colector común. Representada en la fig. 3(b), tiene por objeto presentar una impedancia de 50Ω para el generador que se conecte al equipo DAY-03. Puesto que la etapa que le sigue tiene una ganancia (medida) de 42, el nivel de la señal a la salida de esta etapa sin que se produzca saturación será, como máximo:

$$v_L = 3.56/42 = 0.08 \text{ V.} \quad i_L = 0.08/(-j6.7) = j12 \text{ mA.}$$

Un análisis similar a los realizados en las etapas en colector común de las secciones 2 y 3 llevó a los siguientes valores de diseño:

$$\begin{array}{lll} V_E = 12 \text{ V.} & R_E = 1.6 \text{ K}\Omega. & I_E = 7.5 \text{ mA.} \\ V_{CE} = 15 \text{ V.} & V_B = 12.7 \text{ V.} & Z_i = 208e^{j9.49} \Omega. \\ R_B = 3.3 \text{ K}\Omega. & R_V = 560 \Omega. & R_s = 56 \Omega. \end{array}$$

donde Z_i es la impedancia de entrada de la etapa prescindiendo de la resistencia R_s , que tiene por finalidad hacer que la impedancia que se ve a la entrada del equipo sea de 50Ω . Z_i se ha calculado utilizando los valores de los parámetros dados en la Sección 1 para una corriente de colector de 5 mA .

La potencia disipada en el transistor en este caso no hace necesario el empleo de disipador, y todas las resistencias pueden ser de 1/2 watio.

5. MEDIDAS

Se realizaron diferentes medidas sobre el equipo ya montado.

a) Distorsión, con los resultados de la tabla siguiente:

P_i (10 MHz)	P_o (10 MHz)	P_o (20 MHz)	P_o (30 MHz)
-30 dBm	-2 dBm	<-60 dBm	<-60 dBm
-25 dBm	+2 dBm	-48 dBm	-48 dBm
-20 dBm	+7 dBm	-41 dBm	-41 dBm
-15 dBm	+11 dBm	-26 dBm	-26 dBm
-10 dBm	+15 dBm	-14 dBm	-9 dBm

b) Fuente de alimentación:

Tensión dc: 14.8 V. Consumo: 400 mA.
Rizado pico a pico: 16 mV. a 100 Hz.
Rizado a la entrada del regulador: 19.0 V. a 16.8 V.

c) Tensiones (ver figs. 2 y 3):

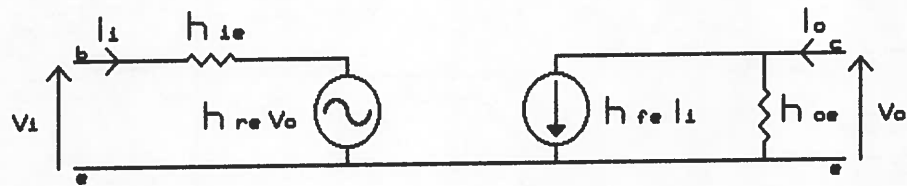
Se midieron las tensiones en continua y de señal (pico a pico) en los puntos indicados por un número en las figuras 2 y 3, con los resultados de la tabla que sigue:

Punto	Vdc	Vseñal (pp)
1	12.7 V.	0.156 V.
2	12.0 V.	0.138 V.
3	2.97 V.	0.138 V.
4	2.31 V.	0.069 V.
5	10.1 V.	5.80 V.
6	9.46 V.	5.80 V.
7	10.2 V.	5.80 V.
8	9.58 V.	5.80 V.
9	7.43 V.	5.80 V.

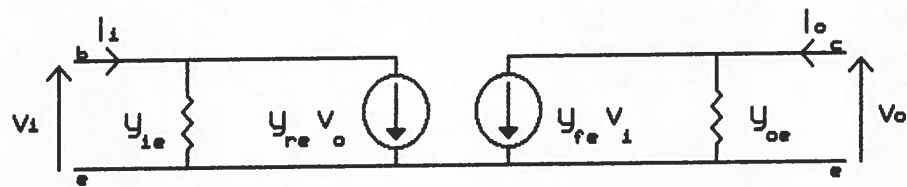
6. CONCLUSIONES

Se puede determinar el punto de trabajo de los transistores imponiendo las condiciones de que la tensión colector-emisor y la corriente de colector no sean nunca inferiores a 0 en presencia de la máxima señal. En este caso la distorsión vendrá determinada por la no linealidad de la impedancia de entrada.

Los cálculos de las características en c.a. de las etapas (ganancias e impedancias) requieren un mejor conocimiento de los parámetros del transistor.

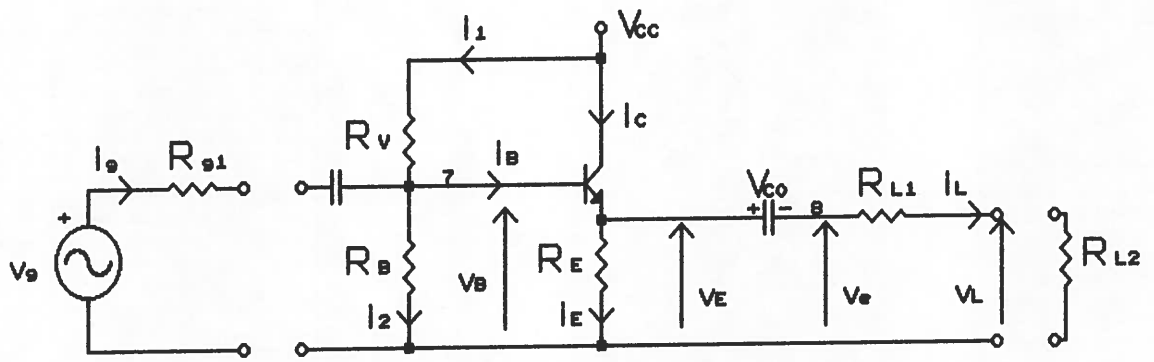


Parametros h (emisor comun). Circuito equivalente.

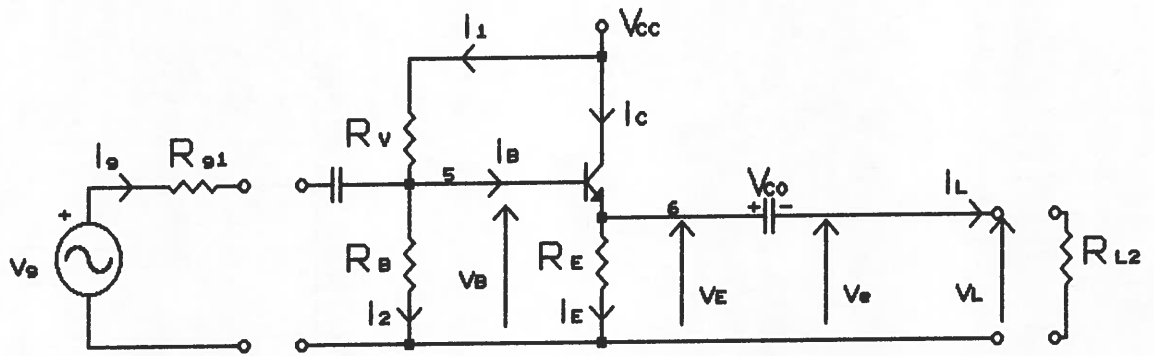


Parametros y (emisor comun). Circuito equivalente.

FIGURA 1

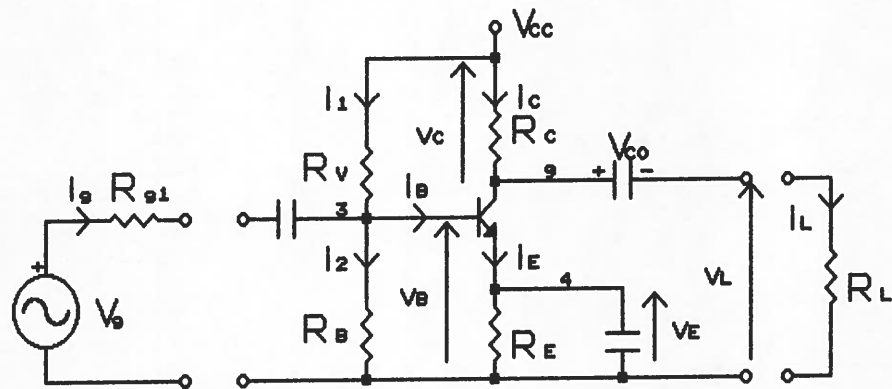


(a)

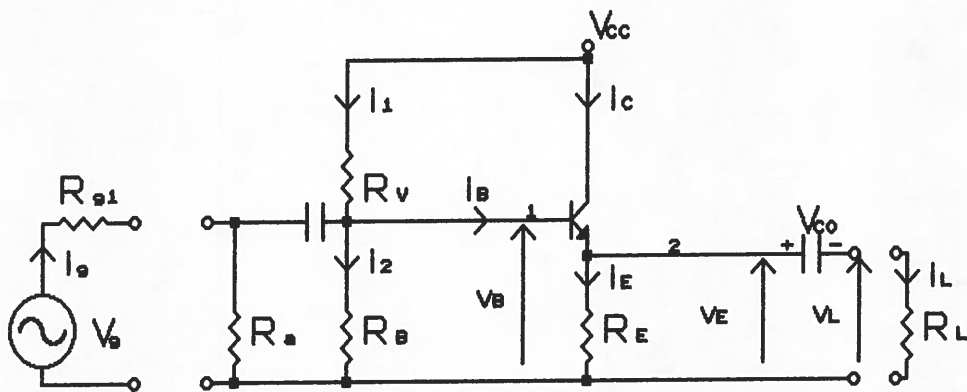


(b)

FIGURA 2

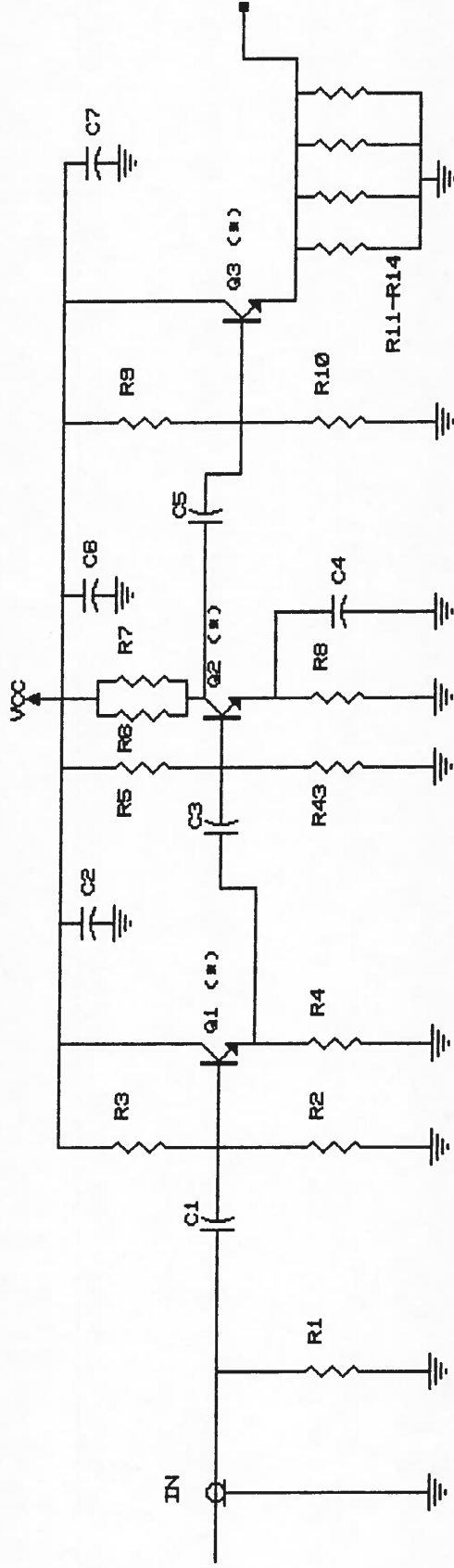


(a)



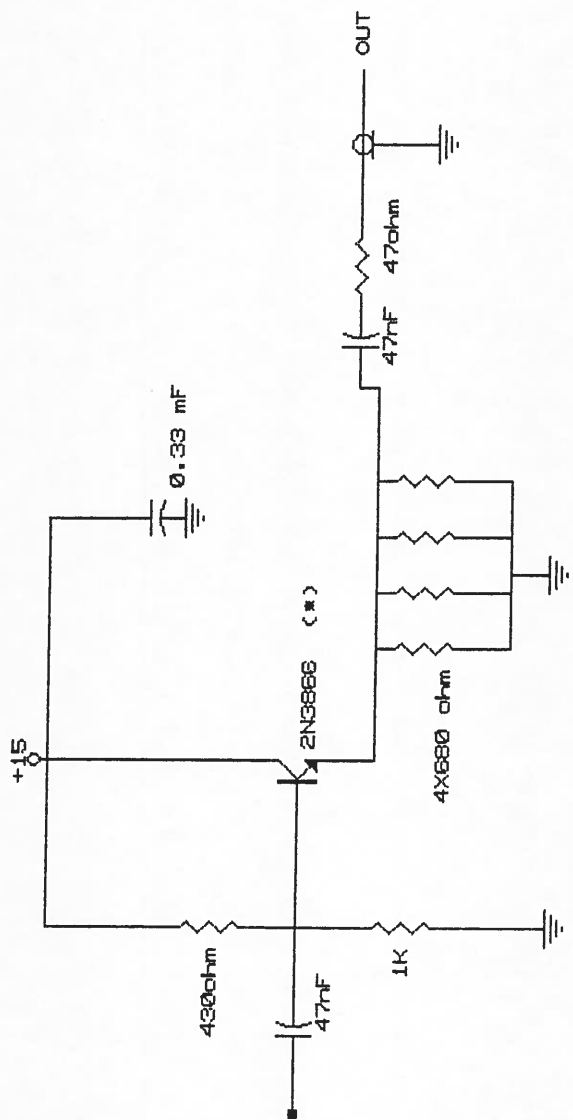
(b)

FIGURA 3



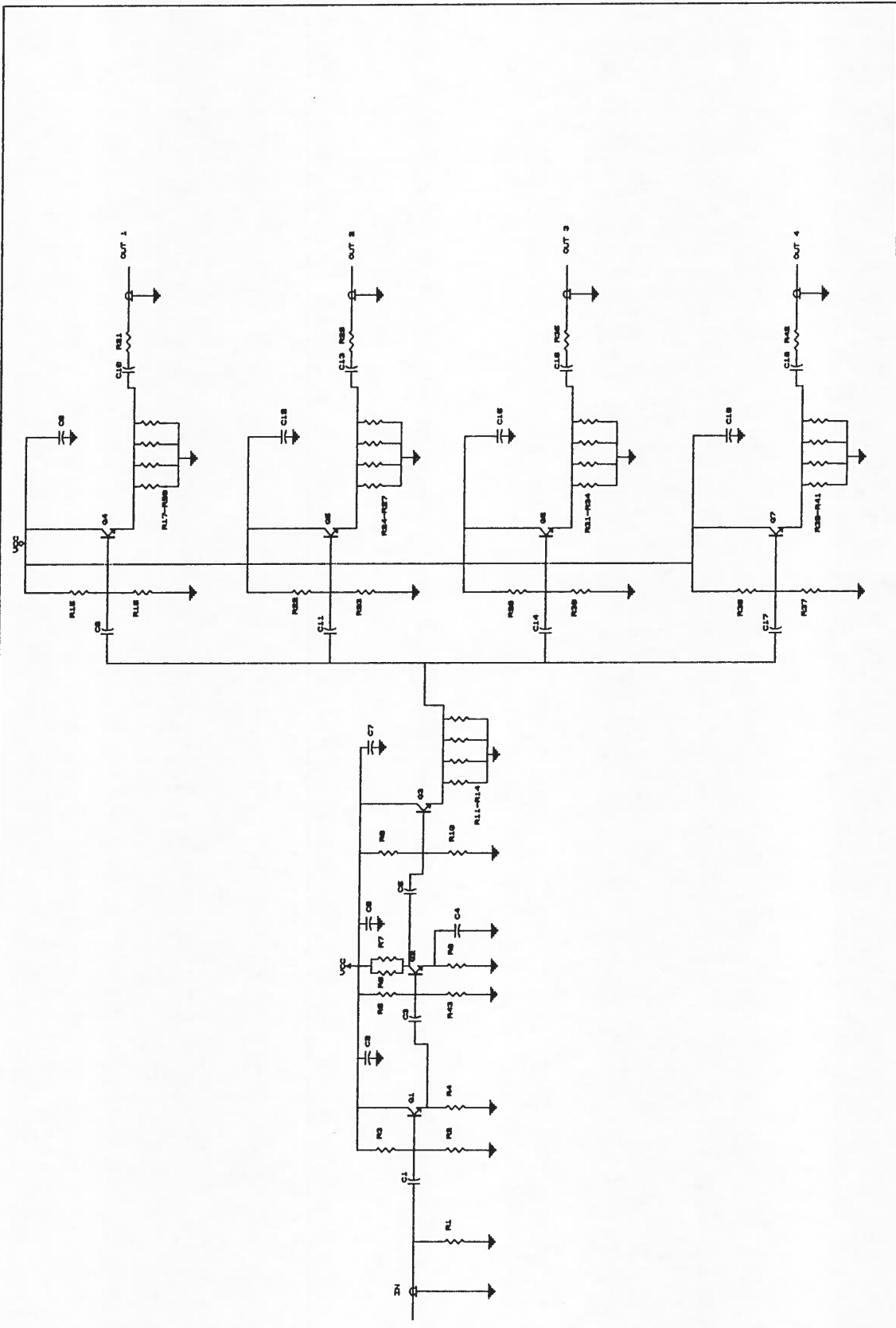
(*) Montado con disipador

CENTRO ASTRONÓMICO DE YEBES	
Title DISTRIBUIDOR DE 10 Mcz (ETAPAS 1, 2, 3)	
Size Document Number A	
REV 1	
Date: February 5, 1950	Sheet 1 of 2

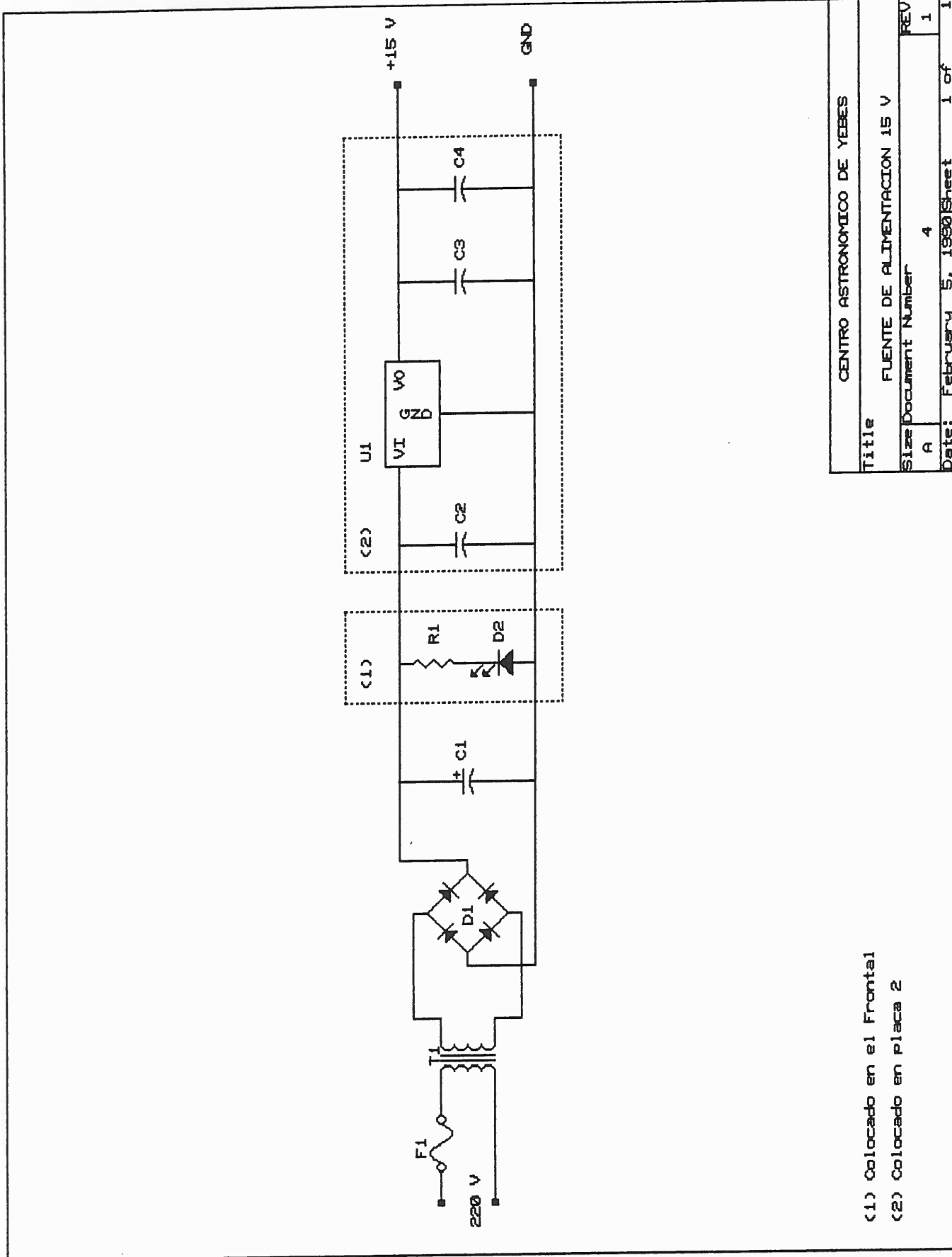


(*) Montado con disipador

CENTRO ASTRONOMICO DE YEBES	
Title	
DISTRIBUIDOR DE 10 Mhz (ETAPA 4)	
Size	REV
A	1
Date:	February 8, 1990
Sheet	2 of 2



FILE# CENTRO ASTRONÓMICO DE YERRES
 ORY-68 DISTRIBUIDOR DE LA I-A-6
 REVISION NUMBER 3
 DATE 7-20-68 BY M. S. S.



(1) Colocado en el Frontal
 (2) Colocado en placa 2

CENTRO ASTRONÓMICO DE YEBES	
Title	FUENTE DE ALIMENTACION 15 V
Size	Document Number
A	4
REV	1
Date:	February 5, 1990 Sheet 1 of 1

OAY-03 DISTRIBUIDOR DE 10 Mhz

LISTA DE COMPONENTES

RESISTENCIAS

R1	56 Ω	1/4 W
R2	3.3K Ω	"
R3	560 Ω	"
R4	1.6K Ω	"
R5	1.3K Ω	"
R6-R7	560 Ω	"
R8	82 Ω	"
R9	430 Ω	"
R10	1K Ω	"
R11-R14	430 Ω	1 W
R15	430 Ω	1/4 W
R16	1K Ω	"
R17-R20	680 Ω	1 W
R21	47 Ω	1/4 W
R22	430 Ω	"
R23	1K Ω	"
R24-R27	680 Ω	1 W
R28	47 Ω	1/4 W
R29	430 Ω	"
R30	1K Ω	"
R31-R34	680 Ω	1 W
R35	47 Ω	1/4 W
R36	430 Ω	"
R37	1K Ω	"
R38-R41	680 Ω	1 W
R42	47 Ω	1/4 W
R43	330 Ω	"

CONDENSADORES

C1	47nF	DISCO
C2	0.33 μ F	PLACO
C3-C5	47nF	DISCO
C6-C7	0.33 μ F	PLACO
C8	47nF	DISCO
C9	0.33 μ F	PLACO
C10-C11	47nF	DISCO
C12	0.33 μ F	PLACO
C13-C14	47nF	DISCO
C15	0.33 μ F	PLACO
C16-C17	47nF	DISCO
C18	0.33 μ F	PLACO
C19	47nF	DISCO

SEMI CONDUCTORES

Q1-Q7	2N3866	TRANSISTOR
-------	--------	------------

OAY-03 FUENTE DE ALIMENTACION +15 VOLTIOS

LISTA DE COMPONENTES

RESISTENCIAS

R1 1K Ω 1/4 W

CONDENSADORES

C1 2000 μ F 40V ELECTROLITICO
C2, C3, C4 100nF 100V DISCO

SEMI CONDUCTORES

D1 B80 C3200/2200 P. RECTIFICADOR
D2 DL 2000 LED ROJO

C. I.

U1 μ A 7815 REGULADOR

VARIOS

F1 FUSIBLE 150mA
T1 TRANSFORMADOR 18V TOROIDAL

APENDICE AEstabilidad del punto de funcionamiento respecto de las variaciones de h_{FE} (cambio de transistor)

Las figuras A.1(A) y A.1(B) muestran, respectivamente, el circuito típico de polarización del transistor y su circuito equivalente de entrada. En ellos se tiene:

$$V_B = V_{BE} + R_E(I_B + I_C) = V_{BE} + (h_{FE} + 1)R_E I_B$$

Desde la base del transistor, a efectos de la corriente continua, se ve una tensión V_{BE} en serie con una resistencia $(h_{FE} + 1)R_E$:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= R_V I_1 + V_{BE} + (h_{FE} + 1)R_E(I_1 - I_2) \\ V_{CC} &= R_V I_1 + R_B I_2 \end{aligned}$$

que, reagrupando:

$$\begin{aligned} [R_V + (h_{FE} + 1)R_E]I_1 - (h_{FE} + 1)R_E I_2 &= V_{CC} - V_{BE} \\ R_V I_1 + R_B I_2 &= V_{CC} \end{aligned}$$

de donde:

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} V_{CC} - V_{BE} & -(h_{FE} + 1)R_E \\ V_{CC} & R_B \end{vmatrix}}{\Delta} \quad I_2 = \frac{\begin{vmatrix} R_V + (h_{FE} + 1)R_E & V_{CC} - V_{BE} \\ R_V & V_{CC} \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_V + (h_{FE} + 1)R_E & -(h_{FE} + 1)R_E \\ R_V & R_B \end{vmatrix} = (h_{FE} + 1)R_E(R_V + R_B) + R_V R_B$$

$$I_B = I_1 - I_2 = \frac{(V_{CC} - V_{BE})R_B + (h_{FE} + 1)R_E V_{CC} - R_V V_{CC} - (h_{FE} + 1)R_E V_{CC} + R_V(V_{CC} - V_{BE})}{\Delta}$$

$$I_B = \frac{V_{CC}R_B - V_{BE}(R_B + R_V)}{\Delta}$$

$$\begin{aligned} V_B &= V_{BE} + (h_{FE} + 1)R_E I_B = \\ &= V_{BE} + [V_{CC}R_B - V_{BE}(R_B + R_V)] \frac{(h_{FE} + 1)R_E}{(h_{FE} + 1)R_E(R_V + R_B) + R_V R_B} \end{aligned}$$

$$V_B = V_{BE} + \frac{V_{CC}R_B - V_{BE}(R_V + R_B)}{R_V + R_B} \left[1 + \frac{(R_B || R_V)}{(h_{FE} + 1)R_E} \right]^{-1}$$

$$\frac{dV_B}{dh_{FE}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}(1 + R_V/R_B)}{(1 + R_V/R_B)} \cdot \frac{R_E}{(R_B || R_V)} \left[\frac{(h_{FE} + 1)R_E}{(R_B || R_V)} + 1 \right]^{-2}$$

$$\frac{\Delta V_B}{\Delta h_{FE}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}(1 + R_V/R_B)}{1 + R_V/R_B} \cdot \frac{(R_B || R_V)}{R_E} [h_{FE} + 1 + (R_B || R_V)/R_E]^{-2}$$

$$\Delta V_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}(1 + R_V/R_B)}{1 + R_V/R_B} \cdot \frac{(R_B || R_V)}{R_E} [h_{FE} + 1 + (R_B || R_V)/R_E]^{-2} \Delta h_{FE}$$

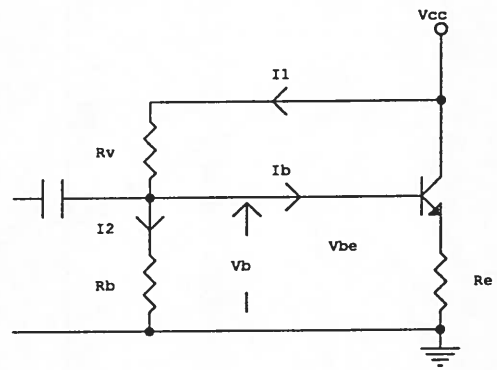
Conviene elegir R_V y R_B de modo que:

$$V_{CC} - V_{BE}(1 + R_V/R_B) = V_{CC} - 0.6(1 + R_V/R_B) \approx 0. \quad (V_{BE} \approx 0.6 \text{ V.})$$

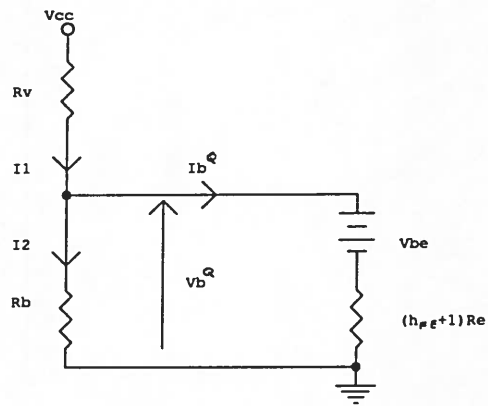
Suponiendo $h_{FE} + 1 \gg \frac{(R_B || R_V)}{R_E}$, llamando R_{eq} a la resistencia

equivalente de entrada: $R_{eq} = (h_{FE} + 1)R_E$ y haciendo $h_{FE} + 1 \approx h_{FE}$:

$$\Delta V_B \approx \frac{V_{CC} - 0.6(1 + R_V/R_B)}{1 + R_V/R_B} \cdot \frac{(R_B || R_V)}{R_{eq}} \cdot \frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}} \quad (A.1)$$



(A)



(B)

FIGURA A.1