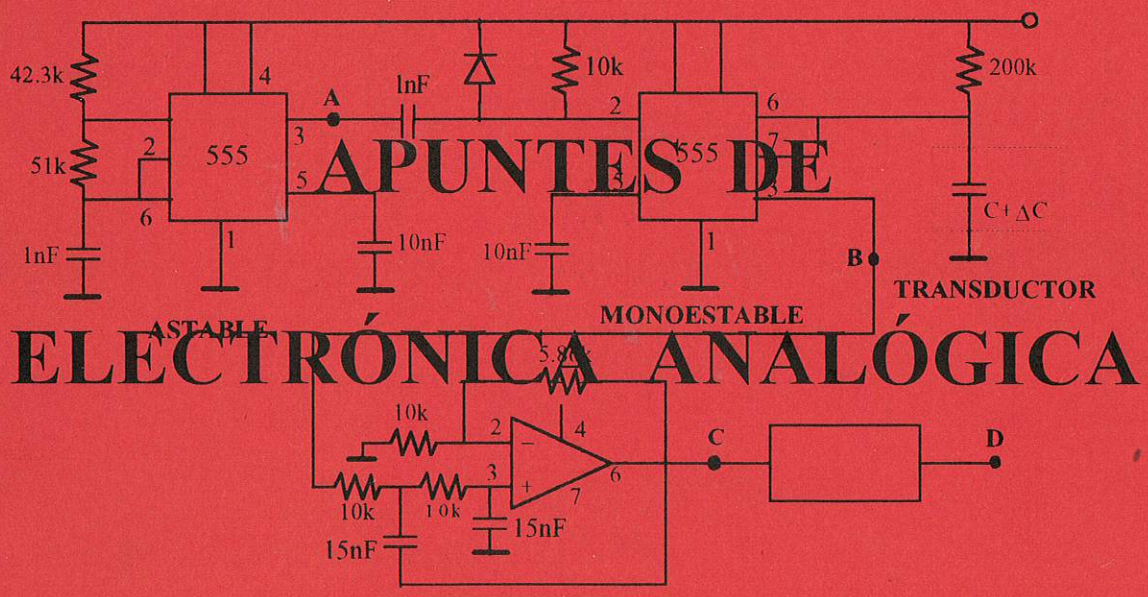
ESCUELA UNIVERSITARIA
DE INGENIERIA TECNICA INDUSTRIAL
MADRID




# APUNTES DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA

CARLOS PLATERO DUEÑAS
EDUARDO BLANCO PEREIRO

SERVICIO DE PUBLICACIONES

CURSO 97 - 98

# APUNTES DE

# ELECTRÓNICA ANALÓGICA

# PRÓLOGO

Estos primeros apuntes de Introducción a la Electrónica Analógica aparecen con el espíritu de ayudar a comprender mejor la asignatura de Electrónica Industrial (Analógica) de la E.U.I.T.I.M.. Tratan de plasmar de forma ordenada un curso básico de los temas fundamentales de esta disciplina, siguiendo el temario del Departamento de Física Aplicada e Ingeniería de Sistemas.

A veces el lector podría sentir que los temas están tratados de forma superficial. No obstante, estos apuntes son un fiel reflejo de las clases (2 horas/semana), coincidiendo la mayoría de nosotros, que este tiempo es insuficiente para un desarrollo detallado de la materia.

La profundización y desarrollo de la materia es fácil de encontrar. Una primera sugerencia pudiera ser la consulta de los libros indicados en la tabla bibliográfica. En general, muestran una gran calidad y son sencillos de seguir.

Esta primera impresión contará con algunos errores y lagunas, desde esta líneas pedimos la colaboración y sugerencias para una mejora de su contenido.

Deseando que sean de utilidad, damos las gracias a los que nos animan y nos apoyan en este arduo trabajo.

Los autores

# TEMA 1

## 1. AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES DE PEQUEÑA SEÑAL.

### 1.1 MODELOS DEL TRANSISTOR.

El comportamiento del transistor en condiciones dinámicas no es lineal y por tanto las ecuaciones que relacionan las corrientes con las tensiones no son sintetizables en términos de circuitos lineales. Por ello se busca la caracterización del transistor mediante un cuadripolo activo con impedancias y generadores dependientes. Para cada aplicación y rango de funcionamiento existe un modelo que es el más adecuado y que mantiene un buen equilibrio entre la sencillez y la exactitud.

En general se pueden utilizar modelos de dos tipos, con las siguientes características:

1-. Modelos físicos:

- Se basan en el conocimiento interno del dispositivo.
- Modelo híbrido en $\pi$ de Giacoletto.
- Sus parámetros son independientes de la frecuencia.

2-. Modelos funcionales:

- Caracterizados por el funcionamiento de terminales hacia fuera.
- Hay varios modelos: y, h, g, z.
- Los parámetros dependen de la frecuencia.

## 1.2 EL MODELO HÍBRIDO h

Para obtener este modelo de transistor se toma al transistor como si fuera un cuadripolo:

$$\begin{bmatrix} v_e \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ v_s \end{bmatrix}$$

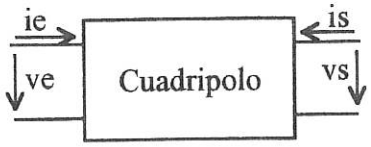



Figura 1.1

donde:

$v_e$, $i_s$ -- son variables dependientes y

$i_e$, $v_s$ -- son variables independientes.

de la anterior expresión matricial se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$v_e = h_{11} i_e + h_{12} v_s$$

$$i_s = h_{21} i_e + h_{22} v_s$$

y las dimensiones de cada parámetro h de la matriz serán:

$[h_{11}]$ -- impedancia de entrada en cortocircuito, ($v_s = 0$).

$[h_{12}]$ -- adimensional, ganancia de tensión inversa en circuito abierto, ($i_e = 0$).

$[h_{21}]$ -- adimensional, ganancia de intensidad directa en cortocircuito, ($v_s = 0$).

$[h_{22}]$ -- admitancia de salida en circuito abierto, ($i_e = 0$).

El circuito equivalente al del cuadripolo será el de la figura 1.2.

De ahora en adelante y siguiendo la notación anglosajona se expresará: $h_{11}=h_i$, $h_{12}=h_r$, $h_{21}=h_f$ y $h_{22}=h_o$; agregando los subíndices e,

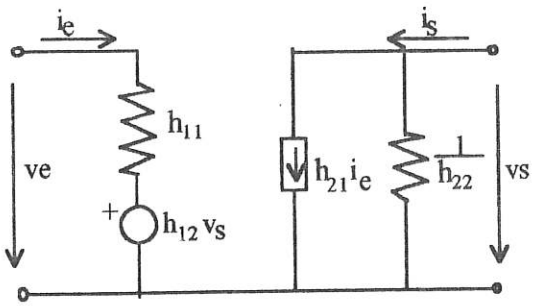



Figura 1.2

cuando se trate de una configuración en emisor común, b, cuando sea en base común y c, cuando sea en colector común.

**NOTA-.** Es conveniente recordar la siguiente notación:

$$v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t) \qquad \text{donde:}$$

$v_{BE}(t)$-- es la tensión base-emisor real.

$V_{BE}$ -- es la tensión base-emisor de polarización.

$v_{be}(t)$-- es la señal base-emisor a amplificar.

## 1.2.1 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS h EN EC.

Partiendo de las características estáticas del transistor y aplicando la definición de los parámetros h, se obtendrá su proceso de cálculo. Considerando un punto de funcionamiento estático en:

$i_B = f(v_{BE}, v_{CE})$ $\qquad$ $i_C = f(i_B, u_{CE})$

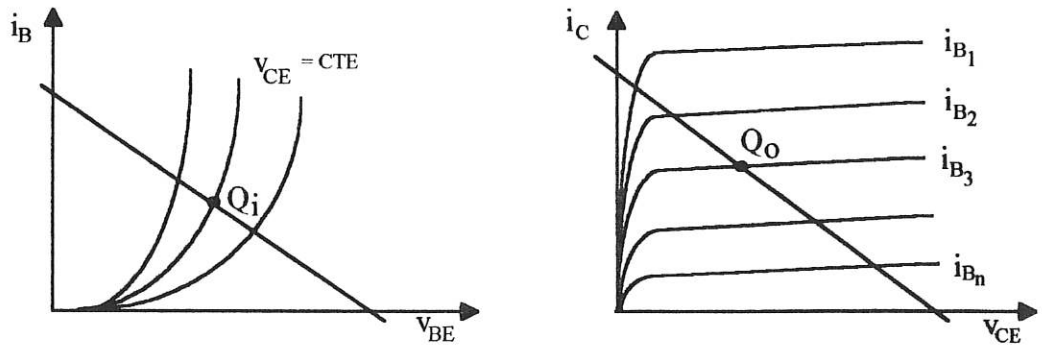



Figura 1.3

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$

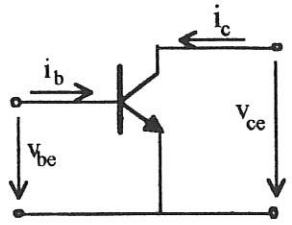



Figura 1.4

y por tanto, de la matriz se desprenden las siguientes ecuaciones:

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

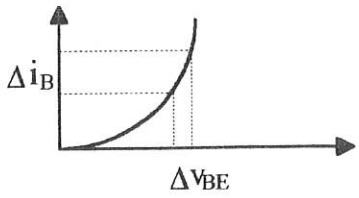
$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

Sea, por ejemplo, $Q_i$ el punto de funcionamiento estático correspondiente a las características de entrada y $Q_o$ el correspondiente a las características de salida. Al producir un incremento en $v_{BE}$ se produce un desplazamiento paralelo en la recta de carga de entrada y con incremento correspondiente en $i_B$. Esta variación $\Delta i_B$, controla el cambio de la curva característica de salida y los incrementos correspondientes de $i_C$ y $v_{CE}$, alrededor de la recta de carga.

Retomando la definición de los parámetros híbridos h, se tiene que:

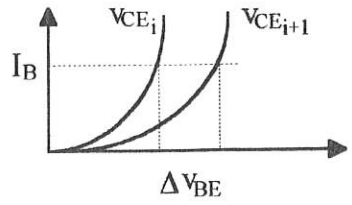
1.- $h_{ie} = \dfrac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B}$ con $v_{CE}$ = cte

$h_{ie} = \dfrac{v_{be}}{i_b}$ con $v_{ce} = 0$



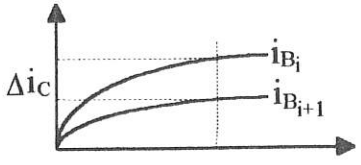

2-. $h_{re} = \dfrac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}}$ con $i_B$ = cte

$h_{re} = \dfrac{v_{be}}{v_{ce}}$ con $i_b = 0$



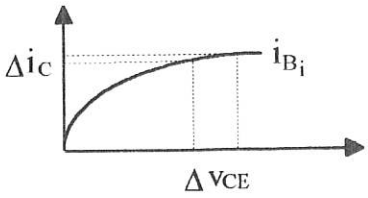

3-. $h_{fe} = \dfrac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$ con $v_{CE}$ = cte

$h_{fe} = \dfrac{i_c}{i_b}$ con $v_{ce} = 0$




4-. $h_{oe} = \dfrac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}}$ con $i_b$ = cte

$h_{oe} = \dfrac{i_c}{v_{ce}}$ con $i_b = 0$



Los valores de $h_{re}$ y $h_{oe}$ suelen ser del orden de $10^{-4}$ por lo que frecuentemente se suelen despreciar.

## 1.3 MODELO HÍBRIDO EN $\pi$ DE GIACOLETTO

El circuito equivalente para pequeña señal del BJT se deduce de las ecuaciones de Ebers-Moll. Los elementos que forman el circuito equivalente relacionan las variaciones de tensiones y corrientes alrededor del punto Q de reposo.

Cada elemento del modelo es función de las tensiones y corrientes de reposo establecidas por la polarización. Como los cambios los provoca la señal de entrada, el circuito equivalente permitirá relacionar la señal de salida con la de entrada.

El circuito equivalente híbrido $\pi$ de pequeña señal conectado en emisor común es el indicado en la figura 1.5.

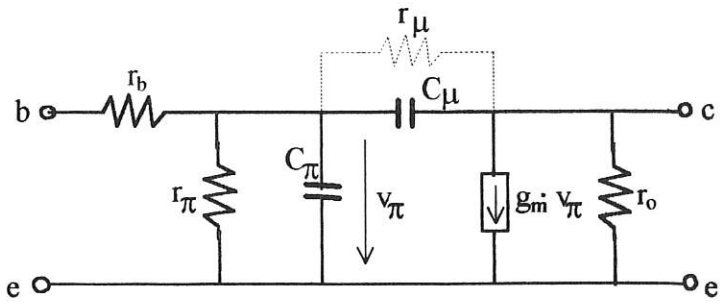



Figura 1.5

La unión base-emisor polarizada en directo está representada por $r_{\pi,}$ y $C_\pi$. La capacidad $C_\mu$ es la región de deflexión de la unión colector-base con polarización inversa. El acoplamiento entre uniones se representa en el modelo por la fuente de corriente gobernada $g_m \cdot v_\pi$ que es proporcional a la corriente de entrada $i_b$. Tanto $r_\mu$ como $r_o$ son consecuencias del efecto Early o modulación del ancho de

la base, estando su valor comprendido típicamente entre las decenas y centenas de kiloohmios. La resistencia $r_b$ es la resistencia de dispersión de la base y tiene en cuenta la caída de tensión en el recorrido entre el contacto de la base y la región activa de la base, sus valores típicos están comprendidos entre 40 y 400 óhmios.

El modelo se simplifica si se trabaja en baja y media frecuencia, los efectos de $C_\pi$ y $C_\mu$ son despreciables pues sus valores son del orden de unos pocos picofaradios, y por consiguiente se pueden considerar como circuitos abiertos. El modelo de baja frecuencia es el representado en la figura 1.6.

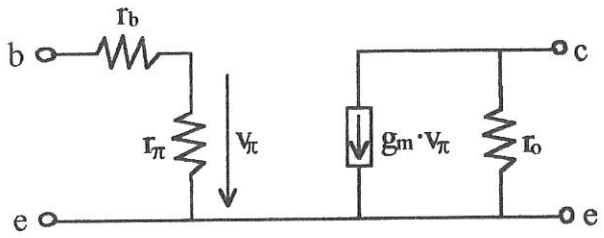



Figura 1.6

Donde:

$$v_\pi = r_\pi \, i_b$$

y si $v_{ce} = 0$ entonces:

$$i_c = g_m \, v_\pi$$

por consiguiente:

$$\frac{i_c}{i_b} = g_m r_\pi$$

Introduciendo el parámetro $\beta_o$ que suele ser dado por el fabricante y está definido por:

$$\beta_o = \left.\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}\right|_{v_{CE} = cte} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce} = 0}$$

luego:

$$\beta_o = g_m \, r_\pi$$

El parámetro $g_m = i_c / v_\pi$ llamado transconductancia, refleja el incremento de $i_c$ alrededor del punto de trabajo debido al cambio incremental en la tensión base-emisor. Considerando que $i_b r_b \cong 0$, cuantitativamente $g_m$ se puede expresar como:

$$g_m = \left.\frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}}\right|_{v_{CE}=cte} = \frac{\delta i_C}{\delta v_{BE}}$$

se sabe que:

$$i_C = +\alpha_F \, i_E$$

luego:

$$g_m = +\alpha_F \frac{\delta i_E}{\delta v_{BE}} = \alpha_F \, g_d$$

si:

$$g_d = \frac{d\, i_D}{d\, v_D} = \frac{\delta i_E}{\delta v_{BE}} = \frac{I_{EQ}}{V_T}$$

por tanto:

$$g_m = \frac{\alpha_F \, I_{EQ}}{V_T} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

Lo que ya permite calcular el valor de $r_\pi$ . Y a partir de la resistencia de entrada $r_i$, determinar $r_b$.

$$r_i = r_b + r_\pi$$

Muchos fabricantes de dispositivos emplean el símbolo $r_i$ como $h_{ie}$ en un punto de trabajo dado.

## 1.4 PROPIEDADES DE UN AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO.

En un amplificador hay que diferenciar dos tipos de señales, que son:

- el nivel de polarización, con el cual se sitúa el punto de reposo del transistor.

- la señal de excitación variable en el tiempo a la cual se trata de amplificar.

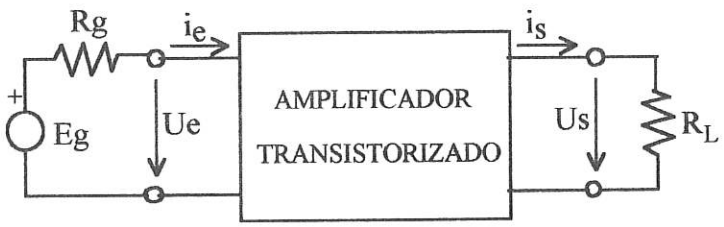



Figura 1.7

Los parámetros a considerar son:

1-. la impedancia de entrada $Z_e$, que se puede considerar de carácter resistivo cuando se trabaja con frecuencias medias al eliminarse los efectos capacitivos.

2-. la impedancia de salida $Z_s$, que por la misma razón puede considerarse de carácter resistivo a frecuencias medias.

Los parámetros de transferencia de un amplificador son:

1-. Ganancia de tensión $A_V = \left(\frac{vs}{ve}\right)$ ó $A_V = 20 \log\left(\frac{vs}{ve}\right)$ [dB]

2-. Ganancia de intensidad $A_I = \left(\frac{is}{ie}\right)$ ó $A_I = 20 \log\left(\frac{is}{ie}\right)$ [dB]

3-. Ganancia de potencia $A_p = 10 \log\left(\frac{\text{P absorbida por } R_L}{\text{P entregada por Eg}}\right)$ [dB]

## 1.5 AMPLIFICADOR EN EMISOR COMÚN.

Un circuito típico de amplificador en emisor común es el indicado en la figura 1.8. Donde al analizar la señal de polarización y por tanto aplicar el

teorema de la superposición quedará la red de polarización que está recuadrada a trazos.

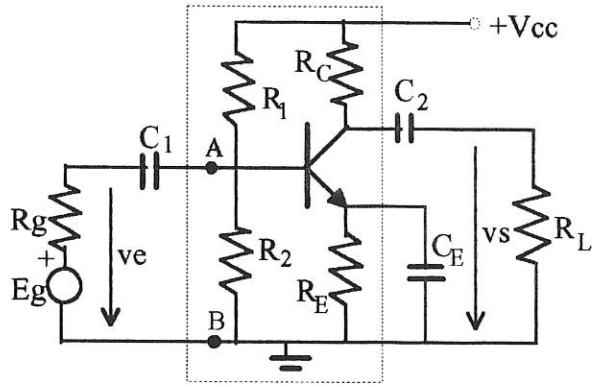



Figura 1.8

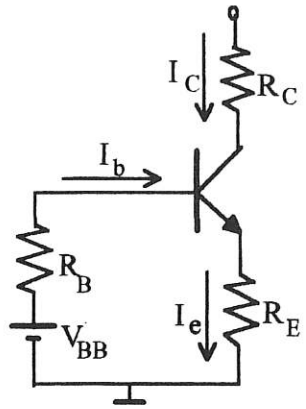



Figura 1.9

Dicha red, cuyo objetivo es la polarización y estabilidad del transistor, quedará simplificada al aplicar el teorema de Thevenin, a la derecha de A y B, según la figura 1.9, en la que tenemos que los valores de $R_B$ y $V_{BB}$ son:

$$R_B=\left(\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}\right) \qquad V_{BB}=\left(\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}\right)\times R_2$$

por lo tanto, de este circuito de polarización se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = \beta\, I_B$$

Si se realiza el análisis en alterna del circuito, se observará que para los condensadores $C_1$, $C_2$ y $C_E$ sus reactancias capacitivas ($X_c = 1/\omega C$) son

aproximadamente cero por estar trabajando a frecuencias medias, por lo tanto estos condensadores se comportarán como cortocircuitos. Mientras que las capacidades parásitas del transistor al ser muy pequeñas, del orden de los picofaradios, se comportarán como circuitos abiertos.

Además de todas estas consideraciones, se debe tener en cuenta que al aplicar el teorema de superposición, cortocircuitando los generadores independientes de tensión y abriendo los generadores independientes de corriente quedará un circuito como el de la figura 1.10. En este punto, podrá sustituirse el transistor por su modelo incremental, según la figura 1.11, con lo cual se podrán obtener todas las propiedades del amplificador en emisor común.

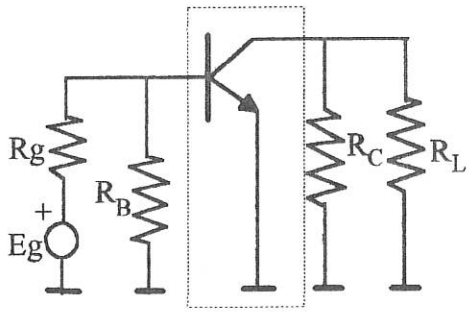



Figura 1.10

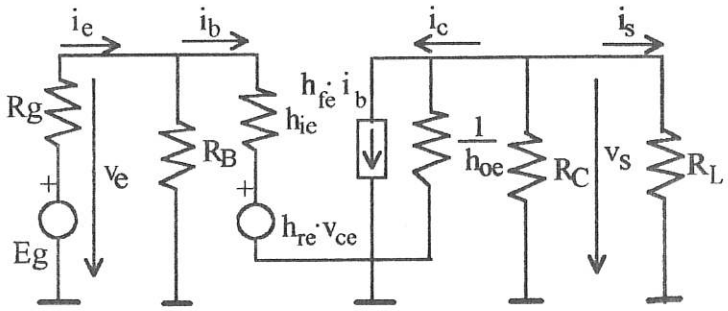



Figura 1.11

Habrá que tener en cuenta para simplificaciones posteriores, que los valores aproximados de los parámetros h en emisor común son:

$$h_{ie} \cong 1k\Omega, \quad h_{fe} \cong 100, \quad h_{re} \cong 10^{-4} \cong 0, \quad \text{y} \quad h_{oe} \cong 10^{-4}\ \text{moh} \cong 0.$$

## 1.5.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA.

Teniendo en cuenta el circuito anterior la impedancia de entrada será el paralelo entre la $R_B$ y la vista entre los terminales del modelo incremental,

formada ésta por $h_{ie}$ y por la impedancia procedente de la realimentación de la señal de salida a la entrada.

Si $v_{ce} = -h_{fe}i_b(1/h_{oe} \| R_C \| R_L)$ la impedancia de entrada será:

$$Z_e = R_B \| (h_{ie} - h_{fe}h_{re}(1/h_{oe} \| R_C \| R_L))$$

ecuación en la cual al introducir los valores característicos de cada uno de los parámetros h en emisor común quedará reducida a:

$$Z_e = R_B \| h_{ie}.$$

Es conveniente observar que el efecto de la realimentación es mínimo ya que $h_{re}$ tiende a cero.

### 1.5.2 IMPEDANCIA DE SALIDA.

Según la figura 1.11, la impedancia de salida viene dada por la expresión $Z_s = (1/h_{oe}) \| R_C$ la cual proviene de hacer el equivalente Thevenin de la parte que hay a la izquierda de la salida, donde se considera que $h_{re}$ es prácticamente cero, y se cortocircuita el generador Eg con lo que $i_b=0$ y por tanto $h_{fe}i_b=0$. En la ecuación de la impedancia de salida si se da el valor característico al parámetro $h_{oe}$, el valor que toma dicha impedancia resulta ser muy aproximado al valor de $R_C$.

**NOTA-.** Obsérvese que tanto la impedancia de entrada como la de salida resultan ser de carácter resistivo. Esto es así, debido a que se trabaja a frecuencias medias despreciándose todos los efectos capacitivos, tanto los externos como los internos del transistor.

## 1.5.3 GANANCIA DE INTENSIDAD.

Para el cálculo de la ganancia de corriente se desprecia el efecto de la realimentación ya que $h_{re}$ tiende a cero.

Retomando la definición de ganancia de intensidad del punto 1.4 y teniendo en cuenta que:

$$i_s = -h_{fe} \times i_b \left( \frac{R_C \times 1/h_{oe}}{R_C \times 1/h_{oe} + R_C \times R_L + R_L \times 1/h_{oe}} \right) \qquad \text{e}$$

$$i_e = i_b \left( 1 + \frac{h_{ie}}{R_B} \right)$$

se tendrá que:

$$A_I = \frac{-h_{fe} \left( \frac{R_C \times 1/hoe}{R_C \times 1/hoe + R_C \times R_L + R_L \times 1/hoe} \right)}{1 + \frac{hie}{R_B}}$$

el signo negativo, indica que la intensidad de salida está desfasada 180 grados con respecto a la de entrada.

Por otro lado, generalmente ocurre que $R_B >> h_{ie}$, $R_C >> R_L$ y que $h_{oe}$ tiende a cero por lo que el valor de la ganancia de corriente será:

$$A_I \cong -h_{fe}$$

## 1.5.4 GANANCIA DE TENSIÓN.

Análogamente al punto anterior y considerando los efectos de la realimentación nulos, se obtiene que:

$$v_s = i_s \times R_L \qquad \text{y}$$

$$v_e = i_e z_e = i_e (R_B // h_{ie})$$

luego la ganancia de tensión será:

$$A_V = \frac{i_s \times R_L}{i_e \left( \frac{RB \times hie}{RB + hie} \right)} = \frac{A_i \times R_L}{\frac{RB \times hie}{RB + hie}}$$

Atendiendo a las simplificaciones dadas, se tiene que:

$$A_V \cong -h_{fe}\frac{R_L}{h_{ie}}$$

Como puede observarse la tensión de salida también está desfasada 180 grados respecto de la de entrada.

## 1.5.5 GANANCIA EN POTENCIA.

La ganancia en potencia viene dada por la expresión general:

$$A_P = \frac{\text{Pabsorbida por } R_L}{\text{Pentregada por } E_g} = \frac{|U_s| \times |I_s| \times \cos\varphi_s}{|U_e| \times |I_e| \times \cos\varphi_e}$$

donde $\cos\varphi_s$ y $\cos\varphi_e$ son la unidad por ser, tanto la impedancia de entrada como la de salida de carácter resistivo puro ya que al trabajar a frecuencias medias los efectos capacitivos desaparecen, y no existe desfase entre la tensión y la intensidad, luego:

$$A_p = \frac{|U_s| \times |I_s|}{|U_e| \times |I_e|}$$

como:

$$u_e(t) = \sqrt{2}\,|U_e|\,\sin(\omega t + \Psi)$$

$$u_s(t) = \sqrt{2}\,|U_s|\,\sin(\omega t + \Psi)$$

se tiene que:

$$\frac{u_e(t)}{u_s(t)} = \frac{|U_e|}{|U_s|}$$

y análogamente ocurre con las intensidades, luego:

$$\frac{i_e(t)}{i_s(t)} = \frac{|I_e|}{|I_s|}$$

por todas estas razones se obtiene finalmente que:

$$A_P = A_I \cdot A_V$$

La ganancia de potencia debe ser siempre mayor que cero, indicando que el sistema transfiere energía a la carga.

## 1.6 AMPLIFICADOR EN COLECTOR COMÚN.

El cuadripolo que quedará tras realizar la conexión en colector común, será como el que queda representado en la figura 1.12, del cual se desprende la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} v_{bc} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ic} & h_{rc} \\ h_{fc} & h_{oc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ec} \end{bmatrix} \qquad y$$

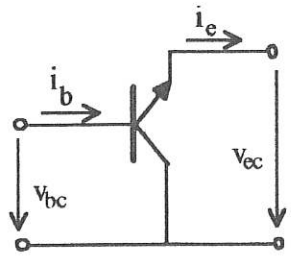



Figura 1.12

por tanto tendremos las siguientes ecuaciones:

$$v_{bc} = h_{ic} i_b + h_{rc} v_{ec}$$

$$i_e = h_{fc} i_b + h_{oc} v_{ec}$$

El esquema de la figura 1.13 corresponde a un amplificador en colector común. A esta configuración también se le llama seguidor de emisor porque su ganancia de tensión es próxima a la unidad y por lo tanto un cambio de tensión en la base se manifiesta con cambio igual en la carga. Dicho de otra forma el emisor sigue a la señal de entrada.

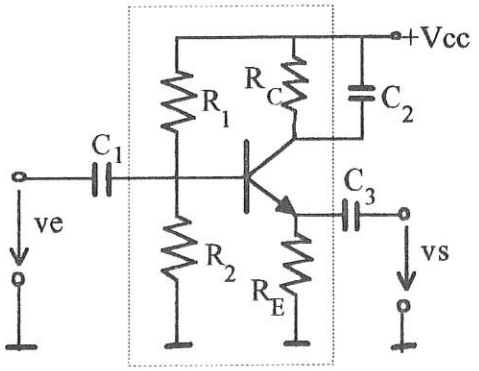



Figura 1.13

De la misma forma que en el amplificador de emisor común, el sistema se sustenta con un circuito de polarización (recuadrado a trazos) más otro de amplificación de señal variable, para el cual se puede hacer el mismo estudio que

para el montaje en emisor común.

Este tipo de circuito se utiliza primordialmente para adaptación de impedancias y no para la amplificación en sí, ya que la ganancia de tensión es unitaria como se ha indicado antes.

El circuito de seguidor de emisor a frecuencias medias con la modelización del transistor hecha, es como el de la figura 1.14, de donde se obtendrán todas las propiedades del amplificador y sus funciones de transferencia.

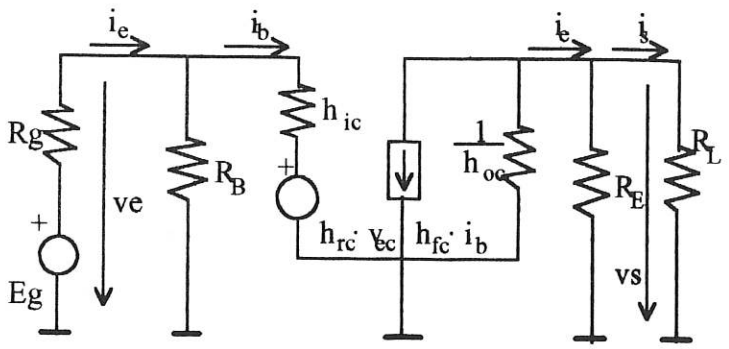



Figura 1.14

Es conveniente conocer las equivalencias entre los parámetros h de emisor y colector común, que son las que se indican en el cuadro siguiente.

| | | | |
|---|---|---|---|
| $h_{ic} = h_{ie}$ | $h_{rc} = 1-h_{re} = 1$ | $h_{fc} = -(1+h_{fe})$ | $h_{bc} = h_{be}$ |

## 1.6.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA.

Al observar la figura 1.14, se tiene que la tensión de entrada es:

$$v_e = h_{ic} i_b + h_{rc} v_{ec}$$

donde:

$$v_{ec} = - h_{fc} \times i_b (R_E || 1/h_{oc} || R_L)$$

luego entonces:

$$v_e = (h_{ic} - h_{rc}\, h_{fc}\, (R_E || 1/h_{oc} || R_L)) i_b$$

por consiguiente:

$$Z_e = R_B||(h_{ic}-h_{rc}xh_{fc}(R_E||1/h_{oc}||R_L))$$

donde al cambiar los parámetros h de colector común por los equivalentes de emisor común, se tendrá que:

$$Z_e = R_B||(h_{ie}+ (1-h_{re})(1+h_{fe})(R_E||\ 1/h_{oe}\ ||R_L))$$

y al dar los valores característicos, se tendrá:

$$Z_e = R_B||(h_{ie}+ (1+h_{fe})(R_E||R_L\ ))$$

En conclusión se observa que la impedancia de entrada en colector común es notablemente más alta que en emisor común.

## 1.6.2 IMPEDANCIA DE SALIDA.

De igual forma que en el apartado anterior, al observar el circuito de la figura 1.14, se tendrá que la impedancia de salida será:

$$Z_s = R_E||1/h_{oc}||\left(\frac{v_{ec}}{h_{fc}\times i_b}\right)$$

donde:

$$i_b = -\left(\frac{h_{rc}\times v_{ec}}{h_{ic}+R_B//R_g}\right)$$

luego:

$$Z_s = R_E||\ 1/h_{oc}||\left(-\frac{h_{ic}+R_B//R_g}{h_{fc}\times h_{rc}}\right)$$

al cambiar los parámetros h de colector común por los equivalentes de emisor común, se tendrá que:

$$Z_s = R_E\ ||\ 1/h_{oe}||\left(\frac{h_{ie}+ R_B//R_g}{(1+h_{fe})(1-h_{re})}\right)$$

donde si se dan los valores característicos de los parámetros h, se tiene que:

$$Z_s = R_E||\left(\frac{h_{ie}+ R_B//R_g}{1+h_{fe}}\right)$$

Obsérvese que la resistencia de salida depende de la resistencia del generador Rg. Además el segundo término está dividido por $1+h_{fe}$, dando una de

las características de los amplificadores en colector común, que es una resistencia baja de salida.

### 1.6.3 GANANCIA DE INTENSIDAD

Fijándose en la figura 1.14 en la cual está hecha la modelización del transistor, y considerando que $h_{oc}$ tiende a cero, se observa que:

$$i_s = -h_{fc} \times i_b \times \frac{R_E}{R_L + R_E}$$

$$i_e = i_{RB} + i_b = \left( \frac{i_b \times h_{ic} + h_{rc} \times v_{ec}}{R_B} \right) + i_b$$

$$v_{ec} = -h_{fc} \times i_b (R_E // R_L)$$

con lo que:

$$A_I = -\frac{h_{fc} \times \frac{R_E}{R_L + R_E} \times R_B}{(h_{ic} - h_{rc} \times h_{fc} \times R_E // R_L + R_B)} = -\frac{h_{fc} \frac{R_B}{R_L}}{\frac{h_{ic} + R_B}{R_E // R_L} - h_{rc} h_{fc}}$$

donde si se cambian los parámetros h de colector común por sus equivalentes en emisor común, se tendrá:

$$A_I = \frac{(1 + h_{fe}) \times \frac{R_B}{R_L}}{\frac{h_{ie} + R_B}{R_E // R_L} + (1 + h_{fe})}$$

Obsérvese que existe una ganancia de corriente y que este circuito no invierte la señal de salida con respecto a la señal de entrada.

### 1.6.4 GANANCIA DE TENSIÓN.

De la figura 1.14 se obtiene que:

$$v_s = v_{ec} \qquad \text{y}$$

$$v_e = i_b \times h_{ic} + h_{rc} \times v_{ec}$$

con:

$$i_b = - \frac{v_{ec}}{h_{fc} \times (R_E // 1/h_{oc} // R_L)}$$

por lo tanto:

$$A_V = \frac{1}{- \frac{hic}{hfc \times (RE // 1/hoc // RL)} + h_{rc}}$$

al cambiar los parámetros h de colector común por sus equivalentes en emisor común, se tendrá que:

$$A_V = \frac{1}{\frac{hie}{(1+hfe) \times (RE // 1/hoe // RL)} + (1 - h_{re})}$$

y al dar los valores característicos de los parámetros h en emisor común se tendrá:

$$A_V = \frac{(1+h_{fe}) \times (R_E // R_L)}{h_{ie} + (1+h_{fe}) \times (R_E // R_L)}$$

donde se observa, como se dijo anteriormente, que la ganancia de tensión es aproximadamente igual a la unidad.

## 1.7 AMPLIFICADOR EN BASE COMÚN.

El cuadripolo que quedará después de hacer la conexión en base común, es el que aparece en la figura 1.15, de donde se obtiene la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} v_{eb} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ib} & h_{rb} \\ h_{fb} & h_{ob} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ v_{cb} \end{bmatrix}$$

y

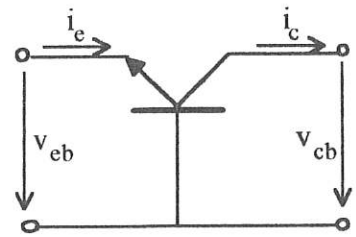



Figura 1.15

por consiguiente las siguientes ecuaciones:

$$v_{eb} = h_{ib} i_e + h_{rb} v_{cb}$$

$$i_c = h_{fb} i_e + h_{ob} v_{cb}$$

Un circuito típico de amplificador en base común, es como el de la figura 1.16 donde la zona recuadrada a trazos es el circuito de polarización.

El amplificador en base común de la figura 1.16 con la modelización del transistor hecha en parámetros h, resultará un circuito como el de la figura 1.17,

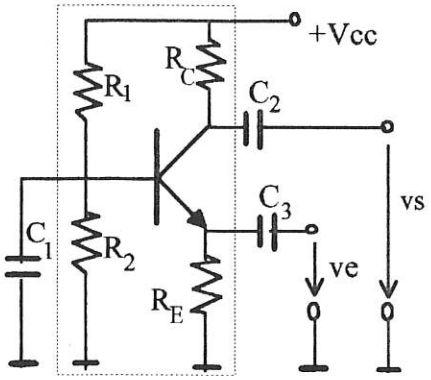



Figura 1.16

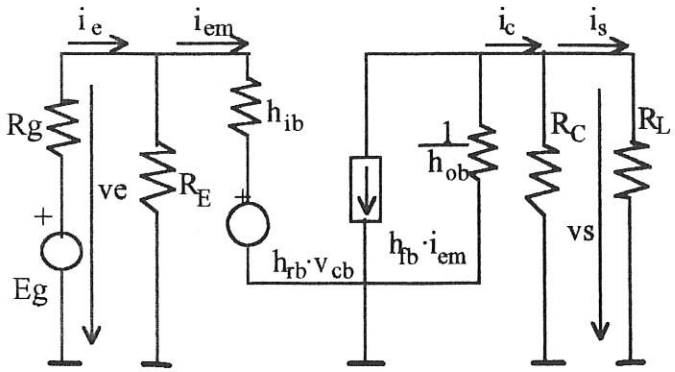



Figura 1.17

del cual se obtendrán todas las características de dicho amplificador como en los casos anteriores.

Las equivalencias entre los parámetros h en emisor y base común, son las que figuran en el siguiente recuadro:

| | | | |
|---|---|---|---|
| $h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$ | $h_{rb} = \frac{h_{ie} \times h_{oe}}{1+h_{fe}} - h_{re} \cong 0$ | $h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$ | $h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1+h_{fe}} \cong 0$ |

## 1.7.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA.

Fijándose en el modelo incremental en base común, figura 1.17, y considerando que $h_{ob}$ es aproximadamente cero, la impedancia de entrada será:

$$Z_e = R_E \parallel h_{ib} + \frac{v_{cb} \times h_{rb}}{i_{em}}$$

donde:

$$v_{cb} = -h_{fb} \times i_{em}(R_C \,//\, R_L)$$

luego:

$$Z_e = R_E \parallel h_{ib} - h_{rb} \times h_{fb}(R_C \,//\, R_L)$$

donde si se cambian los parámetros h de base común por sus equivalentes en emisor común, se tendrá que:

$$Z_e = R_E \parallel \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} + \left(\frac{h_{ie} \times h_{oe}}{1+h_{fe}} - h_{re}\right)\left(\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}\right)\left(R_C \,//\, R_L\right)$$

al dar los valores característicos de los parámetros h, el valor de la impedancia de entrada es:

$$Z_e = R_E \parallel \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \cong h_{ib}$$

por consiguiente la impedancia de entrada en base común será baja.

### 1.7.2 IMPEDANCIA DE SALIDA.

Fijándose en el mismo circuito que en el apartado anterior, la impedancia de salida de dicho circuito será:

$$Z_s = R_C \parallel 1/h_{ob} \parallel \left(\frac{v_{cb}}{h_{fb} \times i_{em}}\right)$$

donde:

$$i_{em} = \frac{-v_{cb} \times h_{rb}}{h_{ib} + R_E \,//\, R_g}$$

luego:

$$Z_s = R_C \parallel 1/h_{ob} \parallel \left(-\frac{h_{ib} + R_E \,//\, R_g}{h_{fb} \times h_{rb}}\right)$$

donde si se cambian los parámetros h de base común por sus equivalentes en emisor común, se tendrá que:

$$Z_s = R_C \parallel \frac{1+h_{fe}}{h_{oe}} \parallel \frac{\frac{hie}{1+hfe} + R_E \,//\, R_g}{\frac{hfe}{1+hfe} \times \left(\frac{hie \times hoe}{1+hfe} - h_{re}\right)}$$

donde si se dan los valores típicos de los parámetros h, el valor de la impedancia de salida será:

$$Z_s = R_C \parallel \frac{1+h_{fe}}{h_{oe}}$$

Cuantitativamente podemos decir que el valor de la impedancia de salida en un amplificador en base común es del orden de los kiloóhmios.

## 1.7.3 GANANCIA DE INTENSIDAD.

Partiendo del modelo incremental de la figura 1.17, se tendrá que:

$$i_s = -\frac{h_{fb} i_{em} \times \left(\frac{1}{hob} // R_C // R_L\right)}{R_L}$$

$$i_e = \frac{(i_{em} \times h_{ib}) + h_{rb} v_{cb}}{R_E // (h_{ib} + \frac{hrb \times vcb}{iem})}$$

si en la ecuación de $i_e$, para simplificar, se da el valor típico de $h_{rb}$, que es aproximadamente cero:

$$i_e = \frac{i_{em} \times h_{ib}}{R_E // h_{ib}}$$

luego la ganancia de intensidad será:

$$A_I = -\frac{h_{fb} \times (\frac{1}{hob} // R_C // R_L) \times (R_E // h_{ib})}{R_L \times h_{ib}}$$

donde se tiene que:

$$(R_E // h_{ib}) \cong h_{ib} \qquad \text{y} \qquad \left(\frac{1}{h_{ob}} // R_C // R_L\right) \cong R_L$$

ya que el valor de $h_{ib}$ es muy pequeño con respecto $R_E$, y el valor de $R_L$ es muy pequeño frente a los valores de $1/h_{ob}$ y $R_C$. Con lo cual se puede decir de forma muy aproximada que el valor de la ganancia de intensidad es:

$$A_I \cong -h_{fb} \leq 1$$

Como el valor de $h_{fb}$ es negativo, se observa que un amplificador en base común no va a desfasar la señal de salida con respecto a la de entrada.

## 1.7.4 GANANCIA DE TENSIÓN.

Del modelo incremental de la figura 1.17, se obtiene que:

$$v_s = -h_{fb} i_{em} \times \left(\frac{1}{h_{ob}} // R_C // R_L\right)$$

$$v_e = i_{em} \times h_{ib} + h_{rb} v_{cb} \cong i_{em} \times h_{ib}$$

y con lo que la ganancia de tensión viene dada por la expresión:

$$A_V = - \frac{h_{fb} \times \left( \frac{1}{hob} // R_C // R_L \right)}{h_{ib}}$$

pero como $1/h_{ob}$ tiende a infinito, el paralelo de $1/h_{ob}$ con $R_C$ y $R_L$ tiende a $R_C$ en paralelo con $R_L$, con lo cual se obtiene que:

$$A_V = - \frac{h_{fb} \times (R_C // R_L)}{h_{ib}}$$

Se puede observar que existe ganancia de tensión y al igual que en el caso anterior, y que al ser el valor de $h_{fb}$ negativo, el amplificador en base común no desfasa la señal de salida con respecto a la señal de entrada.

## 1.8 COMPARACIÓN DE LAS TRES CONFIGURACIONES.

*- Emisor común.*

| | | |
|---|---|---|
| Ze | $R_B \| h_{ie}$ | 1 K |
| Zs | $\frac{1}{h_{oe}} \| Rc$ | 10 K |
| Ai | $-h_{fe}$ | -100 |
| Av | $- \frac{h_{fe} x R_L}{h_{ie}}$ | -100 |

Esta configuración desfasa la señal 180º, tiene una impedancia de entrada y de salida media, y se usa como etapa realmente amplificadora por amplificar tanto tensión como intensidad.

*- Colector común.*

| | | |
|---|---|---|
| Ze | $R_B \| [h_{ie}+(1+h_{fe})(R_E \| R_L)]$ | 100 K |
| Zs | $R_E \| \frac{h_{ie}+R_B \| R_g}{1+h_{fe}}$ | 10Ω |
| Ai | $\frac{(1+h_{fe}) \frac{R_B}{R_L}}{\frac{h_{ie}+R_B}{R_E \| R_L} + (1+h_{fe})}$ | 50 |
| Av | $\frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ic}+(1+h_{fe})R_E}$ | <1 |

Esta configuración no desfasa la señal, tiene alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, por lo que se suele usar como etapa adaptadora de

impedancias en un amplificador multietapa.

*-Base común.*

| | | |
|---|---|---|
| Ze | $h_{ib}$ | 10Ω |
| Zs | $\frac{1}{h_{ob}} \parallel Rc$ | 10 K |
| Ai | $-h_{fb}$ | <1 |
| Av | $-\frac{h_{fb} x(R_C//R_L)}{h_{ib}}$ | 100 |

Esta configuración no desfasa la señal, tiene baja impedancia de entrada y alta impedancia de salida, por lo que se suele utilizar como etapa adaptadora de impedancias en un amplificador multietapa.

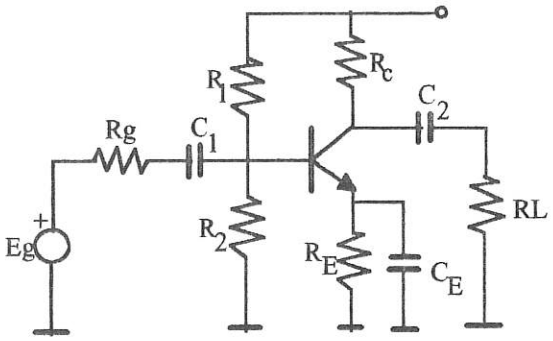
## 1.9 LA RECTA DE CARGA EN CC Y LA RECTA DINÁMICA

En todo amplificador hay que estudiar dos tipos de rectas de carga, una la correspondiente a la señal de polarización que marca el punto de reposo y otra la que representa el comportamiento dinámico.

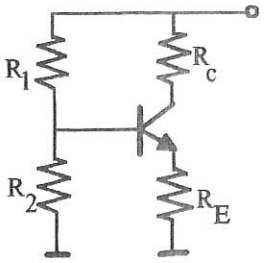
Con la recta de carga de corriente continua, lo que se pretende es obtener el punto de polarización o de reposo del transistor, en ausencia de señal. La recta de carga en corriente continua, mostrará todos los posibles puntos de reposo en función del montaje del circuito.

La recta dinámica, que pasa por el punto Q, indica el lugar geométrico de la respuesta del dispositivo amplificador en comportamiento dinámico.

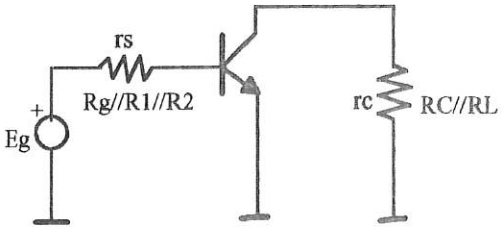
Para entender más claramente estos conceptos, véase el estudio de las rectas de carga realizado en un amplificador en emisor común (figura 1.18).




AMPLIFICADOR EN EMISOR COMÚN




ESTUDIO EN CC




ESTUDIO EN CA

Figura 1.18

En corriente continua:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

como $I_C \cong I_E$ se tendrá que:

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$ que es la ecuación de la recta de carga en, donde:

- si $V_{CE} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$

- si $I_C = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CC}$

Y en corriente alterna:

$$v_{ce} + i_c r_C = 0$$

donde:

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{r_C}$$

que es la ecuación de la recta dinámica, cuya pendiente es $-1/r_C$. Ésta pasará por el punto de reposo, definiendo el comportamiento dinámico.

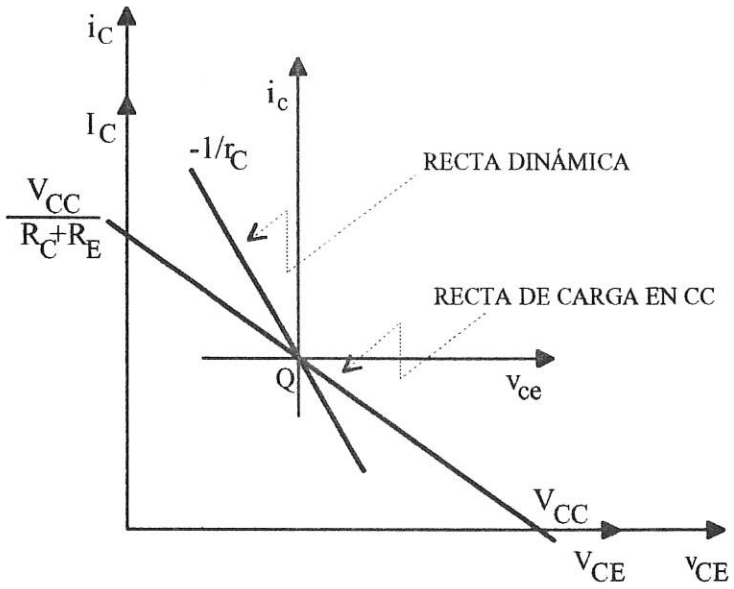



Figura 1.19

Este mismo estudio se puede realizar para cualquier otro tipo de amplificador.

# TEMA 2

## 2. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES DE PEQUEÑA SEÑAL.

### 2.1 COMPORTAMIENTO DEL AMPLIFICADOR EN FRECUENCIA.

Las señales utilizadas en muchos sistemas electrónicos necesitan ser amplificadas con un mínimo de distorsión. En estas condiciones los dispositivos activos involucrados deben funcionar linealmente, por lo que hay que aplicar criterios de pequeña señal. El primer paso para el análisis de estos circuitos consiste en emplear un modelo lineal para sustituir al real, enfoque empleado en el capítulo anterior. En aquel caso, se consideraba que tanto las capacidades internas del transistor como los condensadores de acoplamiento y de paso tenían efectos despreciables al trabajar a frecuencias medias.

El estudio de amplificadores de banda ancha se vio estimulado por la necesidad de amplificar los impulsos que existen en los sistemas de comunicaciones. Al hacer el análisis de amplificadores en un campo tan amplio de frecuencias, hay que incluir las capacidades anteriormente despreciadas.

Para realizar el análisis en frecuencia de los amplificadores, se consideran tres zonas bien diferenciadas:

- La primera analizará el circuito a frecuencias medias, donde se aplica lo ya estudiado en el tema anterior, despreciándose todos los efectos capacitivos, que para estas frecuencias, no interfieren en el circuito.

- La segunda parte tratará de analizar el circuito a bajas frecuencias, donde habrá que considerar los efectos que producen las capacidades externas. Comprobando que su influencia consiste en atenuar la ganancia a baja frecuencia. Las capacidades exteriores del circuito fijarán el valor de la frecuencia de corte inferior del amplificador.

- La tercera parte tratará de analizar el circuito en alta frecuencia, aquí los efectos capacitivos externos son despreciables, pero aparecerán de forma apreciable la influencia de las capacidades intrínsecas del transistor, que se conocen como capacidades parasitarias del transistor. El efecto que producen estas capacidades es el de atenuar la ganancia en alta frecuencia, marcando el valor de la frecuencia de corte superior.

Una vez analizados los efectos capacitivos del circuito, es posible obtener el ancho de banda AB = fcs - fci , además de poder representar la respuesta en frecuencia.

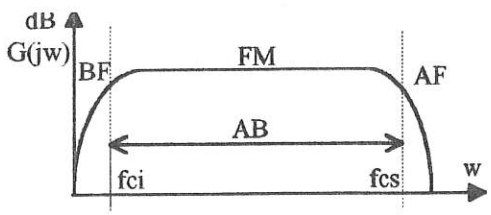



Figura 2.1

La característica de la respuesta en frecuencia de un amplificador es la representación gráfica de la ganancia y fase en función de la frecuencia. Invariablemente, para representar la respuesta en frecuencia se emplea el diagrama de Bode. El gráfico de Bode constituye una aproximación adecuada de esta característica.

Previo al estudio de la respuesta en frecuencia de los amplificadores, se repasa el concepto de análisis en dominio de la frecuencia y la construcción de los diagramas de Bode.

## 2.2 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LAS FRECUENCIAS.

Es utilizado para el estudio del comportamiento dinámico de los sistemas de regulación lineal. Se conoce por respuesta en frecuencia, a la respuesta del sistema, en régimen permanente, cuando se utiliza como señal de entrada una señal senoidal de amplitud constante y frecuencia variable desde cero a infinito.

Como se va a demostrar, la respuesta de un sistema lineal a una señal de excitación senoidal, es otra señal senoidal de la misma frecuencia, pero que difiere en amplitud y ángulo de fase.

Las ventajas que presenta este método son, la facilidad con que pueden ser obtenida la respuesta en frecuencia y por otro lado, la función de transferencia senoidal se obtiene reemplazando s por $j\omega$, resultando $G(j\omega)$ una función de tipo complejo que puede reemplazarse por el módulo y ángulo de fase para cada valor de $\omega$ de dicha función.

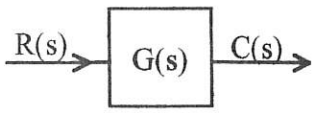



Figura 2.2

El objetivo es observar lo que ocurre con la salida del sistema cuando se le aplica una señal de entrada de tipo senoidal:

$$r(t) = R \sin \omega t$$

cuya transformada de Laplace es:

$$L[r(t)] = \frac{R\omega}{s^2 + \omega^2} = R(s)$$

como se sabe la transformada Laplace de la señal de salida es igual a la

transformada Laplace de la función de transferencia del sistema, G(s), por la transformada Laplace de la función de entrada, R(s), luego:

$$C(s) = G(s)\,R(s) = \frac{N(s)}{D(s)}\,\frac{R\omega}{s^2+\omega^2}$$

al considerar que los sistemas son lineales, la función de transferencia G(s) estará formada por dos polinomios, uno en el numerador N(s) y otro en el denominador D(s). Y cumpliendo la condición de existencia física, el grado del denominador será mayor o igual que el grado del numerador.

Tanto numerador como denominador de la función de transferencia, pueden descomponerse en factores (tantos como raíces tengan los polinomios), que son los llamados respectivamente ceros y polos de la función de transferencia.

Por consiguiente, se tendrá que:

$$C(s) = \frac{R\omega}{s^2+\omega^2}\,\frac{(s+s_{z1})(s+s_{z2})\ldots(s+s_{zm})}{(s+s_{p1})(s+s_{p2})\ldots(s+s_{pn})} \qquad \text{con} \quad n \geq m$$

pero C(s) se puede descomponer en fracciones simples:

$$C(s) = \frac{A_1}{s+j\omega} + \frac{A_2}{s-j\omega} + \frac{B_1}{s+s_{p1}} + \ldots + \frac{B_n}{s+s_{pn}}$$

esta sería la respuesta total del sistema, aunque sólo interesa desde el punto de vista del análisis espectral la respuesta del sistema en régimen permanente, por lo que:

$$C_{rp}(s) = \frac{A_1}{s+j\omega} + \frac{A_2}{s-j\omega}$$

y al aplicar la transformada inversa:

$$C_{rp}(t) = A_1\,e^{-j\omega t} + A_2\,e^{j\omega t}$$

donde los coeficientes $A_1$ y $A_2$ quedan determinados por:

$$A_1 = \left[(s+j\omega)\,C(s)\right]_{s=-j\omega}$$

$$A_2 = \left[(s-j\omega)\,C(s)\right]_{s=j\omega}$$

$$A_1 = \left[ (s + j\omega) \frac{R\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} \times G(s) \right]_{s = -j\omega} = \frac{R}{-2j} \; \mathbf{G(-j\omega)}$$

$$A_2 = \left[ (s - j\omega) \frac{R\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} \times G(s) \right]_{s = j\omega} = \frac{R}{2j} \; \mathbf{G(j\omega)}$$

donde se tiene que tanto $\mathbf{G(-j\omega)}$ como $\mathbf{G(j\omega)}$ son fasores de la función de transferencia.

Una vez obtenidos los coeficientes $A_1$ y $A_2$, la respuesta en régimen permanente viene dada por la siguiente expresión:

$$C_{rp}(t) = \frac{R}{-2j} \; \mathbf{G(-j\omega)} \; e^{-j\omega t} + \frac{R}{2j} \; \mathbf{G(j\omega)} \; e^{j\omega t}$$

donde si:

$$G(j\omega) = X(\omega) + j\, Y(\omega)$$

$$G(-j\omega) = X(\omega) - j\, Y(\omega)$$

se obtiene que:

$$|G(j\omega)| = |G(-j\omega)| \qquad \text{y} \qquad \angle G(j\omega) = -\angle G(-j\omega) = \Psi(\omega)$$

y aplicando todo esto, queda que:

$$C_{rp}(t) = \frac{R}{-2j} \; |G(j\omega)| \; e^{-j\Psi(\omega)} \; e^{-j\omega t} + \frac{R}{2j} \; |G(-j\omega)| \; e^{j\Psi(\omega)} \; e^{j\omega t}$$

y por consiguiente:

$$C_{rp}(t) = R \; |G(j\omega)| \left[ \frac{e^{j\omega t + j\Psi(\omega)} - e^{-j\omega t - j\Psi(\omega)}}{2j} \right]$$

luego utilizando la relación de Euler:

$$C_{rp}(t) = R \; |G(j\omega)| \; \sin(\omega t + \Psi(\omega))$$

La ecuación demuestra que si a un sistema lineal se le aplica una señal senoidal, se obtiene, en régimen permanente, otra señal senoidal de igual frecuencia desfasada $\Psi(\omega)$ grados, y con amplitud $R|G(j\omega)|$.

La función de transferencia senoidal del sistema vendrá definida por:

$$\left|\frac{C_{rp}(t)}{r(t)}\right| = \frac{R|G(j\omega)|}{R} = |G(j\omega)|$$

$$\angle\frac{C_{rp}(t)}{r(t)} = \Psi(\omega) = \angle G(j\omega)$$

Estas expresiones conducen a la conclusión de que la respuesta en frecuencia de un sistema puede obtenerse de G(s), sustituyendo la variable s por $j\omega$.

Así pues, del módulo de $G(j\omega)$ se obtiene la curva de amplitud y de $\psi(\omega)$ la curva del ángulo de fase.

## 2.3 DIAGRAMA DE BODE.

En los diagramas de Bode se representa la respuesta en frecuencia de los sistemas mediante dos curvas. En una de ellas la amplitud respecto a la frecuencia estando tanto amplitud y frecuencia en escala logarítmica (figura 2.3). En la otra se representa el ángulo de fase respecto a la frecuencia estando el ángulo en escala natural y la frecuencia en escala logarítmica (figura 2.3).

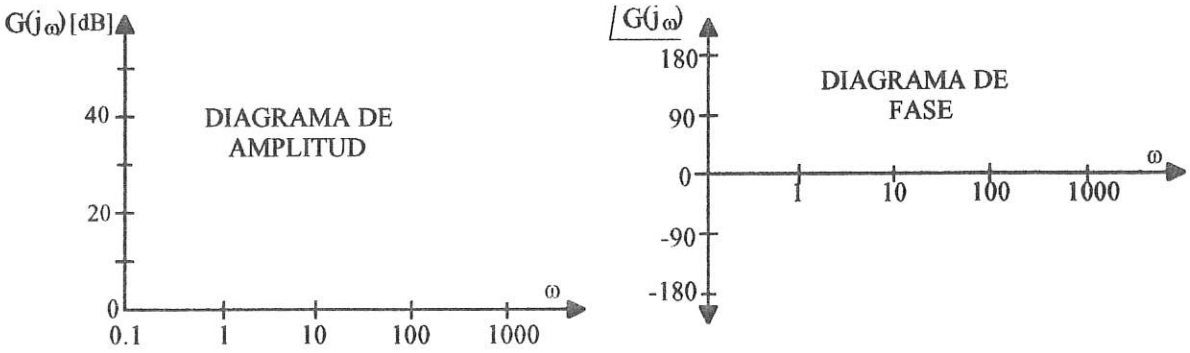



Figura 2.3

La función de transferencia del sistema puede descomponerse en cuatro tipos de factores:

1-. Términos invariantes en frecuencia. K.

2-. Polos o ceros en el origen, $(j\omega)^{\pm N}$.

3-. Términos de primer orden, $(1+j\omega T)^{\pm 1}$, (polos o ceros reales).

4-. Términos de segundo orden, $\left[1+\left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^{\pm 1}$ (polos o ceros complejos conjugados.

Por tanto la función de transferencia G(jω) podrá escribirse como producto de estos cuatro términos:

$$G(j\omega)=\frac{K\prod_{d=1}^{D}(1+j\omega T_d)\prod_{q=1}^{Q}\left[1+\frac{2\xi_q}{\omega_{nq}}j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_{nq}}\right)^2\right]}{(j\omega)^N\prod_{m=1}^{M}(1+j\omega T_m)\prod_{i=1}^{I}\left[1+\frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_{ni}}\right)^2\right]}$$

Al aplicar logaritmos y expresarlo en decibelios, para luego poder representarlo en el diagrama de Bode, se convertirá en:

$$20\log|G(j\omega)| = 20\log K+\sum_{d=1}^{D}20\log|1+j\omega T_d|+\sum_{q=1}^{Q}20\log\left|1+\frac{2\xi_q}{\omega_{nq}}j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_{nq}}\right)^2\right|$$
$$-20\,N\log|j\omega|-\sum_{m=1}^{M}20\log|1+j\omega T_m|-\sum_{i=1}^{I}20\log\left|1+\frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_{ni}}\right)^2\right|$$

$$\angle G(j\omega)=\angle K+\sum_{d=1}^{D}\angle(1+j\omega T_d)+\sum_{q=1}^{Q}\angle\left[1+\frac{2\xi_q}{\omega_{nq}}j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_{nq}}\right)^2\right]-N\frac{\pi}{2}-\sum_{m=1}^{M}\angle(1+j\omega T_m)$$
$$-\sum_{i=1}^{I}\angle\left[1+\frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}j\omega+\left(\frac{j\omega}{\omega_{ni}}\right)^2\right]$$

La representación de cada uno de estos cuatro términos en el diagrama de Bode son mostrados en los párrafos siguientes. Obsérvese que cualquier G(jω),

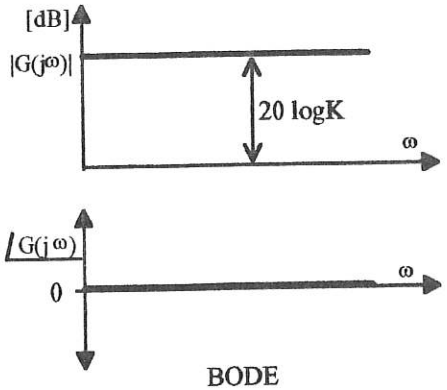
por complicada que sea, es sencilla de reflejar en el diagrama de Bode al convertirse en una suma de términos.

*1- Términos invariantes en frecuencia k:*

$G(j\omega) = K = K\angle 0 \qquad$ si $k>0$

$|G(j\omega)[dB]| = 20 \log K$

En los términos invariantes en frecuencia la amplitud se mantiene constante a lo largo de todo el espectro de frecuencias, y la fase es cero ó 180 grados. .




BODE

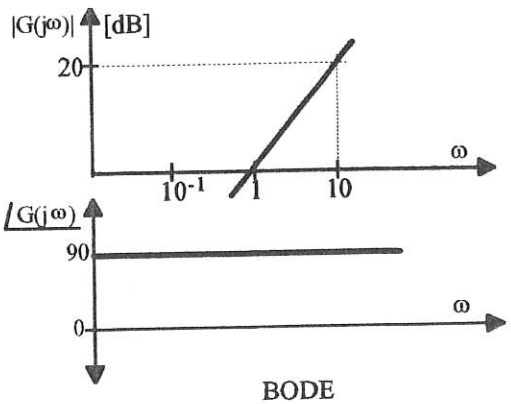
*2- Ceros y polos en el origen $(j\omega)^{\pm N}$ :*

–Cero: $G(j\omega) = j\omega = \omega\angle 90$

–Polo: $G(j\omega) = \dfrac{1}{j\omega} = \dfrac{1\angle 0}{\omega\angle 90}$

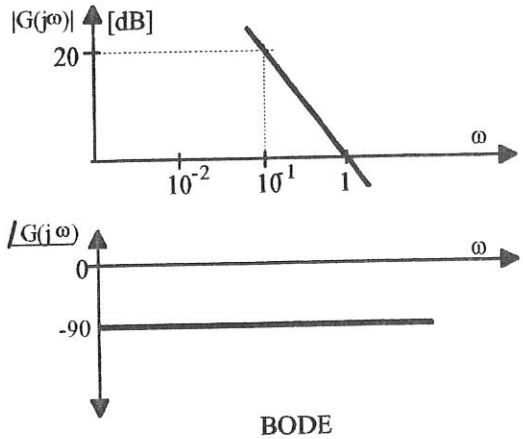
$G(j\omega)[dB] = -20 \log \omega$

Los polos y ceros en el origen hacen que la amplitud varíe con la frecuencia, y esta variación resulta ser una recta que tiene por pendiente 20 decibelios por década si se trata de un cero en el origen, y de -20 decibelios por década si se trata de un polo en el origen. Con respecto al diagrama de fase, se observa que al tener un polo en el origen la fase es de -90 grados y si se trata de un cero en el origen la fase es de 90 grados.




BODE

CERO EN EL ORIGEN




BODE

POLO EN EL ORIGEN

*3- Términos de primer orden $(1+j\omega T)^{\pm 1}$ :*

a) Polo de primer orden:

$$G(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T} = \frac{1\angle 0}{|1+j\omega T|\angle \arctan(\omega T)}$$

$$|G(j\omega)|[\text{dB}] = -20\log|1+j\omega T|$$

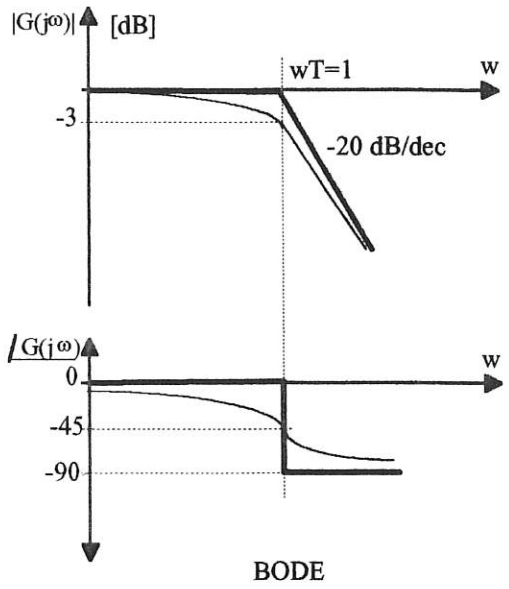
para obtener la curva de amplitud, se plantean tres casos:

- si $1 >> \omega T \Rightarrow |G(j\omega)|[\text{dB}] = 0$ dB

- si $1 << \omega T \Rightarrow |G(j\omega)|[\text{dB}] = -20\log \omega T$

-si $1 = \omega T \Rightarrow |G(j\omega)|[\text{dB}] = -20\log\sqrt{2} = -3\text{dB}$

obsérvese que la frecuencia de esta tercera condición es lo que se llama frecuencia de corte.



BODE

Con respecto al diagrama de fase se consideran también tres casos:

$$\Psi(\omega) = -\arctan \omega T$$

- si $\omega \to 0 \quad \Rightarrow \quad \Psi(0) = 0$

- si $\omega \to \infty \quad \Rightarrow \quad \Psi(\infty) = -90°$

- si $\omega T = 1 \quad \Rightarrow \quad \Psi(\frac{1}{T}) = -45°$

b) Cero de primer orden:

$$G(j\omega) = 1+j\omega T = |1+j\omega T|\angle \arctan(\omega T)$$

$$|G(j\omega)|[\text{dB}] = 20\log|1+\omega T|$$

al igual que en el caso anterior se plantean tres casos para obtener el diagrama de

de amplitud:

- si $1 >> \omega T$ $\quad |G(j\omega)| = 0$ dB

- si $1 << \omega T$ $\quad |G(j\omega)| = 20 \log \omega T$

- si $1 = \omega T$ $\quad |G(j\omega)| = 20 \log = 3\sqrt{2}$ dB

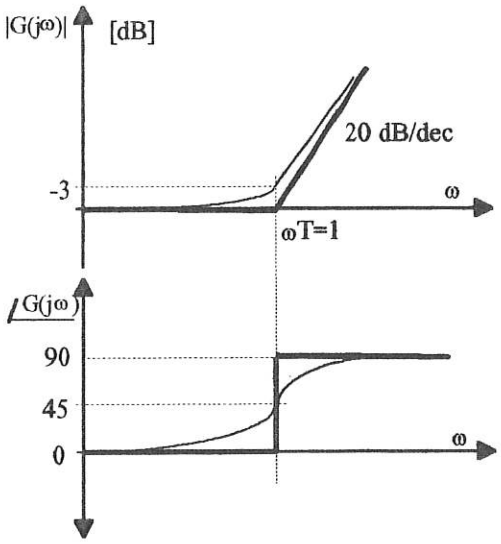
y respecto al diagrama de fase:

$$\psi(\omega) = \arctan \omega T$$

- si $\omega \to 0 \quad \Rightarrow \quad \psi(0) = 0$

- si $\omega \to \infty \quad \Rightarrow \quad \psi(\infty) = 90^\circ$

- si $\omega T \to 1 \quad \Rightarrow \quad \psi\left(\frac{1}{T}\right) = 45^\circ$




BODE

*4- Términos de segundo orden:*

Se van a estudiar polos de segundo orden, para los casos en los que el coeficiente de amortiguamiento tenga un valor entre 0 y 1, es decir, $0 < \xi < 1$.

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) j\omega + \left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

En consecuencia, habrá dos familias de curvas tomando $\xi$ como parámetro. Estas serán:

- de amplitud: $\quad |G(j\omega)|[\text{dB}] = -20 \log \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right)^2}$

- de fase: $\quad \angle G(j\omega) = -\arctan \frac{2\frac{\xi\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$

Para realizar el trazado asintótico se tendrá que:

- si $\omega << \omega_n$:

$$|G(j\omega)|[dB] \cong -20 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$\angle G(j\omega) \cong -\arctan 0 = 0^\circ$$

- si $\omega >> \omega_n$:

$$|G(j\omega)|[dB] \cong -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 = -40 \log \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)$$

$$\angle G(j\omega) \cong -\arctan \left(\frac{2\xi}{\frac{\omega}{\omega_n}}\right) = -180^\circ$$

que representa una recta de pendiente -40 [dB/dec], la cual corta al eje cuando $\omega = \omega_n$, con lo que se observa que ambas asíntotas son independientes del valor de $\xi$. Sin embargo, en la curva real aparecerá un pico de resonancia en torno al valor de $\omega = \omega_n$, cuya amplitud depende del valor de $\xi$.

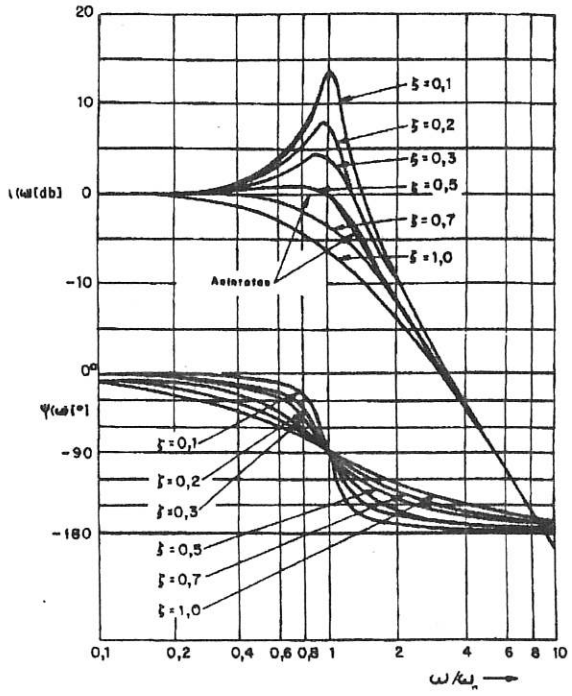
La amplitud del pico de resonancia se puede calcular sin más que derivar la expresión $|G(j\omega)|$ con respecto de $\omega$.

$$|G(j\omega)|_{máx} = |G(j\omega_r)| = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$$

con $0 < \xi < 0{,}707$ para

$$\omega = \omega_r = \omega_n \sqrt{1-\xi^2}$$

Al valor de $\omega_r$ para el cual se produce el pico se le denomina frecuencia de resonancia, y en el caso en que $\xi > 0{,}707$ no hay amortiguamiento.



## 2.4 INFLUENCIA DE LOS CONDENSADORES DE ACOPLO Y DE PASO EN EMISOR COMÚN

Para evaluar cómo afectan los condensadores de acoplo y de paso (by pass) en una etapa de amplificación, utilizados para separar los caminos de las señales de alterna y de continua, responsables del corte en bajas frecuencias, se va a considerar el montaje en emisor común, aunque este estudio se puede hacer de forma similar en cualquier otro montaje anteriormente visto.

El modelo que va a quedar para bajas frecuencias en un amplificador en EC será como el de la figura 2.4.

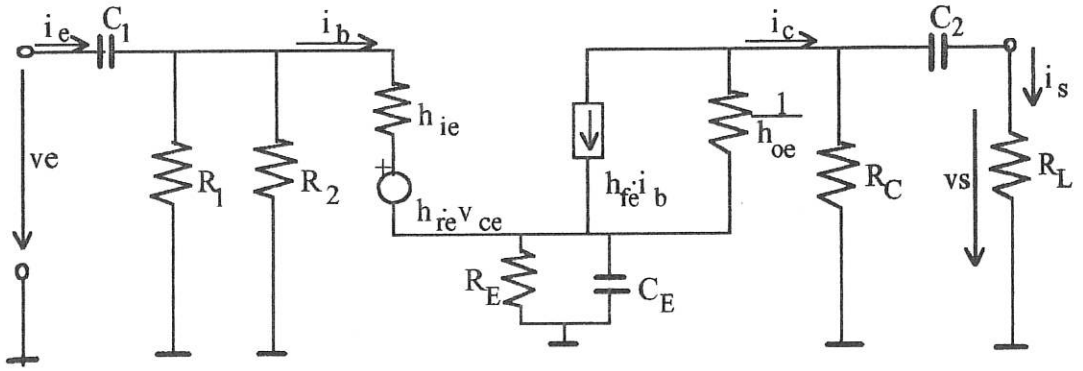



Figura 2.4

El estudio del circuito se hará de forma que se intentará separar los efectos de cada condensador, despreciando el efecto que producen los restantes condensadores sobre el circuito. Para simplificar el estudio se partirá del esquema equivalente del amplificador a frecuencias medias, tal y como se muestra en la figura 2.5, que es lo que se denomina como amplificador

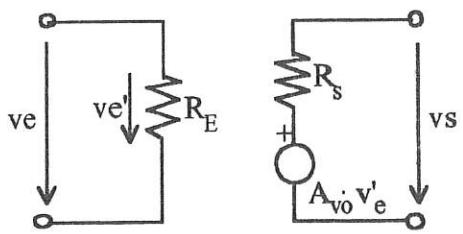



Figura 2.5

no dependiente de la frecuencia.

Esta simplificación, se podrá utilizar para observar los efectos de $C_1$ y $C_2$, pero para ver el efecto de $C_E$ no se utilizará pues no es posible obtener un amplificador no dependiente de la frecuencia para este caso, en su lugar, utilizaremos en este caso la modelización del transistor para observar su comportamiento dinámico.

## 2.4.1 INFLUENCIA DE C1.

Para estudiar la influencia del condensador $C_1$, como se ha indicado en al apartado anterior, se despreciarán los efectos que producen $C_2$ y $C_E$, para ello se considera que sus capacidades tienden a infinito y por tanto se comportarán como cortocircuitos.

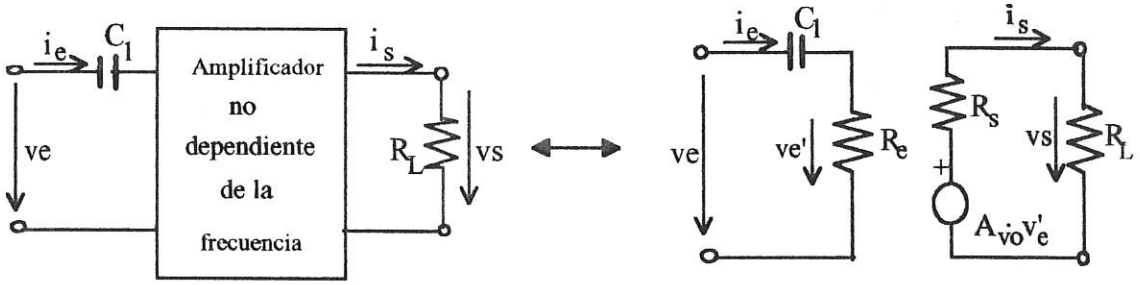



Figura 2.6

Según esto, la ganancia en función de la frecuencia será:

$$A_v(j\omega) = \frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)}$$

donde:

$$v_s(j\omega) = \left(\frac{A_{vo} \times v'_e}{R_L + R_s}\right) R_L \qquad \text{y} \qquad v'_e(j\omega) = \frac{v_e R_e}{R_e + \frac{1}{j\omega C_1}}$$

luego:

$$A_v(j\omega) = \left[\frac{A_{vo} \times R_L}{R_L + R_s}\right] \times \left[\frac{j\omega C_1 R_e}{1 + j\omega C_1 R_e}\right]$$

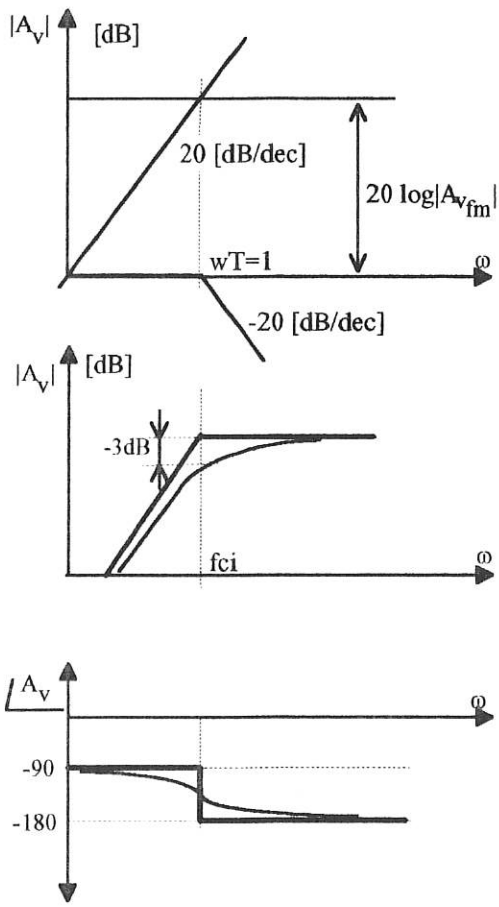
donde en la ecuación de la ganancia, se tiene que el término del primer corchete es un término invariante en frecuencia, que representa la ganancia a frecuencias medias y en el segundo corchete el numerador es un cero en el origen, y el denominador es un polo de primer orden.

El trazado del diagrama de Bode corresponderá a:

$$|A_v(j\omega)|[dB] = 20 \log \left| \frac{A_{vo} \times R_L}{R_L + R_s} \right| + 20 \log |\omega C_1 R_e| - 20 \log |1 + j\omega C_1 R_e|$$

$$\angle A_V(j\omega) = -\arctan (\omega C_1 R_E)$$

El diagrama de Bode de cada sumando de las expresiones anteriores está indicado en la figura 2.6 así como la gráfica resultante de la suma de los tres términos de la expresión A(jω).




BODE

Figura 2.7

La constante de tiempo T será:

$$T = C_1 R_e$$

luego la frecuencia de corte inferior será:

$$\omega T = 1 \quad \Rightarrow \quad 2\pi f_{ci} C_1 R_e = 1$$

con lo que:

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi C_1 R_e}$$

Tomando el límite de la función de la ganancia $A_V(j\omega)$ cuando ω tiende a infinito, se tendrá que:

$$\lim_{\omega \to \infty} A_V(j\omega) = \frac{A_{vo} \times R_L}{R_L + R_S} = A_{V_{fm}}$$

lo cual se corresponde con la ganancia en tensión a frecuencias medias.

## 2.4.2 INFLUENCIA DE C2.

Análogamente al caso anterior, para hacer el estudio de la influencia de $C_2$, se desprecia el efecto de los condensadores $C_1$ y $C_E$, para ello se supone que sus capacidades tienden a infinito. El esquema equivalente para estudiar el efecto de $C_2$ será el de la figura 2.8, donde la parte que está recuadrada a trazos es lo que se ha denominado como amplificador no dependiente de la frecuencia.

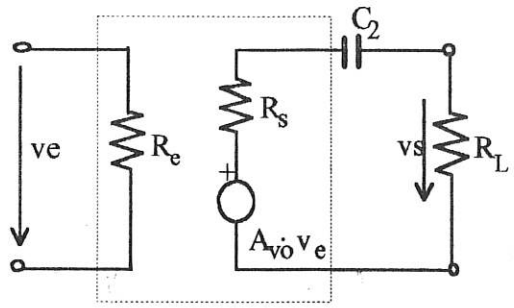



Figura 2.8

Por consiguiente, se tendrá que:

$$vs(j\omega) = \frac{A_{vo} \times v_e}{R_L + R_s + \frac{1}{j\omega C_2}} \times R_L = \frac{A_{vo} \times v_e \times j\omega C_2}{1 + j\omega C_2(R_L + R_s)} \times R_L$$

por lo tanto:

$$A(j\omega) = A_{vo} \times \frac{j\omega C_2 R_L}{1 + j\omega C_2(R_L + R_s)}$$

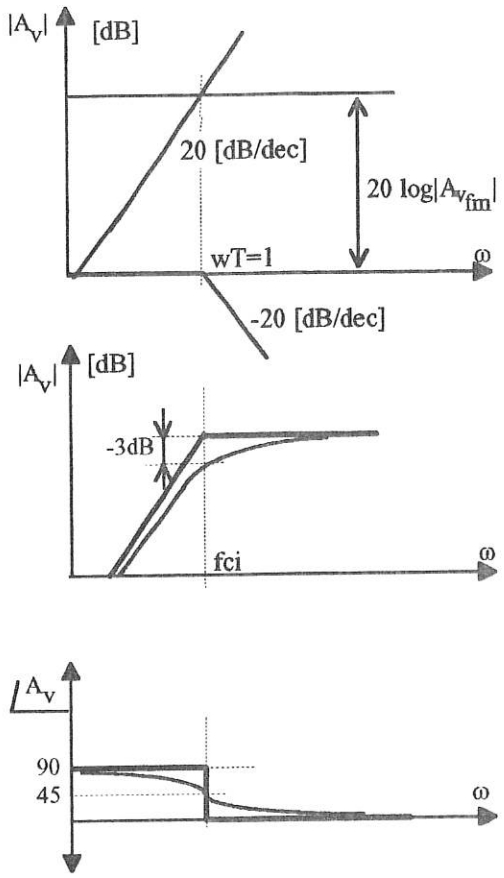
donde el primer factor es un término independiente de la frecuencia y en el segundo factor, el numerador es un cero en el origen y el denominador es un polo de primer orden.

La expresión anterior se descompone en amplitud y fase para su trazado en el diagrama de Bode, de forma que:

$$|A_V(j\omega)|[dB] = 20 \log |A_{vo}| + 20 \log |\omega C_2 R_L| - 20 \log |1 + j\omega C_2(R_L + R_S)|$$

$$\angle A_V(j\omega) = -\arctan \omega C_2(R_L+R_S)$$

Esta ecuación queda representada término a término, y en conjunto en la figura 2.9.




BODE

Figura 2.9

La frecuencia de corte inferior que se obtiene de la constante de tiempo del polo de primer orden será:

$$\omega T = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega C_2(R_L+R_s) = 1$$

luego:

$$2\pi f_{ci} C_2(R_L+R_s) = 1$$

con lo que:

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi C_2(R_L+R_s)}$$

Como en el caso anterior, al hacer el límite de la función A(jω) cuando ω tiende a infinito, se tendrá que:

$$\lim_{\omega\to\infty} A(j\omega) = \frac{A_{vo}}{R_L+R_s} \times R_L = k$$

lo cual resulta ser el valor de la ganancia a frecuencias medias.

## 2.4.3 INFLUENCIA DE C1 Y C2.

Para estudiar la influencia de los condensadores $C_1$ y $C_2$ conjuntamente, se desprecian los efectos que ocasione el condensador $C_E$. El circuito de emisor común que quedará

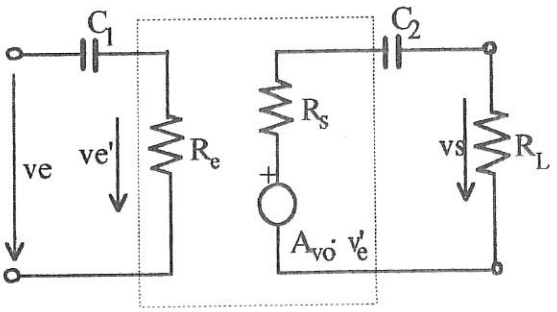



Figura 2.10

será el de la figura 2.10 donde la parte recuadrada representa el amplificador no dependiente de la frecuencia.

De este circuito se desprende que:

$$v_s(j\omega) = \frac{A_{vo} v'_e}{(R_s+R_L)+\frac{1}{j\omega C_2}} \times R_L \qquad y \qquad v'_e(j\omega) = \frac{v_e R_e}{R_e+\frac{1}{j\omega C_1}}$$

con lo que la ganancia viene dada por la ecuación:

$$A(j\omega) = \frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)} = A_{vo} \times \frac{(j\omega C_2 R_L)(j\omega C_1 R_e)}{\left[(1+j\omega C_2(R_s+R_L)\right](1+j\omega C_1 R_E)}$$

donde se observa que el primer factor de la expresión es un término independiente de la frecuencia y en el segundo factor, en el numerador hay dos ceros en el origen y en el denominador dos polos de primer orden.

De la ecuación anterior se desprende que se tendrán dos frecuencias de corte inferior, correspondientes a los dos polos. Luego:

$$\omega T_1 = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega C_2(R_s+R_L) = 1 \quad \Rightarrow \quad 2\pi f_{ci_1} C_2(R_s+R_L) = 1$$

$$f_{ci_1} = \frac{1}{2\pi C_2(R_s+R_L)}$$

$$\omega T_2 = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega C_1 R_E = 1 \quad \Rightarrow \quad 2\pi f_{ci_2} C_1 R_E = 1$$

$$f_{ci_2} = \frac{1}{2\pi C_1 R_E}$$

Por definición, la frecuencia de corte, se obtiene cuando la ganancia cae 3dB. Para el cálculo aproximado se averiguan por separado las dos frecuencias y se tendrá en cuenta la frecuencia de corte mayor. Esto se podrá hacer si el resultado da una separación entre las dos frecuencias obtenidas de una década. En el caso de tener los dos polos muy juntos, la única manera es operar con la expresión global.

Para aclararlo supóngase el siguiente ejemplo;

- si $f_{ci_1} = 80$ Hz y $f_{ci_2} = 1$ KHz la frecuencia que se debería tomar es la de 1KHz.

- si $f_{ci_1} = 80$ Hz y $f_{ci_2} = 100$ Hz habrá que hacer:

$$|A_V(j\omega)| = |A_V(j\omega_n)| - 3dB$$

Esto tiene una explicación en el trazado de Bode. Supóngase para el caso de frecuencias de corte separadas, figura 2.11, y para el caso que estén alejadas, figura 2.12.

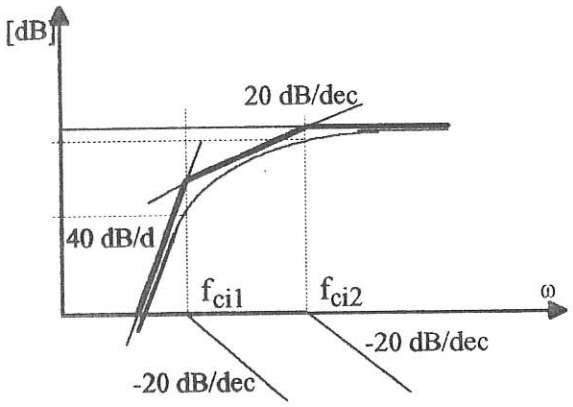



Figura 2.11

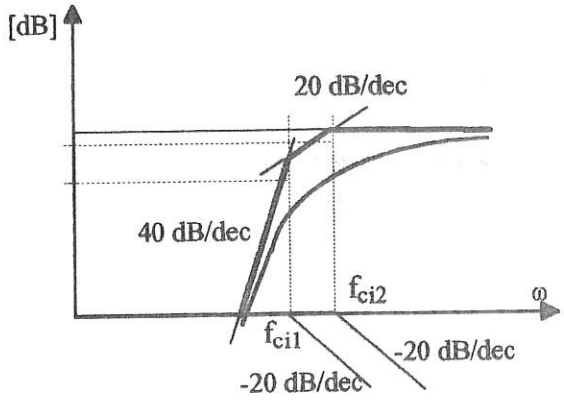



Figura 2.12

Se ve que cuando las frecuencias de corte $f_{ci1}$ y $f_{ci2}$ están muy próximas la curva de amplitud real está más separada de sus asíntotas, no garantizando la caída de los 3dB sino algo más. Sin embargo cuando las frecuencias están separadas al menos por una década de frecuencia, la frecuencia de corte inferior será la mayor de las dos calculadas, porque los efectos son separados y la respuesta real y asintótica tienden a parecerse.

### 2.4.4 INFLUENCIA DE CE.

Para observar la influencia del condensador $C_E$ se desprecian los

efectos producidos por los condensadores de paso y para ello se considerará que sus capacidades tienden a infinito con lo cual se comportarán como cortocircuitos. Para estudiar el efecto del condensador de acoplo se utilizará el modelo dinámico que explica aproximadamente el comportamiento del amplificador en emisor común, donde se efectúan las simplificaciones que provienen de despreciar los parámetros $h_{re}$ y $h_{oe}$ cuyos valores tienden a cero. El circuito resultante será el de la figura 2.13, en la cual se observa que:

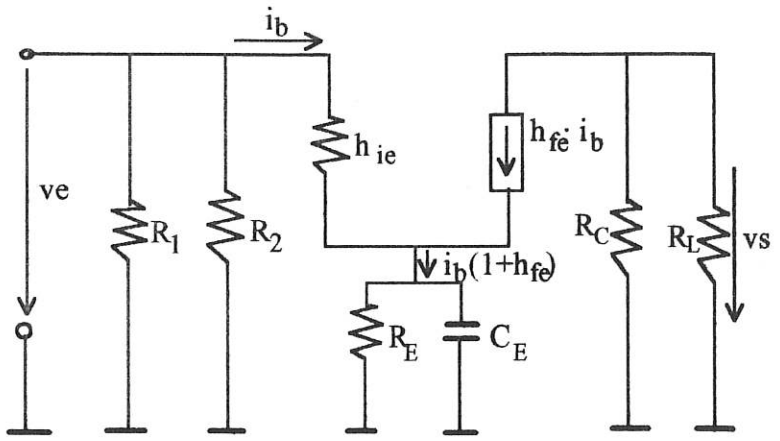



Figura 2.13

$$v_s(j\omega) = -h_{fe} i_b (R_C // R_L)$$

$$v_e(j\omega) = i_b h_{ie} + i_b(1+h_{fe})(R_E // \frac{1}{j\omega C_E})$$

por tanto:

$$A(j\omega) = \frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)} = -\frac{h_{fe}(R_C // R_L}{h_{ie} + (1+h_{fe})\frac{R_E}{(1+j\omega C_E R_E)}}$$

$$A(j\omega) = -\frac{h_{fe}(R_C // R_L)(1+j\omega C_E R_E)}{j\omega C_E R_E h_{ie} + h_{ie} + R_E(1+h_{fe})}$$

normalizando esta expresión en la forma de polos y ceros de primer orden, se obtiene que:

$$A(j\omega) = \frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)} = -\frac{h_{fe} \times (R_C // R_L)}{h_{ie} + R_E(1+h_{fe})} \times \frac{(1+j\omega C_E R_E)}{(1+j\omega \frac{hie \times RE}{hie + RE\ (1+hfe)} \times C_E)}$$

donde se observa que el primer factor es un término invariante con la frecuencia, y en el segundo factor el numerador es un cero de primer orden y el denominador es un polo de primer orden, con lo cual las frecuencias de corte del polo y del cero de primer orden son las que a continuación se indican.

$$f_{cz} = \frac{1}{2\pi C_E R_E}$$

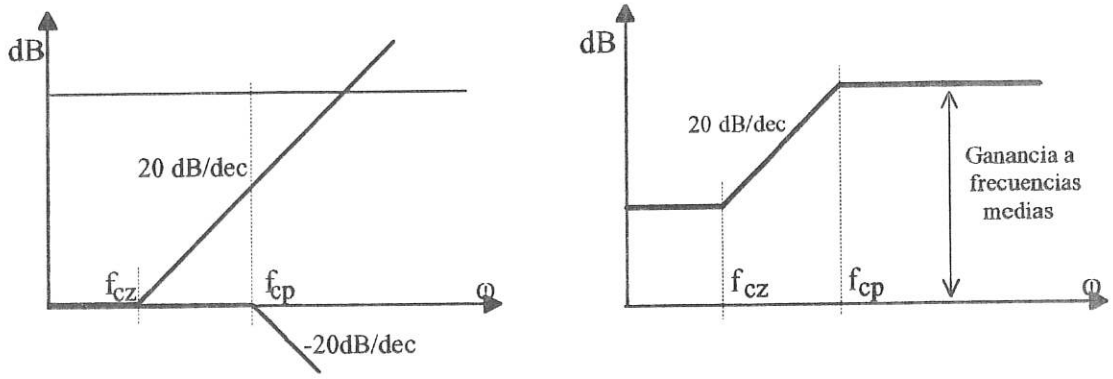
$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi C_E \frac{hie \times R_E}{hie + R_E(1+h_{fe})}} = \frac{1}{2\pi C_E R_K} \qquad \text{con} \qquad R_K = \frac{h_{ie} R_E}{h_{ie} + R_E(1+h_{fe})}$$

Al observar con detenimiento las dos expresiones obtenidas, y al dar los valores característicos de los parámetros h y de la resistencia $R_E$ , se obtendrá que el valor de $R_E$ es del orden de 15 a 50 veces el valor de $R_K$ , con lo cual la frecuencia $f_{cz}$ es menor que la frecuencia $f_{cp}$ en al menos una década. En conclusión, tomaremos como frecuencia de corte inferior la correspondiente a la del polo.

La expresión de la ganancia en decibelios será:

$$A(j\omega)[dB] = 20 \log\left(\frac{h_{ie} R_s}{h_{ie} + R_E(1+h_{fe})}\right) + 20 \log|1+j\omega C_E R_E| - 20 \log|1+j\omega C_E R_K|$$

de la cual se desprende que el diagrama de Bode de la figura 2.14.




BODE

Figura 2.14

## 2.5 INFLUENCIA DE LA CAPACIDAD PARASITARIA EN UN AMPLIFICADOR EN EMISOR COMÚN.

Al igual que para las capacidades externas, para observar cómo afectan las capacidades parasitarias del transistor se considera el montaje en emisor común, aunque se puede realizar este mismo estudio para cualquier montaje de los estudiados en el tema anterior. La influencia que va a tener la capacidad parasitaria es la de atenuar la ganancia a frecuencias altas. A estas frecuencias las capacidades externas se van a comportar como cortocircuitos, por lo cual para estudiar el amplificador en emisor común en altas frecuencias se podrá utilizar el circuito la figura 2.15.

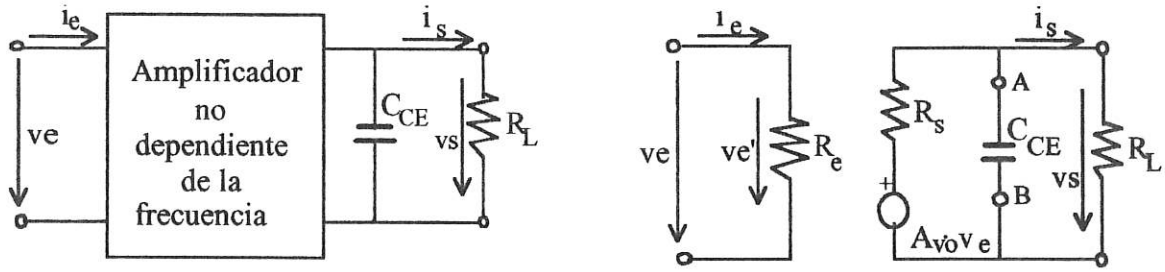



Figura 2.15

Realmente la capacidad parasitaria no aparece situada en el circuito, sino que aparece como una retroalimentación entre colector y base tal como se vio en el modelo en $\pi$ de Giacoletto. Si se situase la capacidad parasitaria como retroalimentación el estudio del circuito se complicaría demasiado, pero al aplicar el teorema de Miller se reemplaza la capacidad de retroalimentación por una capacidad equivalente entre colector y emisor que si se considerará y otra entre base

y emisor que no se considerará. Haciendo este cambio los resultados son bastante aproximados y el análisis del circuito resulta mucho más sencillo.

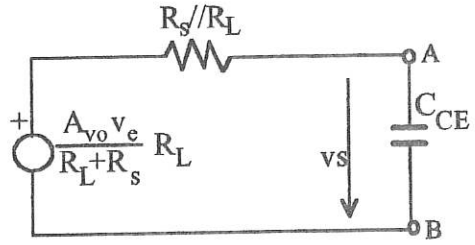



Figura 2.16

Si se realiza el equivalente Thevenin entre los puntos A y B nos quedará el circuito de la figura 2.16, se tendrá que:

$$v_s(j\omega) = \frac{A_{vo}v_e}{R_s+R_L} \times R_L \times \frac{1}{R_s//R_L + \frac{1}{j\omega C_{CE}}} \times \frac{1}{j\omega C_{CE}}$$

$$A(j\omega) = \frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)} = \frac{A_{vo}R_L}{R_s+R_L} \times \frac{1}{(1+j\omega C_{CE}(R_s//R_L))}$$

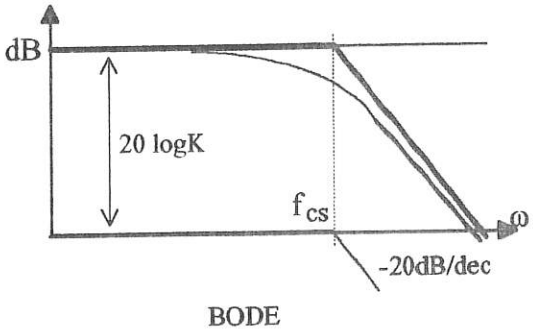
expresión en la cual se ve que el primer factor es un término invariante con la frecuencia y en el segundo factor el denominador es un polo de primer orden.

La frecuencia de corte superior, será la correspondiente a la del polo de primer orden, luego:

$$\omega T = 1 \quad \Rightarrow \quad 2\pi f_{cs} C_{CE}(R_s//R_L) = 1$$

y por tanto:

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi C_{CE}(R_s//R_L)}$$




BODE

Figura 2.17

Si se obtiene la expresión de la ganancia en decibelios de la cual obtendremos el diagrama de Bode de la figura 2.17, se tendrá:

$$A(j\omega)[dB] = 20 \log\left(\frac{A_{vo}R_L}{R_s+R_L}\right) - 20 \log\left|1+j\omega C_{CE}(R_s//R_L)\right|$$

Si hacemos el límite de la ganancia A(jw) cuando tiende a cero, tendremos el valor de la ganancia a frecuencias medias:

$$\lim_{\omega \to 0} A(j\omega) = \frac{A_{vo} R_L}{R_s + R_L} = k$$

## 2.6 AMPLIFICADORES MULTIETAPA.

Hasta ahora se han visto etapas con un solo transistor, pero en la mayoría de los casos no es posible cumplir todas las condiciones con una etapa, sino que es necesario hacer acoplamientos en cascada.

Al disponer de varios amplificadores monoetapas en cascada, para lograr una ganancia suficiente, el primer problema que se plantea es el acoplo entre etapas y paralelamente el de como dicho acoplo incide en el comportamiento global del amplificador multietapa.

Los tipos de acoplo entre etapas son fundamentalmente tres: acoplo directo, acoplo RC y acoplo con transformador.

En la actualidad, éste último está completamente en desuso, mientras que el primero de ellos está en continuo auge gracias a las técnicas de integración de circuitos.

La presencia, tanto en el acoplo RC como en el acoplo por transformador, de elementos que bloquean la continua hace que la polarización de las distintas etapas del amplificador puedan considerarse por separado, cosa que no sucede en el acoplo directo, para el que no hay elementos reactivos que bloqueen la continua.

En consecuencia, en los acoplos RC y por transformador la polarización y el acoplamiento para señales del amplificador puede ser analizado por separado, y en su síntesis también suele existir bastante independencia ,aunque no global, entre ambos tipos de comportamiento.

En el acoplo directo, sin embargo, hay que considerar como un todo el análisis y sobretodo, la síntesis del amplificador, puesto que la menor variación de uno de los parámetros en un punto del circuito nos va a modificar el funcionamiento de todo el resto.

En acoplo directo el problema más importante es el de la estabilidad, mientras en el acoplo RC la cuestión clave suele estar en el comportamiento del amplificador en frecuencia.

Haciendo uso de esta técnica (acoplo RC) se tendrá el diagrama de bloques de la figura 2.18:

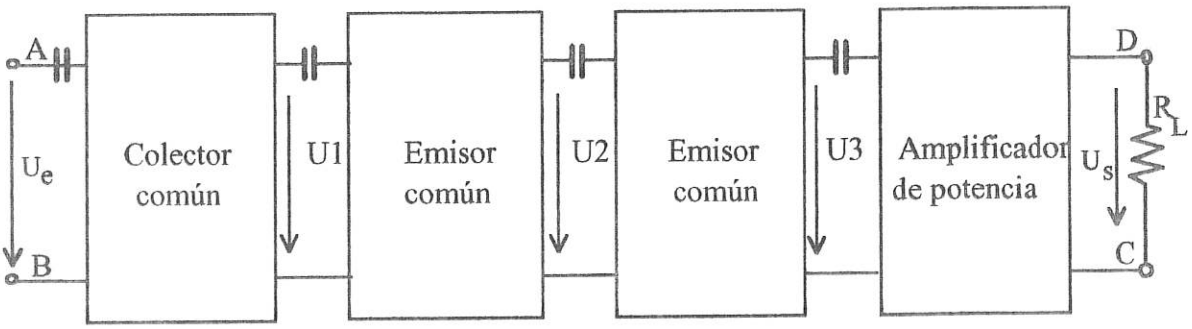



Figura 2.18

La impedancia de entrada depende de todo lo que hay a la derecha de los puntos A y B, es decir, de las distintas etapas amplificadoras y la carga, pero generalmente se considera que depende sólo de la primera etapa.

Mientras, la impedancia de salida es función de lo que hay a la izquierda de C y D, aunque al igual que en el caso anterior se suele considerar sólo la de la última etapa.

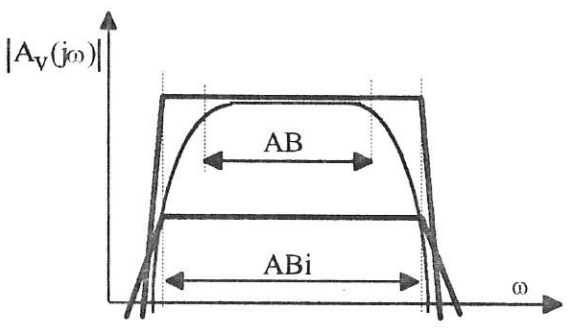
La señal de entrada suele ser de pequeña potencia y con un valor de Rg elevado, por lo que es normal encontrar un montaje de seguidor de emisor (CC) como primera etapa. Posteriormente, es seguido de montajes en EC.

La última etapa es distinta, la señal que llega ya ha sido amplificada y el comportamiento de esta difiere de las etapas anteriores. Son amplificadores de potencia con bajos rendimientos (disipación de calor) y con problemas de distorsión de la señal.

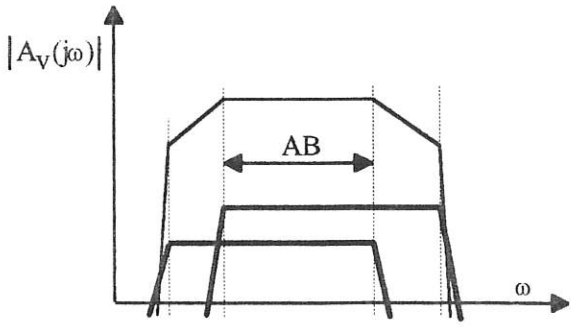
La ganancia de tensión será:

$$A_V(j\omega) = A_{V1}(j\omega) \cdot A_{V2}(j\omega) \ldots A_{Vn}(j\omega) = \frac{U_1(j\omega)}{Ue(j\omega)} \cdot \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} \cdots \frac{Us(j\omega)}{U_{S-1}(j\omega)}$$

Respecto al diagrama de Bode será la suma de las correspondientes etapas, observando que el aumento de la ganancia traerá consigo pérdida de ancho de banda, debido a las capacidades.




TODAS LAS ETAPAS CON IGUAL RESPUESTA EN FRECUENCIA




ETAPAS CON DISTINTA RESPUESTA EN FRECUENCIA

Figura 2.19

# TEMA 3

## 3. AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Las etapas de potencia son las últimas etapas de un amplificador multietapa. Los niveles de la señal de entrada de estas etapas es muy elevado, lo que imposibilita trabajar con modelos lineales de pequeña señal para explicar el comportamiento dinámico. Estas etapas que van a entregar a la carga, como por ejemplo un altavoz, señales de gran nivel, tendrán que estudiar su comportamiento mediante análisis gráfico.

Para llevar a cabo dicho análisis lo más corriente es obtener la curva de transferencia dinámica del amplificador de potencia. Suponiendo que el dispositivo activo sea un transistor bipolar con montaje en EC y con una carga dada, la curva de transferencia se dará mediante la corriente de colector expresada en función de la corriente de base, obteniéndose al trazar la recta dinámica sobre la familia de curvas de transferencia estática de salida del transistor en EC (figura 3.1).

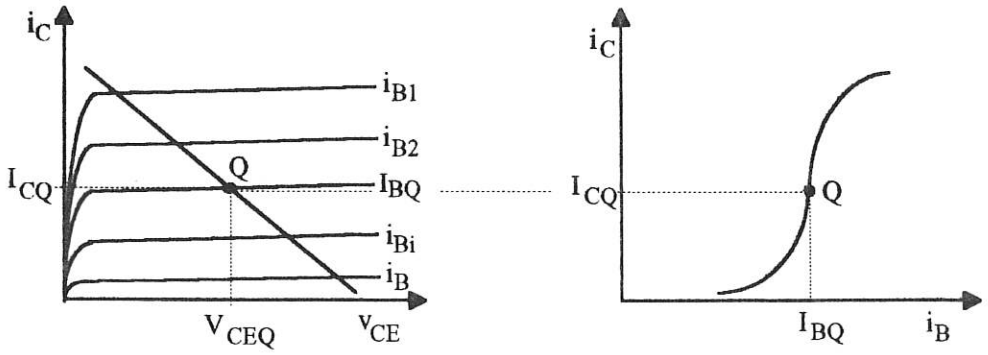



Figura 3.1

De la curva de transferencia, es posible conocer la forma de onda de corriente de salida en función de la señal de entrada (figura 3.2).

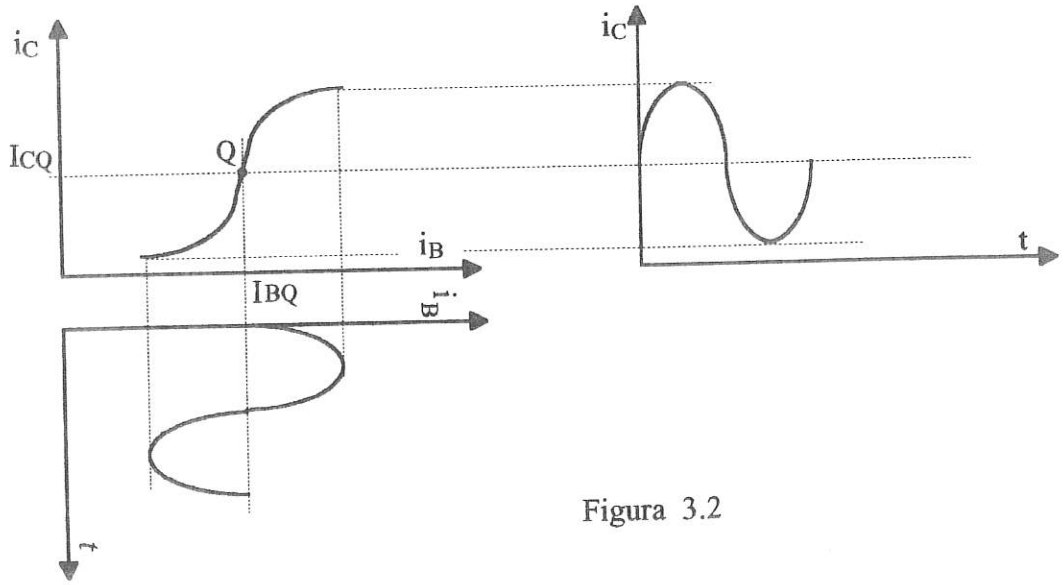



Figura 3.2

Evidentemente, para que los efectos de la no linealidad (distorsión) resulten menos notables, el tramo aproximadamente recto de la curva de transferencia dinámica debería ser lo mejor posible. Aunque es evidente, que la respuesta es altamente no lineal y que todo intento de aproximación a la linealidad es incorrecto.

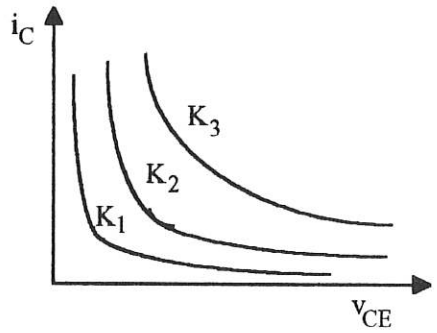
De otro lado, en el dispositivo activo hay disipación de potencia la cual estará limitada por la máxima temperatura admisible en la unión de colector, existiendo una proporcionalidad entre la temperatura máxima, $T_{MAX}$, y la potencia disipada máxima, $P_{dMAX}$, es decir, que $P_{dMAX} = K \cdot T_{MAX}$. Ello indica que si $T_{MAX}$ depende de las características del dispositivo, para que exista más posibilidad de disipación de potencia habrá que aumentar el valor de K.

Para aumentar este valor de K no hay más que adosar al transistor un

buen conductor térmico (disipador), o refrigerarlo (ventilación forzada, etc.) o ambas cosas a la vez.

Al representar las curvas de potencia máximas disipables sobre los ejes $i_C$ - $v_{CE}$ del transistor, se obtiene una familia de hipérbolas equiláteras ($P_{dMAX} = v_{CE}\, i_C$) más o manos próximas al origen según el valor de K (figura 3.3).

## 3.2 PARÁMETROS DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA.




$$P_{dMAX1} < P_{dMAX2} < P_{dMAX3}$$

$$K_1 < K_2 < K_3$$

Figura 3.3

Del apartado anterior se desprenden dos parámetro típicos de las etapas de potencia:

a) Rendimiento $\eta = \dfrac{\text{Potencia útil en la carga}}{\text{Potencia entregada por la batería}}$

b) Distorsión armónica.

La curva de transferencia dinámica, $i_C = f(i_B)$, no es una linea recta. Esta no linealidad se debe a que la característica de salida estática no es una familia de rectas equidistantes para incrementos iguales de la excitación de entrada, provocando una distorsión de la señal de salida.

Si simplificando se relaciona $i_c$ con $i_b$ con términos de primero y segundo

orden, se tendrá que:

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2$$

siendo los valores de $G_i$ constantes. Estos dos términos son el principio del desarrollo en serie de $i_c$ como función de $i_b$. Si:

$$i_b = I_{bm} \cos \omega t$$

se tendrá que:

$$i_c = G_1 I_{bm} \cos \omega t + G_2 I_{bm}^2 \cos^2 \omega t$$

como:

$$\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos 2\omega t}{2}$$

quedará:

$$i_C = I_{CQ} + i_c = I_{CQ} + B_o + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t$$

siendo los valores de $B_i$ constantes que pueden calcularse en función de los de $G_i$. En esta expresión de $i_C$ hay parte de distorsión, considerandolos términos de segundo orden, que provocará la introducción en la señal de salida una componente de frecuencia doble que de la señal de excitación (distorsión parabólica).

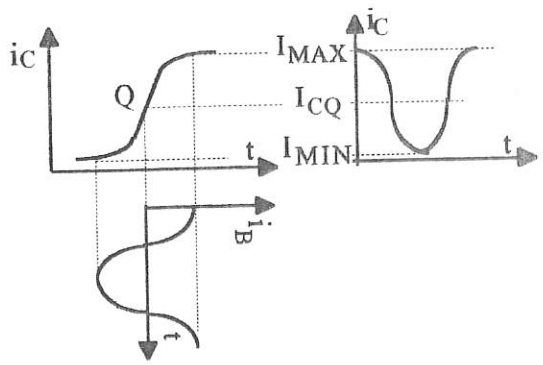
Los coeficientes $B_0$, $B_1$ y $B_2$ para una excitación cosenoidal y una carga dada vendrán determinados por:

$\omega t = 0 \qquad i_C = I_{MAX}$

$\omega t = \pi/2 \qquad i_C = I_{CQ}$

$\omega t = \pi \qquad i_C = I_{MIN}$

obteniéndose que:



$$B_1 = \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} \qquad B_0 = B_2 = \frac{I_{MAX} + I_{MIN} - 2I_C}{4}$$

La distorsión del segundo armónico se define como:

$$D_2 = \frac{B_2}{B_1}$$

Para amplificadores de potencia con variaciones de entrada grande, será necesario expresar la curva de transferencia dinámica, por una serie de la forma:

$$i_C = G_1 i_b + G_2 i_b^2 + \ldots + G_n i_b^n$$

Suponiendo excitación cosenoidal, la corriente de salida será:

$$i_C = I_{CQ} + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + \ldots + B_n \cos n\omega t$$

Obsérvese que ahora figuran armónicos de tercer orden y superiores. Los coeficientes de la serie de Fourier $B_0$, $B_1$, $B_2$, ... pueden obtenerse por extensión del proceso anterior.

La distorsión del armónico n-ésimo será:

$$D_n = \frac{B_n}{B_1}$$

y se define como distorsión armónica a:

$$D_T = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \ldots + D_n^2}$$

## 3.3 CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA.

La clasificación más importante de los amplificadores de potencia se hace en función de donde esté situado el punto de reposo Q en la recta de carga.

***- Clase A*** -. para que un amplificador trabaje en clase A el punto de reposo del transistor debe estar situado de forma que conduzca durante todo el ciclo de la señal

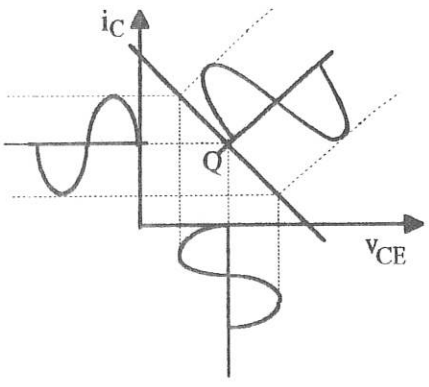
de salida. Son los amplificadores más lineales, pero los rendimientos son bajísimos (menores al 50%).

- ***Clase B*** -. el transistor debe estar polarizado al corte y que sólo conduzca durante un semiciclo de la señal de entrada, amplificando sólo este semiciclo. En este caso ya hay un cierto nivel de distorsión, pero el rendimiento puede llagar hasta el 78%.

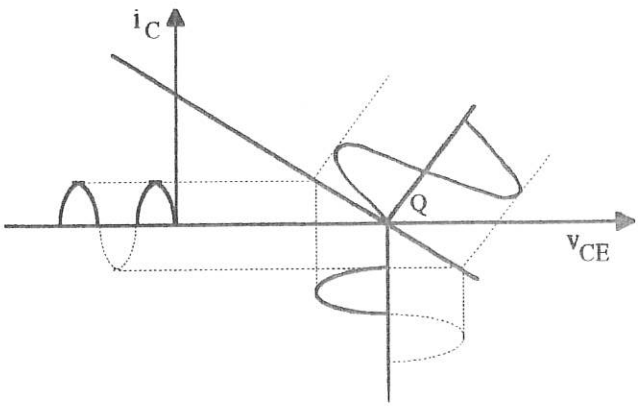
- ***Clase C*** -. el punto de reposo del transistor debe estar situado muy en el interior de la zona de corte, de forma que el transistor sólo amplifique las crestas de un semiciclo. En este caso el rendimiento es muy alto pero con una excesiva distorsión. Este caso se utiliza principalmente en amplificadores sintonizados de radiofrecuenccia.

- ***Clase AB*** -. para que un transistor trabaje en clase AB el punto de reposo del amplificador, debe estar situado un poco por encima de la zona de corte de forma que el transistor amplifique durante algo más de medio ciclo.

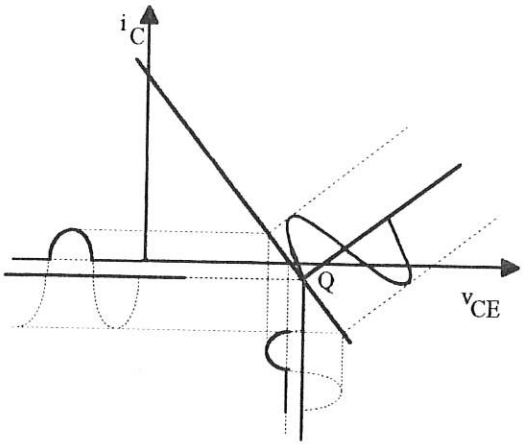
Esto se comprenderá mucho mejor gráficamente:



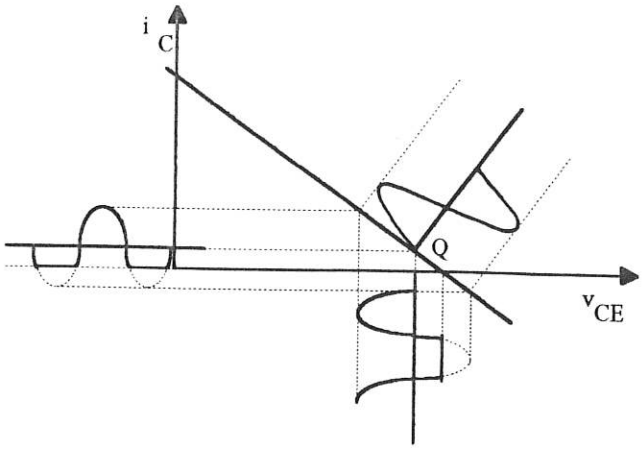

CLASE A




CLASE B




CLASE C




CLASE AB

## 3.4 AMPLIFICADORES DE POTENCIA CLASE A.

Un circuito típico de amplificador de potencia en clase A es un montaje en emisor común donde la tensión de salida cae en la carga $R_L$. En el circuito de la figura 3.4 se ve que $i_{BB}$ es despreciable, ya que el valor de las resistencias $R_1$ y $R_2$ es muy grande.

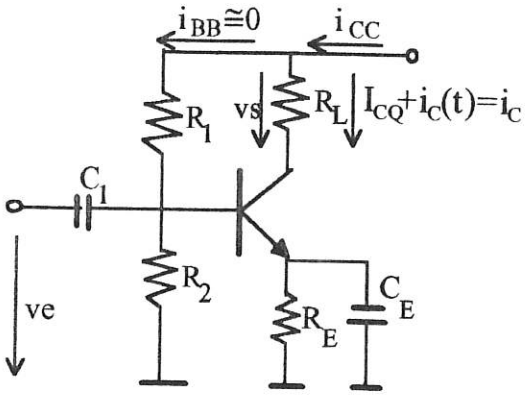



Figura 3.4

En este tipo de amplificadores, lo más idóneo es polarizar el dispositivo en el punto medio de su recta dinámica de carga (comportamiento simétrico), con lo que se puede aprovechar al máximo las excursiones de la señal en torno al punto de reposo.

La recta de carga en continua vendrá dada por:

$$V_{CC} = I_C R_L + V_{CE} + I_E R_E$$

si $I_E \cong I_C$, la pendiente de la recta de carga en continua será:

$$m_{cc} = -\frac{1}{R_L + R_E}$$

y en alterna:

$$v_{ce} = -i_c R_L$$

luego la pendiente de la recta de carga en alterna será:

$$m_{ca} = -\frac{1}{R_L}$$

El emplazamiento del punto de reposo ($V_{CEQ}$, $I_{CQ}$), estará íntimamente ligado con la máxima disipación de calor del transistor. Si en este punto se da la máxima disipación de calor del mismo, entonces Q es tangente a la hipérbola. En la hipérbola $K_2$ el sistema se sobrecalienta, (figura 3.4).

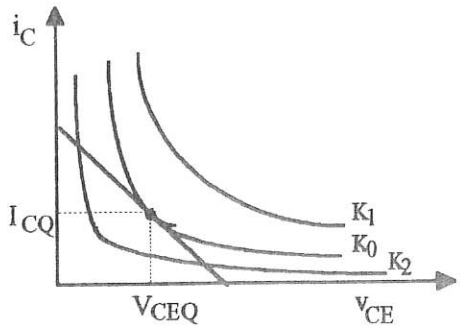
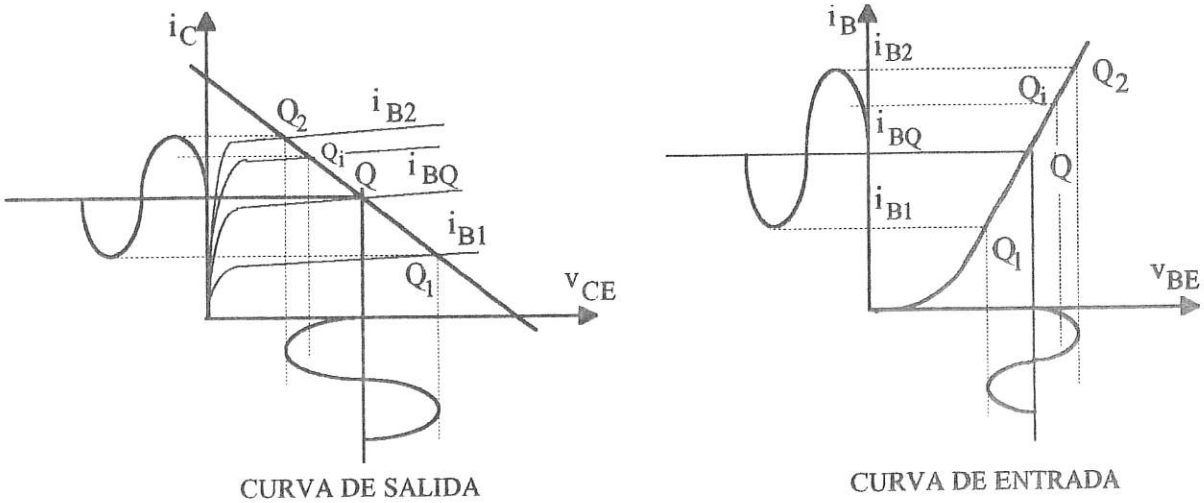



Figura 3.4

Una vez solapadas ambas rectas de carga y haciendo $R_E << R_L$ (por diseño), el comportamiento del amplificador se observa gráficamente en la figura 3.5.




CURVA DE SALIDA

CURVA DE ENTRADA

Figura 3.5

Al excitar al transistor con una señal alterna en la unión base-emisor, la intensidad de base seguirá los incrementos de la tensión aplicada. Al variar la intensidad de base en el tiempo, se propicia también una variación de la intensidad de colector y de la tensión colector-emisor en el tiempo.

Como se ve la curva de transferencia dinámica es cuasi lineal, por lo tanto la distorsión de la señal es mínima.

El rendimiento de este tipo de amplificadores de potencia será:

$$\eta = \frac{P_{ÚTIL}}{P_{CC}}$$

$$P_{ÚTIL} = \left(\frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}\right)^2 R_L$$

se sabe que:

$$i_{CC}(t) \cong i_C = I_{CQ} + i_c(t) = I_{CQ} + I_{CQ} \operatorname{sen} \omega t \qquad \text{como} \qquad i_{BB} \cong 0$$

entonces:

$$P_{CC} = \frac{1}{T}\int_0^T U_{CC} \times i_{CC}(t)\, dt = \frac{1}{T}\int_0^T U_{CC}\,(I_{CQ} + I_{CQ} \operatorname{sen} \omega t)\, dt$$

$$P_{CC} = U_{CC}\left[\frac{1}{T}\int_0^T I_{CQ}\, dt + \frac{1}{T}\int_0^T I_{CQ} \operatorname{sen} \omega t\, dt\right]$$

donde el segundo término es el valor medio de una onda senoidal cuyo valor es cero, por lo tanto:

$$P_{CC} = U_{CC}\, I_{CQ}$$

En definitiva, el rendimiento en una etapa amplificadora en clase A tiene un valor de:

$$\eta = \frac{\left(\frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}\right)^2 R_L}{U_{CC}\, I_{CQ}}$$

Si se aplica el criterio de máximo rendimiento (punto de reposo en el

centro de la recta dinámica, (figura 3.6). Se tendrá que:

$$I_{CQ} = \frac{U_{CC}}{2\,R_L}$$

y el rendimiento máximo que se podrá tener será:

$$\eta = \frac{I_{CQ}\,R_L}{2\,U_{CC}} = \frac{\frac{U_{CC}}{2\,R_L}\,R_L}{2\,U_{CC}} = \frac{1}{4}$$

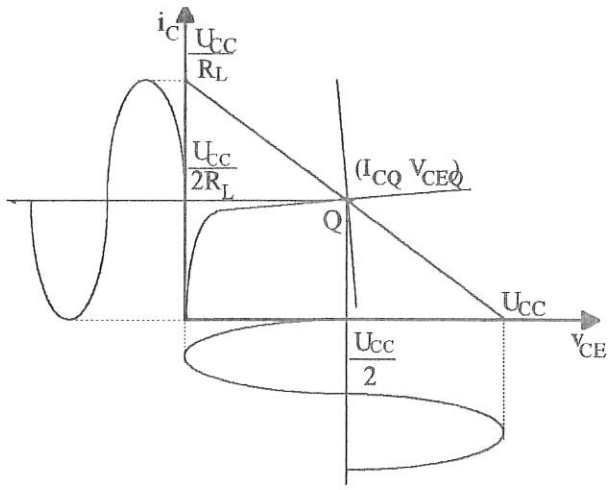



Figura 3.6

El rendimiento máximo que se puede obtener con un amplificador de potencia clase A, como el estudiado, es de un 25% en el mejor de los casos (aunque en este caso aparecería una distorsión). Además, en la carga aparece un escalón de corriente continua que hay que disiparlo en forma de calor, motivos por los cuales este tipo de amplificador es muy poco utilizado.

La utilización de un transformador en la carga mejorará el rendimiento en los amplificadores de potencia en clase A, figura 3.7. De un lado, la resistencia estática de colector disminuye sin variar la resistencia dinámica de carga, perfilando una recta de carga tendente a ser paralela con el eje de ordenadas, y además se evita que la señal de polarización actúe en la carga.

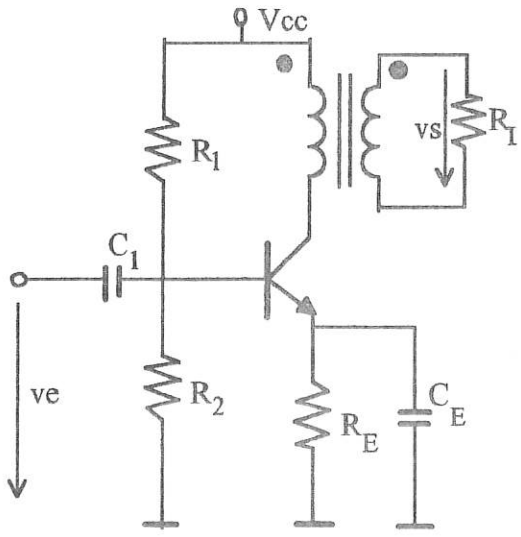



Figura 3.7

Si la resistencia de emisor tiende a cero, para obtener el máximo rendimiento teórico, y en la práctica suele ser de pocos óhmios (2 ó 3Ω), las rectas de carga estática y dinámica se configurarán según la figura 3.8 atendiendo a que:

$$V_{CC} = i_{EQ}R_E + V_{CEQ} \qquad \text{como} \qquad R_E \to 0$$

entonces:

$$V_{CC} \cong V_{CEQ}$$

por otro lado:

$$i_c = -\frac{1}{R'_L} V_{ce} \qquad \text{con} \qquad R'_L = n^2 R_L$$

El rendimiento teórico máximo calculando para $I_{CQ}$ de modo que el punto de reposo esté situado en el medio y admitiendo que $R_E = 0$ y $V_{CEQ} = V_{CC}$, se tendrá:

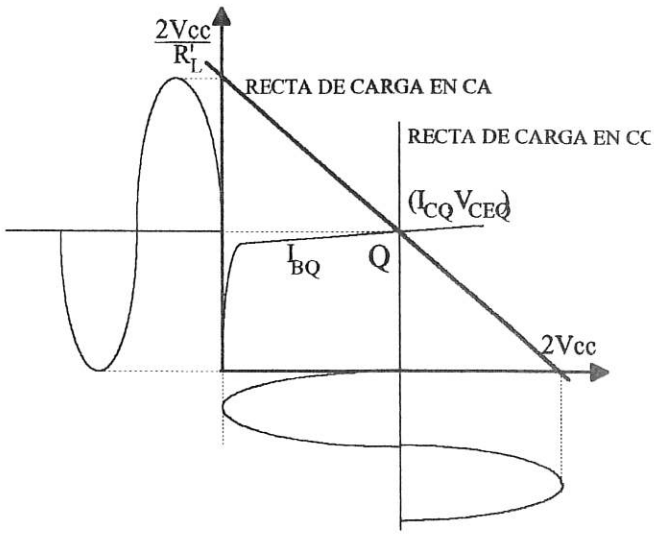



Figura 3.8

$$P_{ÚTIL} = \left(\frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}}\right)^2 R'_L$$

$$P_{CC} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CC}\, i_{CC}(t)\, dt = V_{CC}\, I_{CQ}$$

$$\eta = \frac{\left(\frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}}\right)^2 R'_L}{V_{CC}\, I_{CQ}} = \frac{I_{CQ}\, R'_L}{2\, V_{CC}}$$

Según la recta de carga que muestra el comportamiento dinámico y para que $I_{CQ}$ esté en el punto medio deberá tomar un valor de:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R'_L}$$

luego el rendimiento será:

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}}{R_L'} R_L'}{2 V_{CC}} = \frac{1}{2}$$

Ello va a suponer un desperdicio considerable de potencia y lo que es peor aún, que toda ella va a tener que ser disipada prácticamente por el transistor, lo que va a exigir transistores de mucha potencia para que la señal de salida tenga cierto nivel.

Una vez visto esto, se plantean en el apartado siguiente, amplificadores con mayor rendimiento.

## 3.5 AMPLIFICADORES DE POTENCIA CLASE B.

Un esquema simplificado de amplificador de potencia en clase B es el de la figura 3.9, donde como ya se indicó en el apartado 3.3, el punto de reposo Q se situaba en la zona de corte, y por consiguiente sólo se amplifica la señal durante un semiciclo atendiendo a la recta de carga dinámica. En este caso, como se ve en la figura se amplificarán los semiciclos positivos (considérese el transistor ideal).

Si se amplifican también los semiciclos negativos, se tendrá lo que se conoce con el nombre de configuración PUSH-PULL, figura 3.10.

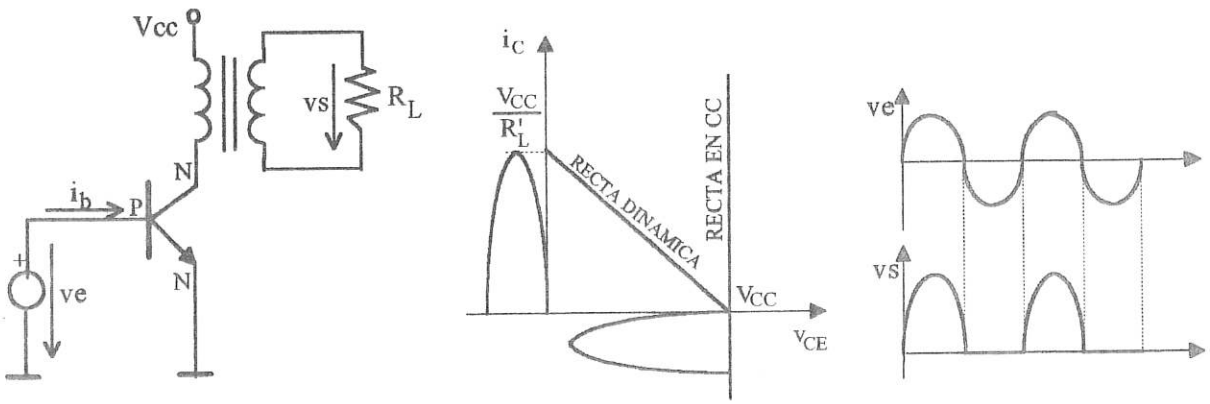



Figura 3.9

El funcionamiento es el siguiente: partiendo de cuando $v_{e1}$ es positiva la señal $v_{e2}$ será negativa y viceversa, al aplicar la señal $v_{e1}$ positiva, implica que $v_{be1}$ también es positiva y el transistor $Q_1$ conduce, por otro lado $v_{e2}$ será negativa y por consiguiente el transistor $Q_2$ estará al corte. Si la situación es contraria ($v_{e1} < 0$ y $v_{e2} > 0$) conducirá el transistor $Q_2$ mientras que $Q_1$ permanecerá en corte.

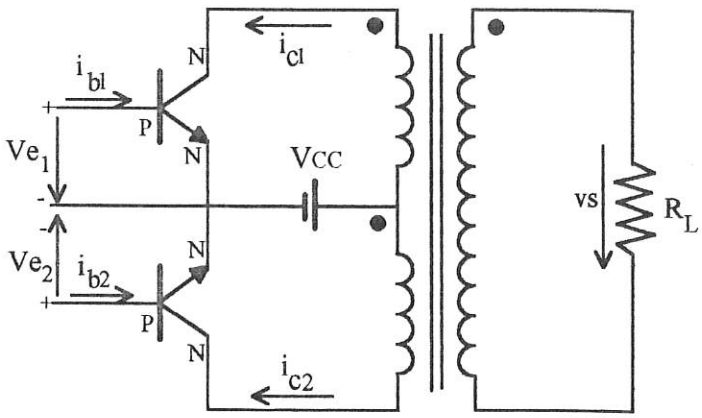



Figura 3.10

Las intensidades $i_{c1}$ e $i_{c2}$ al circular por los devanados de $n_1$ espiras del transformador, crean un flujo magnético sinusoidal, si las señales de entrada son senoidales, generando una tensión senoidal en la carga $R_L$.

Las tensiones $v_{e1}$ y $v_{e2}$ se pueden obtener por medio de un transformador con toma intermedia, en la figura 3.11.

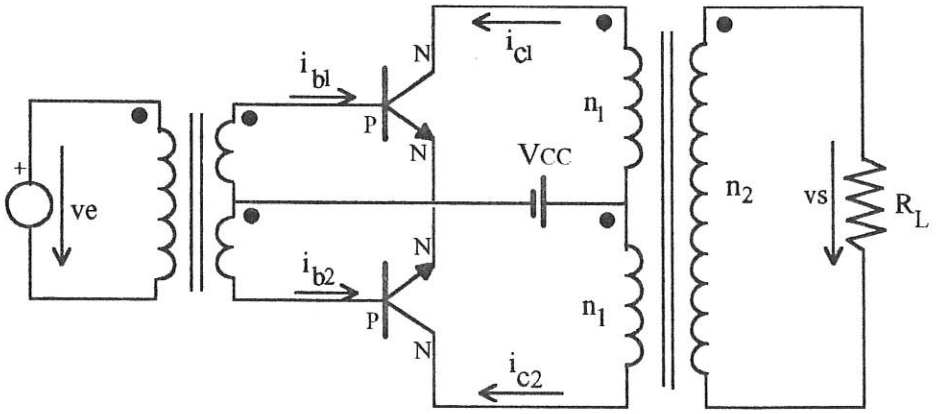



Figura 3.11

En este tipo de amplificador de potencia cada uno de los dos transistores conduce durante un semiciclo de la señal de entrada $v_e$.

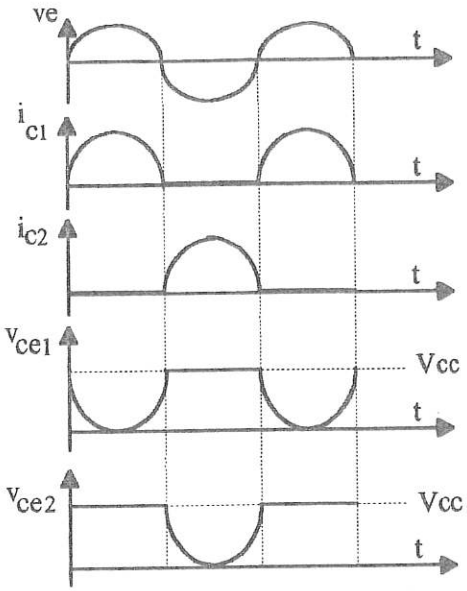



Figura 3.12

De los gráficos de la figura 3.12, se desprende el funcionamiento de etapas. Las tensiones de colector-emisor aparecen montadas sobre un nivel de continua, mientras que en las intensidades de colector esto no ocurre, esto es debido a que el punto de reposo $Q(I_{CQ},V_{CEQ})$ corresponde con $Q(0,V_{CC})$, como se detalla en la figura 3.13, donde se representa la curva de la característica idealizada de entrada de un transistor operando en clase B, y las dos rectas de carga.

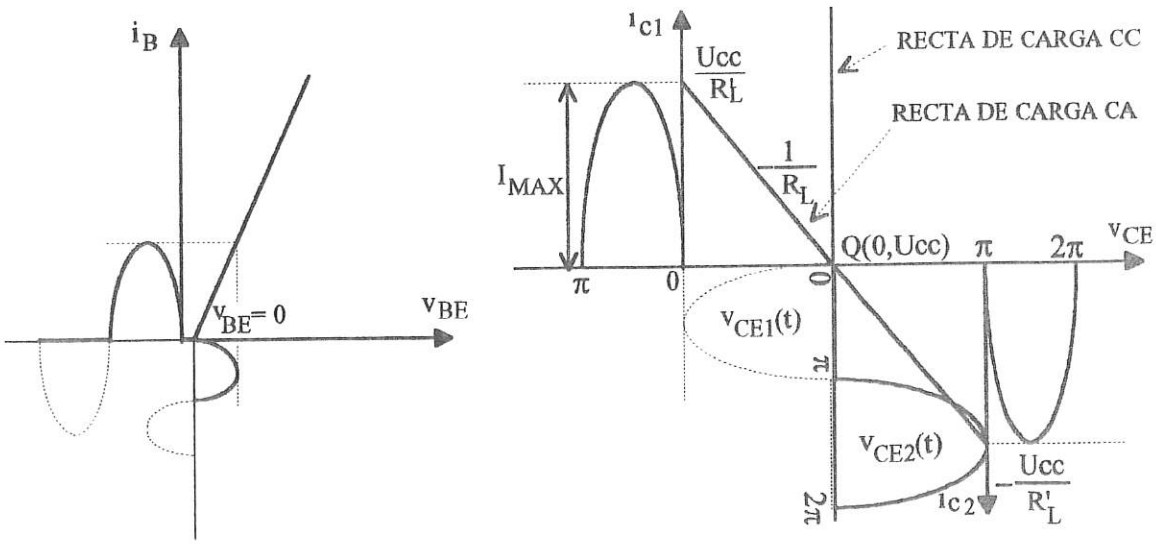



Figura 3.13

El rendimiento será:

$$\eta = \frac{P_{ÚTIL}}{P_{CC}}$$

donde:

$$P_{ÚTIL} = \left(\frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}\right)^2 \times R'_L \qquad \text{con} \qquad R'_L = R_p + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \left(R_L + R_s\right)$$

las resistencias $R_p$ y $R_s$ son las resistencias de los devanados del primario y del secundario del transformador.

La potencia entregada por la batería será el valor de $U_{CC}$ multiplicado por el valor medio de la intensidad que cede la batería, $i_{CC} = i_{C1} + i_{C2}$, luego:

$$P_{CC} = \frac{U_{CC}}{T} \int_0^T i_{CC}(t)\, dt = U_{CC} \frac{2 \times I_{MAX}}{\pi}$$

Con lo que el rendimiento será:

$$\eta = \frac{P_{ÚTIL}}{P_{CC}} = \frac{\frac{I^2_{MAX}}{2} R'_L}{U_{CC} \frac{2 \times I_{MAX}}{\pi}}$$

como se observa en la figura 3.13, el valor máximo que puede tomar la intensidad de colector será:

$$I_{MAX} = \frac{U_{CC}}{R'_L}$$

con lo cual el rendimiento tendrá un valor de:

$$\eta = \frac{\pi \frac{I^2_{MAX}}{2} R'_L}{2 \times I^2_{MAX} \times R'_L} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785$$

En la práctica los rendimientos están comprendidos entre el 55% y el 65%, ya que hay pérdidas en el transformador y en las resistencias de polarización, y además no se puede llevar $v_{CE}$ a la región de saturación sin que se produzca una

distorsión excesiva.

### 3.5.1 DISTORSIÓN DE CRUCE

En la curva característica estática de entrada de los transistores, en realidad, el corte es gradual y por consiguiente la gráfica forma un codo como el que se ve en la figura 3.14.

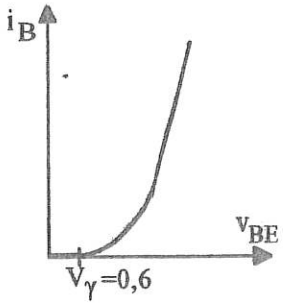


Figura 3.14

Haciendo referencia a esta figura se observa que si situamos el punto Q en una zona donde la intensidad de base sea nula (corte), ocurre que se produce una distorsión en la señal de salida de forma que ya no se obtiene una señal senoidal perfecta, sino que por el contrario aparecen unas deformaciones justo en el momento en que un transistor pasa al corte y el otro transistor entra en conducción, motivo por el cual recibe el nombre de distorsión de cruce y la forma de onda será como la de la figura 3.15.

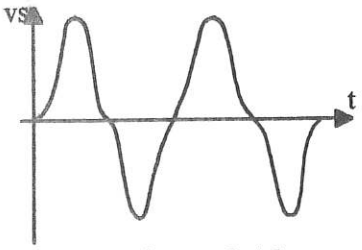


Figura 3.15

En efecto, debido a los umbrales de conducción de las uniones base-emisor de los transistores, cuando uno de ellos deja de conducir, el otro no comienza a hacerlo en el mismo instante, debiendo alcanzar la señal de entrada el valor de 2·0,6v = 1.2 voltios (en el caso del BJT de silicio) como mínimo para que conduzca dicho transistor.

En el caso de señales de gran amplitud, las deformaciones producidas en la señal por la distorsión de cruce no tienen un efecto demasiado importante, no

ocurriendo así en el caso de señales más débiles, donde la distorsión de cruce hace intolerable el polarizar los transistores en clase B, (figura 3.16).

Las deformaciones en la señal se eliminan casi por completo polarizando los transistores por encima del corte. Esto es lo que se produce cuando se polarizan los transistores en clase AB, aun cuando a estos amplificadores se les llame corrientemente amplificadores clase B mejorada.

## 3.6 ETAPAS COMPLEMENTARIAS

Los amplificadores complementarios tienen una estructura básica como la que se representa en la figura 3.16. Esto es, dos transistores que trabajan en colector común y cuya polarización los sitúa en la zona de corte. La utilización de un transistor NPN y otro PNP en estos amplificadores se denomina simetría complementaria y el circuito recibe el nombre de amplificador complementario, eliminándose así el uso de transformadores.

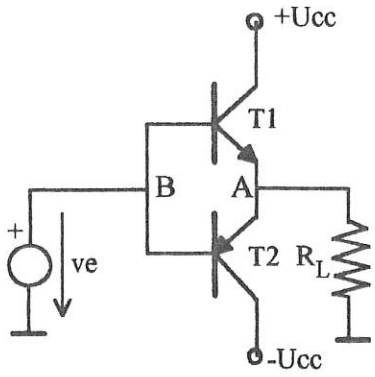



Figura 3.16

Las características de este tipo de etapas, a raíz de su montaje CC, son que su impedancia de entrada es del orden de KΩ lo cual es beneficioso ya que se puede acoplar con amplificadores monoetapas en cascada en emisor común por haber máxima transferencia de energía, su impedancia de salida es baja, lo cual es bueno ya que se puede acoplar fácilmente a la carga que suele ser de pocos óhmios, habiendo máxima transferencia de energía y la ganancia de tensión es aproximadamente unitaria.

No obstante, las etapas complementarias tienen también inconvenientes como el de necesitar una polarización simétrica, si bien es posible variar el nivel de tensión en continua de los distintos puntos del circuito sin que varíe el comportamiento dinámico. En este sentido, el circuito de la figura 3.17 es equivalente al considerado anteriormente.

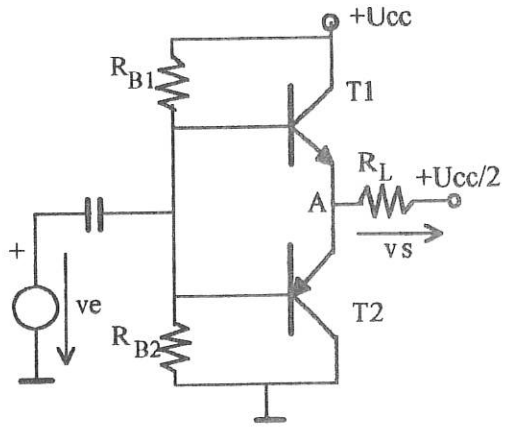



Figura 3.17

Tanto éste como el anterior exige dos baterías o una batería con toma intermedia. Sin embargo, si se renuncia al acoplo directo de la carga, $R_L$, e introduciendo un condensador entre A y $R_L$, éste sirve para simular esta duplicidad de baterías o batería con toma intermedia, figura 3.18.

Otro inconveniente, es la exigencia de carácter simétrico de los transistores. Ésta simetría ha sido posible por el avance de las tecnologías de estado sólido que han permitido obtener parejas de transistores PNP-NPN de características muy similares, suministradas además en la misma cápsula, lo que favorece la igualdad de condiciones térmicas.

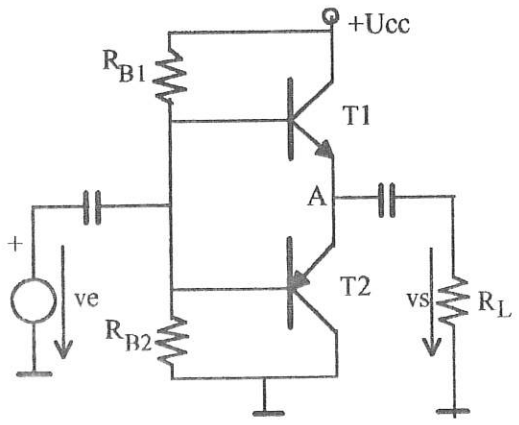



Figura 3.18

Para la explicación del

funcionamiento de la etapa complementaria se utilizará la figura 3.16, considerando que los transistores son ideales.

En ella queda totalmente de manifiesto que T1 conduce para tensiones de entrada positivas, mientras que T2 lo hace para tensiones negativas.

Al aumentar $v_e>0$, habrá un seguimiento por parte del emisor de T1, provocando que A y B estén al mismo potencial ($v_{BE}=0$) y en consecuencia circule una corriente por la carga, del punto A a masa; mientras T2 estaría en corte pues la tensión emisor-base de éste es negativa. Cuando $v_e<0$, ésta tensión será seguida por el emisor de T2 y T1 estará al corte, así pues la corriente que circulará ahora por la carga sería desde masa hacia el punto A.

El efecto de distorsión de cruce que aparece en los transistores bipolares reales es eliminado con un nivel superior de polarización de estos. La figura 3.19 muestra como mejorar la respuesta dinámica con un uso de amplificador en clase B mejorada.

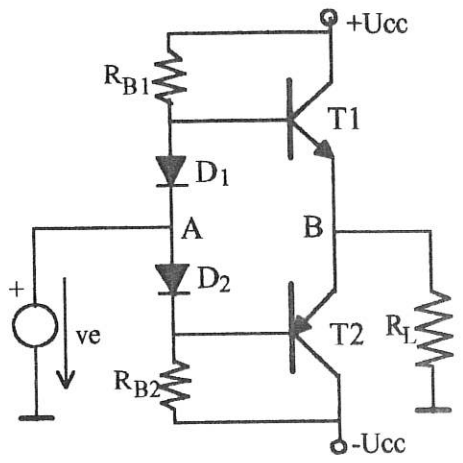


Figura 3.19

Ciertamente, al hacer el análisis de la señal de polarización, los transistores estarán polarizados en clase AB. Y los puntos A y B están al mismo potencial puesto que $I_{EQ1}=I_{EQ2}$. En el comportamiento dinámico el paso de un semiciclo a otro no provocará distorsión al estar montado sobre el umbral de 0,6 voltios (si se emplean transistores BJT de silicio).

Existe, el peligro (variación de características) de que al sustituir alguno de los transistores, ambos se pusieran a conducir sin señal (verdadera clase AB), de forma que el circuito se destruyese. Para evitar esto, se introducen las resistencias $R_E$ (figura 3.20) y se hace disminuir el cambio de tensión entre transistores menor de 1,2 voltios (0,4x2 voltios), quedando más cerca de ser clase B.

La presencia de $R_E$ limita también la intensidad de colector de cada transistor por separado, teniendo en cuenta que esta intensidad podría ser muy alta, dado que la $R_L$ suele ser baja. Además, con $R_E$ se mejora la estabilidad térmica del montaje.

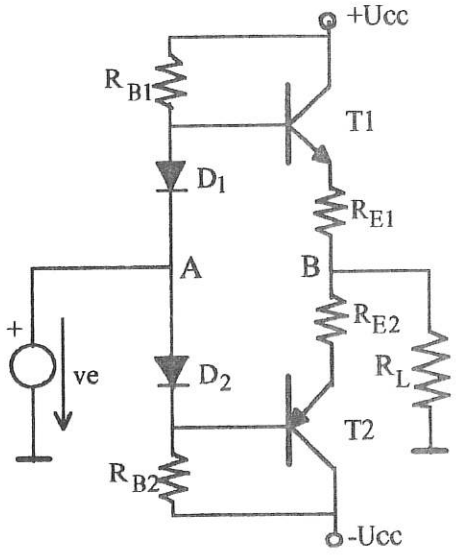



Figura 3.20

# TEMA 4

## 4. TEORÍA GENERAL DE LA REALIMENTACIÓN.

### 4.1 CONCEPTOS Y TIPOS DE LA REALIMENTACIÓN.

Un amplificador se dice que está realimentado cuando una parte o la totalidad de la señal de salida se introduce por la entrada. Con la realimentación se atenuarán las posibles variaciones de los parámetros de los amplificadores, además se eliminan en parte los efectos de la distorsión debidos a comportamientos no lineales y disminuyen los efectos de la temperatura.

El esquema general o diagrama de bloques de un amplificador realimentado es:

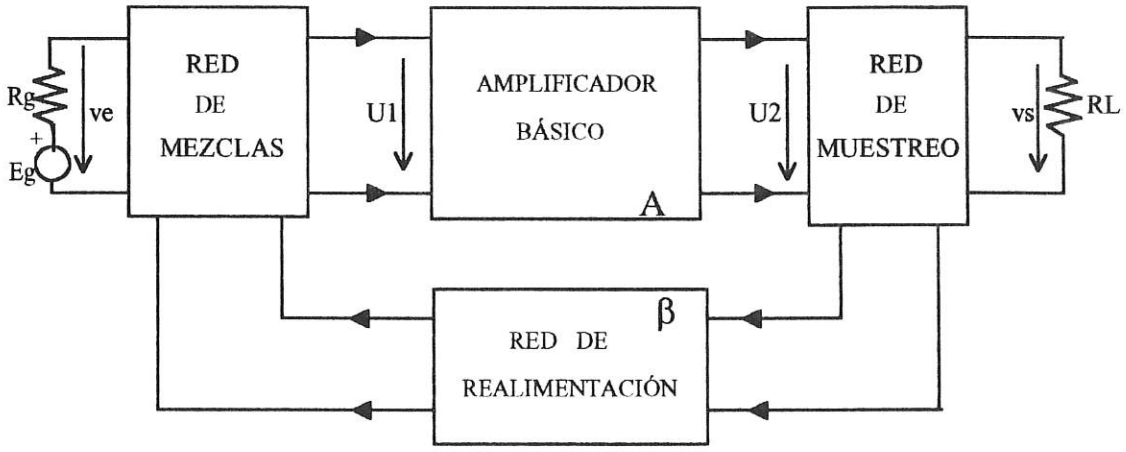



Figura 4.1

La función de la red de muestreo es la de provocar una medición de la señal de salida, es decir, dar una señal que sea proporcional a la salida.

Hay dos formas de muestreo tal y como se indica en la figura 4.2, también se representan las redes de mezclas o comparación empleadas, éstas son

utilizadas para comparar o sumar las señales de entrada y realimentación.

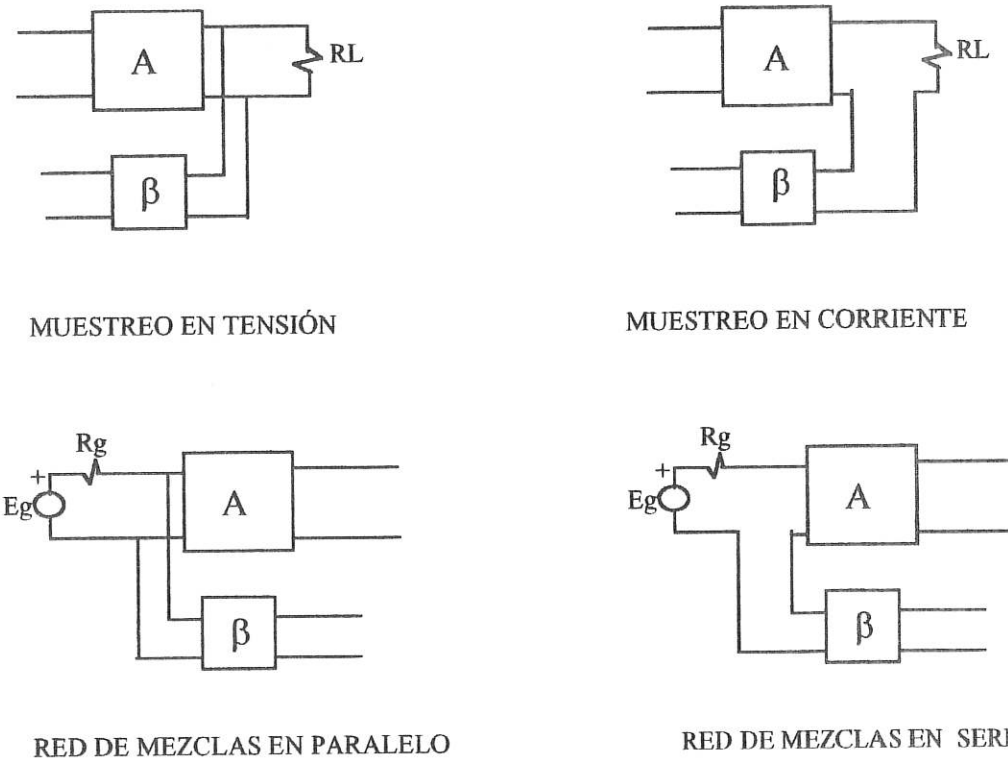



Figura 4.2

La red de realimentacion es normalmente una red pasiva, que puede contener resistencias, condensadores e inductancias, aunque lo más frecuente es el empleo de resistencias.

Hay cuatro topologías de amplificador realimentado de un solo lazo. Las cuatro configuraciones de realimentación son:

- realimentación tensión serie.
- realimentación tensión paralelo.
- realimentación intensidad serie.
- realimentación intensidad paralelo.

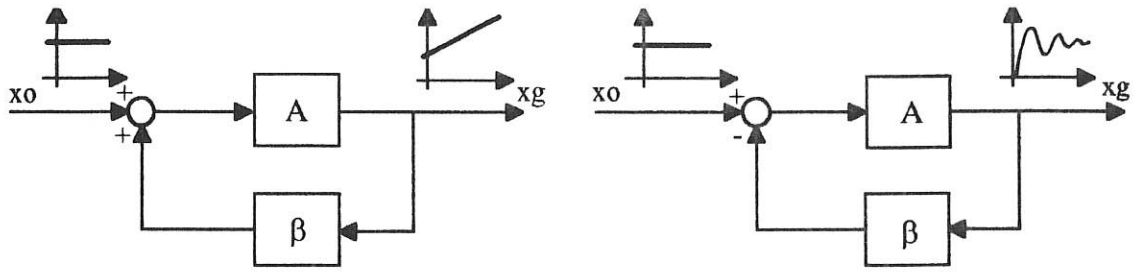
Las propiedades específicas se analizarán en el próximo capítulo.

Como primer paso hacia un método de análisis que ponga de manifiesto las ventajas de la realimentación, se expone, con independencia de la topología, las características de la realimentación.

## 4.2 EL AMPLIFICADOR REALIMENTADO IDEAL.

Independientemente del tipo de red de mezcla y de la red de captación, se puede decir que hay dos formas de realimentación, esto es, realimentación positiva y realimentación negativa.

Esto se observa más claramente en el esquema unifilar, de la figura 4.3.




REALIMENTACIÓN POSITIVA REALIMENTACIÓN NEGATIVA

Figura 4.3

Con una realimentación positiva, lo que ocurre es que se suma parte o toda la señal de salida con la señal de entrada, obteniendo una señal de error que ataca a la entrada del amplificador básico, la cual es amplificada, llevando al sistema a desestabilizarse. Por este motivo, normalmente la realimentación positiva no se utiliza.

Con una relimentación negativa, ocurre todo lo contrario, se resta la señal de entrada con la realimentada y no tenderá a desequilibrar el sistema.

Por consiguiente, el tipo de realimentación ha utilizar mayoritariamente es la realimentación negativa (figura 4.4), donde las ecuaciones que definen el sistema son:

$$x_g = A \cdot x_e$$

$$x_r = \beta \cdot x_g$$

$$x_e = x_o - x_r$$

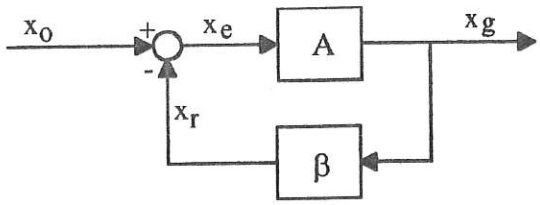



Figura 4.4

luego:

$$x_g = A(x_o - x_r) = A(x_o - \beta x_g)$$

$$x_g(1+\beta A) = A\, x_o$$

con lo que la relación de mando, función de transferencia o ganancia del sistema realimentado es:

$$\frac{x_g}{x_o} = A' = \frac{A}{1+\beta A}$$

en el caso de tener un sistema con realimentación positiva, la ganancia del sistema realimentado será:

$$\frac{x_g}{x_o} = A' = \frac{A}{1-\beta A}$$

Al analizar el denominador de la función de transferencia, o lo que es lo mismo el polinomio o ecuación característica del sistema, se tiene que:

1-. Si $1+\beta A > 1$, se tendrá un sistema con realimentación negativa.

2-. Si $1+\beta A < 1$, se tendrá un sistema con realimentación positiva.

3-. Si $1+\beta A = 0$, el sistema oscilará a una frecuencia determinada si se cumplen el resto de las condiciones del criterio de Barkhausen sin necesidad de que

se excite con una señal de entrada. Este caso se verá en el tema 7 cuando se estudien los osciladores.

Como conclusión se obtiene que, la ganancia del amplificador básico es mayor que la ganancia del amplificador realimentado negativamente, como se desprende de la fórmula:

$$1+\beta A>1 \qquad \Rightarrow \qquad A' = \frac{A}{1+\beta A} < A$$

## 4.3 REALIMENTACIÓN NEGATIVA

Con un amplificador realimentado negativamente, se consiguen mejoras en la respuesta en frecuencias, en la estabilidad y aminorar los efectos de comportamiento no lineal, es decir, la distorsión.

El precio que se va a pagar realizando todas estas mejoras mediante la realimentación negativa es una pérdida de ganancia.

### 4.3.1 MEJORA DE LA ESTABILIDAD DE GANANCIA

La relación de transferencia de un amplificador cambia con las variaciones debidas a tolerancias, sustituciones, temperatura, envejecimiento y otras variables de las características de los dispositivos activos. La función de sensibilidad S tal como se define en la ecuación de abajo, muestra el efecto que provoca las variaciones de x sobre el funcionamiento del sistema G.

$$S_X^G = \frac{\frac{\Delta G}{G}}{\frac{\Delta X}{X}}$$

Cuando $\Delta X/X<<1$, $\Delta G/\Delta X$ es $dG/dX$ y se convierte en:

$$S_X^G \cong \frac{X}{G}\frac{dG}{dX}$$

Aplicando este concepto a las variaciones de ganancia del amplificador básico A, sobre el amplificador realimentado A', y considerando que no hay variaciones provocadas por la red de realimentación, como consecuencia de estar formada por elementos pasivos, y que su variación es pequeña entonces:

$$A' = \frac{A}{1+\beta A}$$

luego:

$$\frac{dA'}{dA} = \frac{(1+\beta A) - \beta A}{(1+\beta A)^2} = \frac{1}{(1+\beta A)^2} = \frac{1}{1+\beta A}\,\frac{A}{1+\beta A}\,\frac{1}{A}$$

por lo tanto:

$$\frac{dA'}{A'} = \frac{1}{1+\beta A}\,\frac{dA}{A}$$

$$S_A^{A'} = \frac{1}{1+\beta A}$$

La ecuación demuestra que se puede hacer que la ganancia en lazo cerrado sea insensible a los cambios de ganancia del amplificador básico. Por ejemplo, en un amplificador con $\beta A = 49$ una variación de 25 (aproximadamente el 50% de aumento de la ganancia del amplificador básico) da:

$$S_A^{A'} = \frac{1}{1+(49+25)} = \frac{1}{75}$$

el correspondiente cambio fraccional de A' es:

$$\frac{\Delta A'}{A'} = \frac{\Delta \beta A}{\beta A}\,S_A^{A'} = \frac{25}{49}\,\frac{1}{75} = 0{,}0068$$

o sea, una variación del 0,68%.

Por último, si se tiene una realimentación negativa, se tendrá que:

$$1+\beta A > 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{1+\beta A} < 1$$

y por consiguiente que:

$$\frac{dA'}{A'} < \frac{dA}{A} \quad \Rightarrow \quad S_A^{A'} < 1$$

En conclusión, se observa que el amplificador realimentado se hace insensible a variaciones del amplificador básico.

## 4.3.2. MEJORA DE LA DISTORSIÓN DE FRECUENCIA

Si se considera el caso en que $\beta A >> 1$ se tendrá que:

$$A' = \frac{A}{1+\beta A} \cong \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta}$$

haciéndose que A' no dependa de la ganancia de A y sólo dependa de $\beta$. Si la red de realimentación carece de reactancias, A' será independiente de la frecuencia, aumentando considerablemente el ancho de banda.

Un caso especial es utilizar una red muy selectiva, figura 4.5, formando un amplificador de banda estrecha, principio utilizado en los voltímetros selectivos.

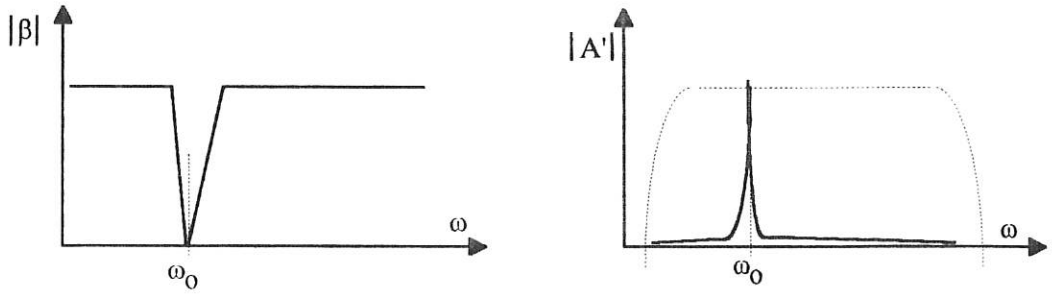



Figura 4.5

En general, se conseguirá ampliar el ancho de banda a costa de una pérdida de ganancia, figura 4.6.

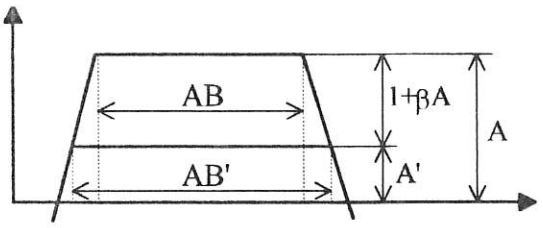



Figura 4.6

### 4.3.3 MEJORA DE LA DISTORSIÓN NO LINEAL Y REDUCCIÓN DEL RUIDO

La distorsión introducida por el amplificador básico provocada por la señal de entrada, a causa de tener una curva de transferencia dinámica no lineal, es reducida por el efecto de la realimentación negativa.

La tensión de distorsión puede considerarse como una fuente de señal exterior $U_d$ aplicada a la salida del amplificador, tal y como aparece en la figura 4.7

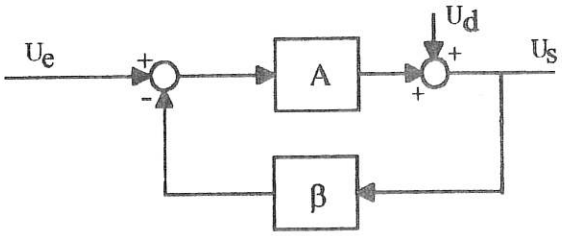



Figura 4.7

Aplicando el teorema de la superposición al esquema equivalente.

$$U_S = A' U_e + \frac{1}{1+\beta A} U_d$$

observando que la distorsión de salida queda dividido por $(1+\beta A)$. Empleando el mismo razonamiento que en el caso de la distorsión lineal se puede decir que el ruido en la salida de un amplificador queda dividido por $(1+\beta A)$ si se utiliza la realimentación.

### 4.4 ESTABILIDAD

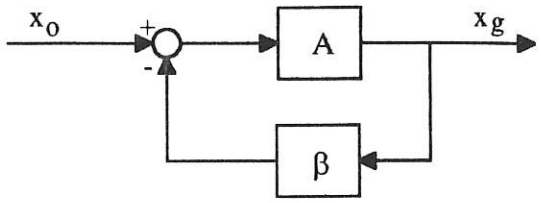
No todos los amplificadores con realimentación negativa son estables, puede ocurrir que si se le exige mucha ganancia a un sistema estable, éste pase a ser inestable. Hay muchos estudios a este respecto; en el análisis temporal se utiliza el lugar de raíces para observar la estabilidad de un sistema; en el análisis en frecuencia se utiliza el criterio de Nyquist.

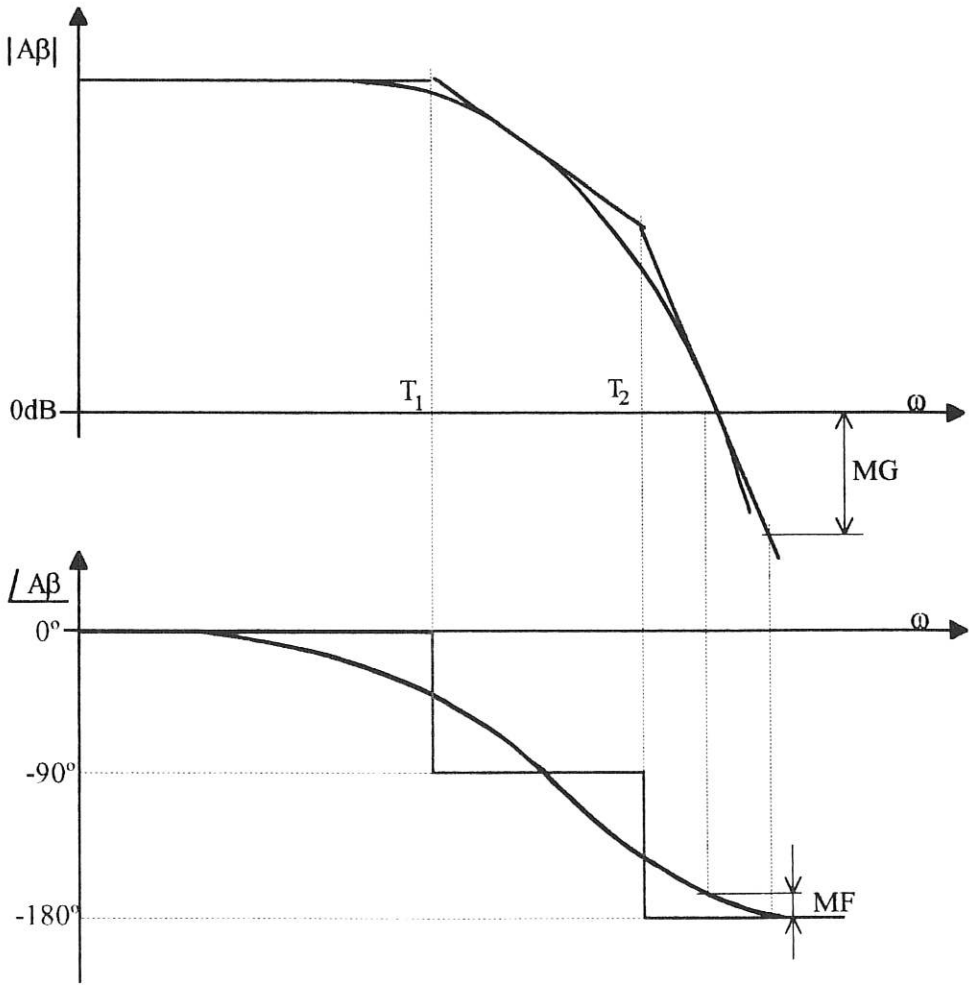
El criterio de Nyquist dice que un sistema realimentado ni oscila ni será inestable si el módulo de la ganancia en bucle abierto $|\beta A|$ es menor que la unidad, cuando su ángulo de fase es de 180°.

Según esto, conviene tener claro los conceptos de margen de fase y margen de ganancia, para ello nos ayudaremos del diagrama de Bode de la figura 4.8, que corresponde a un sistema realimentado del tipo:

$$A = \frac{K_1}{(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)}$$

$$\beta = K_2$$



El Margen de Fase es el valor del ángulo existente entre 180º y el ángulode fase cuando el módulo de la ganancia en bucle abierto es la unidad, o lo que es lo mismo cuando vale 0dB.

El Margen de Ganancia es el valor en decibelios que hay desde el valor de 0dB de ganancia hasta el valor de la ganancia cuando el ángulo de fase es de 180º.

Un amplificador realimentado se puede considerar que está bien diseñado cuando el margen de fase esta comprendido entre 40º a 50º y el margen de ganancia es mayor o igual a 10dB, teniendo en cuenta que la condición de margen de fase es más fuerte que la condición de margen de ganancia.

En el caso en que el margen de fase y el margen de ganancia sean nulos, se dice que el sistema es críticamente estable (condición necesaria de oscilación):

$$A\beta = 1\angle 180^\circ$$

$$1+A\beta = 0$$

Según esto, el margen de ganancia puede definirse también como la cantidad de dB que podemos incrementar a un sistema en bucle abierto sin que este oscile.

# TEMA 5

## 5. AMPLIFICADORES CON REALIMENTACIÓN NEGATIVA

### 5.1 GENERALIDADES

Conviene tener claro que para todos los tipos de amplificadores con realimentación negativa que vamos a estudiar el diagrama unifilar es el de la figura 5.1.

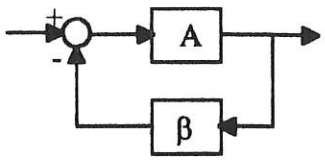



Figura 5.1

Donde como ya se dijo en el tema anterior el bloque A es el amplificador básico multietapa y el bloque β es la red de realimentación.

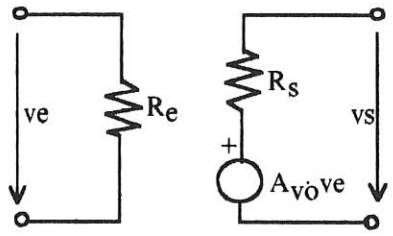



Figura 5.2

Tanto el amplificador básico como la red de realimentación, se pueden representar por sus modelos equivalentes ya sean con su representación Thevenin (figura 5.2) o Norton.

### 5.2 AMPLIFICADOR REALIMENTADO TENSIÓN SERIE

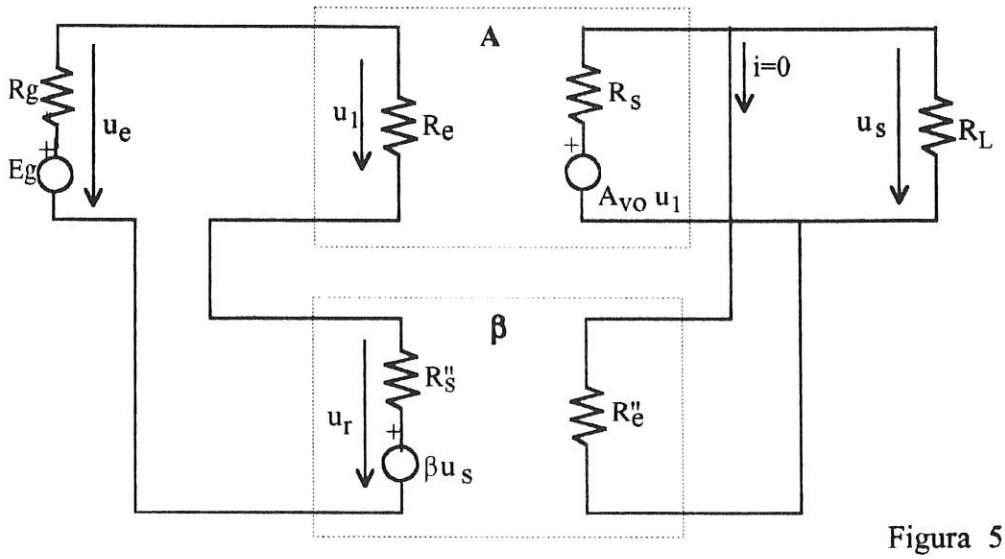



Figura 5.3

El esquema de este tipo de amplificadores será como el de la figura 5.3.

Antes de comenzar el estudio, se van a hacer un conjunto de consideraciones de comportamiento ideal respecto de la red de realimentación $\beta$.

Lo ideal es que $R_e$" tienda a infinito para que se tenga el mejor muestreo de tensión posible, con lo que i=0, y en consecuencia sólo se muestrea la señal sin absorber ningún tipo de energía.

De forma análoga, se hace que $R_s$" tienda a cero para que la tensión a la salida de la red de realimentación sea la de entrada $u_s$ por la ganancia $\beta$, luego $u_r = \beta u_s$.

Una vez realizadas estas consideraciones de comportamiento ideal de la red de realimentación, se tendrá el circuito de la figura 5.4.

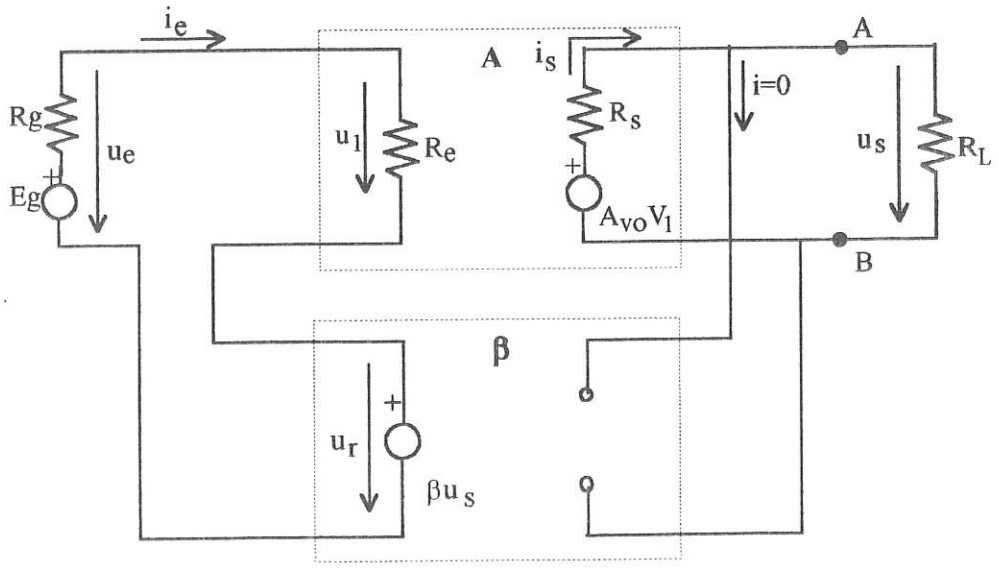



Figura 5.4

donde se calcularán los parámetros del amplificador y sus funciones de transferencia.

Las ecuaciones que definen este sistema son:

$$\left.\begin{aligned} u_e &= u_1 + u_r \\ u_r &= \beta u_s \\ u_s &= A_{vo} u_1 - i_s R_s \end{aligned}\right] \qquad u_s = A_{vo}(u_e - u_r) - i_s R_s = A_{vo}(u_e - \beta u_s) - i_s R_s$$

$$u_s = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} u_e - \frac{R_s}{1+\beta A_{vo}} i_s \qquad [1]$$

Expresión de la cual se deduce la ganancia del amplificador realimentado $A'_{vo}$, así como la impedancia de salida del amplificador realimentado, $R'_s$.

Si se calcula el equivalente Thevenin entre los terminales A y B, se tendrá que:

1-. Tensión Thevenin: es la tensión en vacío entre los terminales A y B, con lo que $i_s=0$, por lo tanto, sustituyendo en [1]:

$$u_s = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} u_e$$

luego la ganancia de tensión en vacío del amplificador realimentado será:

$$\frac{u_s}{u_e} = A'_{vo} = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}}$$

2-. Impedancia Thevenin: resulta de cortocircuitar el generador de tensión independiente $E_g$, y colocar un generador de tensión imaginario $E_o$ entre los terminales A y B luego $u_e=0$,. La impedancia será $Z = E_o/I_o$:

$$u_s = -\frac{R_s}{1+\beta A_{vo}} i_s \qquad \text{(resulta de hacer } u_e=0 \text{ en [1])}$$

la impedancia de salida del amplificador realimentado será:

$$\frac{E_o}{I_o} = -\frac{u_s}{i_s} = R'_s = \frac{R_s}{1+\beta A_{vo}}$$

Con respecto a la impedancia de entrada del amplificador

realimentado, se tendrá que:

$$R_e' = \frac{u_e}{i_e} = \frac{u_1 + u_r}{i_e} = \frac{i_e R_e + \beta u_s}{i_e} = \frac{i_e R_e + \beta A_v u_1}{i_e} = R_e + \beta A_v \frac{u_1}{i_e} = R_e + \beta A_v R_e$$

$$R_e' = R_e(1+\beta A_v)$$

donde $A_v$ es la ganancia de tensión del amplificador básico sin realimentar.

La ganancia de tensión del amplificador realimentado, se obtendrá mediante la expresión:

$$A_v' = \frac{u_s}{u_e} = \frac{u_s}{u_1 + u_r} = \frac{u_s}{u_1 + \beta u_s} = \frac{\frac{u_s}{u_1}}{1+\frac{u_s}{u_1}} = \frac{A_v}{1+\beta A_v}$$

donde se observa que $|A_v'| < |A_v|$.

Por otro lado, el amplificador realimentado, figura 5.5, se comporta como un cuadripolo de forma que como $R_s'$ disminuye y $R_e'$ aumenta como consecuencia de la realimentación, el amplificador realimentado tensión serie tiende a ser un amplificador de tensión y($R_e \to \infty$ y $R_s \to 0$) ofrece una tensión de salida proporcional a la de entrada.

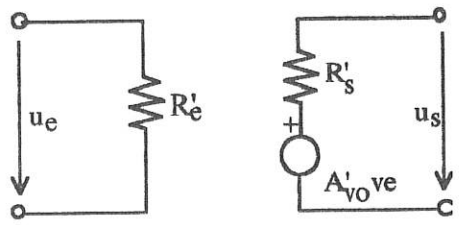


Figura 5.5

Según esto, deben existir influencias en las variaciones de las frecuencias de corte superior e inferior con la realimentación, y por lo tanto en el ancho de banda.

Como ya se vio en el tema 2, en altas frecuencias aparecerán los efectos de la capacidad parasitaria de los dispositivos activos. Si se considera una capacidad equivalente colocada entre los puntos A y B, para explicar el comportamiento aproximado del amplificador realimentado en alta frecuencia, se tendrá el circuito de la figura 5.6. Donde se observa que la tensión de salida es:

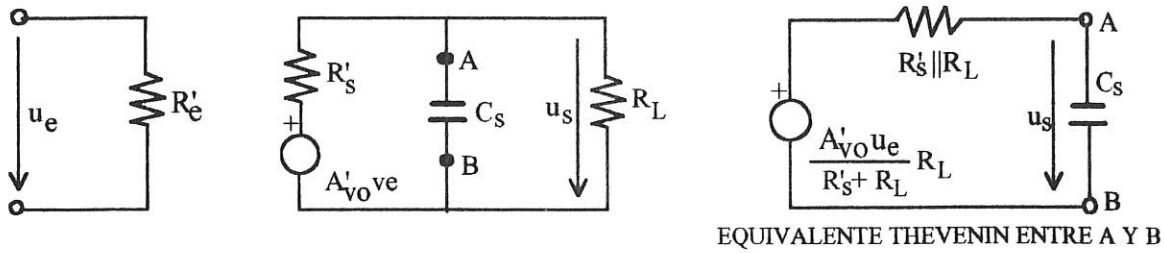



Figura 5.6

$$u_s(j\omega) = \frac{A'_{vo}u_e}{R'_s+R_L}\ R_L\ \frac{1}{(R'_s//R_L)+\frac{1}{j\omega C_s}} \times \frac{1}{j\omega C_s} = \frac{A'_{vo}u_eR_L}{R'_s+R_L} \times \frac{1}{1+j\omega C_s(R'_s//R_L)}$$

y por consiguiente la expresión de la ganancia en alta frecuencia será:

$$A'(j\omega) = \frac{A'_{vo}R_L}{R'_s+R_L} \times \frac{1}{1+j\omega C_s(R'_s//R_L)}$$

La frecuencia de corte superior tendrá una expresión:

$$f'_{cs} = \frac{1}{2\pi Cs(R'_s//R_L)}$$

donde se observa que como la resistencia de salida disminuye con la realimentación, en consecuencia la frecuencia de corte superior con realimentación es mayor que la del amplificador básico.

De una forma más general:

$$A_v = \frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{f}{fcs}\right)} \qquad \text{y como} \qquad A'_v = \frac{A_v}{1+\beta A_v} \qquad \text{se tendrá que:}$$

$$A'_v = \frac{\frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{f}{fcs}\right)}}{1+\beta\frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{f}{fcs}\right)}} = \frac{\frac{A_{vm}}{1+\beta A_{vm}}}{1+j\left(\frac{f}{fcs(1+\beta A_{vm})}\right)} = \frac{A'_{vm}}{1+j\left(\frac{f}{f'_{cs}}\right)}$$

de donde se obtiene que:

$$f'_{cs} = f_{cs}(1+\beta A_{vm})$$

ecuación en la que se confirma lo dicho anteriormente, es decir que $f_{cs}' > f_{cs}$.

En relación con la frecuencia de corte inferior, que como se vio, viene dada por las capacidades exteriores del amplificador y al igual que en el caso de la

frecuencia de corte superior del amplificador realimentado, se obtendrán fórmulas en las cuales en vez de figurar el parámetro del amplificador básico aparecerá el parámetro del amplificador realimentado.

Como ejemplo bajo el efecto del condensador $C_1$ en el amplificador básico, se tenía:

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi R_e C_1}$$

en el amplificador realimentado se tendrá que:

$$f'_{ci} = \frac{1}{2\pi R'_e C_1}$$

al aumentar la resistencia de entrada con la realimentación, la frecuencia de corte inferior disminuye, lo cual se puede demostrar de forma general ya que:

$$A_v = \frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{fci}{f}\right)} \qquad \text{y como} \qquad A'_v = \frac{A_v}{1+\beta A_v} \qquad \text{se tendrá que:}$$

$$A'_v = \frac{\frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{fci}{f}\right)}}{1+\beta\frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{fci}{f}\right)}} = \frac{A_{vm}}{1+j\left(\frac{f_{ci}}{f}\right)+\beta A_{vm}} = \frac{A_{vm}}{(1+\beta A_{vm})+j\left(\frac{f_{ci}}{f}\right)} = \frac{\frac{A_{vm}}{1+\beta A_{vm}}}{1+j\left(\frac{f_{ci}}{f(1+\beta A_{vm})}\right)}$$

como:

$$A'_v = \frac{A'_{vm}}{1+j\left(\frac{f'_{ci}}{f}\right)}$$

se desprende que:

$$f'_{ci} = \frac{f_{ci}}{1+\beta A_{vm}}$$

y por consiguiente queda demostrado que $f_{ci}' < f_{ci}$.

Según el análisis realizado con las frecuencias de corte, la frecuencia de corte superior aumenta con la realimentación y la frecuencia de corte inferior disminuye con la realimentación, lo cual implica un aumento del ancho de banda

cuando tenemos un amplificador realimentado negativamente, pero esto ocurre con una disminución de la ganancia, hecho que se observa en el diagrama de Bode de la figura 5.7.

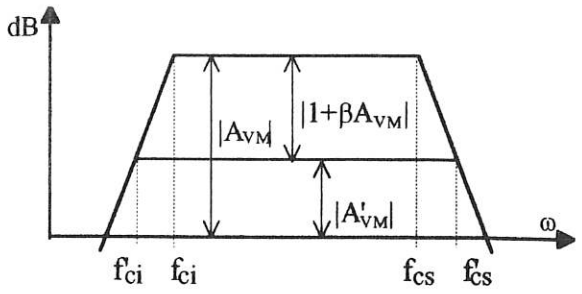



Figura 5.7

## 5.3 AMPLIFICADOR REALIMENTADO CORRIENTE PARALELO

El esquema de este tipo de amplificadores es como el de la figura 5.8.

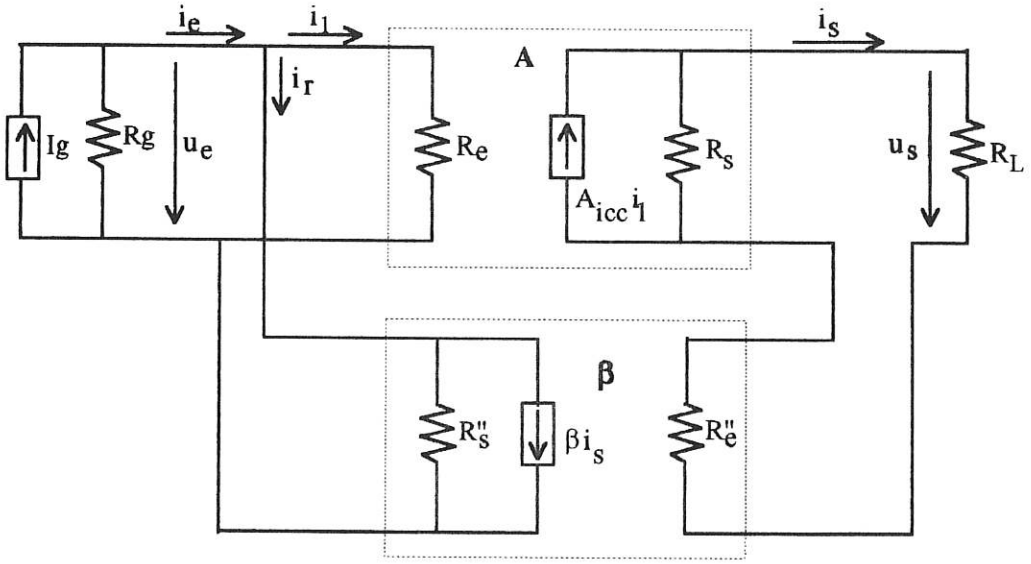



Figura 5.8

Haciendo consideraciones correspondientes de comportamiento ideal de la red de realimentación, $R_e$" debe de tender a cero (cortocircuito) para que no halla caída de tensión en dicha resistencia, además $R_s$" debe de tender a infinito para que la intensidad a la salida de la red de realimentación sea la de la entrada $i_s$ multiplicado por la ganancia $\beta$.

Según estas consideraciones, el circuito que se obtendrá será el de la

figura 5.9.

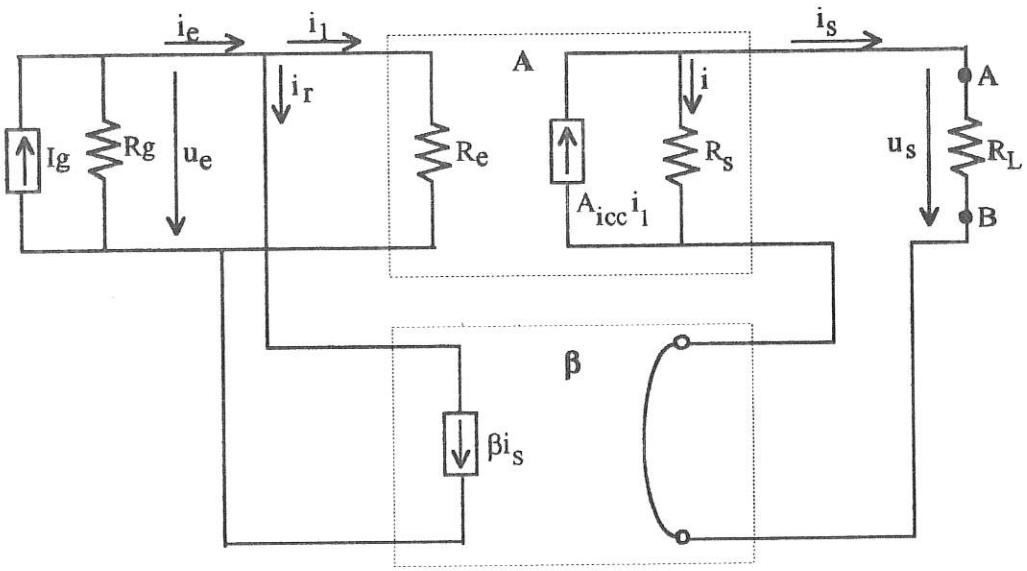



Figura 5.9

Según este circuito equivalente, se va a ver como varían los parámetros del amplificador con una realimentación intensidad paralelo.

Las ecuaciones que definen este circuito son:

$$\left.\begin{aligned} i_e &= i_1 + i_r \\ i_r &= \beta i_s \\ i_s &= A_{icc} i_1 - i = A_{icc} i_1 - \frac{u_s}{R_s} \end{aligned}\right\} \qquad \begin{aligned} i_1 &= i_e - i_r = i_e - \beta i_s \\ i_s &= A_{icc}(i_e - \beta i_s) - \frac{u_s}{R_s} \end{aligned}$$

$$i_s = \frac{A_{icc}}{1+\beta A_{icc}} i_e - \frac{u_s}{R_s(1+\beta A_{icc})} \quad [1]$$

Expresión de la cual se obtendrá el valor de la ganancia de intensidad en cortocircuito $A_{icc}'$ y el valor de la impedancia de salida $R_s'$ del amplificador realimentado.

Aplicando el teorema de Norton entre los puntos A y B se tendrá que:

1-. Intensidad Norton: es la intensidad que circula por la salida cuando se cortocircuita los puntos A y B, con lo cual $u_s = 0$, luego sustituyendo en [1]:

$$i_s = \frac{A_{icc}}{1+\beta A_{icc}} i_e \qquad \Rightarrow \qquad \frac{i_s}{i_e} = A'_{icc} = \frac{A_{icc}}{1+\beta A_{icc}}$$

ecuación en la que se observa que $A_{icc}' < A_{icc}$.

2-. Impedancia Norton: resulta de abrir todos los generadores independientes de intensidad, luego $i_e = 0$, por lo tanto:

$$i_s = \frac{u_s}{R_s(1+\beta A_{icc})} \qquad \Rightarrow \qquad \frac{u_s}{i_s} = R'_s = R_s(1+\beta A_{icc})$$

por consiguiente $R_s' > R_s$.

Con respecto a la impedancia de entrada:

$$R'_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{u_e}{i_r + i_1} = \frac{u_e}{\beta i_s + i_1} = \frac{u_e}{\beta A_i i_1 + i_1} = \frac{u_e}{i_1(1+\beta A_i)}$$

luego:

$$R'_e = \frac{R_e}{1+\beta A_i}$$

de donde se desprende que $R_e' < R_e$.

La ganancia de intensidad vendrá dada por:

$$A'_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_s}{i_1+\beta i_s} = \frac{\frac{i_s}{i_1}}{1+\beta\frac{i_s}{i_1}} = \frac{A_i}{1+\beta A}$$

El comportamiento en frecuencia es exactamente el mismo que en el apartado 5.2, obteniendo por tanto la misma conclusión, un aumento del ancho de banda:

$$f'_{cs} = f_{cs}(1+\beta A_{im})$$

$$f'_{ci} = \frac{f_{ci}}{1+\beta A_{im}}$$

Obsérvese que el comportamiento de este tipo de amplificador realimentado, corriente paralelo, con disminución de impedancia de entrada y

aumento de la de salida, tiende a semejarse a un amplificador de intensidad ideal.

## 5.4 INTRODUCCIÓN AL ANÁLISIS DE LOS AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

A la hora de realizar un sistema realimentado, no se da el amplificador básico y la red de realimentación por separado, sino que aparece elcircuito como un todo, y será nuestra labor delimitar uno y otro y caracterizarlos a través de sus respectivos A y $\beta$.

Para disponer de un método capaz de separar el amplificador básico y la red de realimentación, en primer lugar habrá que localizar la red de realimentación y determinar de que tipo es el muestreo de señal (en tensión o en intensidad) y por otro lado determinar de que tipo es la red de mezclas, teniendo en cuenta que cuando se comparan tensiones en la entrada del amplificador básico, o lo que es lo mismo, cuando la señal realimentada es una tensión, la red de mezclas será en serie y viceversa, cuando se comparen intensidades, o cuando la señal realimentada sea una intensidad, la red de mezclas será en paralelo.

Una vez determinado el tipo de realimentación del circuito, se trata de eliminar el efecto que ésta produce, para así determinar las características del amplificador básico. Para ello hay que realizar dos pasos:

1-. Determinación del circuito de entrada -. cuando se tenga un muestreo en tensión se cortocircuita la carga, y cuando el muestreo sea en intensidad se abre la carga.

2-. Determinación del circuito de salida -. cuando la red de mezclas está en

serie se abre la señal de entrada, y cuando es en paralelo se cortocircuita la señal de entrada.

Estos dos pasos garantizan que el efecto de la realimentación se elimine sin que se vean afectadas las características del amplificador básico.

Obtener el valor de $\beta$ es relativamente fácil si se determina con precisión tanto la señal comparada como la señal muestreada.

Para entender todo lo anterior, nada mejor que un ejemplo:

Sea el caso del amplificador realimentado cuyo esquema se representa en la figura 5.10, y para cuyos transistores, admitidos idénticos, suponemos que $h_{fe}= 50$, $h_{ie}= 1k\Omega$, y $h_{oe}=h_{re}= 0$, interesándonos calcular los valores de $A_V'$, $R_e'$ y $R_s'$ para dicho amplificador.

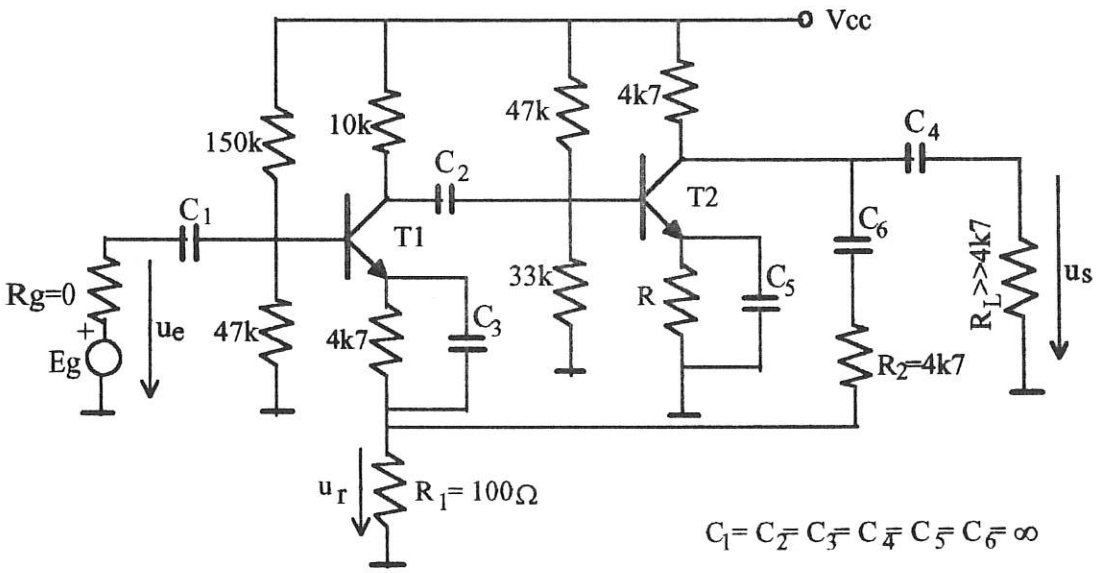



Figura 5.10

Como se observa en la figura 5.10, la red de realimentación la conforman $R_1$, $R_2$ y $C_6$. Además también se observa que la señal muestreada es la

tensión $u_s$ así como que la red de mezclas es en serie ya que la señal realimentada es la tensión $u_r$. En consecuencia la realimentación es del tipo tensión-serie.

El siguiente paso que se debe hacer es obtener el circuito de entrada (cortocircuitando la carga puesto que la señal muestreada es una tensión), y el circuito de salida (abriendo la señal de entrada ya que la red de mezclas es en serie), eliminando así el efecto de la realimentación. Esto puede ser visto con mayor

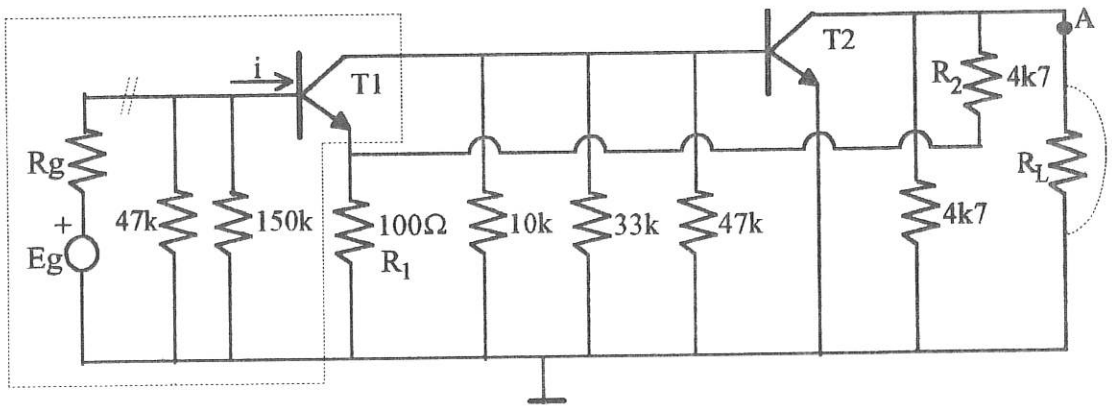



Figura 5.11

facilidad en el circuito para señales, representado en la figura 5.11, donde si en primer lugar cortocircuitamos la carga, ocurre que el punto A estaría puesto a masa, con lo cual $R_1$ y $R_2$ quedarían en paralelo. Por otro lado, si lo que se abre es

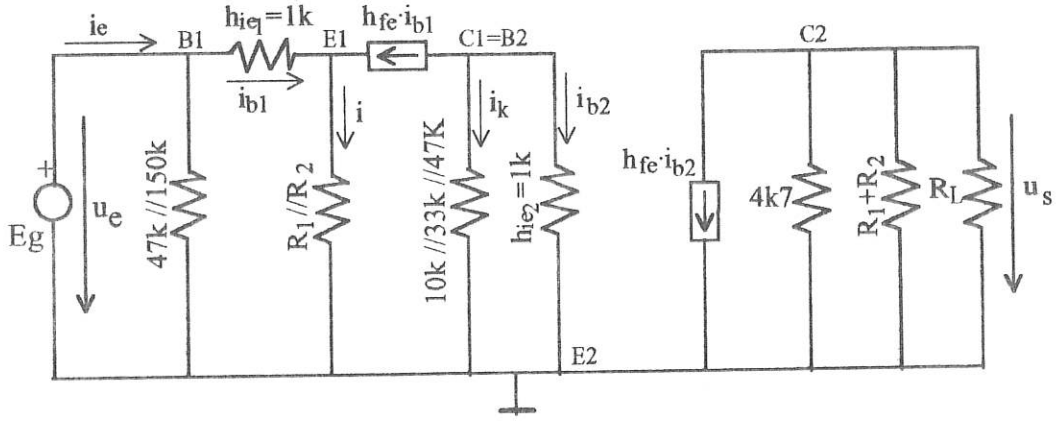



Figura 5.12

la señal de entrada, ocurre que i es cero, con lo cual el transistor $T_1$ estaría al corte, es decir, es como si la parte recuadrada del circuito no existiera y por tanto las resistencias $R_1$ y $R_2$ estuvieran en serie. Según esto, el modelo equivalente del amplificador básico para señales quedaría como el circuito de la figura 5.12.

A partir de aquí, el cálculo de $A_V$, $R_e$ y $R_s$ es obvio:

**- Cálculo de $A_V$**

$u_s = -h_{fe2} i_{b2} (4k7 \,//\, R_1 + R_2 \,//\, R_L) = -h_{fe2} i_{b2} (4k7 \,//\, R_1 + R_2)$

$u_e = u_{B1} = u_{B1E1} + u_{E1} = i_{b1} h_{ie1} + i\,(R_1 // R_2) = i_{b1} h_{ie1} + (i_{b1} + h_{fe1} i_{b1})(R_1 // R_2)$

$u_e = i_{b1} (h_{ie1} + (1+h_{fe1})(R_1 // R_2))$

$$A_V = \frac{u_s}{u_e} = \frac{-h_{fe2} i_{b2}\,(4k7 \,//\, R_1 + R_2)}{i_{b1}\,(h_{ie1} + (1+h_{fe1})(R_1 // R_2)}$$

en el nudo C1 se tiene que:

$$i_k + i_{b2} + h_{fe1} i_{b1} = 0$$

como:

$$i_k = \frac{u_{C1}}{(10k \,//\, 33k \,//\, 47k)} = \frac{i_{b2} h_{ie2}}{(10k \,//\, 33k \,//\, 47k)}$$

luego:

$$\frac{i_{b2} h_{ie2}}{(10k \,//\, 33k \,//\, 47k)} + i_{b2} + h_{fe1} i_{b1} = 0$$

y por tanto:

$$i_{b1} = -\frac{1 + \frac{h_{ie2}}{(10k \,//\, 33k \,//\, 47k)}}{h_{fe1}}\, i_{b2}$$

con lo cual la ganancia del amplificador básico tomará un valor de:

$$A_V = \frac{-h_{fe1} h_{fe2} (4k7 \,//\, R_1 + R_2)}{-\left(1 + \frac{h_{ie2}}{(10k \,//\, 33k \,//\, 47k)}\right)(h_{ie1} + (1+h_{fe})(R_1 // R_2)} = 860$$

**- Cálculo de $R_e$**

$$R_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{u_e}{i_{b1} + \frac{u_e}{(47k//150k)}} = \frac{u_e}{\frac{u_e}{(h_{ie1} + (1+h_{fe1})(R_1//R_2)} + \frac{u_e}{(47k//150k)}}$$

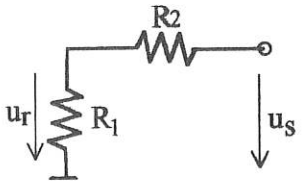
$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{(h_{ie} + (1+h_{fe1})(R_1//R_2)} + \frac{1}{(47k//150k)}} = 5k13$$

**- Cálculo de $R_s$**

$$R_s = 4k7 \,//\, (R_1 + R_2) = 2k37$$

**- Cálculo de $\beta$**

$$\beta = \frac{u_r}{u_s} = \frac{i_r R_1}{i_r (R_1 + R_2)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{48}$$




**- Cálculo de $A_V'$**

$$A_V' = \frac{A_V}{1 + \beta A_V} = 45.4$$

**- Cálculo de $R_e'$**

Por tratarse de una realimentación tensión serie:

$$R_e' = R_e\,(1 + \beta A_V) = 94k9$$

**- Cálculo de $R_s'$**

Por tratarse de una realimentación tensión serie:

$$R_s' = \frac{R_s}{(1 + \beta A_V)} = 128\Omega$$

# TEMA 6

## 6. AMPLIFICADORES OPERACIONALES

### 6.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL BÁSICO

El amplificador operacional (A.O.) es un circuito que resuelve de una forma sencilla casi todos los problemas de la Electrónica Analógica. Sus aplicaciones son muy diversas, entre las que cabe citar:

A. Amplificación de señales eléctricas, ya sea en forma de tensiones o en forma de intensidades.

B. Compensación de cargas.

C. Acondicionamiento de las señales de los sensores.

D. Realización de funciones matemáticas.

E. Simulación de fenómenos físicos.

F. Generación de señales senoidales, cuadradas, triangulares, etc.

G. Funciones de regulación y control.

H. Filtros activos.

Un amplificador operacional es un circuito de elevada ganancia de tensión diferencial, al que se le agrega una realimentación para controlar la característica de respuesta. Tiene una entrada diferencial, con tensiones $u_1$ y $u_2$ (ver figura 6.1) aplicadas a los terminales no inversor e inversor respectivamente. La ganancia entre la señal de salida, $u_s$, y la correspondiente al terminal positivo, $u_1$, es positiva, mientras que la ganancia entre $u_s$ y el terminal negativo, $u_2$, es negativa.

Además de estos terminales principales, un amplificador

operacional tiene más patillas, como las del conexionado para la compensación de respuesta en frecuencia y las de la red de compensación del desplazamiento de tensión continua, así como los terminales de polarización del operacional que suele ser una alimentación simétrica.

El símbolo simplificado del amplificador operacional es como el que se detalla en la figura 6.1.

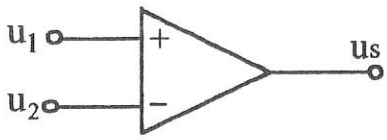


Figura 6.1

Las características de un amplificador operacional cuando su comportamiento es ideal son:

- Resistencia de entrada infinita, $R_e = \infty$
- Resistencia de salida nula, $R_s = 0$.
- Ganancia de tensión diferencial infinita, $A_d = \infty$
- Ancho de banda infinito, amplificando desde frecuencias nulas.
- Tensión de desviación (offset) nula, es decir, si $u_1 = u_2$ implica que $u_s = 0$.
- Ausencia de desviación de las características con la temperatura.

El circuito de la figura 6.2, corresponde al modelo de amplificador operacional ideal en forma de cuadripolo.

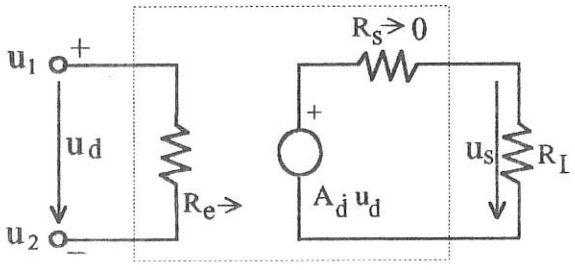


Figura 6.2

Debido a la elevada ganancia $A_d$, que toma valores típicos de $10^4$ a $10^6$, el A.O. es prácticamente incontrolable en lazo abierto pues fácilmente se saturaría, obsérvese en la

figura 6.3 la función de transferencia en lazo abierto de un A.O. real alimentado a +/- 15 v.

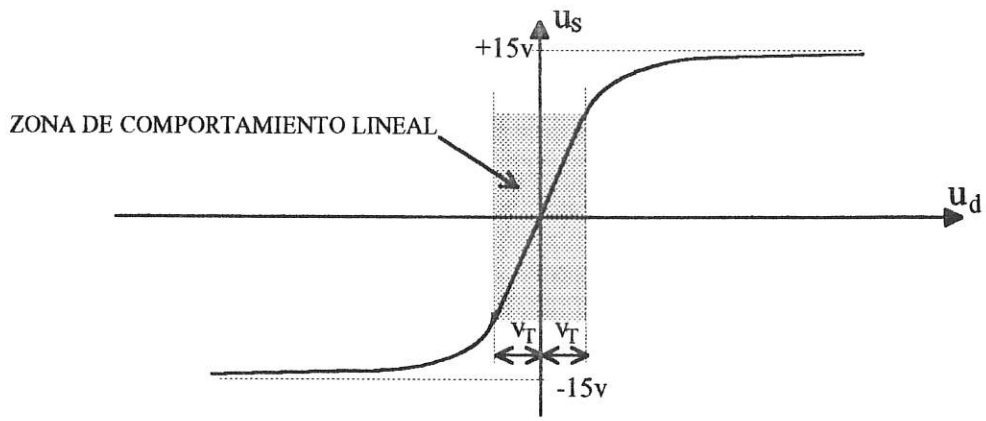



Figura 6.3

A primera vista puede parecer que la elevadísima ganancia del A.O. sea un inconveniente y en cambio es una de sus mayores virtudes, puesto que aplicando la teoría de la realimentación, cuanto mayor sea $A_d$ más cerca se estará de la condición $A_d\beta>>1$, que era la condición que idealizaba las prestaciones de la realimentación negativa.

El efecto de la realimentación negativa puede ser visualizado en la configuración del amplificador inversor (realimentación tensión paralelo), que se muestra en la figura 6.4

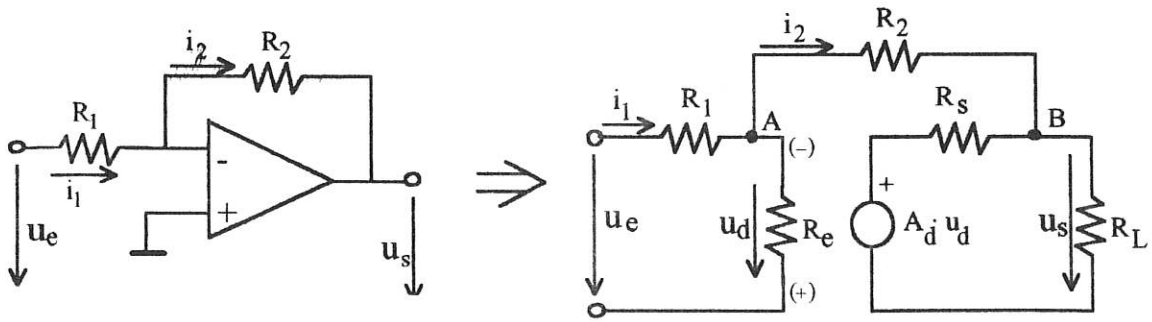



Figura 6.4

Si se considera el amplificador operacional ideal, $R_e$ toma un valor de infinito, por lo que la intensidad que circula por dicha resistencia equivalente es nula, a su vez el potencial en el punto A será también nulo, y la corriente que circula por $R_1$ es la misma que la que circula por $R_2$.

Por otro lado, entre los puntos A y B, se tendrá la tensión $-u_s$, luego las ecuaciones que definen el sistema son:

$$\left.\begin{aligned} u_e &= i_1 \times R_1 \\ -u_s &= i_2 \times R_2 \end{aligned}\right]$$

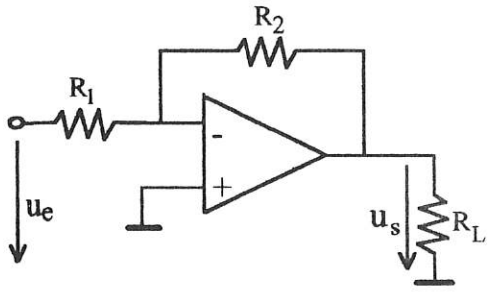
y la función de transferencia del amplificador inversor ideal será:

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

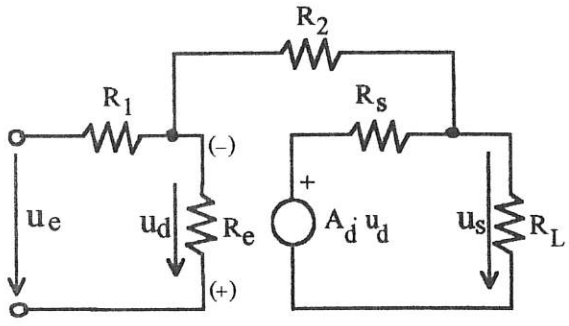
Se pueden obtener dos conclusiones, la primera que el valor de la ganancia en un amplificador operacional inversor no depende nada más que del valor de las resistencias $R_1$ y $R_2$. El orden de estas resistencias deben ser altas para que por ellas circule una baja corriente, pero no deben ser lo suficientemente altas como para que esta intensidad sea comparable con las que circulan los terminales (+) y (-) del operacional, es decir el valor que se les debe dar a las resistencias $R_1$ y $R_2$ es del orden de los kΩ.

Y en segundo lugar, el comportamiento físico estará explicado por tener una realimentación negativa. Si $u_e > 0$, circulará una corriente equivalente muy pequeña en la entrada diferencial, luego el terminal negativo (-) es más positivo que el terminal positivo (+), en la práctica habrá una diferencia con un valor próximo al de la tensión térmica ($v_T = k_B T/q$), ésta al ser amplificada con

ganancia negativa generará una tensión igualmente negativa en la salida, estableciéndose un punto de equilibrio. Si $u_e < 0$, se generará una $u_s > 0$.




Amplificador inversor




Equivalente ideal

Otra forma de estudiar el amplificador inversor, es la de observar que éste tipo de amplificador corresponde con un amplificador realimentado tensión-paralelo. Y puede ser descompuesto tal y como se estudió en el capítulo anterior.

Aplicando el método para separar los efecto del amplificador básico (transresistencia) y de la red de realimentación, se obtiene el diagrama de bloques de la figura 6.5.

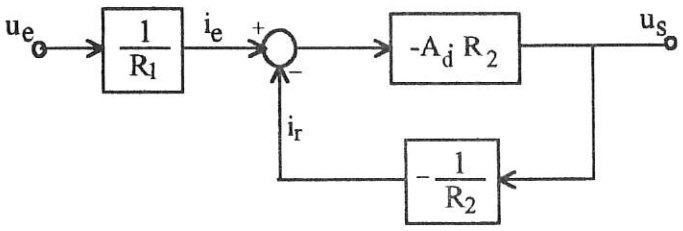



Figura 6.5

Donde:

$$A_V = \frac{u_s}{u_e} = \frac{u_s}{i_e} \cdot \frac{i_e}{u_e} = \frac{-A_d R_2}{1 + A_d R_2 \frac{1}{R2}} \cdot \frac{1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Si se hubiese elegido el terminal positivo para la realimentación, podría pensarse en tener un amplificador no inversor, figura 6.6. Pero el circuito no funcionará como tal amplificador de ganancia positiva ya que no es estable. Al aumentar la tensión de entrada, positivamente por ejemplo, circulará una corriente equivalente de forma que se aumenta la tensión de salida por medio de la ganancia positiva del sistema, esta tensión será realimentada positivamente, con lo cual se tenderá a la saturación del operacional.

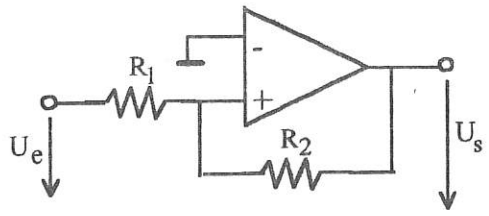
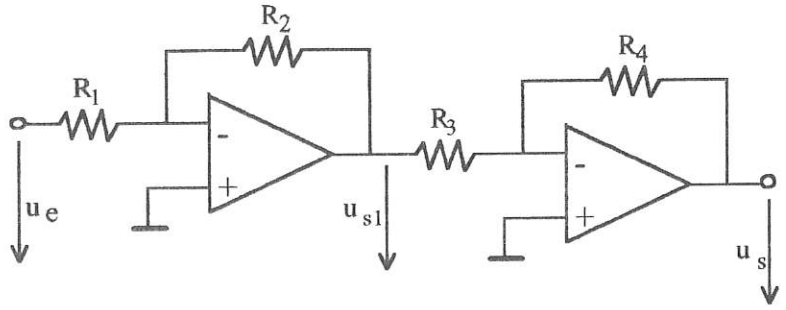



Figura 6.6

Lo que sí se podría realizar es el acoplamiento de dos amplificadores operacionales inversores (figura 6.7).




$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{u_s}{u_{s1}} \frac{u_{s1}}{u_e}$$

luego:

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1}$$

Figura 6.7

Pero es posible realizar un amplificador no inversor con un solo operacional, para ello se empleará el circuito de la figura 6.8. Considerando el amplificador operacional ideal, por ser la impedancia de entrada del operacional infinito, la intensidad que circula por

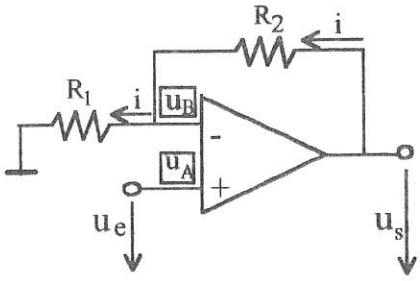



Figura 6.8

ella es nula y además $u_A = u_B = u_e$. Así pues la intensidad que circula por el circuito es i:

$$\frac{u_s - u_B}{R_2} = \frac{u_B}{R_1} \quad \Rightarrow \quad \frac{u_s - u_e}{R_2} = \frac{u_e}{R_1}$$

y por tanto la función de transferencia del sistema será:

$$\frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

## 6.2 ESQUEMAS BÁSICOS CON A.O.

Los esquemas básicos que se van a estudiar en este apartado son el circuito sumador inversor, el circuito integrador y el circuito derivador.

Para todos los casos el estudio se realizará considerando el amplificador operacional ideal.

*1-. Sumador inversor.*

El circuito sumador inversor tiene una topología como la de la figura 6.9, en la cual se tiene que:

$$u_A \cong u_B = 0$$

$$i_1 + i_2 = i$$

luego:

$$\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} = -\frac{u_s}{R}$$

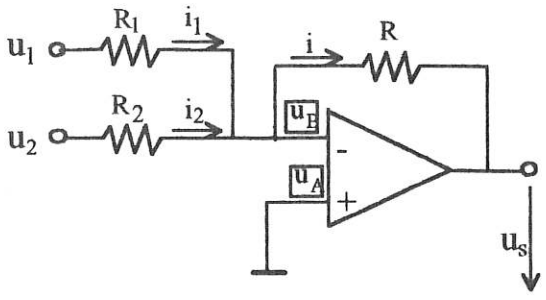



Figura 6.9

la tensión de salida será:

$$u_s = -R\left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2}\right)$$

expresión en la que al hacer $R_1 = R_2 = R$, se tendrá que la tensión de salida es la suma con signo negativo de las tensiones de entrada:

$$u_s = -(u_1 + u_2)$$

*2-. Integrador.*

La figura 6.10 muestra un circuito integrador, caracterizado por las ecuaciones:

$$u_A = u_B = 0$$

$$i(t) = \frac{u_e(t)}{R}$$

$$u_s = -u_c$$

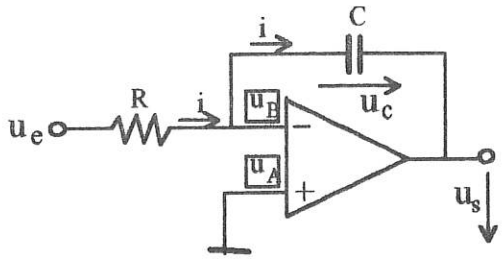



Figura 6.10

si se tiene en cuenta la fórmula que determina la carga de un condensador:

$$u_c = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)\,dt = u_c(0) + \frac{1}{C}\int_{0}^{t} i(t)\,dt$$

por consiguiente:

$$u_s = u_c(0) - \frac{1}{RC}\int_{0}^{t} u_e(t)\,dt$$

expresión donde se observa que la tensión de salida es la integral de la tensión de entrada, multiplicada por la constante -1/RC.

El valor $u_C(0)$ representa la tensión inicial del condensador en el momento que se inicia la integración.

*3-. Derivador.*

El circuito derivador se obtiene intercambiando las posiciones de R y C respecto del integrador (figura 6.11).

$$u_A \cong u_B = 0$$

$$i(t) = C\,\frac{du_e(t)}{dt}$$

$$u_s = -\,i(t)R$$

de donde se obtiene que la tensión de salida es:

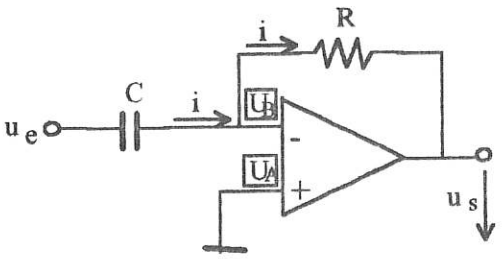



Figura 6.11

$$u_s = -RC \frac{du_e(t)}{dt}$$

se observa que la tensión de salida es la derivada de la tensión de entrada multiplicado por una constante de valor -RC.

La combinación de los circuitos sumadores, integradores y derivadores han sido útiles para obtener la solución de ecuaciones diferenciales. Sirva el ejemplo de:

$$y'' - 4y' + 8y - 5 = 0$$

ecuación diferencial, la cual queda reflejada en el circuito de la figura 6.12.

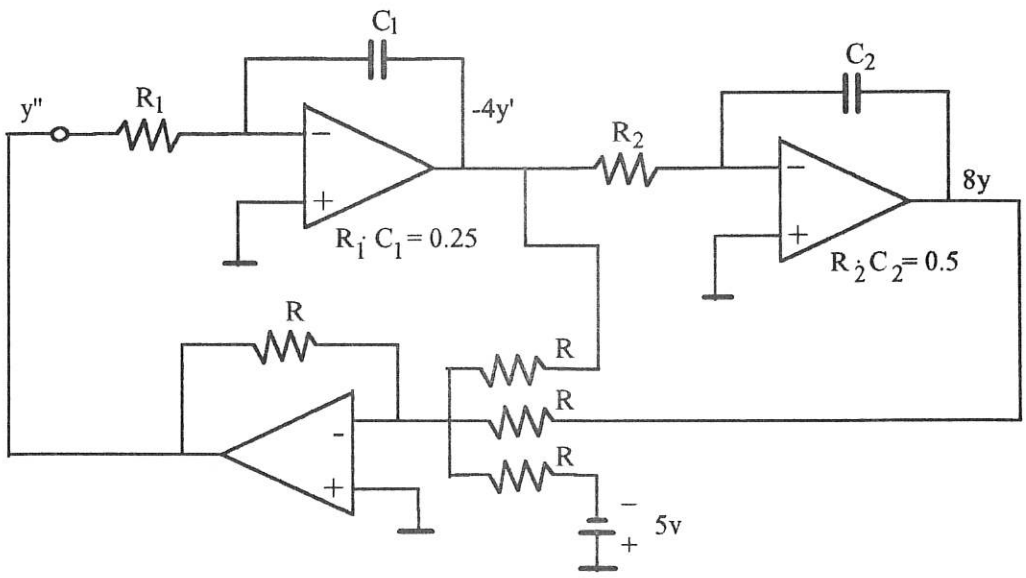



Figura 6.12

## 6.3 EL DIAGRAMA DE BLOQUES DEL A.O.

El diagrama de bloques de un amplificador operacional (figura 6.13) puede estar formado por las siguientes etapas:

1. Etapa de amplificador diferencial.
2. Etapa de ganancia adicional.

3. Etapa de adaptación de la señal diferencial.

4. Etapa de potencia o de salida.

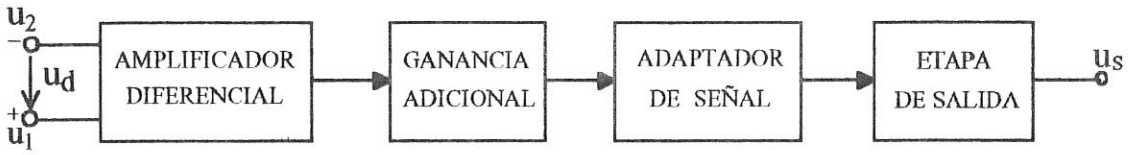



Figura 6.13

La primera etapa compara las señales de entrada y amplifica el resultado. A continuación, la segunda etapa da ganancia de tensión a la señal diferencial. La señal es adaptada e introducida a una etapa de potencia, usualmente constituida por etapas de transistores complementarios (NPN y PNP).

El amplificador diferencial es un bloque esencial en los modernos amplificadores operacionales integrados. Y es objeto de estudio en el próximo apartado.

## 6.4 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

La función de un amplificador diferencial es amplificar la diferencia entre las señales de entrada (señal diferencial). Además, requiere poseer ganancia a frecuencia nula, por consiguiente no podrá disponer de condensadores de bloqueo.

Este circuito, representado en la figura 6.14, es la configuración más

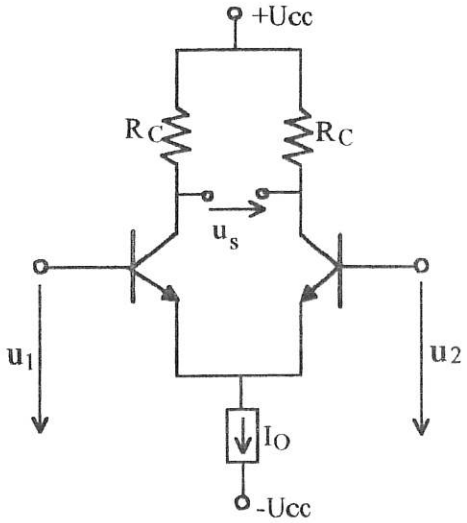



Figura 6.14

importante empleada en circuitos integrados.

Un amplificador diferencial consiste en un montaje simétrico con dos transistores iguales y dos resistencias de carga también iguales, tal y como se detalla en la figura 6.14.

Es muy importante que todos los parámetros de los componentes sean simétricos, lógicamente para que esto ocurra los componentes deben integrados, ya que con componentes discretos no se podría realizar.

Cabe recordar que en los circuitos monolíticos no aparecen resistencias, sino que éstas son emuladas por transistores, puesto que el espacio dedicado a un transistor es menor que el de una resistencia.

Para realizar el estudio del amplificador diferencial, se empezará por ver el funcionamiento del generador de corriente constante.

### 6.4.1 GENERADOR DE CORRIENTE CONSTANTE

Es uno de los elementos que más va a definir el valor de la RRMC (relación de rechazo en modo común), tal como se estudiará en el apartado 6.4.3. Si el valor de la intensidad, $I_o$, del amplificador se mantiene constante, el valor de RRMC tenderá a ser muy elevado y por consiguiente el funcionamiento del amplificador diferencial es ideal.

Esto se puede conseguir con un circuito denominado generador de corriente constante (figura 6.15).

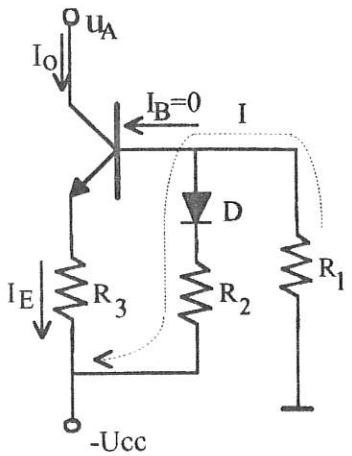



Figura 6.15

En este circuito con independencia del potencial que haya en el punto A el valor de la $I_o$ debe de permanecer constante.

Si el transistor tiene una $\beta$ elevada, resulta que la intensidad de base $I_B = I_C/\beta$ es despreciable, y por consiguiente $I_o = I_E$, además el recorrido de la intensidad es el que se indica en el dibujo, por consiguiente:

$$V_{BE} + I_E R_3 = V_\gamma + \frac{U_{cc} - V_\gamma}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{V_\gamma R_1}{R_1 + R_2} + \frac{U_{cc} R_2}{R_1 + R_2}$$

si se ajustan los parámetros para que resulte que:

$$V_{BE} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V\gamma \quad [1]$$

se conseguirá el objetivo de mantener $I_o$= cte:

$$I_o = I_E = \frac{R_2}{(R_1+R_2)R_3} U_{cc} = cte$$

Como se observa, desde el punto de vista teórico, la intensidad $I_o$ permanecerá constante, ya que sólo depende de los valores de la batería y de las resistencias, con lo cual resulta ser un buen circuito pues se eliminan todos los efectos de la temperatura sobre la intensidad $I_o$.

Para hacer el ajuste de los parámetros de la ecuación [1] será necesario colocar en vez de un solo diodo, dos o tres diodos en serie porque $R_1/(R_1+R_2) < 1$ y $V_{BE} \cong V\gamma$.

### 6.4.2 EL PAR DE EMISOR ACOPLADO

En esta sección, se va a tratar de demostrar que el par de emisor acoplado o diferencial actúa tanto como amplificador como interruptor. Para su estudio se considera que $Q_1$ y $Q_2$ son transistores idénticos y que las resistencias de colector son iguales (figura 6.16).

Para su estudio, se analizarán tres situaciones:

1. Análisis sin señal de excitación.

2. Análisis con señal de excitación idéntica.

3. Análisis con señal de excitación no simétrica.

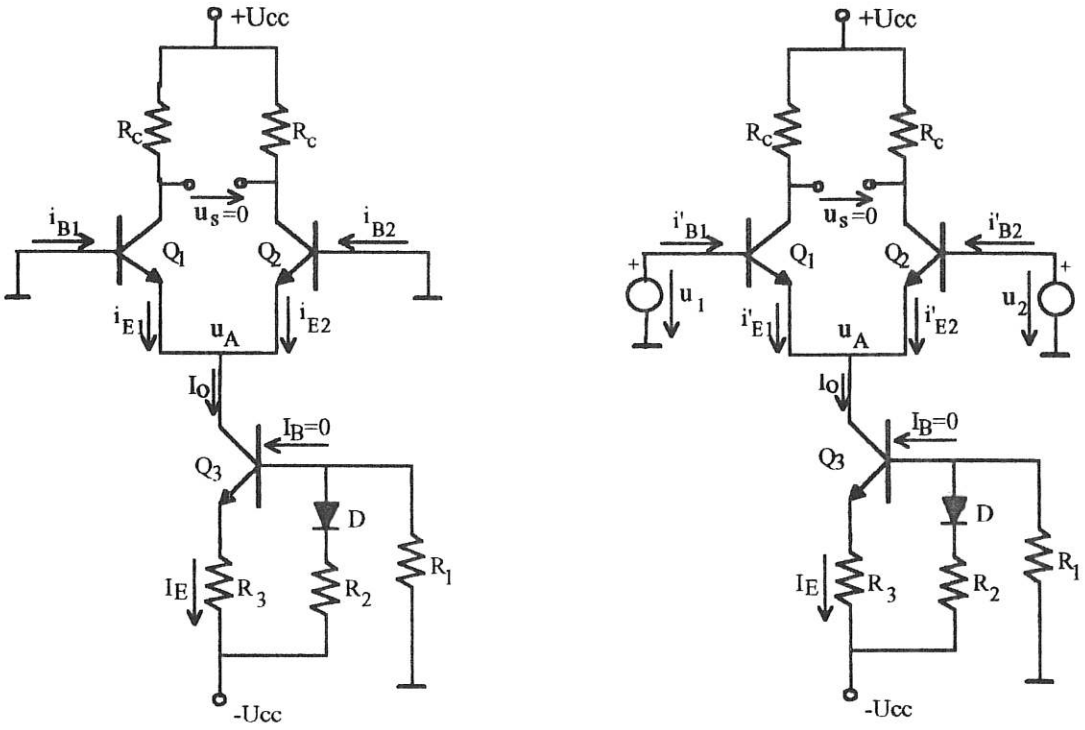



Figura 6.16

*1-. Análisis sin señal de excitación.*

Lógicamente, si no hay excitación las señales de entrada $u_1$ y $u_2$ son nulas, así como la tensión diferencial, tensión en modo común y por consiguiente la tensión de salida es nula.

Por ser los transistores idénticos, y al tener:

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

implica que:

$$i_{B1} = i_{B2}$$

$$i_{E1} = i_{E2}$$

como:

$$i_{E1} + i_{E2} = I_o$$

así pues, el punto de polarización de los transistores cuando están en reposo será:

$$I_{EQ_{(1,2)}} = \frac{I_o}{2}$$

*2-. Análisis con excitación idéntica.*

Al aplicar tensiones de entrada al circuito, que sean iguales $u_1 = u_2$, por ser éstas iguales, la tensión de salida de la etapa diferencial debe de ser nula.

Este incremento de tensiones influye en un incremento de las intensidades de base, en principio:

$$i_{B1} < i'_{B1} = i'_{B2} > i_{B2}$$

lo cual debería de implicar que las intensidades de emisor aumentaran:

$$i_{E1} < i'_{E1} = i'_{E2} > i_{E2}$$

pero esto no ocurre así, pues la $I_o$, como se ha visto en el apartado anterior, permanece constante, lo cual implica que:

$$i'_{E1} + i'_{E2} = I_o$$

y por tanto:

$$I_{EQ_{(1,2)}} = i'_{E_{(1,2)}} = \frac{I_o}{2}$$

Lo que realmente ocurre, es que la tensión $u_A$, va a aumentar cuando aumenten las tensiones de entrada $u_1$ y $u_2$, debido a que las tensiones base-emisor de los transistores $Q_1$ y $Q_2$ son iguales tanto si hay excitación como si no la hay.

Si esto ocurre realmente para todas la tensiones, la RRMC tomará un valor infinito, lo que pasa es que en la práctica esto no va a suceder así, pues el comportamiento del par de emisores acoplados no es simétrico y el generador de

corriente constante no es ideal.

*3-. Análisis con excitación no simétrica.*

En este caso al aplicar tensiones de entrada al circuito que sean diferentes $u_1 \neq u_2$, siendo esta diferencia menor que la tensión térmica, condición necesaria para no saturar la etapa, como se verá mas adelante.

La tensión de salida del circuito será:

$$u_s = (U_{cc} - i_{C1}R_C) - (U_{cc} - i_{C2}) = R_C\,(i_{C2} - i_{C1})$$

si consideramos que:

$$u_1 > u_2$$

implicará que las intensidades de base sean:

$$i'_{B1} > i'_{B2} \quad \Rightarrow \quad i'_{E1} > i'_{E2}$$

y, si las intensidades de colector son proporcionales a las variaciones de tensión de entrada (base-emisor) el sistema será lineal:

$$i'_{C1} > i'_{C2}$$

A través de la curva de transferencia del amplificador diferencial, se podrán apreciar las zonas de comportamiento lineal (amplificador) y no lineal (interruptor). Si:

$$i_{E1} + i_{E2} = I_o = \text{cte}$$

Aplicando Kirchoff para el lazo que abarca las dos uniones emisor-base, se tendrá:

$$\left.\begin{array}{l} u_2 = u_{BE2} + u_A \\ u_1 = u_{BE1} + u_A \end{array}\right] \quad \Rightarrow \quad u_1 - u_2 = u_{BE2} - u_{BE2}$$

La corriente de emisor de cada transistor en zona activa, esta

relacionada con la tensión base-emisor, mediante la característica de tensión-corriente del diodo, así pues:

$$i_E = I_S\left(e^{\frac{u_{BE}}{V_T}} - 1\right) \equiv I_S\, e^{\frac{u_{BE}}{V_T}}$$

siendo $V_T = K_B q/T$, la tensión térmica.

Las intensidades de saturación $I_S$, son iguales para los dos transistores que conforman el amplificador diferencial.

Por otro lado, la intensidad de colector está ligada con la intensidad de emisor por el factor $\alpha$, que es la probabilidad de que un portador mayoritario pase del emisor al colector del transistor:

$$i_C = \alpha i_E = \alpha I_S e^{\frac{u_{BE}}{V_T}}$$

$$i_{C1} + i_{C2} = \alpha I_o \qquad [1]$$

y en consecuencia

$$\left.\begin{aligned} i_{C1} &= \alpha I_s\, e^{\frac{u_{BE1}}{V_T}} \\ i_{C2} &= \alpha I_S\, e^{\frac{u_{BE2}}{V_T}} \end{aligned}\right] \quad \Rightarrow \quad \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{u_{BE1}-u_{BE2}}{V_T}} \qquad [2]$$

De la ecuación [1] se obtiene:

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} + 1 = \frac{\alpha I_o}{i_{C2}} \qquad \Rightarrow \qquad \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{\alpha I_o}{i_{C2}} - 1$$

si se sustituye esta ecuación en la expresión [2]:

$$\frac{\alpha I_o}{i_{C2}} - 1 = e^{\frac{u_{BE1}-u_{BE2}}{V_T}} \qquad \Rightarrow \qquad \frac{i_{C2}}{I_o} = \frac{\alpha}{1 + e^{\frac{u_{BE1}-u_{BE2}}{V_T}}} = \frac{\alpha}{1 + e^{\frac{u_D}{V_T}}}$$

de forma análoga se obtendría que:

$$\frac{i_{C1}}{I_o} = \frac{\alpha}{1 + e^{\frac{-(u_{BE1}-u_{BE2})}{V_T}}} = \frac{\alpha}{1 + e^{\frac{-u_D}{V_T}}}$$

La representación gráfica de la función de transferencia del amplificador diferencial será como la de la figura 6.17:

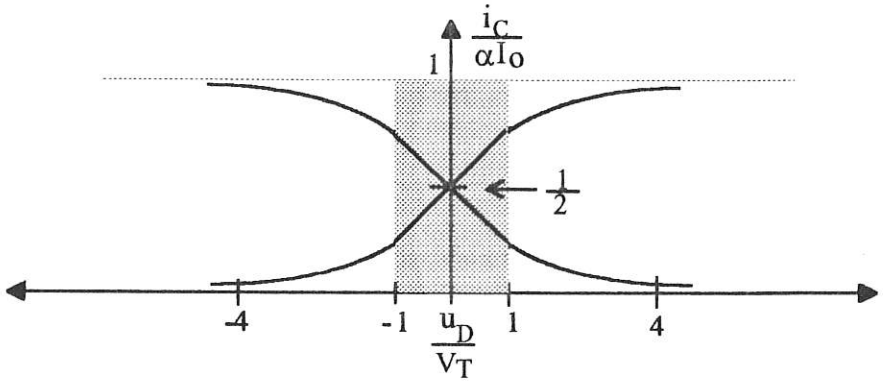



Figura 6.17

De las curvas de transferencia cabe obtener las siguientes conclusiones:

1. El amplificador diferencial es un limitador bastante bueno, puesto que cuando la señal de entrada excede de $\pm 4V_T$ ( aproximadamente 100 mv) se satura.
2. La característica de transferencia es lineal en una pequeña región, en torno al punto de reposo, donde la entrada diferencial varía aproximadamente $\pm V_T$ siendo éste el margen de linealidad. Recuérdese que $u_s = R_C (i_{C2}-i_{C1})$.

## 6.4.3 RELACIÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN

Hasta ahora se ha considerado que si las dos tensiones de entrada, $u_1$ y $u_2$, aumentan en un mismo $\Delta u$, la tensión diferencial $u_d$ permanece constante y por tanto $i_{C1}$ e $i_{C2}$ se mantienen, puesto que:

$$i_{C1}=\frac{\alpha I_o}{1+e^{-\frac{u_D}{V_T}}} \qquad i_{C2}=\frac{\alpha I_o}{1+e^{\frac{u_D}{V_T}}}$$

Esto es fundamental al considerar la fuente de corriente ideal, luego el potencial $u_A$ sigue a las variaciones de la entrada diferencial.

No obstante, al considerar el generador de corriente constante real, el funcionamiento de la etapa seguidora de emisores es algo distinto, obsérvese el esquema equivalente (figura 6.18). Al existir $R_E$, tanto $i_{C1}$ como $i_{C2}$ experimentan un pequeño incremento, ante variaciones de la señal de entrada, aunque la tensión diferencial se mantenga. El seguimiento de $u_A$ a la entrada diferencial, provocará incrementos en las corrientes de emisor, pues $\Delta u_A/R_E = (\Delta i_{E1}+ \Delta i_{E2})$. Esta situación en la que se mantiene la señal diferencial, se denomina en modo común, lo que viene a refrendar, una amplificación de la señal en modo común.

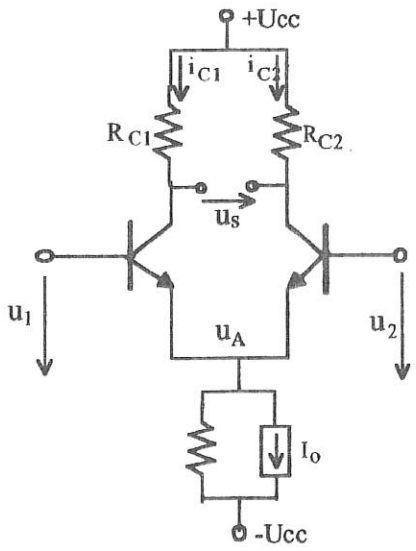



Figura 6.18

$$\Delta u_s = - R_C(\Delta i_{C1}-\Delta i_{C2})$$

Al considerar el amplificador diferencial en la zona de comportamiento lineal, desde el punto de vista teórico, amplifica sólo la señal diferencial de entrada.

$$u_s = A_d u_d = A_d(u_1-u_2) \qquad [1]$$

En la práctica es distinto, ya que también se amplifica una señal denominada de modo común $u_c$, que es el valor medio de las tensiones de entrada.

$$u_c = \frac{u_1 + u_2}{2} \qquad [2]$$

Según esto, la tensión de salida será:

$$u_s = A_d u_d + A_c u_c$$

Naturalmente, los amplificadores diferenciales se diseñan de forma que a efectos prácticos sólo resulten amplificadas las señales diferenciales.

De las ecuaciones [1] y [2] se desprende que:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= u_c + \frac{1}{2}u_d \\ u_2 &= u_c - \frac{1}{2}u_d \end{aligned}\right]$$

como:

$$u_s = A_1 u_1 - A_2 u_2$$

se tendrá que:

$$u_s = A_1\left(u_c + \frac{1}{2}\,u_d\right) - A_2\left(u_c - \frac{1}{2}\,u_d\right)$$

$$u_s = \frac{(A_1 + A_2)}{2}\,u_d + (A_1 - A_2)\,u_c$$

así pues:

$$\left.\begin{aligned} A_d &= \frac{A_1 + A_2}{2} \\ A_c &= A_1 - A_2 \end{aligned}\right]$$

Lo deseable es que la ganancia diferencial $A_d$, sea elevada y que la ganancia en modo común $A_c$, sea muy pequeña (idealmente nula). Una forma de valorar la actuación de un amplificador diferencial es mediante la relación de rechazo en modo común (RRMC) y viene dada por la expresión:

$$\text{RRMC} = \rho = \frac{A_d}{A_c}$$

Por consiguiente otra forma de expresar la tensión de salida es:

$$u_s = A_d u_d\left(1 + \frac{1}{\rho}\,\frac{u_c}{u_d}\right)$$

Así, por ejemplo, si tuviésemos unos valores de:

$$\left.\begin{array}{l} u_d = 1\mu V \\ u_c = 1\ mV \\ \rho = 1000 \end{array}\right] \qquad u_s = A_d\left(10^{-6} + \frac{1}{1000}\,10^{-3}\right) = A_d(10^{-6}+10^{-6})$$

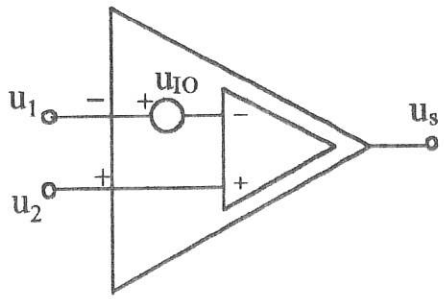
con lo cual de la señal de salida, el 50% sería señal diferencial amplificada y el otro 50% señal de modo común amplificada.

Por último, si $R_E$ tiende a infinito (comportamiento ideal de la fuente de corriente constante) y el circuito es simétrico, la RRMC tendería también a infinito y por tanto el comportamiento sería ideal.

## 6.4.4 TENSIÓN Y CORRIENTE DE DESVIACIÓN DE ENTRADA

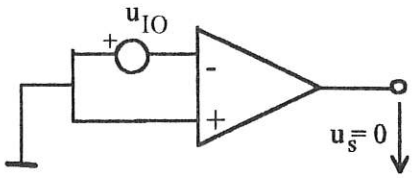
Hay diferencias entre el comportamiento ideal y real en la etapa diferencial, ya que no son exactamente iguales ni las corrientes de saturación $I_s$, ni las resistencias de colector $R_C$. Además, los transistores de la etapa están polarizados por lo que no presentan una impedancia de entrada diferencial infinita.

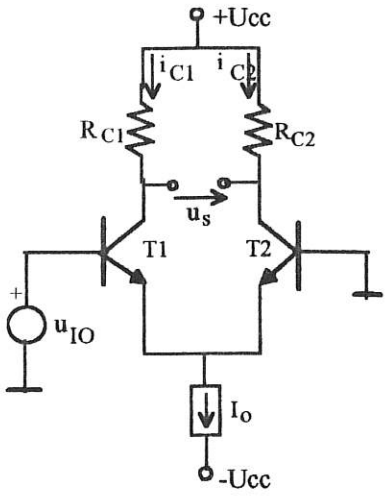
Ésta asimetría del par de emisores acoplados provoca que la tensión de salida no sea nula cuando la tensión diferencial de entrada sea nula y no exista señal en modo común. Se define la tensión de desviación o de offset, como la que hay que aplicar en la entrada para equilibrar el A.O. y obtener una señal de salida nula cuando la señal diferencial de entrada también lo sea.




Con las tecnologías aplicadas actualmente, la tensión de offset esta

comprendida entre 1mV y 1μV. Para comprender el porqué de esta desviación, a partir del amplificador diferencial dibujado en la figura 6.19, en el cual se cumple que:




$$\left.\begin{aligned} i_{C1} &\equiv I_{S1}\, e^{\frac{u_{BE1}}{V_T}} \\ i_{C2} &\equiv I_{S2}\, e^{\frac{u_{BE2}}{V_T}} \end{aligned}\right] \qquad \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}\, e^{\frac{u_{BE1}-u_{BE2}}{V_t}}$$

como se vio en el apartado 6.4.2:

$$u_1 - u_2 = u_{BE1} - u_{BE2} = u_D = u_{IO}$$

luego el valor de la tensión diferencial será:

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}\, e^{\frac{v_{IO}}{V_T}} \quad \Rightarrow \quad u_{IO} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\,\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)$$

La tensión de salida será nula cuando se cumpla que $i_{C1}R_{C1} = i_{C2}R_{C2}$ ya que la tensión de salida viene dada por:

$$u_s = U_{cc} - i_{C1}R_{C1} - (U_{cc} - i_{C2}R_{C2}) = i_{C1}R_{C1} - i_{C2}R_{C2}$$

Con lo cual la tensión de offset de entrada será:

$$u_{IO} = V_T \ln\left(\frac{R_{C2}}{R_{C1}}\,\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)$$

que dependerá de la tecnología de fabricación.

Se define como corriente de desviación, $I_{IO}$, la diferencia entre las corrientes que entran por los terminales no inversor e inversor del amplificador operacional equilibrado. El motivo por el cual existe esta intensidad de desviación está en la polarización de los transistores del amplificador diferencial.

Habrá dos tipos de corriente:

A-. Corriente de polarización $I_B = \dfrac{I_1 + I_2}{2}$ del orden de μA.

B-. Corriente de desviación $I_{IO} = I_1 - I_2$ del orden de nA.

Para determinar estas corrientes se puede montar un circuito como el de la figura 6.20, de forma que:

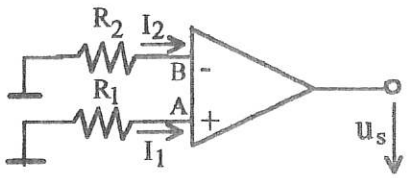



Figura 6.20

$$u_A = -I_1 R_1$$

$$u_B = -I_2 R_2$$

$$u_s = A_d(u_A - u_B) = A_d(I_2 R_2 - I_1 R_1)$$

Como se desprende de las ecuaciones anteriores, las intensidades $I_1$ e $I_2$, provocan una tensión de salida distinta de cero y descomponiendo las intensidades se tiene que:

$$I_1 = I_B + \frac{I_{IO}}{2} \qquad \text{e} \qquad I_2 = I_B - \frac{I_{IO}}{2}$$

El valor de la tensión de salida en función de las corrientes de polarización y desviación será:

$$u_s = A_d\left(\left(I_B - \frac{I_{IO}}{2}\right)R_2 - \left(I_B + \frac{I_{IO}}{2}\right)R_1\right)$$

luego:

$$u_s = -A_d\left(\frac{R_1 + R_2}{2} I_{IO} + (R_1 - R_2) I_B\right)$$

A la vista del resultado, vemos que el efecto de la corriente de polarización se puede eliminar haciendo $R_1 = R_2$, mientras que el error de la corriente de desviación no se puede eliminar, aunque será menor cuanto más bajos sean los valores de $R_1$ y $R_2$.

## 6.4.5 IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Para obtener el valor de la impedancia de entrada diferencial del

amplificador diferencial, se parte del modelo incremental de dicho amplificador, figura 6.21.

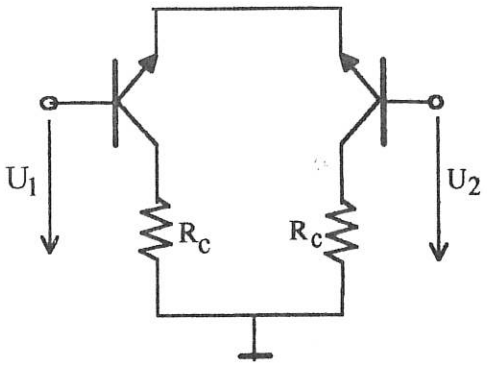



Figura 6.21

Se observa que por el terminal A, la impedancia de entrada es $r_\pi$ al igual que por el terminal B. Luego la impedancia de entrada diferencial del diferencial será:

$$R_e = 2r_\pi$$

cabe recordar que en el modelo en $\pi$ de Giacoletto se tenía que:

$$\beta_o = g_m \cdot r_\pi$$

con lo que se llega a la conclusión:

$$r_\pi = \frac{\beta_o V_T}{I_{CQ}}$$

así pues, para hacer lo más elevada posible la impedancia de entrada diferencial del amplificador diferencial, para así tender al ideal, se debe hacer circular una intensidad muy pequeña de corriente, o bien utilizar FET, o bien utilizar montajes Darlington.

## 6.5 ESTRUCTURA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL SIMPLIFICADA

Con lo estudiado hasta aquí, se puede mostrar que la etapa de entrada del A.O. simplificada, es un amplificador diferencial. Los otros dos bloques los detallaremos más en este punto, con lo cual el circuito interno de un amplificador operacional, podría ser como el que se indica en la figura 6.22.

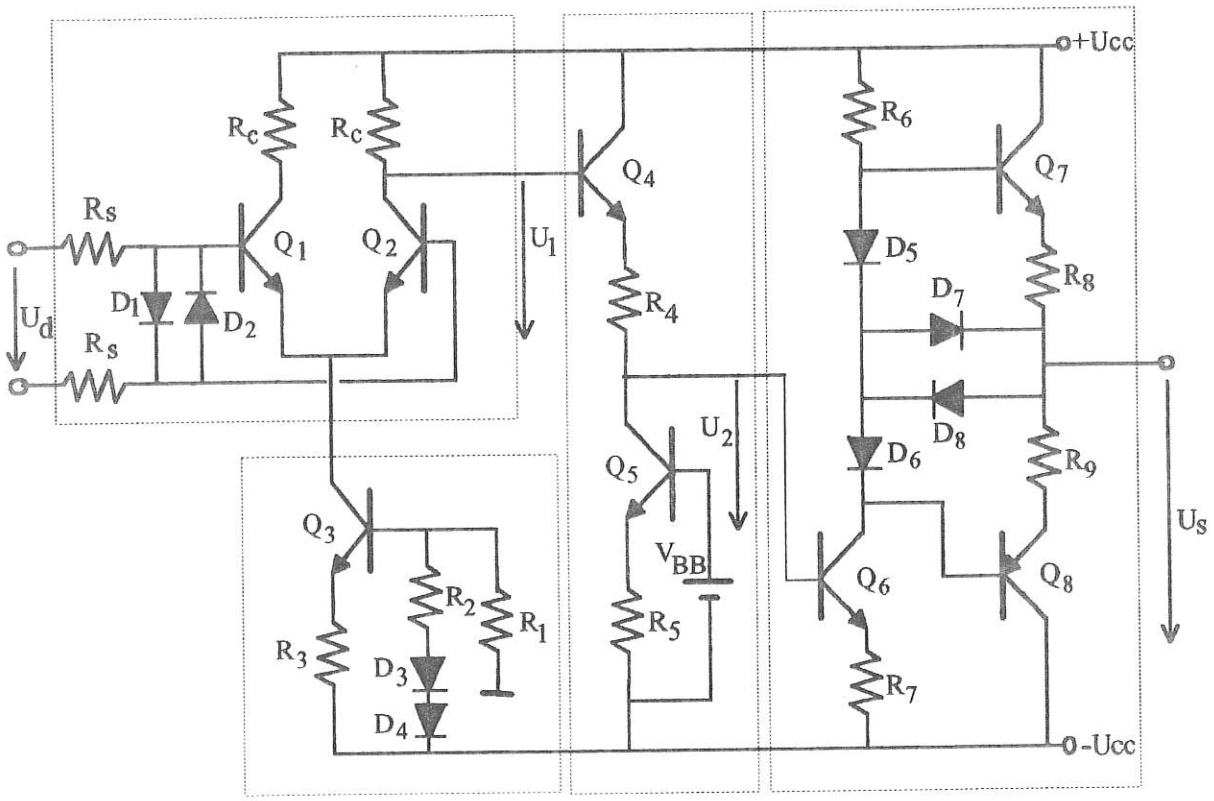



Figura 6.22

*1-. Etapa de entrada*

Esta etapa determina las propiedades principales del amplificador operacional, como son:

- la RRMC.
- la impedancia de entrada
- la tensión de desviación
- las corrientes de polarización y de desviación.

Los diodos $D_1$ y $D_2$ impiden que haya una señal de entrada diferencial mayor que la tensión $V_\gamma$, a su vez las resistencias $R_s$ protegen a los diodos, siendo éstas de un valor bajo.

Como ya se dijo anteriormente si se quiere conseguir un aumento de

la resistencia de entrada diferencial, se pueden usar FET, o bien montajes Darlington.

*2-. Etapa intermedia*

La etapa intermedia es el cambiador de nivel de tensiones continuas. Dada la conveniencia de utilizar acoplos directos entre todos los transistores utilizados, el nivel de tensión de continua de colector va elevándose en cada etapa, llegando un momento en que es preciso disminuir dicho nivel, para lo que se utiliza un circuito cambiador.

El transistor $Q_4$ actúa como circuito en colector común, alimentado por el transistor $Q_5$ el cual tiene una tensión base-emisor constante, forzada por la batería $u_{BB}$, funcionando por ello como generador de intensidad constante.

La tensión a la salida de esta etapa, teniendo en cuanta que la intensidad hacia el transistor $Q_6$ es muy pequeña, será:

$$u_2 \cong u_1 - u_{BE4} - i_{C5} R_4$$

donde como se observa la tensión de entrada $u_1$ ha sido reducida de nivel.

*3-. Etapa de salida*

Es la etapa que entrega la señal formada en el circuito integrado a la carga y, por lo tanto, interesa que sea de la mayor potencia posible, a la vez que presente una impedancia de salida baja.

En este caso se trata de una etapa complementaria de potencia, donde los diodos $D_7$ y $D_8$ protegen a los transistores $Q_7$ y $Q_8$, cuando la salida se cortocircuita.

En condiciones normales de funcionamiento y por ejemplo con $u_s>0$:

$$u_{D7} = -u_{D5} + u_{BE7} + i_{E7}R_8 \cong i_{E7}R_8 < V_\gamma$$

Así pues, en el caso de que hubiese un cortocircuito a la salida, éste intentaría elevar la intensidad $i_{E7}$, pero al estar diseñado para que $u_{D7}$ en condiciones normales sea menor que $V_\gamma$, éste alcanzará rápidamente la $V_\gamma$ empezando a conducir y entregando la corriente a la carga, si $u_{BE6}$ depende sólo de $u_2$, provocará una disminución de la corriente de base del transistor $Q_7$, haciéndose la regulación.

## 6.6 ERRORES EN CONTINUA

Se van a presentar dos efectos que producen errores en continua, que son:

1-. Las corrientes de polarización: $I_B$, $I_{IO}$

2-. La tensión de desviación: $V_{IO}$

cuyas causas han sido explicados en el apartado 6.4.4.

La señal de salida del A.O. real dependerá de:

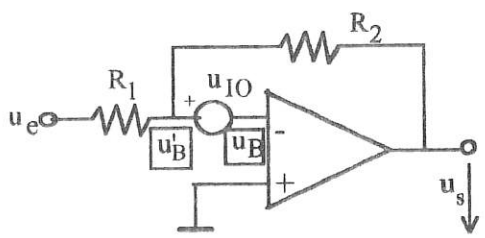
$$u_s = f(u_e, u_{IO}, i_B, i_{IO})$$

Para estudiar estos errores, se hace uso de un montaje de amplificador inversor, procediendo al estudio: primero del error de la tensión de desviación, segundo del error de las corrientes de polarización, y por último el error de los dos efectos en conjunto.

*1-. Error producido por la tensión de deviación.*

Las ecuaciones que definen el sistema son:

$$u_s = A_d(u_A - u_B) = -A_d u_B$$



$$u_B = -u_{IO} + u'_B$$

$$\frac{u_e - u'_B}{R_1} = \frac{u'_B - u_s}{R_2}$$

así pues:

$$R_2 u_e = (R_1 + R_2) u'_B - R_1 u_s$$

como:

$$u'_B = u_B + u_{IO} = -\frac{u_s}{A_d} + u_{IO}$$

se tendrá que:

$$R_2 u_e = (R_1 + R_2)\left(-\frac{u_s}{A_d} + u_{IO}\right) - R_1 u_s$$

$$R_2 u_e - (R_1 + R_2) u_{IO} = -\left(\frac{R_1 + R_2}{A_d} + R_1\right) u_s$$

luego la tensión de salida $u_s = f(u_e, u_{IO})$ será:

$$u_s = -\left(\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1 A_d}}\right) u_e + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\,\frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1 A_d}}\right) u_{IO}$$

Este error es sólo importante cuando:

A. Se pretende ampliar señales del mismo orden de magnitud que la propia tensión de offset.

B. Se pretende amplificar señales con gran componente de continua. Hay que tener en cuenta que la tensión de offset es un tensión continua y que por tanto introduce un error en el nivel de continua.

El método de compensación más usual es el suministrado por el fabricante del A.O. Éstos llevan unos terminales de offset null, como es el caso del 741, donde se conecta con un potenciómetro como indica la figura 6.23, y se ajusta éste hasta que se anule el offset.

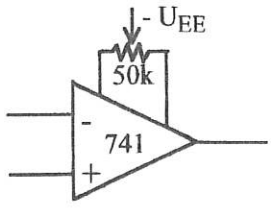


Figura 6.23

*2-. Error producido por las corrientes de polarización.*

En este caso las ecuación de la tensión de salida, será función de las corrientes $I_B$ e $I_{IO}$ cumpliéndose que:

$$I_{IO} = I_1 - I_2$$

$$I_B = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

y en general $I_{IO} << I_B$.

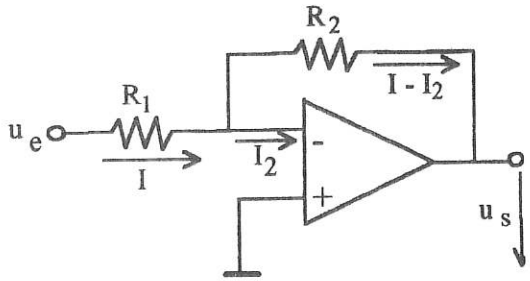



Figura 6.24

El valor de $I_{IO}$, que es del orden de los nA, no se puede eliminar con la topología del circuito (figura 6.24), mientras que el valor de $I_B$ si se puede eliminar.

Modificando la topología del circuito, para disminuir el efecto de la corriente de polarización, quedará un circuito como el de la figura 6.25. Donde se considera que el mayor efecto es el producido por la corriente de polarización, ya que $I_B >> I_{IO}$.

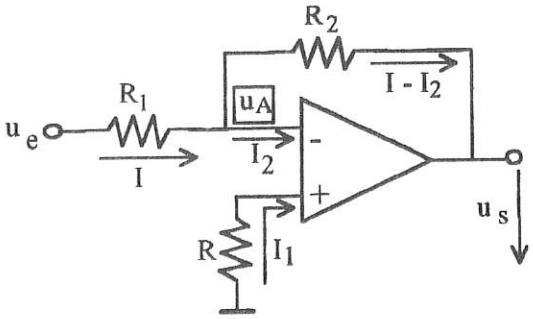



Figura 6.25

Las ecuaciones que definen el sistema son:

$$I_1 \cong I_2 \cong I_B$$

$$u_A = -I_B R \cong -I R_1$$

$$I = \frac{u_e - u_A}{R_1} = I_B + \frac{u_A - u_s}{R_2}$$

luego se tendrá que:

$$R_2 u_e - (R_1 + R_2) u_A - R_1 R_2 I_B = -R_1 u_s$$

$$R_2 u_e + (R_1+R_2)\, I_B R - R_1 R_2 I_B = -R_1 u_s$$

La tensión de salida será:

$$u_s = -\frac{R_2}{R_1}\, u_e + \frac{I_B}{R_1}\,(R_1 R_2 - (R_1+R_2)R)$$

Con lo cual el efecto de la corriente de polarización se puede anular haciendo:

$$(R_1 R_2 - (R_1+R_2)R) = 0$$

o lo que es lo mismo:

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2$$

*3-. Error producido por la tensión de offset y las corrientes de polarización.*

Si el A.O. trabaja en zona lineal, es posible aplicar el teorema de superposición y separar los efectos. Tanto los efectos de tensión y corriente de desviación, así como la corriente de polarización, son de componente continua. Éstos denominados errores de continua, pueden ser estudiados y analizados eliminando la señal de entrada.

Por ejemplo, en el análisis de los errores de continua sobre el circuito amplificador inversor (figura 6.26). Al eliminar la señal de entrada , $u_e$, (figura 6.27) las ecuaciones que definen el sistema son:

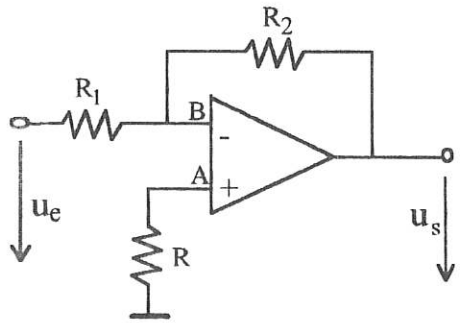



Figura 6.26

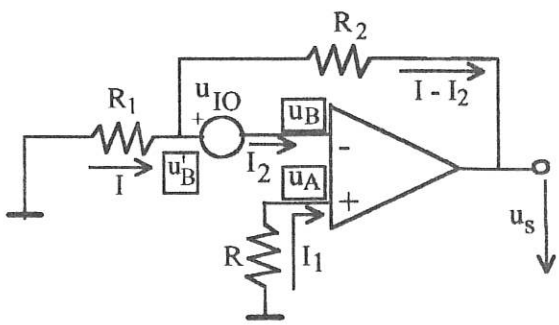



Figura 6.27

$$u_S = A_d(u_A - u_B) \qquad \frac{u'_B - u_s}{R_2} + I_2 = -\frac{u'_B}{R_1}$$

$$u_A = -I_1 R \qquad I_1 = I_B + \frac{I_{IO}}{2}$$

$$u_B = -u_{IO} + u'_B \qquad I_2 = I_B - \frac{I_{IO}}{2}$$

despejando convenientemente, se obtendrá que la tensión de salida es:

$$u_s = A'_d\left(u_{IO} + (R_A - R_B)I_B + \frac{R_A + R_B}{2} I_{IO}\right)$$

siendo:

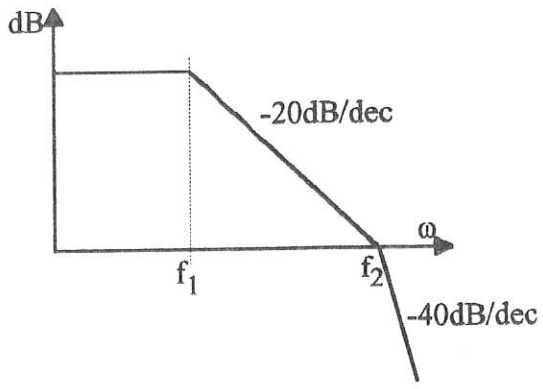
$$R_A = R$$

$$R_B = R_1 // R_2$$

$$A'_d = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+\frac{R_1+R_2}{A_d R_1}}$$

## 6.7 ESTABILIDAD DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Por cuestiones constructivas, la ganancia diferencial en lazo abierto del amplificador operacional, tiene una función de transferencia que depende de la frecuencia, de forma que hay un polo situado en baja frecuencia y otro polo situado en alta frecuencia. Diremos que el amplificador operacional está compensado cuando el polo situado en alta frecuencia tiene como ganancia diferencial la unidad (figura 6.28).



AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMPENSADO

Figura 6.28

Cuando se estudió el amplificador operacional inversor (figura 6.29), se obtuvo que:

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

pero de una forma más exhaustiva:

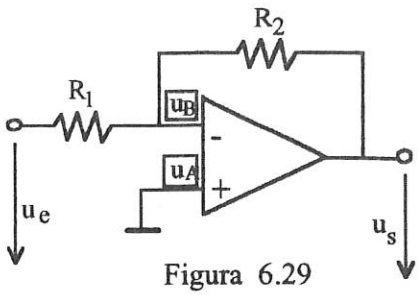


Figura 6.29

$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{u_e - u_B}{R_1} = \dfrac{u_B - u_s}{R_2} \\ u_s = -A_d u_B \end{array}\right\} \quad u_s = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1+\frac{R_1+R_2}{A_d R_1}}\,u_e$$

Haciendo que $\beta = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}$ se obtendrá que:

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1+\frac{1}{A_d\beta}} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{A_d\beta}{1+A_d\beta}$$

Al considerar que $A_d$ depende de la frecuencia, el estudio de la estabilidad partirá de los supuestos de Nyquist. La estabilidad dependerá del polinomio característico, $1+A_d\beta$, y el punto crítico se dará cuando $A_d\beta = -1$. Según se estudió en el apartado 4.4 de estos apuntes, las condiciones impuestas para que un amplificador con realimentación negativa sea estable eran:

$$MF>45^\circ \qquad MG>10dB$$

Aunque es más restrictiva la condición de MF que la de MG. Por lo que se suele analizar el margen de fase. Por lo tanto a la hora de estudiar la estabilidad de un sistema, habrá que ver cuanto MF hay, imponiendo que:

$$|A_d\beta| = 1 \quad \Rightarrow \quad |A_d| = \left|\frac{1}{\beta}\right|$$

Como se observa en la figura 6.30, para que el margen de fase sea mayor de 45°, la frecuencia a la que se cumple la

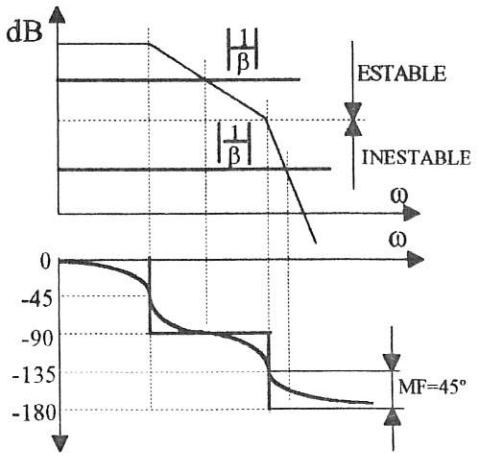


Figura 6.30

condición $|A_d\beta| = 1$, debe de ser menor que la frecuencia del polo situado en alta frecuencia del amplificador operacional en lazo abierto.

Para el caso del amplificador operacional inversor, se tiene que:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_1+R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

con lo cual se obtiene que con una fuerte ganancia el sistema se hace estable, mientras que si la realimentación es débil el sistema se hace inestable.

En general, para cualquier circuito con amplificador operacional, si es un sistema de realimentación con comportamiento lineal, se tendrá que:

$$A_{CL}(f) = A_{CL}(0)\,\frac{1}{1+\frac{1}{A_d\beta}}$$

siendo:

- $A_{CL}(f)$ la ganancia en bucle cerrado del amplificador operacional.
- $A_{CL}(0)$ la ganancia ideal del amplificador operacional.
- $A_d$ la ganancia diferencial en bucle abierto del amplificador operacional.
- $\beta$ la fracción de tensión existente en los terminales de entrada del amplificador operacional cuando se eliminan las señales de mando y se le excita por la salida.

Para calcular $\beta$, lo que hay que hacer es aplicar una señal ficticia a la salida, cortocircuitando las señales de entrada. Por ejemplo en el caso del amplificador inversor

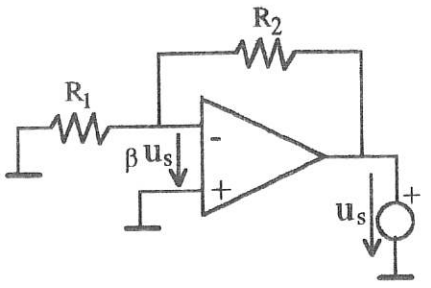



Figura 6.31

(figura 6.31), se tendrá que:

$$\beta u_s = \frac{u_s}{R_1 + R_2} R_1$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Para clarificar ideas acerca de este apartado, se realizará el estudio de la estabilidad de un circuito integrador (figura 6.32), usando un amplificador operacional compensado de forma que $A_{do} = 80dB$ y que la frecuencia del polo situado en baja frecuencia del A.O. en lazo abierto es de 100 Hz.

Como se sabe:

$$\frac{u_e}{R} = -\frac{u_s}{\frac{1}{j\omega C}}$$

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

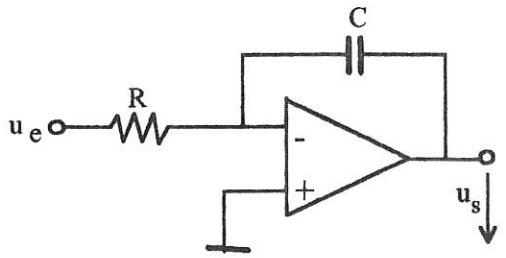



Figura 6.32

Para calcular $\beta$ se aplica una señal ficticia a la salida, $u_s$, cortocircuitando la señal de entrada (figura 6.33), obteniendo así que:

$$\beta u_s = \frac{u_s}{R + \frac{1}{j\omega C}} R$$

luego:

$$\beta = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega CR}$$

por consiguiente:

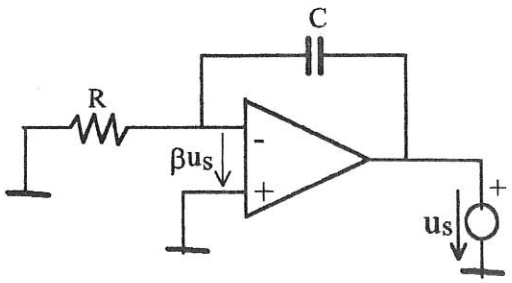



Figura 6.33

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1 + j\omega RC}{j\omega RC}$$

Si se representa gráficamente $1/\beta$ y la ganancia diferencial del amplificador compensado en lazo abierto (figura 6.34), se tendrá que:

- $j\omega RC$ es un polo en el origen .

- $1+j\omega RC$ es un cero de frecuencia:

$$f_z = \frac{1}{2\pi RC}$$

Como vemos en la gráfica el punto de corte de $1/\beta$ con $A_d$:

$$A_d = \frac{1}{\beta}$$

correspondiéndole un margen de fase, en este punto de:

$$MF = \angle A_d + \angle \beta = 45^\circ + 0^\circ = 45^\circ$$

luego el sistema es *críticamente estable.*

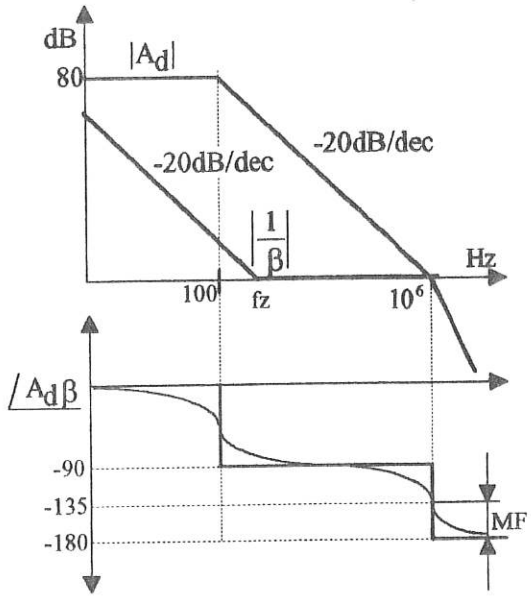



Figura 6.34

La frecuencia de corte de $A_d$ con $1/\beta$ es de $10^6$ Hz. Como la ganancia del operacional a 0Hz es de 80dB y el polo de baja frecuencia está a 100 Hz, la ganancia descenderá 20dB/decada, como para que el operacional esté compensado el polo de alta frecuencia debe de tener 0dB de ganancia, la ganancia descenderá cuatro décadas, luego $10^2+10^4=10^6$ Hz.

## 6.8 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE MONTAJES CON A.O.

También puede obtenerse el comportamiento en frecuencia de montaje con A.O. Téngase en cuenta que cuando $|A_d\beta| >> 1$, el comportamiento del circuito es ideal, pues:

$$|A_{CL}(f)| \cong |A_{CL}(0)|$$

En cambio, cuando $|A_d\beta| << 1$, el funcionamiento del A.O. se aleja del comportamiento ideal, teniendo que:

$$|A_{CL}(f)| \cong |A_{CL}(0)|\ |A_d||\beta|$$

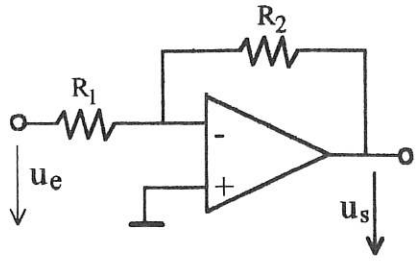
Por tanto el punto donde $|A_d\beta| = 1$, determinará las regiones de comportamiento próximo al ideal y de funcionamiento no ideal.

Para comprender esto mejor, se realizará el estudio del amplificador inversor y del amplificador no inversor con A.O. reales.

*1-. Análisis del amplificador inversor con A.O. real.*

$$A_{CL}(0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



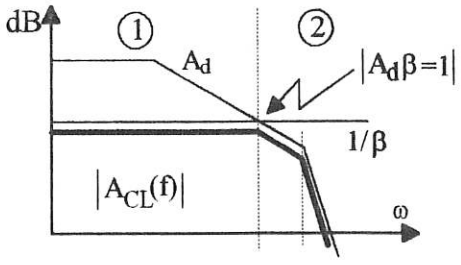

como se vio en el apartado 6.7:

$$A_{CL}(f) = A_{CL}(0)\ \frac{1}{1+\frac{1}{A_d\beta}}$$

si se representa gráficamente la ganancia diferencial en bucle abierto del A.O., $A_d$, junto con $1/\beta$, se observa que el punto de corte de ambas ($|A_d\beta|=1$) determina las zonas de funcionamiento ideal y no ideal.

**Zona 1:** $|A_d| >> \left|\frac{1}{\beta}\right| \Rightarrow |A_d\beta| >> 1$

$$|A_{CL}(f)\ | \cong |A_{CL}(0)| = \frac{R_2}{R_1}$$




**Zona 2:** $|A_d| << \left|\frac{1}{\beta}\right| \Rightarrow |A_d\beta| << 1$

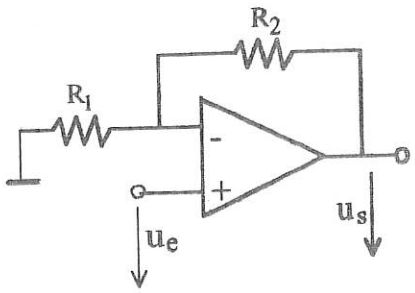
$$|A_{CL}(f)| \cong |A_{CL}(0)||A_d||\beta| = \frac{R_2}{R_1}\ \frac{R_1}{R_1 + R_2}\ |A_d| = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\ |A_d|$$

*2-. Análisis del amplificador no inversor con A.O. real.*

$$A_{CL}(0) = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$A_{CL}(f) = A_{CL}(0)\,\frac{1}{1+\frac{1}{A_d\beta}}$$

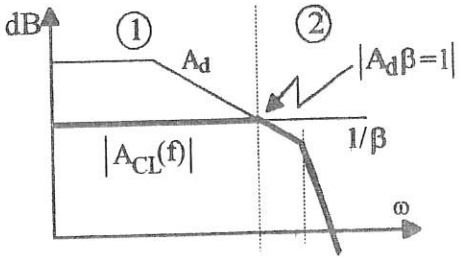



**Zona 1:** $|A_d| >> \left|\frac{1}{\beta}\right|$

$$|A_{CL}(f)| = |A_{CL}(0)| = \frac{R_1+R_2}{R_1} = \left|\frac{1}{\beta}\right|$$

**Zona 2:** $|A_d| << \left|\frac{1}{\beta}\right|$

$$|A_{CL}(f)| \cong |A_{CL}(0)|\,|\beta|\,|A_d| \cong |A_d|$$



# TEMA 7

## 7. APLICACIONES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

### 7.1 APLICACIONES LINEALES

Éstos integrados, con pocos componentes discretos exteriores, pueden tener un comportamiento lineal. Para ello será necesario que mantengan una realimentación negativa estable.

Aplicaciones lineales son, por ejemplo:

- amplificadores inversores y no inversores.
- circuito sumador inversor y no inversor.
- convertidores tensión-intesidad e intensidad-tensión.
- circuito seguidor de emisor.
- amplificadores diferenciales.
-osciladores
- filtros activos (se verán en el tema 8).

### 7.1.1 SUMADOR NO INVERSOR

En el circuito sumador no inversor (figura 7.1) se considera que el amplificador operacional es ideal:

$$\frac{u_A}{R'} = \frac{u_s - u_A}{R''}$$

luego:

$$u_s = \left(1 + \frac{R''}{R'}\right) \times u_A$$

Como se trata de una aplicación lineal, se puede aplicar el

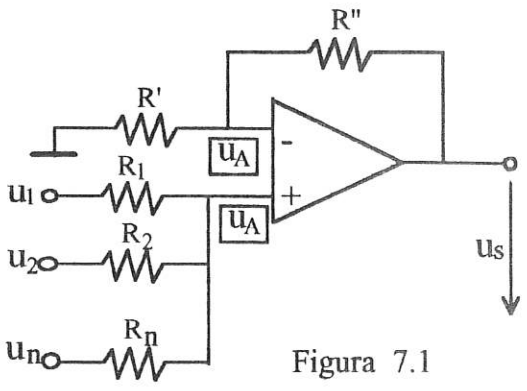


Figura 7.1

teorema de la superposición, observándose el efecto que produce la entrada $u_i$ en la salida, (figura 7.2).

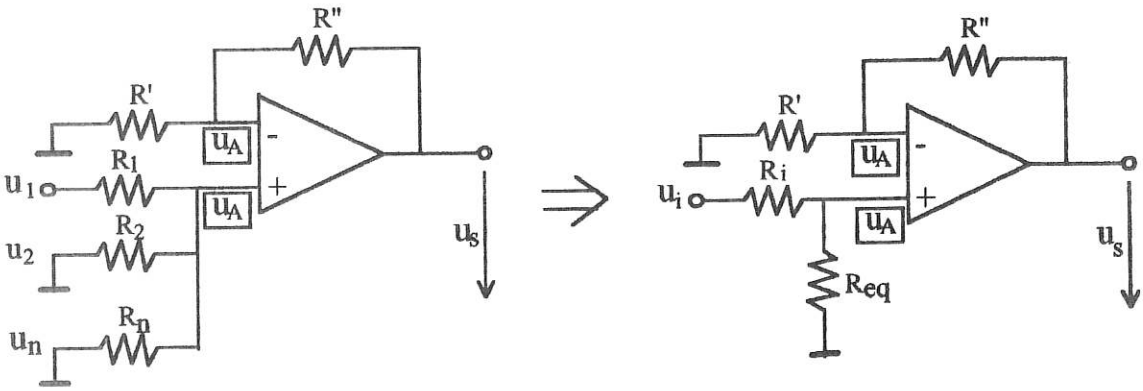



Figura 7.2

$$R_{eq} = R_1 // R_2 // \ldots // R_n \qquad \text{excepto } R_i$$

$$u_A = \frac{u_i}{R_i + R_{eq}} \times R_{eq}$$

Si se da el mismo valor a todas la resistencias:

$$R_1 = R_2 = \ldots = R_n = R$$

$$u_A = \frac{u_i}{R + \frac{R}{n\text{-}1}} \times \frac{R}{n\text{-}1} = \frac{u_i}{(n\text{-}1) + 1} = \frac{u_i}{n}$$

Y la tensión de salida de un circuito sumador no inversor será:

$$u_s = \left(1 + \frac{R''}{R'}\right) \times \frac{(u_1 + u_2 + \ldots + u_n)}{n}$$

## 7.1.2 CONVERTIDORES U/I E I/U

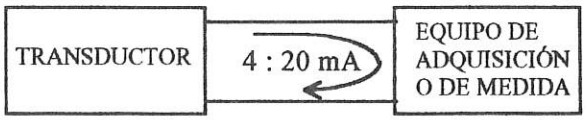
Los convertidores tensión-corriente y corriente-tensión son otra de las aplicaciones lineales básicas que se van a estudiar en este tema.

*1-. Convertidores de tensión a corriente.*

Una de las aplicaciones de un conversor de tensión a corriente,

puede ser la unión de un transductor con un equipo de adquisición de datos o de medida. Los lazos de corriente son más inmunes al ruido que los de tensión.

Hay dos tipos de conversores de tensión a corriente, que son: con carga flotante y con carga no flotante.




*A- Convertidor tensión-corriente con carga flotante.*

Este tipo de convertidor se caracteriza por no tener la carga conectada a masa.

Un circuito podría ser como el de la figura 7.3, donde la intensidad $i_L(t)$ es proporcional a la tensión de entrada $u_e(t)$ con independencia del tipo de carga.

$$i_L(t) = \frac{u_e(t)}{R} \qquad \forall Z_L$$

En este caso la corriente $i_L(t)$ está entregada por la fuente $u_e(t)$.

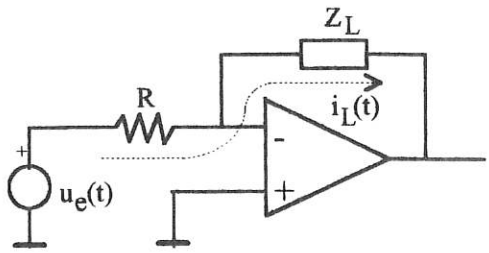



Figura 7.3

Si se tiene un generador que entrega muy poca energía, se podrá emplear otro montaje (figura 7.4).

$$i_L(t) = \frac{u_e(t)}{R} \qquad \forall Z_L$$

La diferencia de este circuito con el anterior es que en este caso la intensidad $i_L(t)$ no la entrega la fuente $u_e(t)$, sino que es el propio amplificador operacional el que genera dicha intensidad.

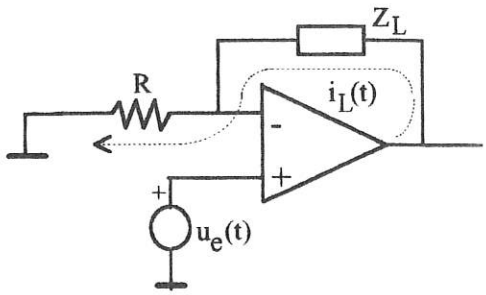



Figura 7.4

*B- Convertidor tensión-corriente con carga no flotante.*

Éstos están caracterizados por tener un terminal de la carga conectado a masa.

El circuito que se suele emplear para realizar este tipo de convertidores es como el que se detalla en la figura 7.5,

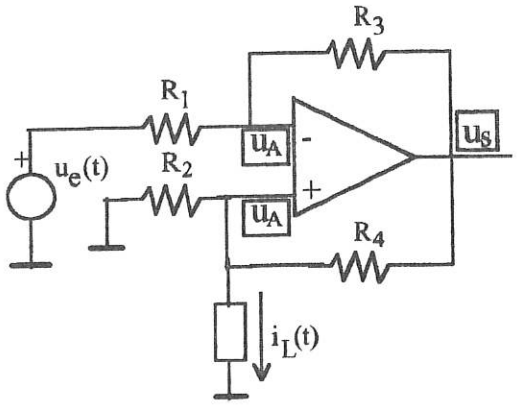



Figura 7.5

donde se impone la condición:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} \quad \Rightarrow \quad R_3R_2 = R_1R_4$$

cumpliéndose que:

$$\left.\begin{array}{l} [1]\ \dfrac{u_e(t)-u_A}{R_1} = \dfrac{u_A-u_s}{R_3} \\ [2]\ \dfrac{0-u_A}{R_2} = i_L(t) + \dfrac{u_A-u_s}{R_4} \end{array}\right]$$

de la ecuación [1] se desprende que:

$$u_A - u_s = \frac{R_3}{R_1}(u_e(t) - u_a)$$

y de la ecuación [2] :

$$-i_L(t)\,R_2 = \frac{u_A-u_s}{R_4} \times R_2 + u_A$$

por consiguiente:

$$-i_L(t)\,R_2 = (u_e(t)-u_a)\,\frac{R_3}{R_1}\,\frac{R_2}{R_4} + u_a \quad \Rightarrow \quad i_L(t) = -\frac{u_e(t)}{R_2}$$

*2-. Convertidores de corriente a tensión*

Lo que se pretende conseguir con este tipo de circuitos es obtener una tensión a la salida que sea proporcional a la intensidad de entrada del mismo.

Esto se puede conseguir con el circuito de la figura 7.6, en el cual

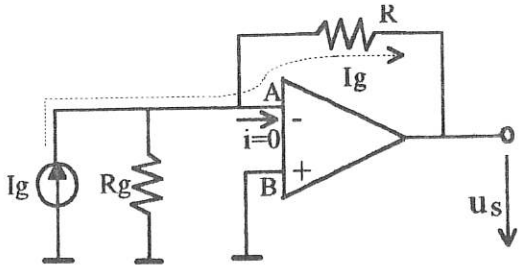



Figura 7.6

basándose en el cortocircuito virtual existente entre los puntos A y B, se observa que la tensión en Rg es cero y la tensión de salida vendrá dada por :

$$u_s = -I_g R$$

### 7.1.3 CIRCUITO SEGUIDOR DE EMISOR

El circuito seguidor de emisor (figura 7.7) es otra aplicación lineal de los amplificadores operacionales. La tensión de salida va siguiendo a la tensión de entrada, es decir, que $u_s = u_e$ por tener una realimentación unitaria, ofreciendo una impedancia de entrada muy elevada, y una impedancia de salida muy baja, caracterizando a este circuito como adaptador de impedancias.

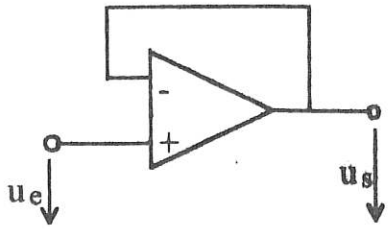


Figura 7.7

### 7.1.4 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Los amplificadores diferenciales se suelen usar como primera etapa en la adaptación de señales.

Por ejemplo, al tener como transductor un termopar (figura 7.8), de forma que las variaciones de resistencia varían linealmente con las variaciones de temperatura, estos incrementos son extremadamente pequeños debiéndose amplificar la señal de forma diferencial. Normalmente se utiliza un amplificador diferencial como el de

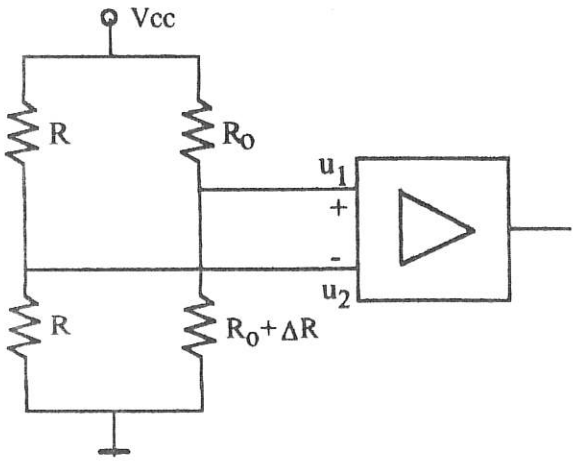


Figura 7.8

la figura 7.9. Suponiendo que el amplificador operacional tiene un comportamiento ideal:

$$\left.\begin{aligned} u_A &= \frac{u_2}{R_1+R_2}\times R_2 \\ \frac{u_1-u_A}{R_1} &= \frac{u_A-u_s}{R_2} \end{aligned}\right]$$

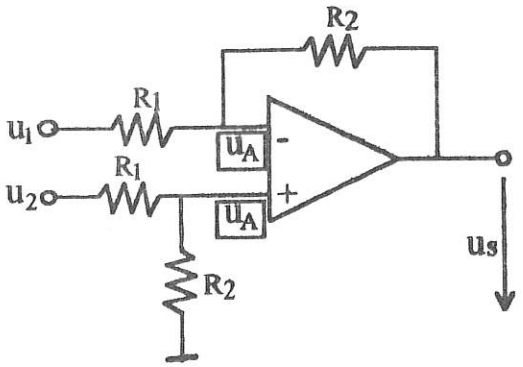



Figura 7.9

de la segunda ecuación se desprende que:

$$R_1u_1-(R_2+R_1)u_a = -R_1u_1$$

donde al sustituir $u_A$ por su valor:

$$R_2u_1-(R_2+R_1)\frac{u_2}{(R_1+R_2)}R_2 = -R_1u_s$$

luego:

$$u_s = \frac{R_2}{R_1}(u_2-u_1)$$

que cumple la condición de ser un amplificador diferencial, ya que amplifica la tensión diferencial $u_2$- $u_1$ con una ganancia de $R_2/R_1$.

Otro tipo de amplificador diferencial es el amplificador de instrumentación (figura 7.10). Este tipo de amplificador diferencial si tiene carácter simétrico ya que las impedancias de entrada por los terminales donde se aplican las

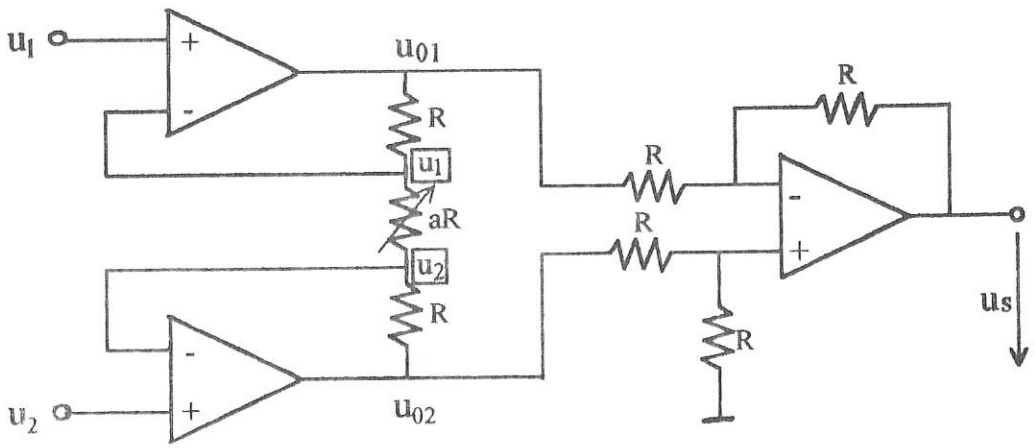



Figura 7.10

tensiones $u_1$ y $u_2$ son iguales y muy elevadas, lo cual resulta muy interesante para la captación de señales débiles.

La etapa final de este amplificador de instrumentación es igual que el amplificador diferencial estudiado anteriormente, luego:

$$u_s = \frac{R_2}{R_1}(u_2 - u_1) = \frac{R}{R}(u_{02} - u_{01}) = u_{02} - u_{01}$$

cumpliéndose la siguiente igualdad:

$$\frac{u_{01} - u_1}{R} = \frac{u_1 - u_2}{aR} = \frac{u_2 - u_{02}}{R}$$

de donde:

$$u_{01} = \frac{u_1 - u_2}{a} + u_1$$

$$-u_{02} = \frac{u_1 - u_2}{a} - u_2$$

luego:

$$u_{01} - u_{02} = \frac{2(u_1 - u_2)}{a} + (u_1 - u_2) = \left(\frac{2}{a} + 1\right)(u_1 - u_2)$$

la tensión de salida del amplificador de instrumentación será:

$$u_s = -\left(\frac{2}{a} + 1\right)(u_1 - u_2)$$

obteniéndose que la ganancia de este circuito depende del ajuste del valor a·R.

### 7.1.5 OSCILADORES

Es otra aplicación lineal con amplificadores operacionales, así pues diremos que un oscilador es un amplificador realimentado negativamente, para el cual existe una frecuencia en la que el sistema se autoexcita (figura 7.11). La señal realimentada servirá como señal de entrada del oscilador. Esto podría parecer algo así como la máquina de

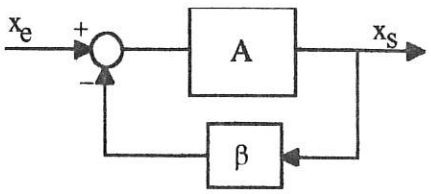


Figura 7.11

movimiento perpetuo, y en cierta forma lo es, aunque cabe recordar que el oscilador no crea energía alguna, simplemente transforma la energía de la fuente de corriente continua en energía de corriente alterna.

La función de transferencia del sistema será:

$$\frac{x_s}{x_e} = \frac{A}{1+\beta A}$$

y como ya se vio en el apartado 4.2 de estos apuntes, cuando el denominador de la función de transferencia se hacía nulo, el sistema oscilaba, luego para que el sistema oscile se debe de cumplir que:

$$1+\beta A = 0$$

o lo que es lo mismo, que:

$$\beta A = -1$$

Otra forma de ver la condición para que un sistema oscile es, considerando la figura 7.12, se observa que al aplicar la señal del generador, se tiene que:

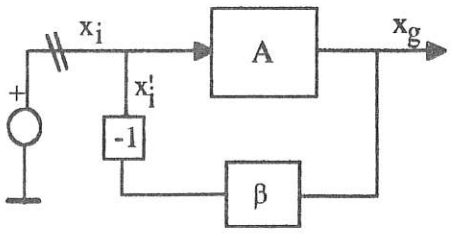


Figura 7.12

$$x_g = Ax_i$$

luego:

$$x_i' = -\beta x_g = -\beta A x_i$$

para que el sistema oscile debe hacerse que $x_i = x_i'$ ya que así se podría eliminar el generador, luego entonces el valor de βA deberá de ser:

$$\beta A = -1$$

### 7.1.5.1 CRITERIOS DE BARKHAUSEN

La condición $x_i' = x_i$ equivale a decir que, amplitud, fase y frecuencia de ambas señales sean idénticas.

Los criterios de Barkhausen son tres y van a ser útiles a la hora de diseñar un oscilador:

1-. La frecuencia a la cual funcionará un oscilador senoidal es aquella en la que el desfase total producido al transmitir la señal desde los terminales de entrada por el amplificador y la red de realimentación, hasta volver de nuevo a la entrada es de 0 o múltiplo de $2\pi$ radianes.

2-. Si la ganancia estuviese por debajo de la unidad al eliminar la fuente exterior, se debilitaría hasta acabar de oscilar; si fuese mayor que la unidad, la amplitud del oscilador seguiría aumentando hasta llegar a saturarse. La condición segunda, es pues, que la ganancia del lazo sea unitaria (figura 7.13).

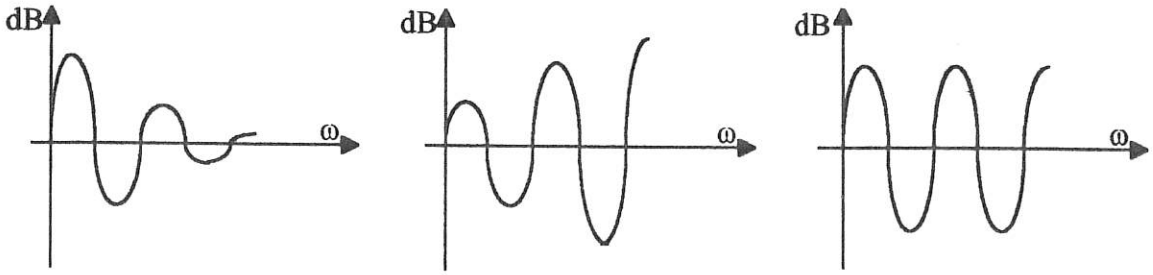



Figura 7.13

Con los criterios 1 y 2, se cumplirían las condiciones de funcionamiento de un oscilador ideal.

3-. No obstante, el envejecimiento, la temperatura, etc., originaran que en un tiempo corto $|\beta A|$ sea menor que la unidad. En la práctica, se toma el valor de $|\beta A|$ mayor que la unidad, por ejemplo en un 5%. Así, en todo oscilador práctico, la ganancia del lazo es ligeramente mayor que la unidad, y la amplitud está limitada por la falta de linealidad.

Un ejemplo de esto es el oscilador de la figura 7.14.

La expresión de la función de transferencia de la red de realimentación

$\beta$, viene dada por la ecuación:

$$\beta = \frac{u_e}{u_s} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j(6\alpha - \alpha^3)}$$

siendo:

$$\alpha = \frac{1}{\omega CR}$$

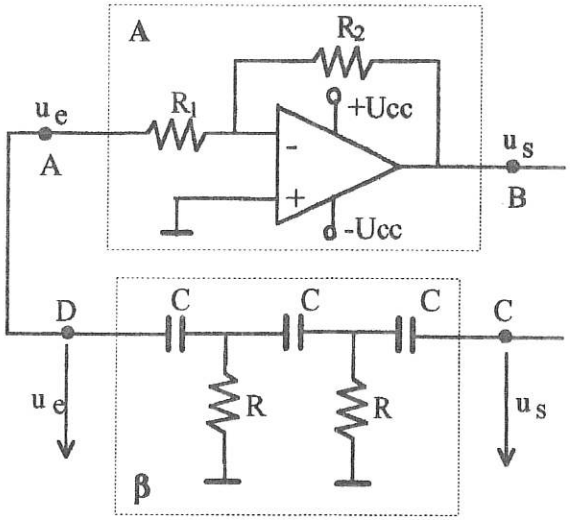



Figura 7.14

1-. Al aplicar el primer criterio de Barkhausen, se deberá de cumplir que en el punto D el desfase de la señal debe de ser 0 o múltiplo de $2\pi$, como la etapa A es un amplificador inversor (desfase 180º), se tendría que desfasar otros 180º, por consiguiente en la red de realimentación $\beta$, no debe existir parte imaginaria, luego:

$$6\alpha - \alpha^3 = 0 \quad \Rightarrow \quad \alpha^2 = 6 \quad \Rightarrow \quad \alpha = \sqrt{6}$$

$$\sqrt{6} = \frac{1}{\omega CR}$$

la frecuencia de oscilación será:

$$f_{oscilación} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,CR}$$

2-. El segundo criterio de Barkhausen decía que $|\beta A| = 1$, luego:

$$\beta A = \frac{1}{1 - 5\sqrt{6}^2 + j(6\sqrt{6} - \sqrt{6}^3)} \times \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = 1$$

obteniendo como resultado:

$$R_2 = 29\,R_1$$

y realizado el oscilador ideal.

3-. La realización práctica del circuito exigirá $R_2 > 29\,R_1$.

## 7.2 APLICACIONES NO LINEALES

Montajes basados en aplicaciones no lineales de los A.O. y objeto de estudio son:

- circuito comparador.
- circuito disparador de Schmitt.
- multivibradores.
- circuitos con diodos de precisión.

### 7.2.1 COMPARADORES

Con frecuencia se desea comparar un voltaje con otro para ver cual es mayor, y todo lo que se necesita es una respuesta de si o no. Un comparador es un circuito en el cual se van a aplicar dos señales en los terminales de entrada y va a dar una señal de salida. Cuando la señal en la entrada no inversora es mayor que la señal en la entrada inversora la señal a la salida será $+U_{CC}$ , y cuando ocurre al contrario, es decir, la señal aplicada en la entrada inversora es mayor que la aplicada en la entrada no inversora, la señal de salida será $-U_{CC}$ (figura 7.15).

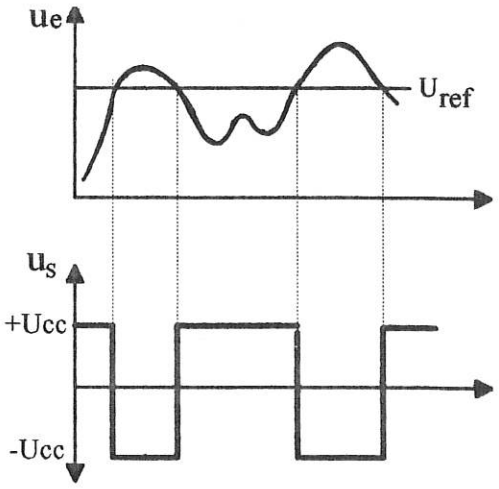



Figura 7.15

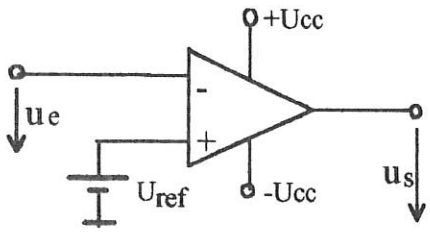



Figura 7.16

Un esquema simplificado de comparador es el representado en la figura 7.16.

La función de transferencia de un comparador con tensión de referencia y sin ella, quedan representadas en la figura 7.17.

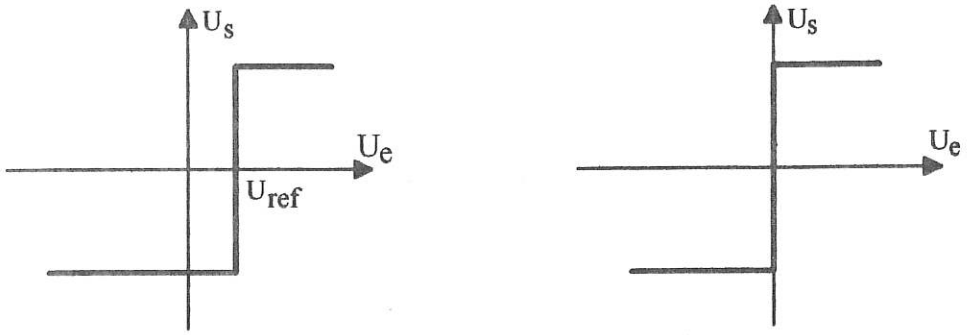



Figura 7.17

Como es lógico la tensión de referencia o la unión a masa pueden estar también en la entrada inversora.

## 7.2.2 DISPARADOR DE SCHMITT

Si la entrada del comparador tiene ruido, la salida puede ser errónea cuando la tensión de entrada esté próxima a tensión de referencia que se halla fijado, ya que se puede producir el disparo del comparador en un momento no deseado. Este disparo provocado por el ruido puede evitarse utilizando un circuito disparador de Schmitt, que no es más que un comparador con realimentación positiva (figura 7.18).

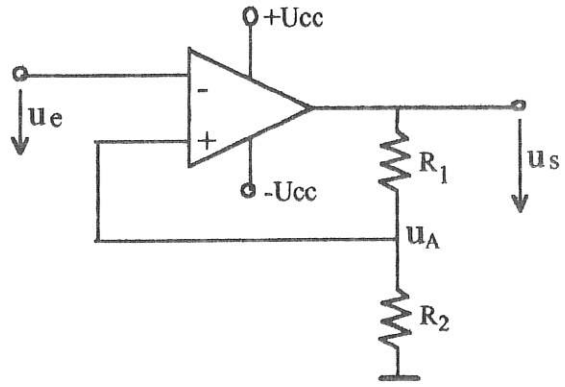



Figura 7.18

En el punto A se tendrá el potencial de referencia:

$$u_A = \frac{\pm Ucc}{R_1 + R_2} \times R_2$$

Cuando la salida sea $+U_{CC}$, que estará provocada por ser $u_e < +u_A$, y se pasará a tener

a la salida una tensión $-U_{CC}$ cuando sea $u_e > -u_A$.

Así pues, la función de transferencia del disparador de Schmitt será la indicada en la figura 7.19.

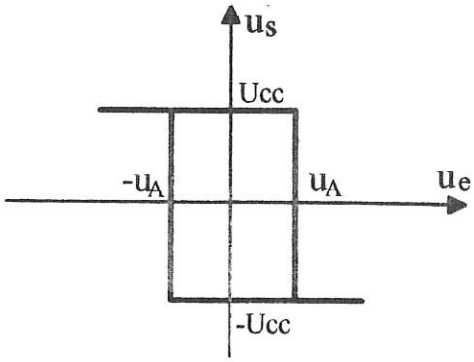



Figura 7.19

Como se observa hay dos puntos de disparo y la diferencia entre estos dos puntos es lo que se llama histeresis, originado por el lazo de realimentación positiva. Es deseable tener algo de histéresis, pues posibilita evitar fallos por ruido, lógicamente si el valor de la histéresis es mayor que el valor de la tensión pico a pico de la señal de ruido, no hay forma de que dicha señal provoque el disparo no deseado.

Al igual que en los comparadores, puesto que en definitiva el disparador de Schmitt es un comparador más, podemos hacer variar la función de transferencia del disparador colocando una tensión de referencia (figura 7.20)

En este caso el valor de la tensión realimentada será:

$$u_A = \frac{u_s - U_{ref}}{R_1 + R_2} \times R_2 + U_{ref}$$

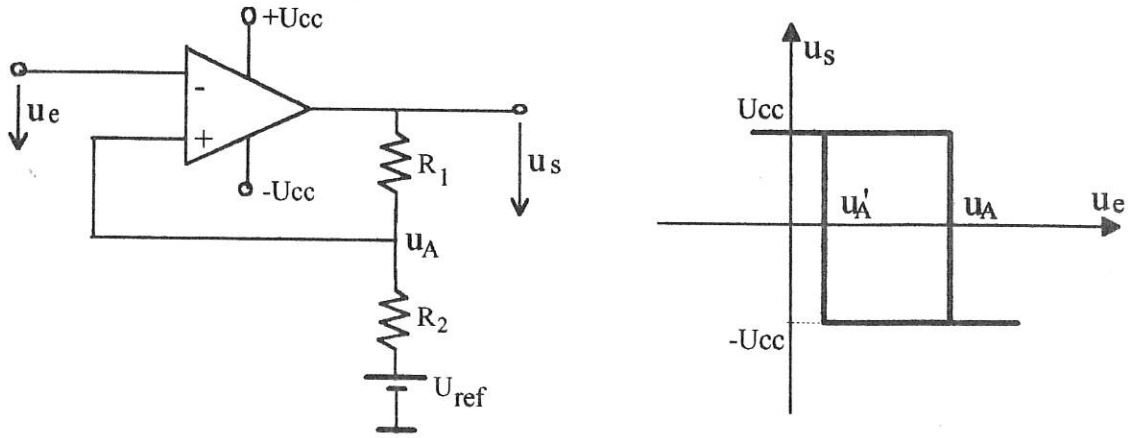



Figura 7.20

siendo $u_A'$ el valor más pequeño que tome la realimentación y $u_A$ el valor mayor.

## 7.2.3 MULTIVIBRADORES

Un multivibrador es realmente un amplificador con dos etapas y con realimentación positiva, que se emplea usualmente para generar ondas cuadradas.

Hay tener tres tipos de multivibradores:

1-. Astables (carecen de estado de reposo).

2-. Monoestable (tienen un único estado de reposo).

3-. Biestables (tienen dos estados de reposo).

En este apartado se van a estudiar los dos primeros.

### *1-. Multivibrador Astable*

Como se ha dicho anteriormente un multivibrador astable no tiene ningún estado de reposo o estable, pero si tiene dos estados quasi-estables y es el propio circuito, sin impulsos exteriores, quien conmuta entre estos dos estados en uno y otro sentido. Los multivibradores astables son realmente osciladores y entre sus múltiples funciones la más empleada es la generación de trenes de impulsos. Para realizar un multivibrador astable, figura 7.21, sólo habrá que tomar el disparador de Schmitt, y colocando una red RC de carga-descarga, el sistema oscilará de un estado a otro.

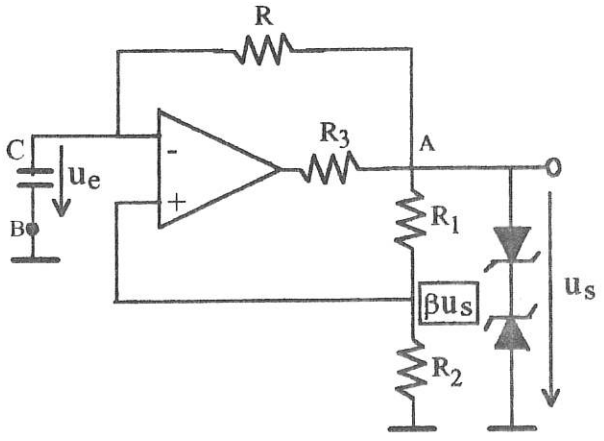



Figura 7.21

$$\pm u_s = \pm(V_\gamma + V_z)$$

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

según estas ecuaciones, se observa que las resistencias $R_1$ y $R_2$ conforman la realimentación positiva y que la función de $R_3$ es limitar la corriente para obtener una tensión de salida variable. La misión de los diodos zéner es regular la tensión de salida a la tensión de un zéner más la tensión $V_\gamma$ propia de la unión PN del otro diodo zéner.

Según esto la tensión de realimentación, que cae en la entrada positiva del amplificador operacional será:

$$\pm\beta U_s = \pm(V_\gamma + V_z)\,\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

y esta tensión será la de referencia, para la cual según sea la tensión $u_e$ disparará el circuito obteniendo a la salida del operacional $+V_{CC}$ o $-V_{CC}$.

Partiendo del estado inicial, estando el condensador descargado, implicará que la tensión de entrada es $u_e = 0$, suponiendo que la salida es positiva, el valor de la realimentación valdrá $+\beta u_s$. Al fijarse, se observa que entre los puntos A y B se tiene la tensión $+u_s$, la cual generará una intensidad que cargará el condensador a través de la resistencia R y con el sentido de A hacia B. El condensador se cargará hasta que la tensión $u_e$

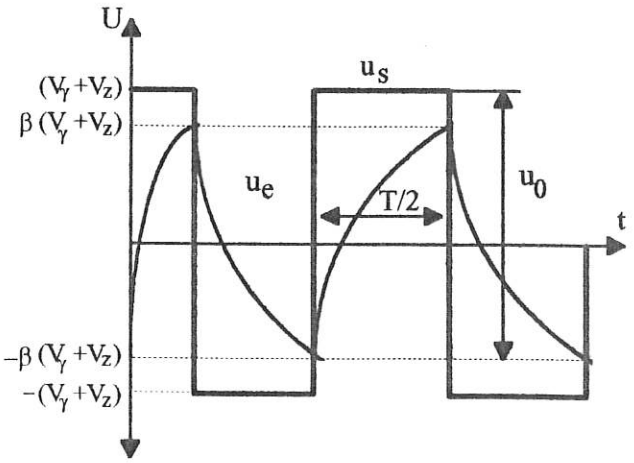



Figura 7.22

alcance el valor $+\beta u_s$, un instante después se producirá el disparo y la salida conmutará a $-u_s$ momento en el que el condensador empezará a descargarse. Cuando el condensador se halla descargado se tendrá $u_e = 0$, pero como en el punto A hay una tensión $-u_s$, circulará una intensidad desde B hacia A, la cual, cargará el condensador negativamente produciendo un valor de $u_e$ negativo, hasta que la tensión en el condensador sea de $-\beta u_s$, pues en ese instante se produce el disparo y la salida conmuta a $+u_s$, cargándose el condensador y repitiéndose el ciclo de la forma indicada en la figura 7.22.

Considerando la ecuación de carga de un condensador es:

$$u_C(t) = u_0(1-e^{-\frac{t}{\tau}})$$

siendo:

$$\tau = RC$$

El valor máximo de la tensión que podría tener el condensador sería:

$$u_0 = u_s-(-\beta u_s) = u_s(1+\beta)$$

El sistema conmutará cuando el condensador alcance $2\beta u_s$, justo en la mitad del periodo:

$$u_C(T/2) = \beta u_s-(-\beta u_s) = 2\beta u_s = u_s(1+\beta)(1-e^{\frac{T}{2RC}})$$

luego:

$$e^{-\frac{T}{2RC}} = 1-\frac{2\beta}{1+\beta} \qquad \Rightarrow \qquad -\frac{T}{2RC} = \ln\left(\frac{1+\beta-2\beta}{1+\beta}\right)$$

por consiguiente el periodo de la onda cuadrada que genera el multivibrador astable viene dado por la expresión:

$$T = 2RC \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$$

*2-. Multivibrador Monoestable*

Un multivibrador monoestable es una red con un estado de reposo o estable y un estado quasi-estable. El estado quasi-estable sólo puede existir momentáneamente, estando determinado su tiempo por los parámetros de la red. La conmutación entre el estado estable y el estado quasi-estable se realiza por impulsos externos al circuito.

Un circuito multivibrador monoestable puede ser como el de la figura 7.23.

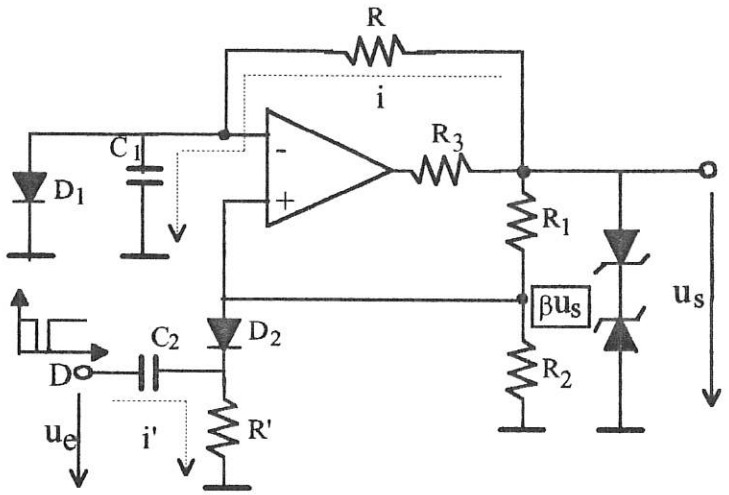



Figura 7.23

La condición de diseño de este circuito es que se cumpla que:

$$\beta u_s > V_{\gamma_{D1}}$$

En estado de reposo la señal de salida es positiva, el condensador $C_1$ estará cargado hasta $V_{\gamma D1}$ y circulará una corriente pequeña por $D_1$. Consecuentemente, por ser $\beta u_s > V_{\gamma D1}$, la salida del operacional será positiva. Mientras, en el circuito excitador, el condensador estará cargado con la placa positiva en el terminal D; el diodo $D_2$ conducirá manteniendo en C el potencial $\beta u_s$.

En el flanco descendente, el terminal D es puesto a masa, circulando una corriente i' en sentido contrario y en consecuencia originando un potencial C de carácter negativo. Sometiendo por un instante el terminal positivo del A.O. a un valor negativo de tensión. Al compararse con el potencial del terminal negativo, el A.O. oscilará a $-u_s$. Estableciéndose un nuevo potencial de referencia $-\beta u_s$. El condensador $C_1$ se cargará en sentido contrario hasta alcanzar el nivel de referencia; obviamente $D_1$ estará polarizado inversamente.

Posteriormente, el sistema vuelve al estado de reposo. No obstante, hay un tiempo de recuperación.

Explicado gráficamente se obtendría un diagrama como el de la figura 7.24. Se observa que este tipo de multivibrador tiene un problema, y es que necesita un período de recuperación $T_r$, debido a que el condensador $C_1$ se tiene que cargar positivamente hasta que permanezca la tensión constante en el punto B, y por consiguiente se debe de cumplir que $T_d << T$ y que $T+T_r < T'+T_d$.

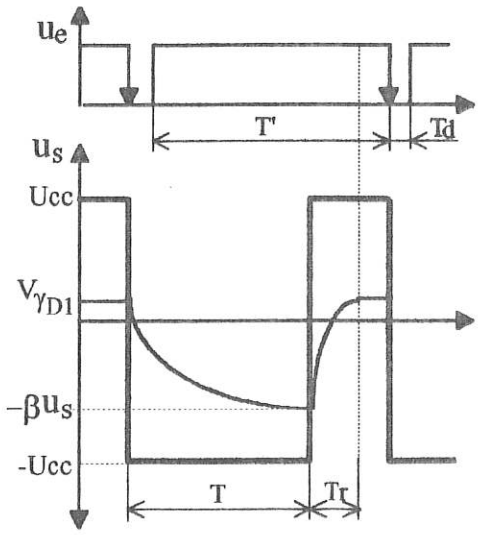


Figura 7.24

## 7.2.4 CIRCUITOS CON DIODOS DE PRECISIÓN

Los amplificadores operacionales pueden mejorar el desempeño de los circuitos con diodos. La razón es que un amplificador operacional con realimentción negativa reduce el efecto del voltaje mínimo de activación del diodo, permitiendo

rectificar, detectar picos, recortar y fijar señales de bajo nivel. A continuación se analizan algunos circuitos con diodos.

*1-. Rectificador de media onda.*

Un rectificador activo de media onda tiene una topología como la del circuito de la figura 7.25, en la que se observa el comportamiento del circuito dependiendo de la tensión de entrada.

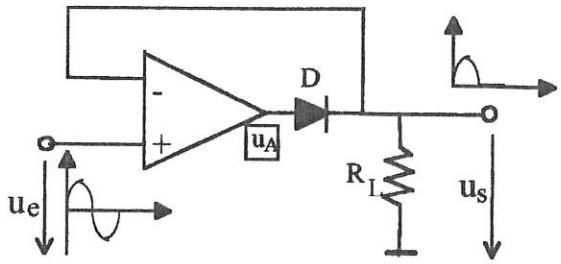



Figura 7.25

- Si $u_e>0$, provoca que $u_A>u_e$ y el diodo conduce. En este caso el circuito se comporta como un circuito seguidor de tensión, de forma que $u_s=u_e$.

- Si $u_e<0$, provoca que $U_A<0$ y el diodo no conducirá. Al estar bloqueado el diodo no circula intensidad por la resistencia de carga, y $u_s$ será nula.

La ganancia alta del amplificador operacional elimina prácticamente el efecto del voltaje mínimo de activación del diodo. Por ejemplo, si $V_\gamma=0.7$ voltios y si la ganancia del operacional es $A_d=100000$ el voltaje de entrada necesario para que el diodo empiece a conducir es de $U_e=7\ \mu V$. Obteniendo un rectificador activo de media onda para señales de bajo nivel, en la región de los milivoltios.

*2-. Limitador activo positivo.*

Un circuito limitador activo positivo, tiene una topología como la de la figura 7.26. Llevando el potenciómetro completamente hacia la izquierda, la tensión de referencia es nula y la entrada no inversora se hace masa.

- Si $u_e>0$ el voltaje de error hace que $u_A<0$ con lo que el diodo conduce, produciéndose así una realimentación de forma que $u_s$ está a tierra virtual para cualquier valor positivo de $u_e$.

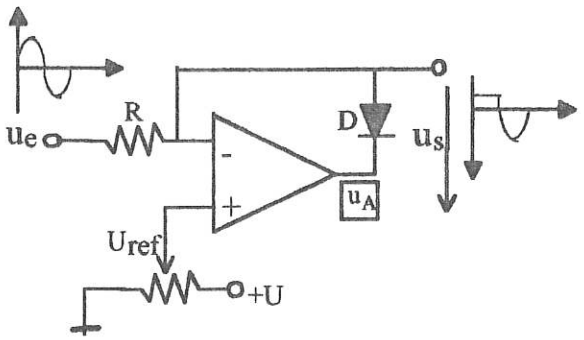



Figura 7.26

- Si $u_e<0$ se tendrá que $u_A>0$ con lo cual el diodo bloquea y por consiguiente el lazo de realimentación se abre. Como consecuencia de esta falta de realimentación, el efecto de tierra virtual se pierde, de forma que la señal de salida sigue a la de entrada. Esta es la razón por la que el semiciclo negativo aparece en la señal de salida. El valor final de la tensión de salida será:

$$u_s = \frac{R_L}{R + R_L} u_e$$

Para modificar el recorte del semiciclo positivo, se debe ajustar $U_{ref}$ hasta el valor requerido.

*3-. Rectificador de media y doble onda con ganancia.*

Un rectificador de media onda con ganancia seria como el de la figura 7.27.

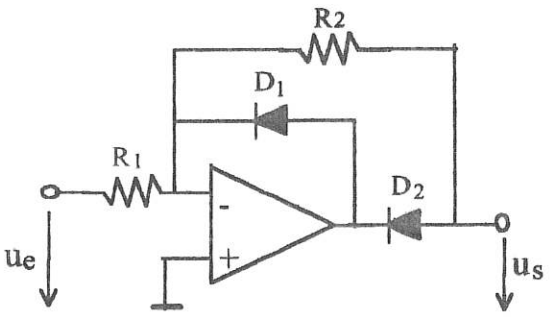



Figura 7.27

Con $u_e>0$ el diodo $D_2$ conducirá y $D_1$ estará bloqueado, habiendo lazo de realimentación:

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Si $u_e<0$ se rompería el lazo por $R_2$-$D_2$, aunque el A.O. estría realimentado por $D_1$. La representación de la función de transferencia del rectificador de media onda con ganancia será la de la figura 7.28.

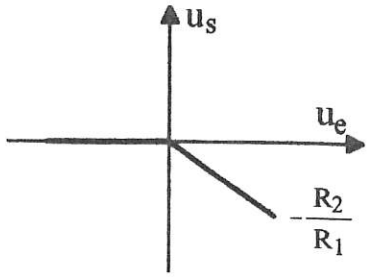



Figura 7.28

Un circuito rectificador de doble onda, estará formado por el esquema del circuito anterior añadiéndole un sumador inversor (figura 7.29).

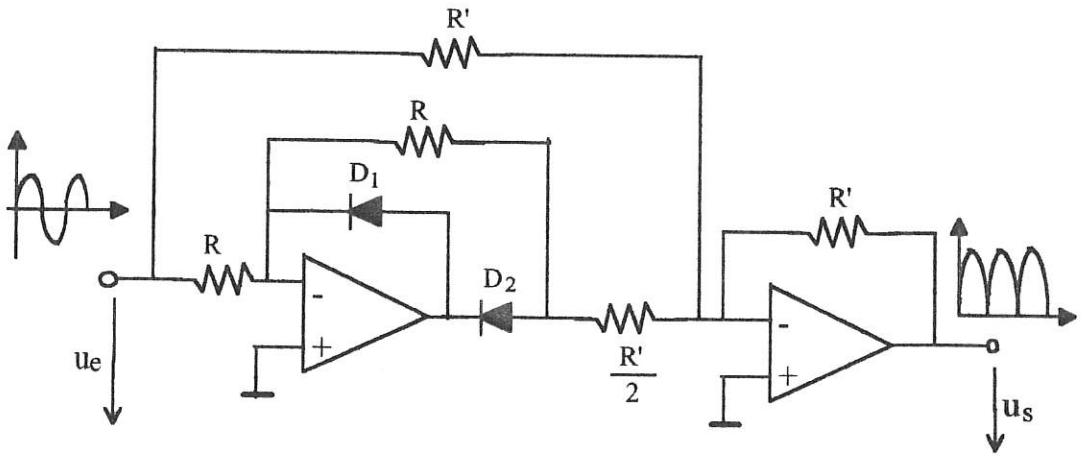



Figura 7.29

# TEMA 8

## 8. INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS PARA EL CONTROL

## 8.1 INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE REGULACIÓN Y CONTROL

### 8.1.1 MÓDULOS ESTÁNDAR

La electrónica de regulación y control dispone de módulos estándar analógicos y digitales. Con la ayuda de éstos se pueden montar los equipos necesarios de regulación y control.

Los módulos analógicos más importantes son el amplificador operacional y el multiplicador (figura 8.1).

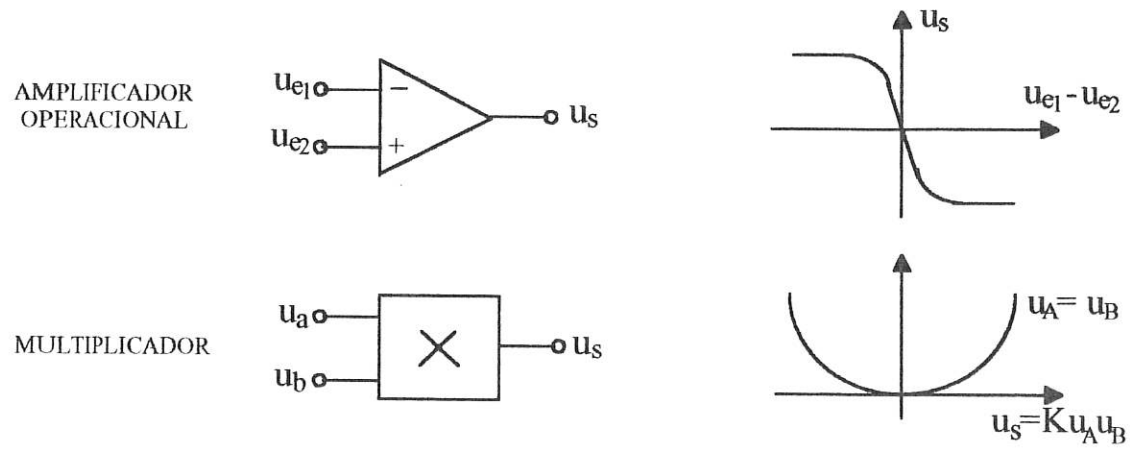



Figura 8.1

El amplificador operacional se utiliza para efectuar operaciones lineales, principalmente como amplificador de regulación. Mientras el multiplicador permite formar productos de tensiones y su aplicación principal es en los

reguladores adaptativos.

En cuanto a los módulos digitales, el principal, en estos momentos, es el computador. Cada vez más, hay una mayor implicación de los computadores en el control de procesos, además de contar con los bloques digitales clásicos tales como puertas, básculas, buffers, contadores, etc.

Entre los dos tipos de módulos mencionados se necesitan otros de carácter híbrido. Las señales analógicas de carácter continuo y las digitales de carácter discreto, hacen necesario encontrar bloques que permitan la interacción entre los módulos analógicos y digitales. Éstos son los convertidores analógico-digital y digital-analógico.

### 8.1.2 EQUIPOS DE REGULACIÓN

Con independencia de la naturaleza de las señales tratadas, los principales dispositivos que constituyen los equipos de regulación y control pueden subdividirse según su función en:

- Dispositivos de entrada.
- Dispositivos de tratamiento de señales.
- Dispositivos de salida.

Los esquemas de control se pueden clasificar en:

*a) Equipos de regulación analógica*

EL funcionamiento de los dispositivos con señales analógicas están indicados con & y los digitales con #. El bloque A se corresponde con los dispositivos de entrada, compuestos por los dispositivos de consigna y los de

medida. EL bloque B, es el encargado del tratamiento de las señal, formados por el amplificador de error, el regulador y dispositivos no lineales. Y el bloque C, dispositivos de salida, estará formado por la etapa de potencia y la planta a controlar (figura 8.2).

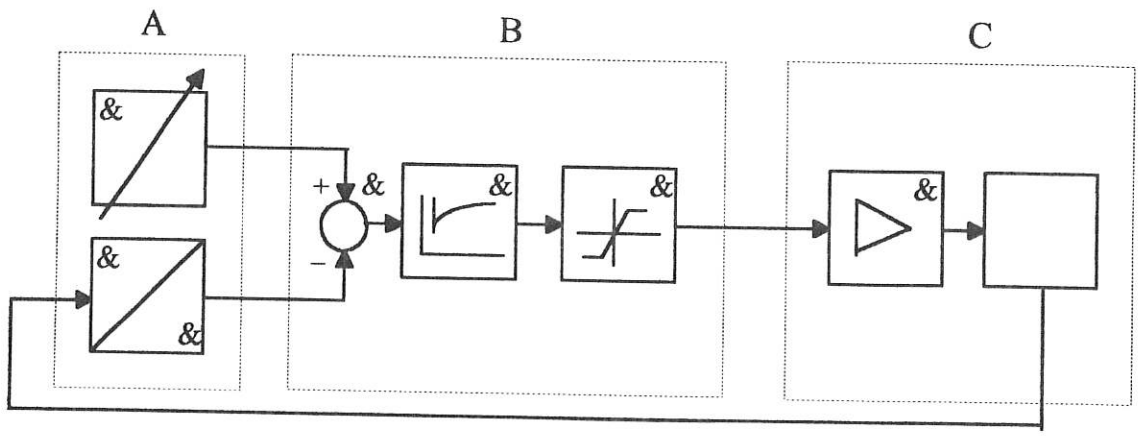



Figura 8.2

*b) Equipos de control secuencial*

El esquema de la figura 8.3, representa las etapas de control secuencial. Está caracterizado porque las señales intercambiadas entre el proceso y el computador son digitales. Estas señales hacen que los accionadores y captadores

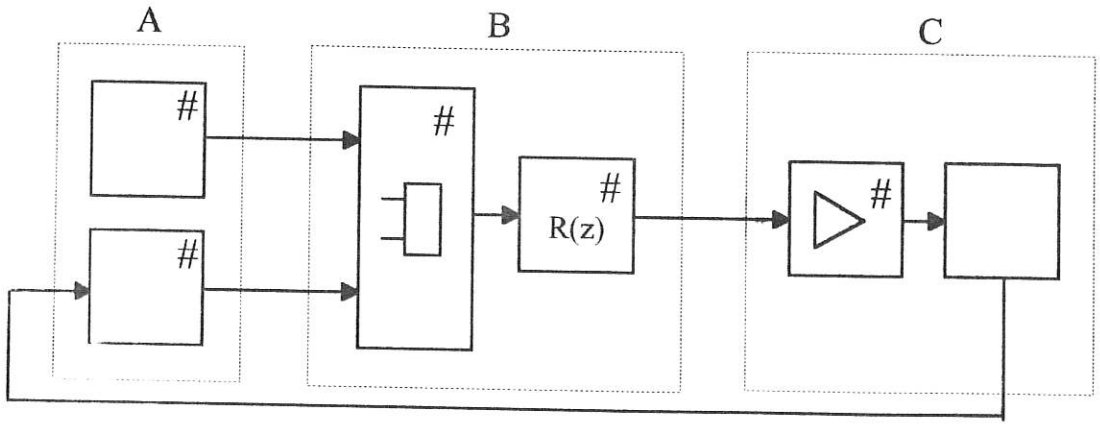



Figura 8.3

sean dispositivos con valores discretos.

*c) Equipos híbridos.*

Estos equipos se caracterizan por tener regulaciones analógicas y digitales compartidas, variando según su utilidad. Podrían clasificarse en:

- Equipos de regulación híbridos con regulador analógico-digital.
- Equipos de regulación híbridos con regulador digital.
- Equipos híbridos con regulación y control mixtos.

El control digital directo hace uso del computador para la acción de control. El proceso estará caracterizado por señales continuas e incluso discretas, además será necesario el uso de sistemas híbridos tales como los convertidores analógico-digitales y digitales -analógicos. Un esquema básico sería como el representado en la figura 8.4.

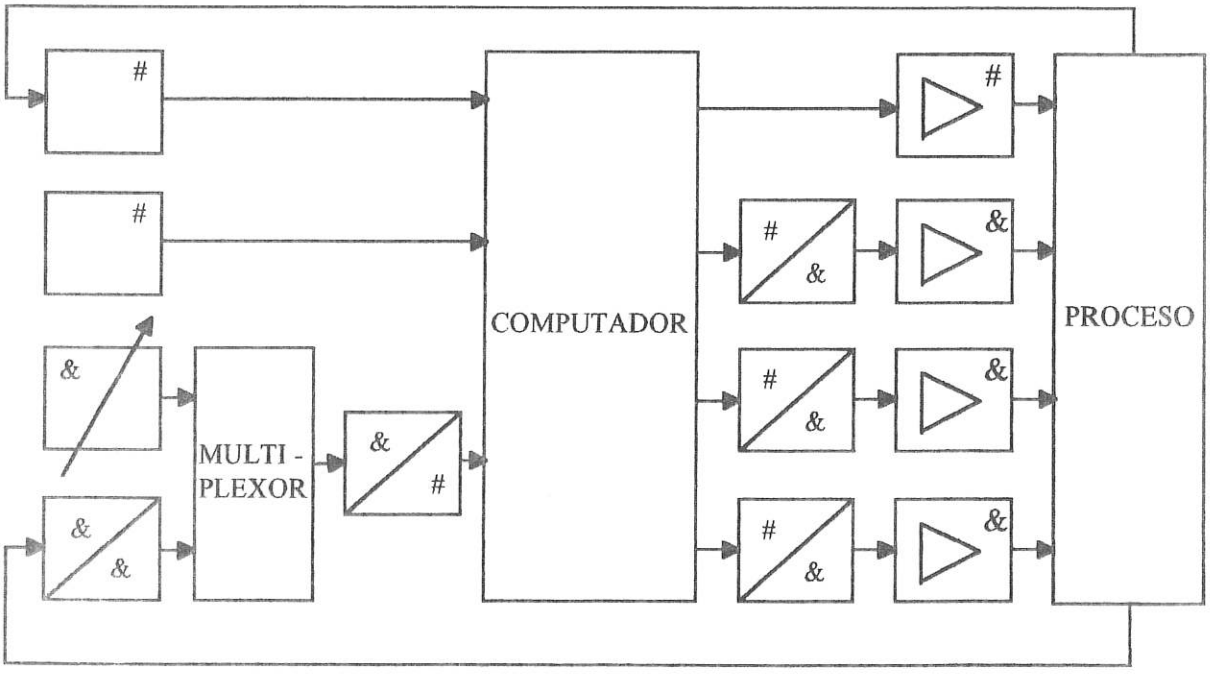
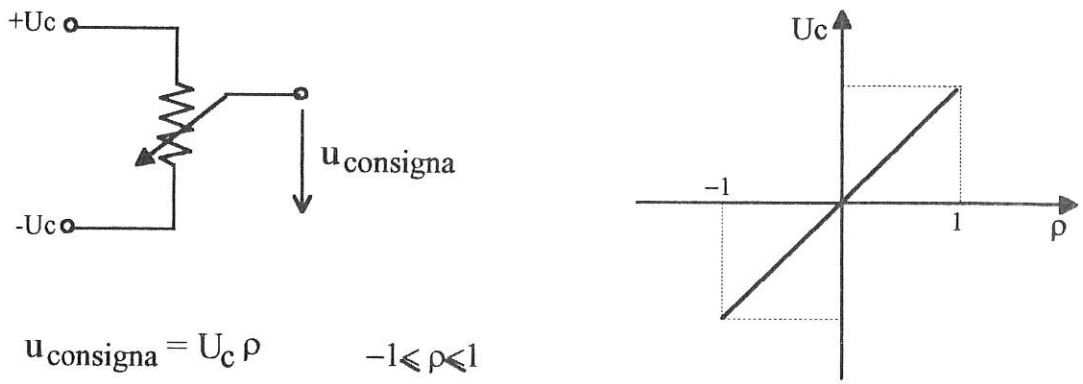



Figura 8.4

## 8.2 DISPOSITIVOS CONSIGNA

Entre los dispositivos de entrada se encuentran los dispositivos de consigna y los de medida, que se utilizan particularmente en los equipos de regulación analógica.

El elemento más sencillo capaz de suministrar una tensión continua ajustable es el potenciómetro, en el cual el cursor se desplaza manualmente variando así la resistencia y por tanto el nivel de tensión (figura 8.5).




$u_{consigna} = U_c \rho \qquad -1 \leqslant \rho \leqslant 1$

Figura 8.5

En algunas aplicaciones se exige que la señal de consigna no sea una entrada en escalón, sino en rampa. Con este fin, se emplea un integrador de subida, formado por un bucle cerrado con un limitador y un integrador (figura 8.6).

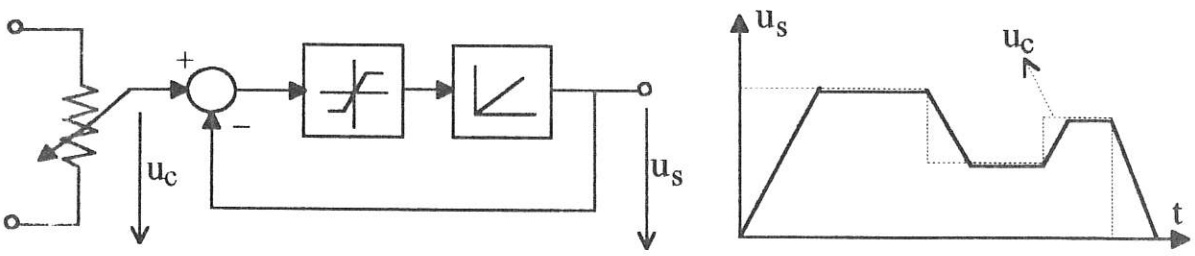



Figura 8.6

## 8.3 DISPOSITIVOS DE MEDIDA

### 8.3.1 CONCEPTOS GENERALES Y TERMINOLOGÍA

Los dispositivos de medida se utilizan para la conversión de una magnitud física en una tensión continua, que representa normalmente el valor real a la entrada de un regulador. No obstante, en general, los objetivos de la medida pueden ser la vigilancia o seguimiento de procesos, el control de procesos o una necesidad de carácter experimental.

La estructura general de una sistema de medida y control es el representado en la figura 8.7. Un caso particular de este esquema general, puede observarse en la figura 8.8, donde se muestra el control sobre un tanque.

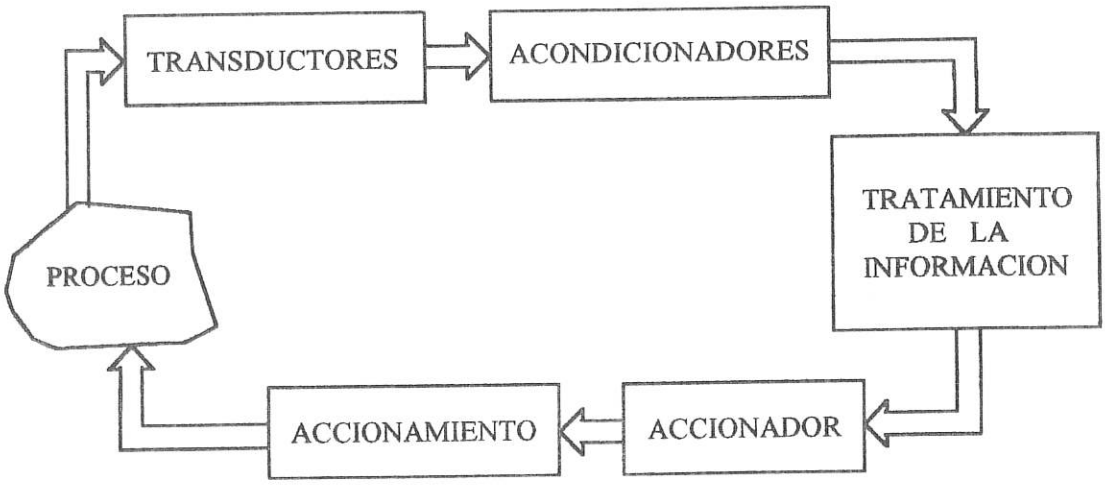



Figura 8.7

El cual implica:

1-. Adquisición de las señales.

2-. Procesamiento y presentación de la información.

3-. Transmisión de órdenes y accionamiento.

## 8.3.2 SENSORES Y TRANSDUCTORES

Se denomina transductor a todo tipo de dispositivo que convierte una señal de forma física en una señal correspondiente pero de otra forma física distinta. Es por tanto un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro.

Dado que hay seis tipos de señales: mecánicas, térmicas, magnéticas, eléctricas, ópticas y moleculares, cualquier dispositivo que convierta una señal de un tipo a otro debería considerarse un transductor. Aunque, en general, se consideran como transductores aquellos en que la señal de salida es eléctrica. Como consecuencia se tendrán:

1-. Grandes recursos en la modificación de la señal.

2-. Fácil presentación o almacenaje.

3-. La transmisión de señales eléctricas es más versátil.

4-. Amplificación sin necesidad de intervenir en el proceso.

Un sensor es un dispositivo que a partir de la energía del medio donde se mide proporciona una señal de salida transductible que es función de la variable medida. Es el elemento primero que capta la señal física y el transductor es el que proporciona la señal eléctrica. Por ejemplo, en el caso de la medición de diferencias de presiones mediante un diafragma, cuya deformación se mide mediante una galga; el diafragma es el sensor y la galga es el transductor.

## 8.3.3 ACONDICIONAMIENTO

Son los elementos que ofrecen, a partir de la señal de salida de un transductor eléctrico, una señal apta para ser procesada mediante un equipo o

instrumento estándar.

Normalmente, se trata de:

- Amplificadores.
- Filtrados.
- Adaptación de impedancias.
- Normalización (0÷10, ±5, 4÷20 mA)
- Multiplexaciones.
- Modulación o demodulación.

En el caso de utilización de sistemas computacionales:

- CAD.
-Normalización y retención.
- Multiplexación...

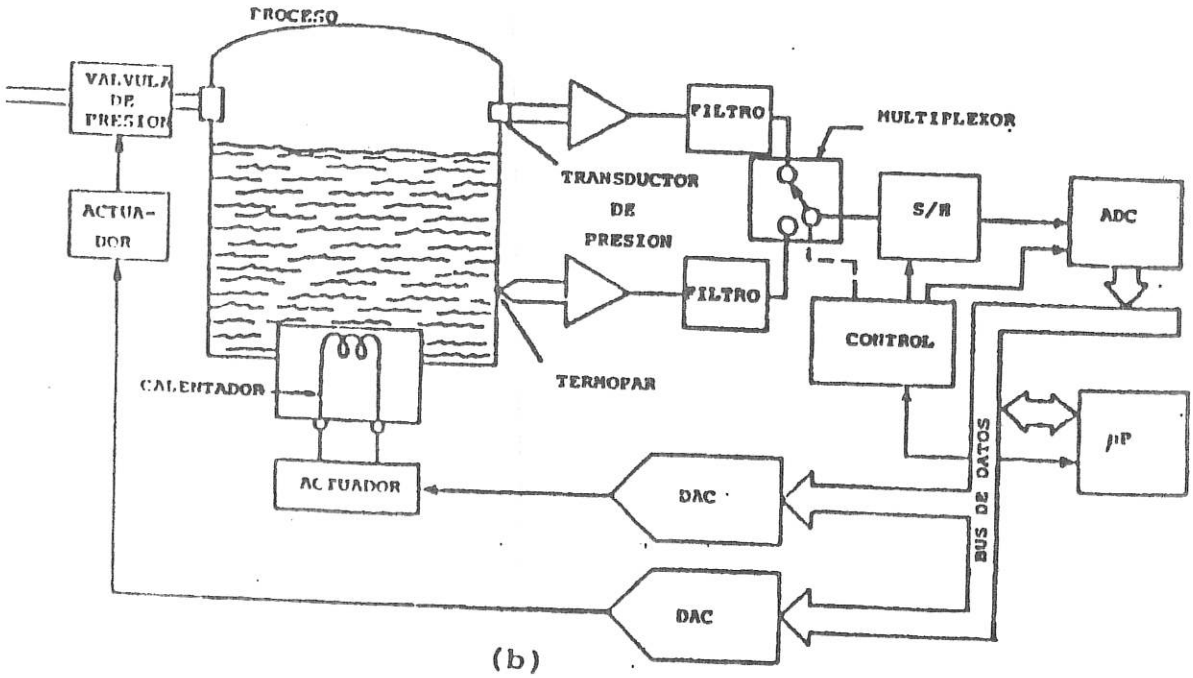



Figura 8.8

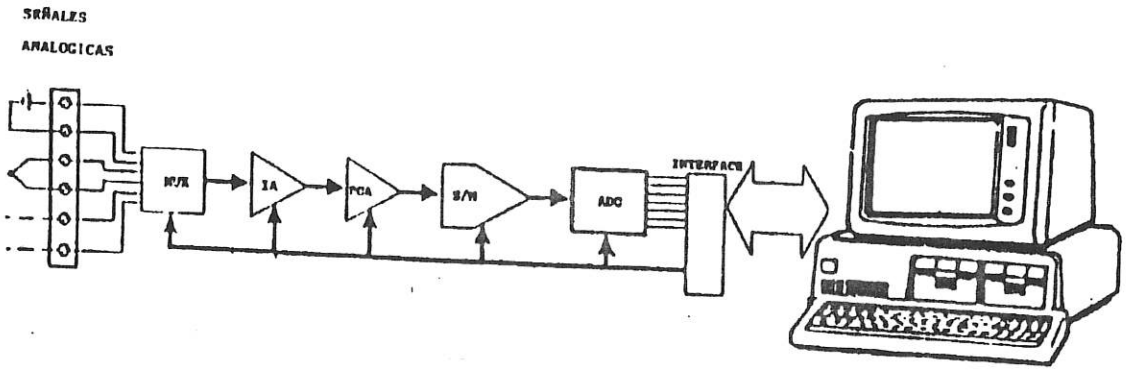



Figura 8.9

## 8.3.4 DISPOSITIVOS DE MEDIDA MÁS IMPORTANTES

Las figuras 8.10, 8.11, 8.12, y 8.13 ofrecen un resumen de los dispositivos de medida de uso más corriente. Se trata de dispositivos de medida para corrientes, tensiones, flujo magnético, potencia y frecuencia, velocidad y desplazamiento, así como temperatura, presión, caudal y fuerza mecánica.

La medida de corriente continua se efectúa con la ayuda de un transformador de corriente continua, basado en el principio de los amplificadores magnéticos o efecto Hall. En caso de realizar rectificación para obtener la c.c, es posible medir la corriente continua mediante un transformador de corriente alterna. Los shunt también se pueden emplear.

Las corrientes y tensiones alternas se miden con ayuda de transformadores de corriente o tensión, seguidos de rectificadores.

Las medidas de potencia alterna, se efectúan con la ayuda de un transformador de medida y de multiplicadores analógicos.

Para la medida del flujo magnético se utilizan sondas de Hall,

mientras que la frecuencia puede determinarse con ayuda de un circuito oscilante y un discriminador. Este último suministra una tensión continua cuyo valor depende del desfase de dos tensiones alternas aplicadas en las diagonales de un discriminador.

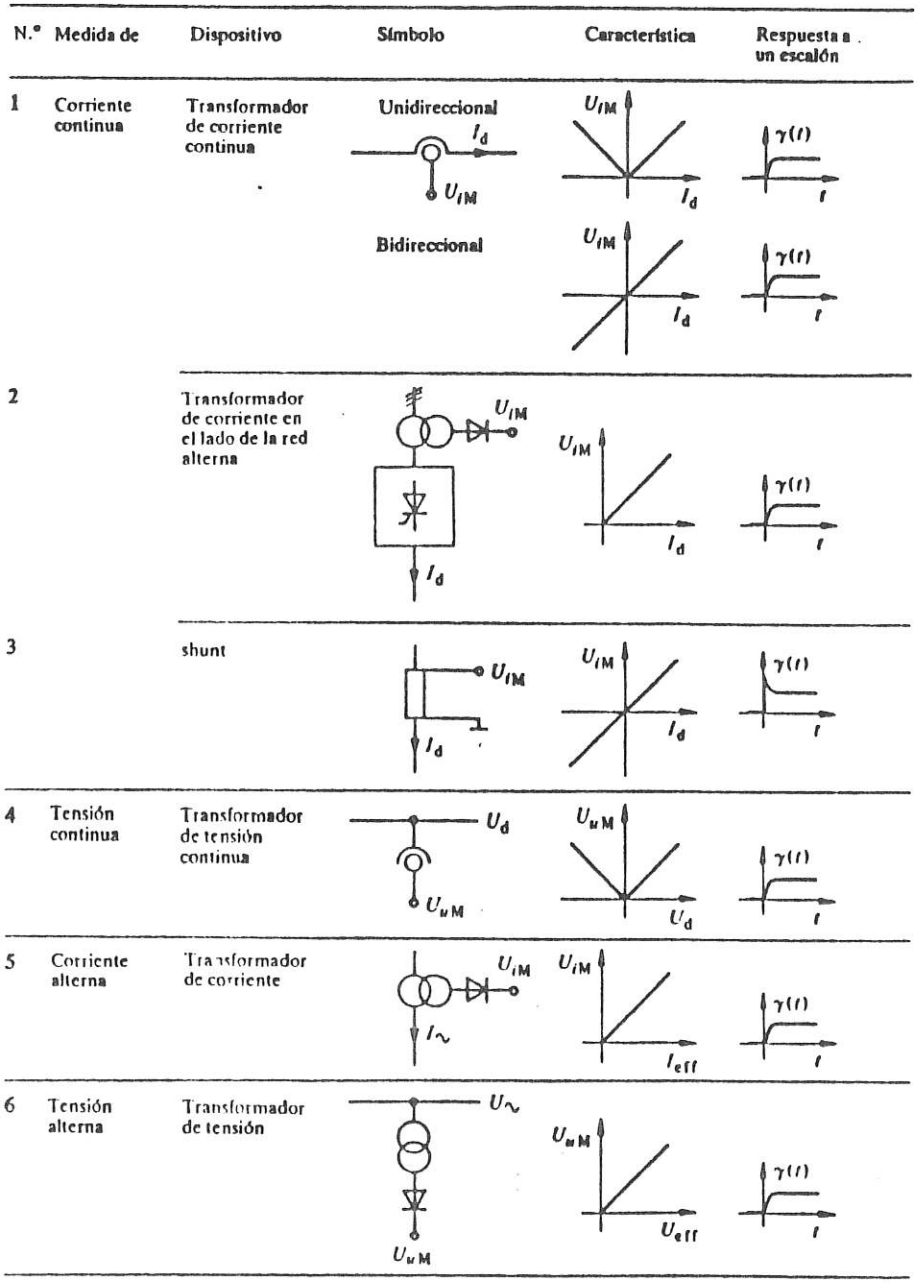



Figura 8.10

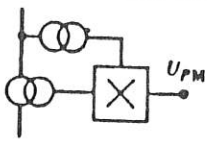
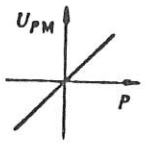
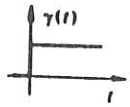
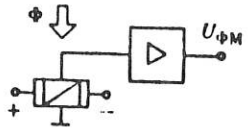
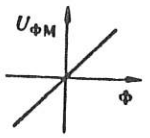
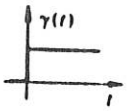
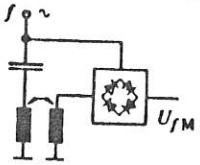
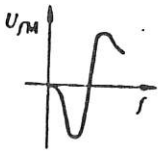
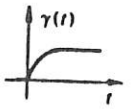
| N.º | Medida de | Dispositivo | Símbolo | Característica | Respuesta a un escalón |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Potencia | Transformadores de medida y multiplicador |   |   |   |
| 2 | Flujo magnético | Sonda de Hall |   |   |   |
| 3 | Frecuencia | Circuito oscilante y discriminador |   |   |   |

Figura 8.11

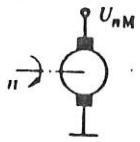
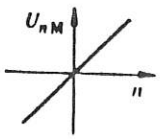
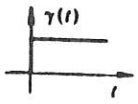
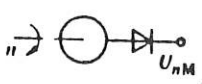
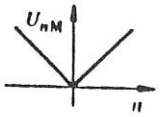
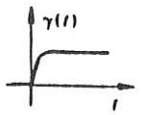
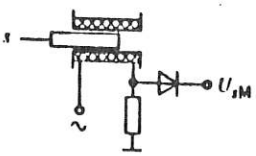
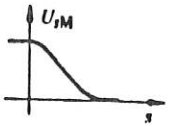
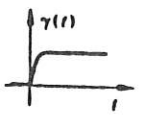
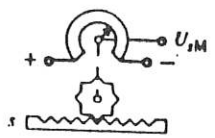
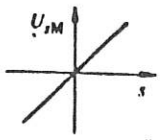
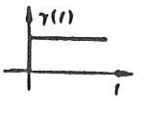
| N.º | Medida de | Dispositivo | Símbolo | Característica | Respuesta a un escalón |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Velocidad | Dinamo tacométrica |   |   |   |
| 2 | | Alternador tacométrico |   |   |   |
| 3 | Desplazamiento | Transductor inductivo |   |   |   |
| 4 | | Potenciómetro |   |   |   |

Figura 8.12

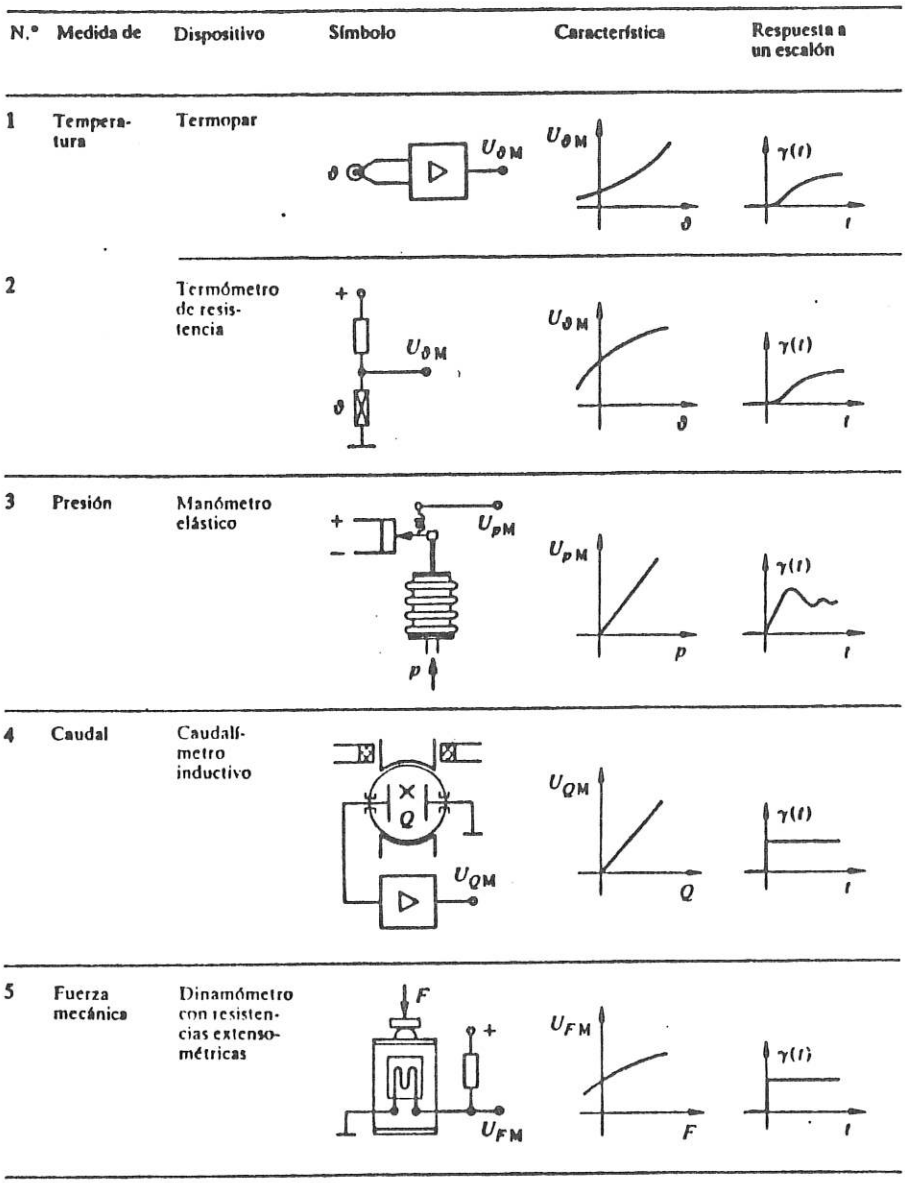



Figura 8.13

Para la medida de velocidad se hace uso de dinamos tacométricas o alternadores tacométricos en ambientes corrosivos.

Las medidas de desplazamiento se hacen mediante transductores inductivos, limitados a unos pocos milímetros, o con potenciómetros.

En la medida de temperaturas, se hace uso de termopares, termómetros de resistencia o semiconductores. La presión puede ser determinada con manómetros

elásticos combinados con transductores de posicionamiento.

El paso de líquidos por un conducto, puede medirse mediante un caudalímetro inductivo, la aplicación de un campo magnético sobre el líquido circulante provocará una tensión inducida. Por último, la medida de fuerza se hace mediante el empleo de galgas extesométricas.

### 8.3.5 CARACTERÍSTICAS DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA

El comportamiento de un sistema de medida viene condicionado por el transductor empleado. En general, la variación de la señal de salida del transductor es tan lenta que basta con conocer las características estáticas del transductor.

Los conceptos empleados para describir las características estáticas, no son de aplicación exclusiva a los transductores, sino que son comunes a todo instrumento de medida.

#### 8.3.5.1 EXACTITUD, FIDELIDAD Y SENSIBILIDAD

La exactitud es la cualidad que caracteriza la capacidad de un instrumento de medida de dar indicaciones que se aproximen al verdadero valor de la magnitud medida.

La exactitud de un transductor se determina mediante la denominada calibración estática, de la que se deriva la curva de calibración. Esta es entregada por el fabricante y muestra la relación entre la magnitud física y la señal (figura 8.14).

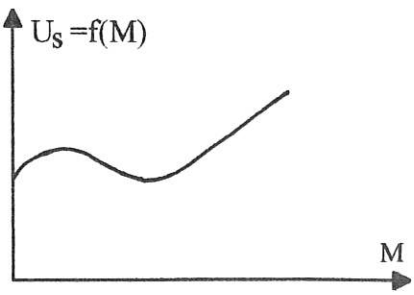



Figura 8.14

Se define como error absoluto la diferencia entre la medida realizada por el instrumento y el verdadero valor. También suele expresarse el error absoluto de forma porcentual, respecto del valor máximo que pueda medir el instrumento. Por otro lado, el error relativo es el cociente entre el error absoluto y el verdadero valor.

$$\text{error absoluto} = \text{resultado} - \text{verdadero valor}$$

$$\text{error relativo} = \frac{\text{error absoluto}}{\text{verdadero valor}}$$

Para poder comparar los distintos transductores entre si en cuanto a su exactitud, se introduce la denominada "clase de precisión". Todos los transductores de una misma clase tienen un error de medida, dentro de su alcance nominal y en unas condiciones establecidas, que no supera un valor concreto denominado índice de clases.

Por ejemplo, un transductor de posición de clase 0,2 y un alcance de 10mm tiene un error inferior a 20μm.

La fidelidad es la calidad que caracteriza la capacidad de un instrumento de medida de dar el mismo valor al medir varias veces bajo unas mismas condiciones.

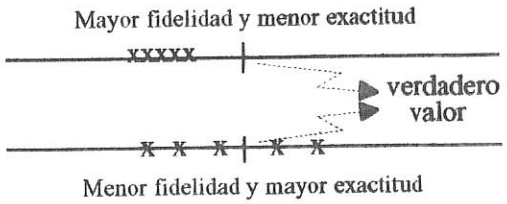



Figura 8.15

En los transductores, cuando hay variación de la salida a lo largo del tiempo se habla de inestabilidad, y se dice que el transductor presenta derivas. En particular, hay derivas de cero y derivas del factor de escala. Las derivas de cero presentan una variación en la salida cuando la entrada

es nula. La deriva del factor de escala expresa la variación de la sensibilidad.

La sensibilidad es la pendiente de la curva de calibración, para un transductor cuya expresión sea:

$$y = f(x) \qquad S(x_a) = \left.\frac{dy}{dx}\right|_{x-x_a}$$

En los transductores interesa que la sensibilidad sea alta y constante. Así, para un transductor con respuesta:

$$y = kx + b \quad \text{---------} \quad S = k$$

$$y = kx^2 + b \quad \text{--------} \quad S = 2kx$$

### 8.3.5.2 LINEALIDAD Y RESOLUCIÓN

La linealidad expresa el grado de coincidencia entre la curva de calibración y una línea recta determinada. Por consiguiente, la linealidad expresa hasta que punto es constante la sensibilidad del transductor.

El interés de la linealidad está en la conversión, pues basta multiplicar la indicación de salida por un factor constante para conocer el valor de la entrada. Además, en instrumentos lineales, la no linealidad equivale a inexactitud.

Actualmente, con la posibilidad de incorporar un microprocesador en los sistemas de medida interesa más la repetitividad que la linealidad, pues siempre es posible crear una tabla de contenido de los valores de entrada que correspondan a los valores de salida detectados. Mediante una interpolación adecuada, es posible reducir el tamaño de dicha tabla hasta lo razonablemente aceptable.

Los principales factores que influyen en la linealidad son la resolución, el umbral y la histéresis.

La resolución es el incremento mínimo en la entrada para que se obtenga un cambio en la salida. Cuando el incremento de la entrada se produce a partir de cero, se habla de umbral.

## 8.4 ERRORES

Los errores pueden ser:

- Sistemáticos.
- Aleatorios.

Los errores sistemáticos son los que permanecen en valor absoluto y signo, o bien varían conforme a una ley definida. Los errores, por tanto, dan lugar a un sesgo en las medidas y por consiguiente hay que recurrir a métodos estadísticos.

Los errores aleatorios son los que permanecen una vez eliminados los errores sistemáticos. La característica de este tipo de errores es que a mayor magnitud menor probabilidad. Aparecen en igual probabilidad valores positivos y negativos por ello la media tiende a cero. La catalogación de los errores esta dada por:

a) Errores de Equipo, cuyas causas son:

- componentes no lineales
- efectos de histéresis
- derivas térmicas
- derivas del factor de escala.

b) Errores de Interferencia, que son producidos por equipos ajenos (líneas eléctricas, radiaciones, ...)

- transitorios de alimentación

- interferencias electromagnéticas

- ruido térmico generado.

c) Errores de Instalación, son producidos por la mala instalación de los equipos:

- alcances inadecuados

- vibraciones

- margen de temperatura.

d) Errores de respuesta dinámica:

- poco ancho de banda

## 8.5 PERTURBACIONES SOBRE LOS EQUIPOS DE REGULACIÓN Y CONTROL

### 8.5.1 CAUSA DE LAS PERTURBACIONES

Los circuitos de los equipos de regulación y control trabajan con señales débiles y éstos equipos están siempre conectados a instalaciones de fuertes corrientes. Estas son las causantes de las perturbaciones que se transmiten por vías capacitivas, inductivas o eventualmente galvánicas.

Las perturbaciones pueden ser aleatorias o periódicas. Las primeras pueden corresponder a las conexiones y desconexiones de los equipos del entorno, teniendo forma de impulso. Las perturbaciones periódicas, por lo general, aparecen con frecuencia de 50 Hz o en armónicos superiores.

La figura 8.16, muestra esquemáticamente el acoplamiento capacitivo

existente entre una línea de señal s y una linea de corriente f.

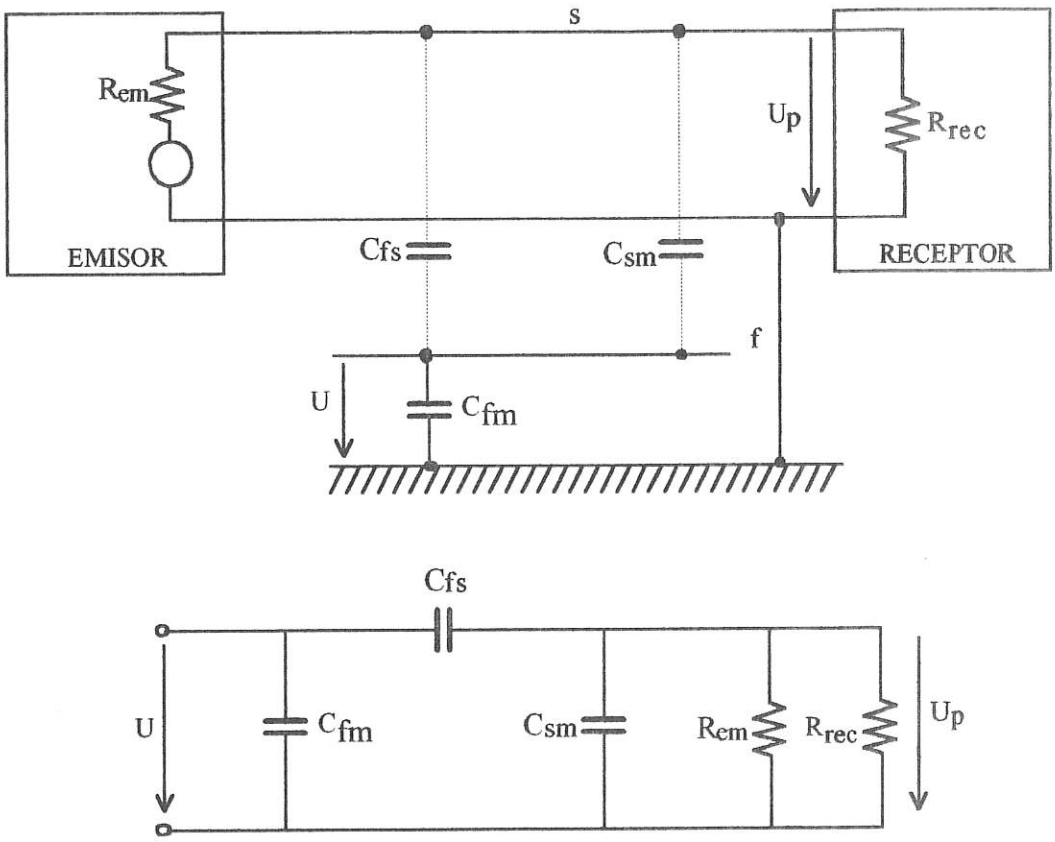



Figura 8.16

Considerando lineal el circuito, se podrá aplicar el teorema de superposición y el efecto de la línea fuerte (U) sobre el receptor ($U_p$) será:

$$U_p = \frac{j\omega R\, C_{fs}}{1+j\omega R(C_{fs}+C_{sm})}\, U$$

siendo:

$$R = R_{rec}//R_{em}$$

Para variaciones rápidas de tensión (impulsos periódicos o fenómenos de conexión):

$$U_p(0) = \lim_{\omega\to\infty} U_p = \frac{C_{fs}}{C_{fs}+C_{fm}}\, U$$

El acoplamiento inductivo está representado en la figura 8.17,. La línea de corriente f producirá un campo magnético y la espira formada por la línea s y su retorno concatena la totalidad del flujo φ.

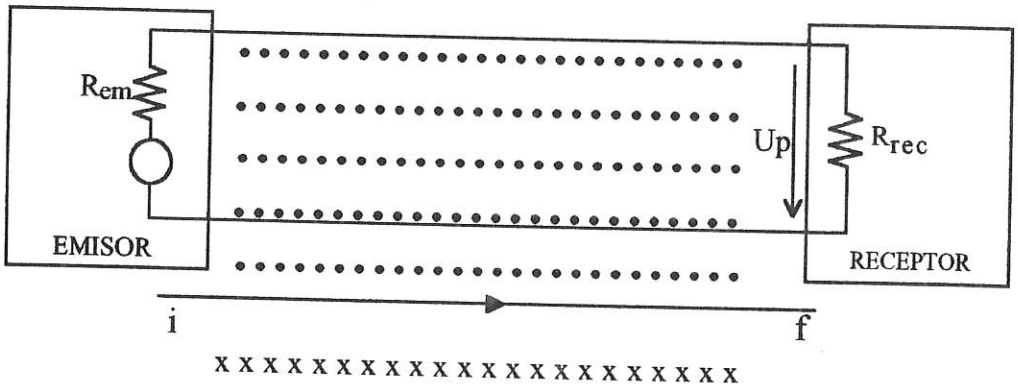



Figura 8.17

$$U = \frac{d\psi}{dt} = L_{fs}\frac{di}{dt}$$

$$U_P = \frac{R_{REC}}{R_{EM} + R_{REC}} U \cong U$$

En el caso de acoplamiento galvánico (figura 8.18) la línea de corriente fuerte f sirve de retorno a la línea de señalización. La caída de tensión a lo largo de la línea f es:

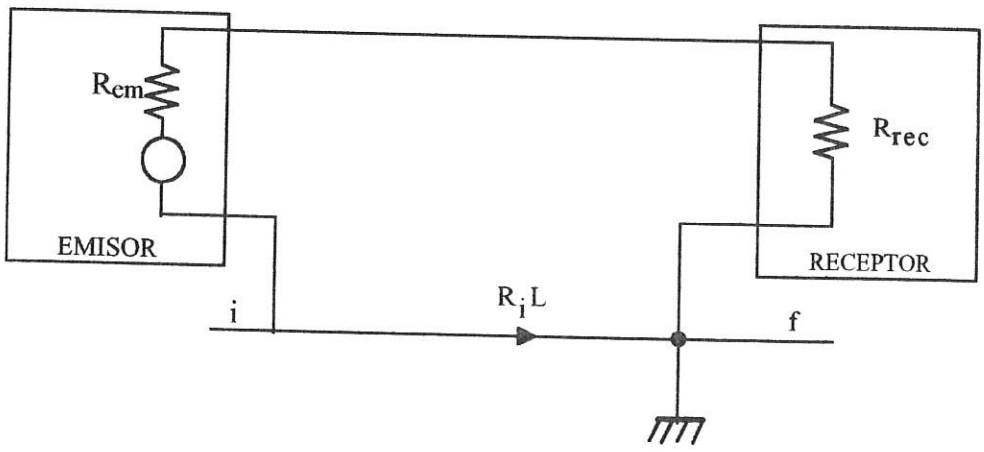



Figura 8.18

$$U_i = R \cdot i + L \frac{di}{dt}$$

$$U_P = \frac{R_{REC}}{R_{EM} + R_{REC}} U_i$$

siendo R y L la resistencia e inductancia de la línea.

Un caso especial de acoplamiento galvánico es el acoplamiento por masa, que se produce cuando la masa sirve de retorno de la señal s.

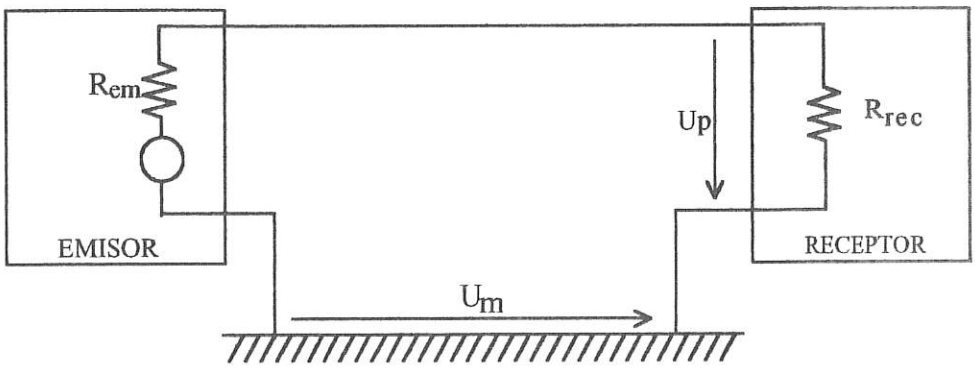



Figura 8.19

$$U_P = \frac{R_{REC}}{R_{REC} + R_{EM}} U_m$$

Al circular distintas corrientes por la masa y al no ser ideal los conductores aparecerá una tensión de masa, $U_m$.

## 8.5.2 PROTECCIÓN CONTRA LAS PERTURBACION

La sensibilidad a las perturbaciones, depende de la ganancia de la banda pasante del dispositivo. Cuanto más grandes son estas magnitudes más grande es la sensibilidad a las perturbaciones.

Los dispositivos deben concebirse para que sean lo más insensibles que se pueda. Con esta finalidad, deben observarse los puntos siguientes:

- La tensión continua auxiliar y la gama de funcionamiento (excursión de tensión) deben ser tan grandes como se pueda.

- La potencia de control no debe ser demasiado baja.

- La velocidad de los dispositivos, ligadas a la frecuencia de corte, no debe ser más grande que lo necesario para el funcionamiento normal.

Se puede suprimir la influencia de las perturbaciones, bien sea a nivel de la fuente de perturbaciones, bien sea a nivel del equipo de regulación y control.

Una medida simple en la intervención a nivel de la fuente de perturbación, consiste en montar un diodo en antiparalelo con la bobina de los imanes, de los contactores o de los relés alimentados a corriente continua, suprimiéndose picos de tensión. Otra medida, será colocar lejos las lineas fuertes de las líneas de señal, o bien cruzarlas perpendicularmente.

El retorno debe conectarse a masa solamente en un punto, a escoger en el lado receptor.

La aplicación de blindaje en la línea de señal, puede eliminar el acoplamiento capacitivo. Una extremidad del blindaje debe ir puesta a tierra (figura 8.20).

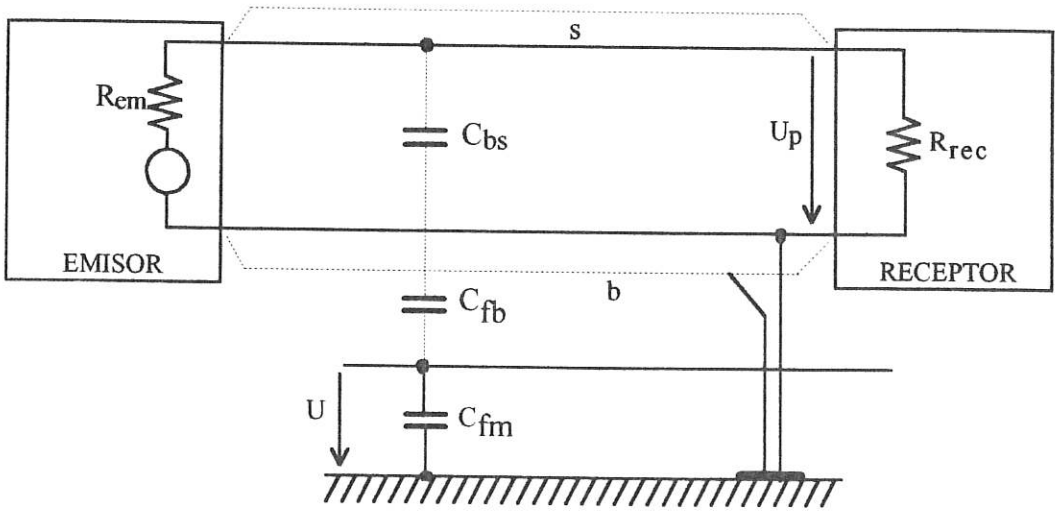



Figura 8.20

Para evitar, o por lo menos reducir fuertemente el acoplamiento inductivo, es necesario que la línea de señal s sea torsionada. El flujo es abrazado alternativamente en positivo y negativo, de forma tal que el flujo total es nulo (figura 8.21).

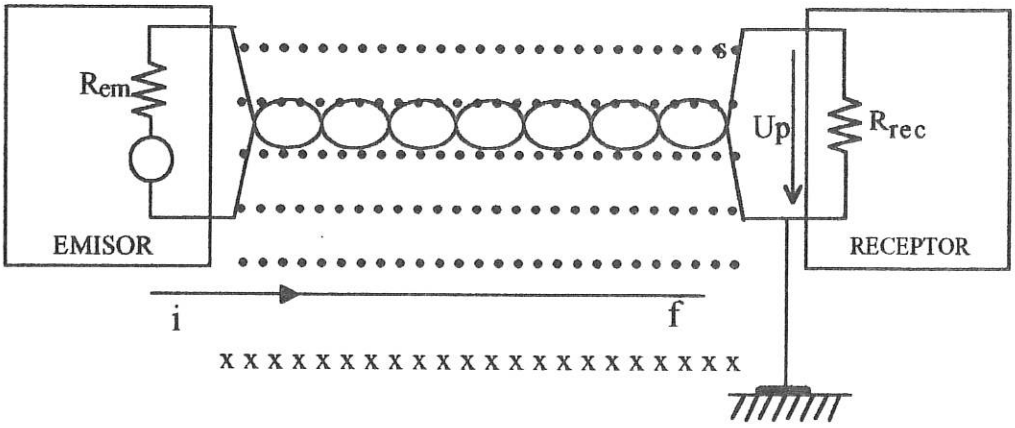



Figura 8.21

# TEMA 9

## 9. SISTEMAS DE ADQUISICIÓN Y ACCIONAMIENTO

### 9.1 INTRODUCCIÓN

En general, es normal encontrarse equipos más o menos informatizados en los lazos de control. Por otra parte las variables del proceso a controlar son de carácter analógico. En consecuencia, se precisa de arquitecturas de adquisición de datos.

Las magnitudes digitales generadas por el computador como resultado de los algoritmos que ejecuta, debe servir para el control de la planta. Para ello han de traducirse en órdenes de conmutación de circuitos, así como otras de gobierno de actuadores analógicos. Será necesario para este último caso, estructuras de accionamiento.

### 9.2 SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS

#### 9.2.1 CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL

La salida de los transductores es normalmente un señal analógica (continua en amplitud y en el tiempo). En muchos casos para el tratamiento de la información se requiere la conversión en señal digital.

La conversión de señales analógicas en señales digitales se realiza en dos etapas: en primer lugar se cuantifica la señal y en segundo lugar se codifica. La cuantificación consiste en representar la amplitud mediante un número finito de valores distintos, si el convertidor es de n bits, hay $2^n$ valores posibles. La codificación es la representación del valor asignado a la señal, mediante la

combinación de símbolos (0 y 1). La cuantificación y codificación las realizan los convertidores analógico-digital (figura 9.1).

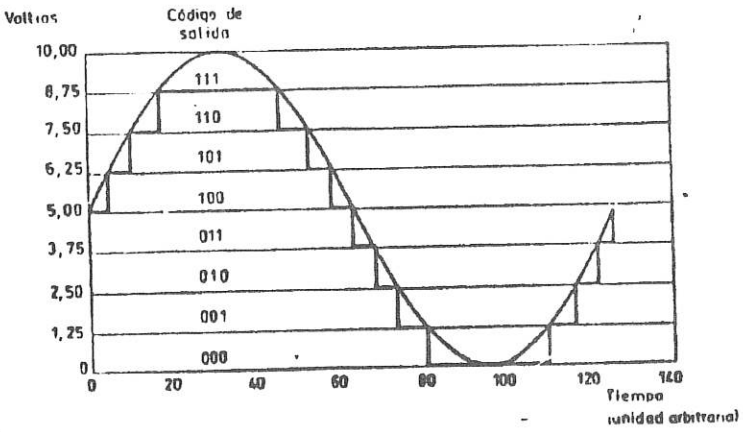



Figura 9.1

La conversión A/D lleva un cierto tiempo. Si durante el tiempo cambia la señal analógica, el resultado de la conversión corresponderá a alguno de los valores que haya tomado durante el tiempo que dura la conversión. Para que esta incertidumbre en la amplitud sea inferior a la discriminación que permite el CAD (valor del bit menos significativo LSB) la velocidad máxima de cambio de la entrada, dV/dt, debe cumplir:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{M}{2^n t_c}$$

siendo: M el margen de tensión de entrada del CAD, n su número de bits y $t_c$ el tiempo entra conversiones. En el caso de muestrear una señal senoidal de amplitud A, la máxima velocidad de cambio se produce en el paso por cero:

$$\frac{dV}{dt} = A\omega \cos \omega t$$

$$f \leq \frac{M}{2\pi A 2^n t_c}$$

como M=2A (señal senoidal):

$$f \leq \frac{1}{\pi 2^n t_c}$$

Ejemplo:

Un CAD (ADC80-12) con 12 bits y un tiempo de conversión de 25μsg. ¿ Cuál es la frecuencia máxima de la señal senoidal a convertir ?

$$f \leq \frac{1}{\pi\, 2^{12}\, 25 \times 10^{-6}} = 3.1 \text{ Hz}$$

El resultado del ejemplo pone de relieve la limitación importante de los CAD. Para evitarlo se procede a colocar un dispositivo que adquiere y mantiene la señal analógica mientras dura la conversión. Dicho dispositivo se denomina amplificador de muestreo y retención (S&H, Sample and Hold). Se pasa del tiempo de conversión, $t_c$, al tiempo de incertidumbre en la apertura.

Ejemplo:

Si al ejemplo anterior se la aplica un S&H con un tiempo de apertura de 15ns. ¿ Cuál es la frecuencia máxima que puede tener una señal senoidal?

$$f \leq \frac{1}{\pi\, 2^{12}\, 15 \times 10^{-9}} = 5.180 \text{ Hz}$$

### 9.2.2 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

Para aprovechar el margen dinámico de salida del CAD, el margen de amplitudes de la señal debe coincidir con la entrada del convertidor, M. Por otro lado, según el teorema del muestreo, el ancho de banda de la señal a convertir, debe ser inferior a la mitad de la frecuencia con que se tomen las muestras. Si se observa la figura 9.2, se tiene que la senoide de 0.5kHz y la de 3,5kHz tienen la misma amplitud si de muestrean cada 0,25ms (frecuencia de muestreo de 4kHz). Sin embargo, muestreando cada 0,125ms (frecuencia de muestreo de 8kHz) se tendrán distintas amplitudes en las dos señales.

Los circuitos de acondicionamiento de la señal de entrada se encargan

de la amplificación, filtrado y adaptación de la señal del transductor al CAD.

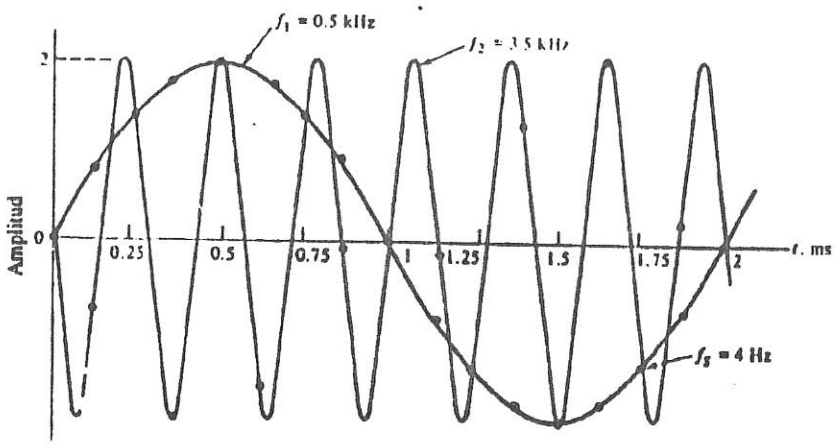



Figura 9.2

## 9.2.3 ARQUITECTURAS PARA ADQUISICIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE SEÑALES

La configuración más simple, denominada "sistema de multiplexado de bajo nivel", está representado en la figura 9.3. Consiste en un multiplexor analógico que entrega al CAD secuencialmente la señal de cada transductor.

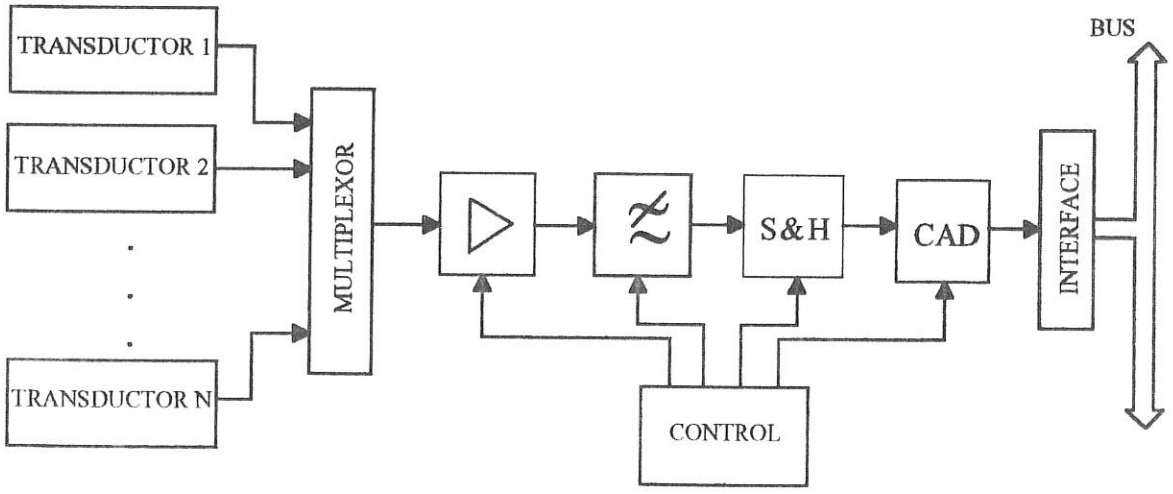



Figura 9.3

Se precisa que la ganancia del amplificador, la frecuencia de corte del filtro y el S&H sean programables (por soporte lógico) para poderlas adaptar a cada canal.

Si la distancia entre los sensores y el multiplexor analógico es apreciable, las interferencias pueden ser graves pues la señal no ha sido amplificada. Para reducir el efecto de interferencias se propone una multiplexión de alto nivel, como se indica en la figura 9.4.

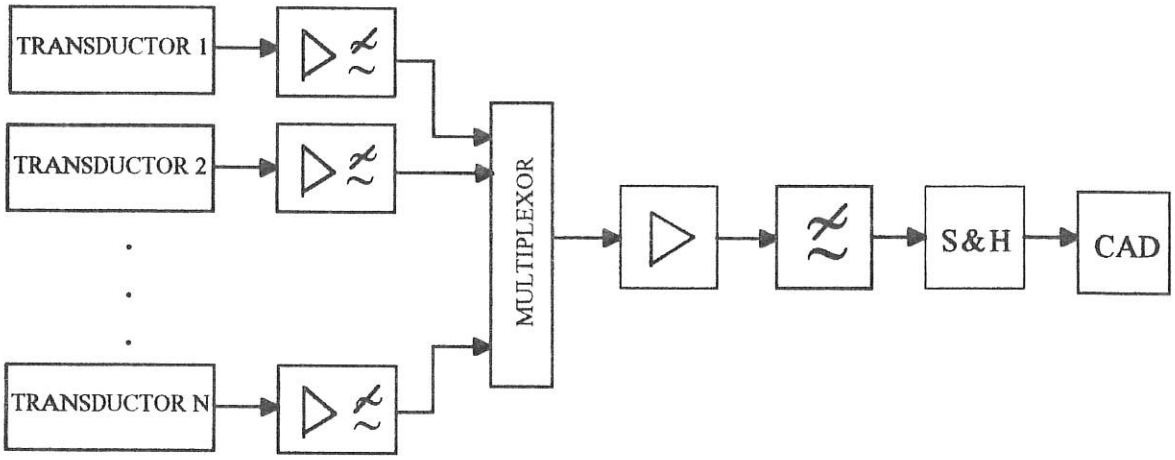



Figura 9.4

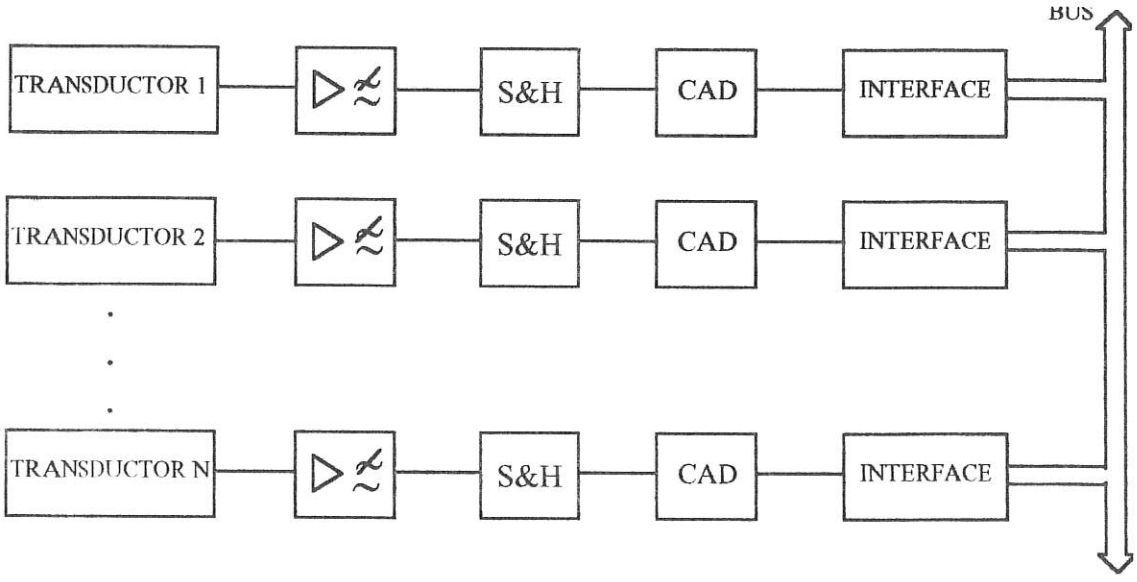



Figura 9.5

El inconveniente de la multiplexación de alto nivel, es que las muestras están desfasadas entre sí, debido a que el CAD se encuentra de forma. Para evitarlo, se puede colocar un CAD para cada canal y elegir el acondicionamiento según especificaciones de cada transductor (figura 9.5).

### 9.2.4 MARGEN DINÁMICO Y RELACIÓN SEÑAL-RUIDO (S/N)

En un sistema de medida se desea que a un margen de valores de la magnitud a medir ($X_{MAX}$, $X_{MIN}$) le corresponda una gama de códigos de salida ($D_{MAX}$, $D_{MIN}$). El transductor ofrecerá un margen de tensión de salida ($Us_{MAX}$, $Us_{MIN}$) que deberá ser capaz de discernir cambios de amplitud $\Delta X$.

La adaptación de la salida del transductor y el margen del CAD la realiza el amplificador. El valor máximo lo dará aquel que evite la saturación del amplificador y el valor mínimo viene limitado por el ruido, derivas intrínsecas e interferencias externas (figura 9.6).

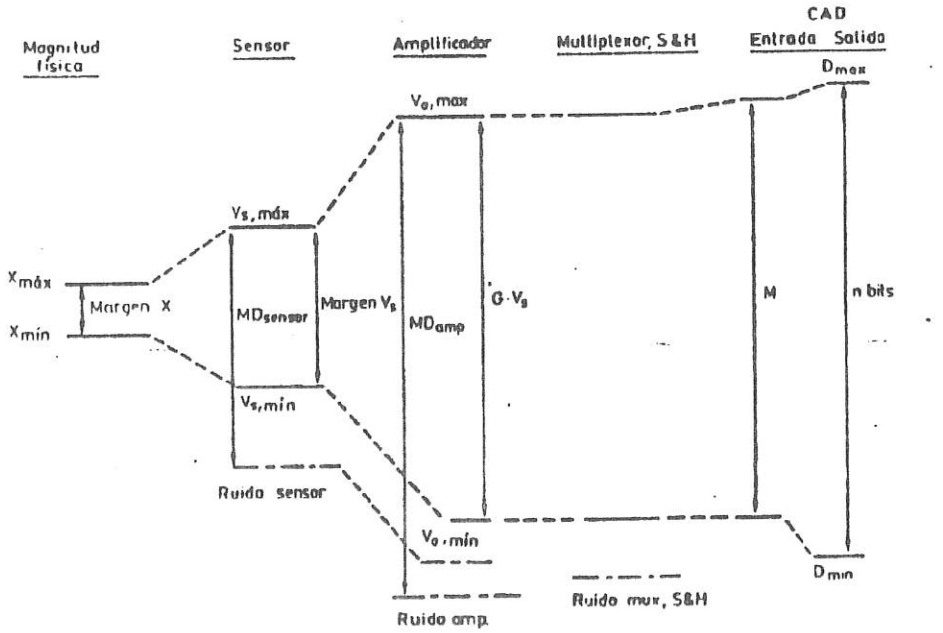



Figura 9.6

El margen dinámico (MD) de un transductor, elemento o sistema se define como el coeficiente entre el nivel de salida máximo y el mínimo nivel aceptable. Dicho margen dinámico suele expresarse en decibelios.

En los sistemas de transmisión en vez de margen dinámico se habla de relación señal-ruido. Se define como el coeficiente entre el valor de la señal y el del ruido y suele expresarse también en decibelios.

Ejemplo:

Se desea medir una temperatura que varía entre 0 y 100ºC con una resolución de 0.1ºC, obteniendo una salida digital mediante un CAD cuyo margen de entrada es de 0 a 10V.

$$MD = 20\log \frac{100ºC - 0ºC}{0.1ºC} = 60\ dB$$

Para el CAD se requiere:

$$10^3 = 2^n \quad \text{------} \quad n = 10$$

Y esto es válido si se asegura que el margen (10V, 0V) corresponde a (100ºC, 0ºC). Si el sensor tiene una sensibilidad de 1mV/ºC, la máxima señal de ruido sería 0.1ºC x 1mV/ºC = 0.1mV.

$$A = \frac{10}{100 \times 10^{-3}} = 100$$

luego la señal de ruido sería de 0.1mV x 100 = 10mV y el CAD tendrá una resolución de :

$$\frac{10V}{2^n} = \frac{10}{2^{10}} = 9{,}98mV$$

Si no se empleara amplificador, para que el CAD mantuviera la resolución de 0.1mV deberá cumplir que:

$$\frac{10V}{2^n} = 0.1mV \quad \Rightarrow \quad n = 16,6 \quad \Rightarrow \text{ 18 bits.}$$

## 9.3 ESTRUCTURA DE UN SISTEMA DE ACCIONAMIENTO

En los sistemas de accionamiento se suele presentar la necesidad de controlar diversos accionadores. Una solución es la de la figura 9.7.

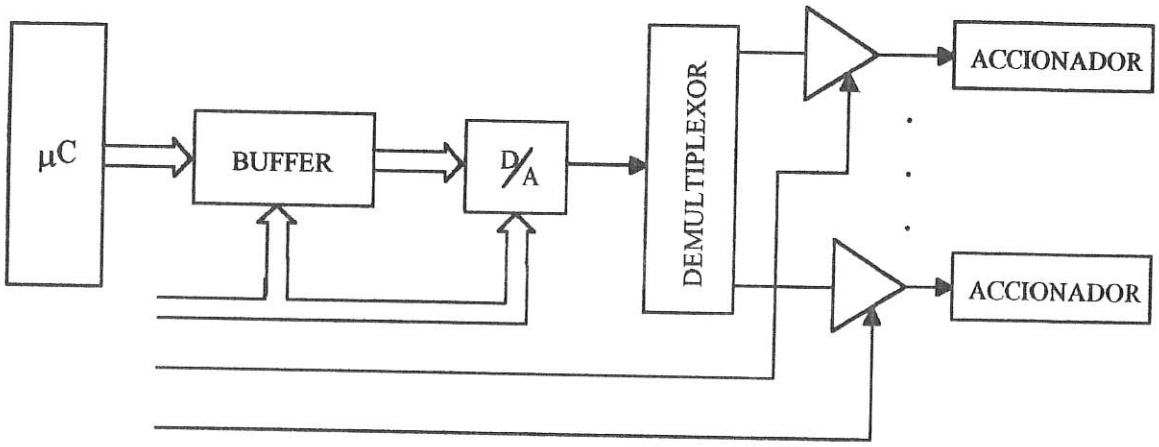



Figura 9.7

Esta solución presenta un único convertidor D/A para accionar diversos dispositivos físicos. El buffer se emplea para mantener la información invariable mientras dura la conversión. En estos sistemas se emplea un demultiplexor analógico para redirigir la salida del CDA hacia el circuito de captura y mantenimiento correspondiente a cada accionador. Éstas sirven para proveer al accionador de una magnitud analógica estable.

En general no suele utilizarse el demultiplexor, empleándose en la mayoría de los casos varios convertidores D/A, ya que el ahorro no compensa el retraso ocasionado por el tiempo de asentamiento.

## 9.4 TIPOS DE CONVERTIDORES A/D Y ESPECIFICACIONES

### 9.4.1 CONVERSIÓN A/D

El propósito de un CAD es la transformación de la magnitud analógica presente en su entrada, en una digital proporcional codificada en binario natural o BCD.

Existen tres métodos de conversión:

1-. Método de comparación.

2-. Método de conteo.

3-. Método de ponderación.

El método de comparación realiza una comparación simultánea entre la tensión de entrada y otra de referencia, por lo que se realiza en una sola operación.

El método de conteo es el más simple. Se basa en la transformación de la variable analógica de entrada en una variable temporal, y en función de ésta, estará la variable binaria. Es la que más tarda en la realización de la conversión, que es del orden de los msg.

El método de ponderación se basa en la realización de tanteos y correcciones en la señal digital de salida, de forma que converja rápidamente hacia el valor correcto.

### 9.4.2 MÉTODO DE COMPARACIÓN

También denominado flash convert, ya que el tiempo de conversión es del orden de los ns. El esquema del CAD por este método es el indicado en la figura 9.8.

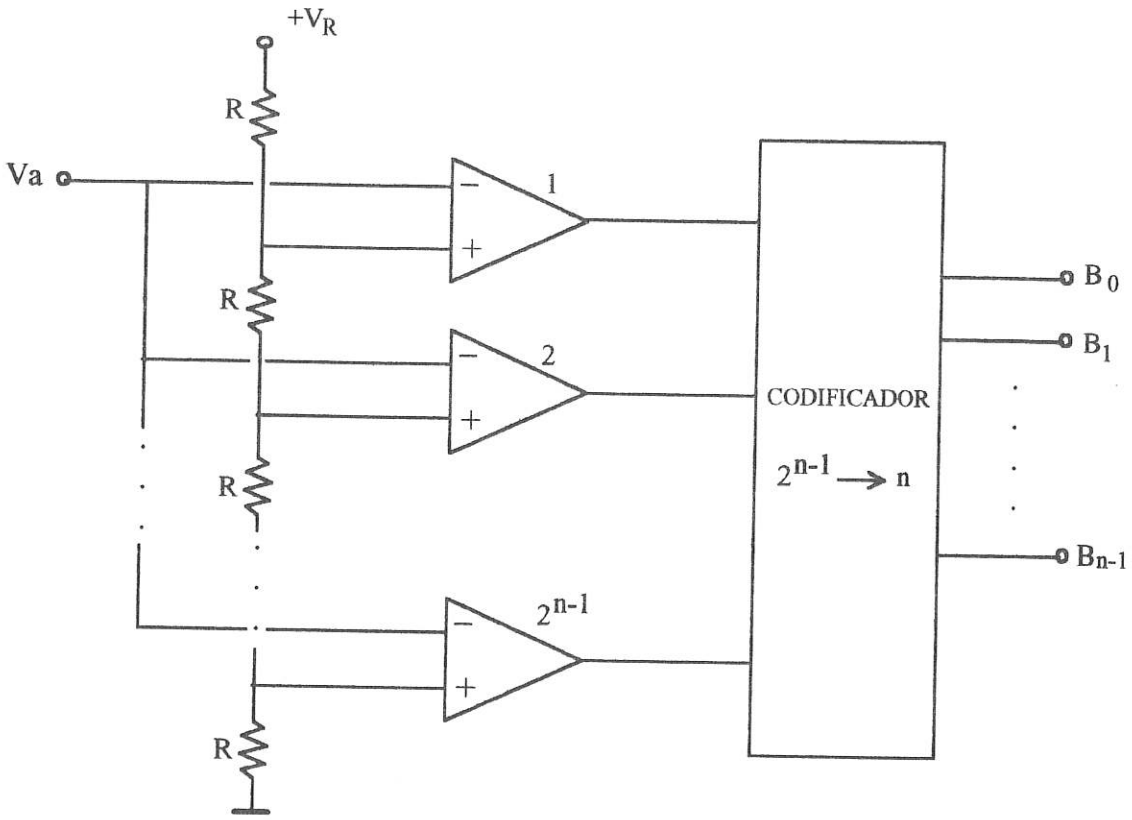



Figura 9.8

Se realiza una comparación simultánea entre la señal de conversión Va y las señales de referencia de $2^n$ producidas por el divisor de resistencias. Éstas son codificadas proporcionando la palabra digital de salida. Debido a la cantidad de componentes requeridos se realizan generalmente para 8 bits y resultan de elevado precio.

La reducción de componentes es obvia, ya que para 8 bits son necesarios 255 comparadores. Con este fin, existen variantes de este método, llamado convertidor paralelo extendido (half-flash). Un convertidor de este tipo se obtiene conectando en cascada dos CAD. El primero realiza la conversión de los cuatro bits más significativos, la señal obtenida se pasa a través de un CDA y se resta de la señal de entrada. La señal resultante de dicha resta es digitalizada

nuevamente por otro CAD. El precio a pagar es el incremento de tiempo en la conversión (la velocidad será algo menor que la mitad de la original).

Así pues, el esquema de un CAD half-flash, será como el de la figura 9.10.

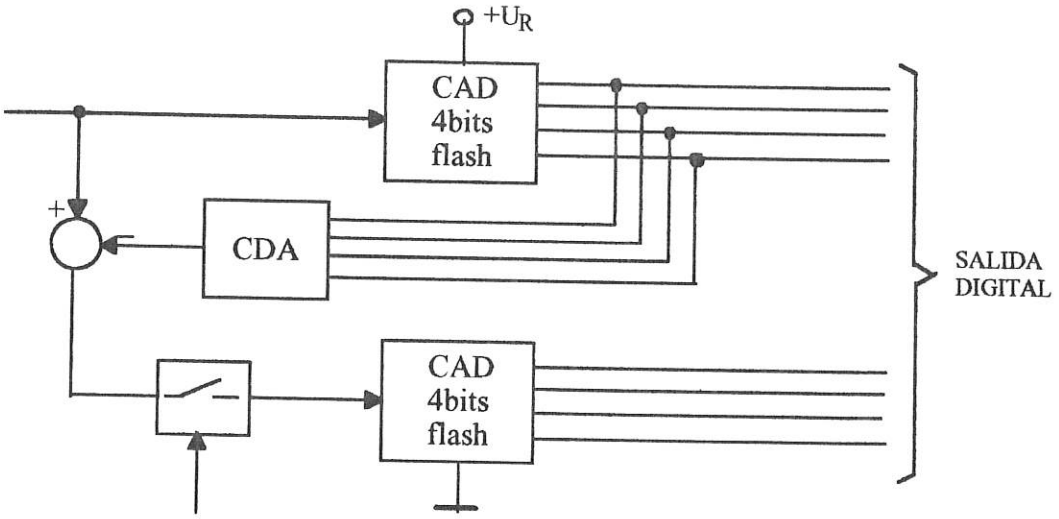



Figura 9.10

Como se observa en el esquema se ha pasado de 225 comparadores a 30. Como ejemplo práctico de CAD flash se puede proponer el HADC 77100 con 150 megamuestras por segundo.

### 9.4.3 MÉTODO DE CONTEO

El circuito se basa en la comparación entre la tensión analógica y la existente en la salida del convertidor D/A (su entrada es la salida de un controlador up/down). Si la diferencia es positiva habrá un incremento positivo en el contador. Si es negativa será un decremento. Cuando la tensión de diferencia sea menor que la resolución, finalizará la conversión (figura 9.11).

Un convertidor basado en el método de conteo es el convertidor de

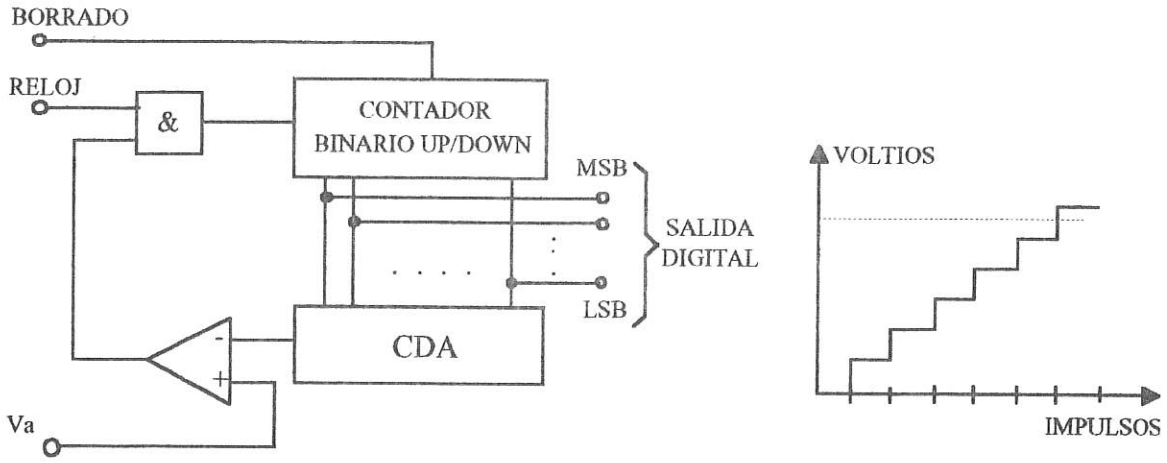



Figura 9.11

simple rampa, cuyo esquema se detalla en la figura 9.12.

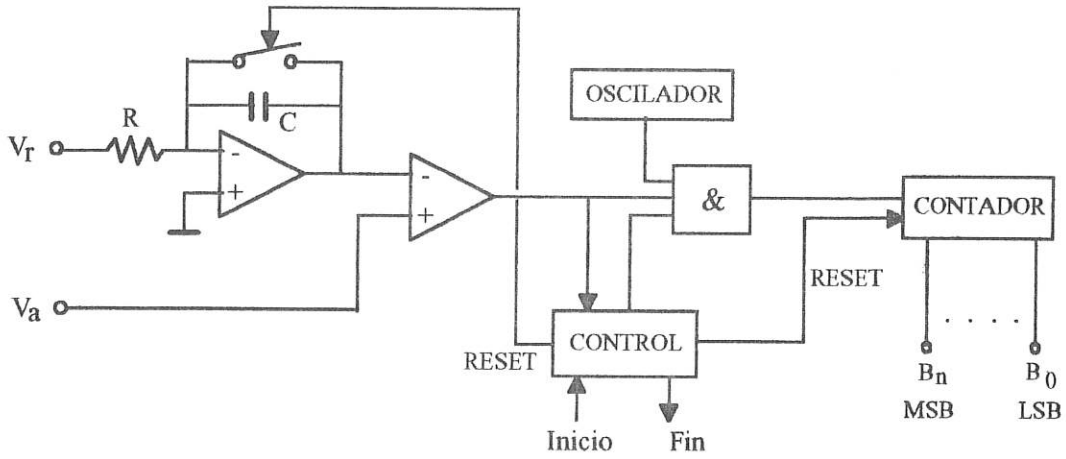



Figura 9.12

Este convertidor transforma la variable analógica de entrada en una variable temporal, integrando la tensión de referencia durante un tiempo dependiente de la señal de entrada. La salida del contador será proporcional al tiempo de integración, y a su vez proporcional a la tensión de entrada.

La principal ventaja es su sencillez y sus mayores inconvenientes son el elevado tiempo de conversión y la poca precisión. Ésta es ocasionada por las

variaciones en la frecuencia del oscilador y en el integrador, debido a las variaciones de capacidad del condensador. El convertidor de doble rampa (figura 9.13) compensa los errores provocados por dichas derivas.

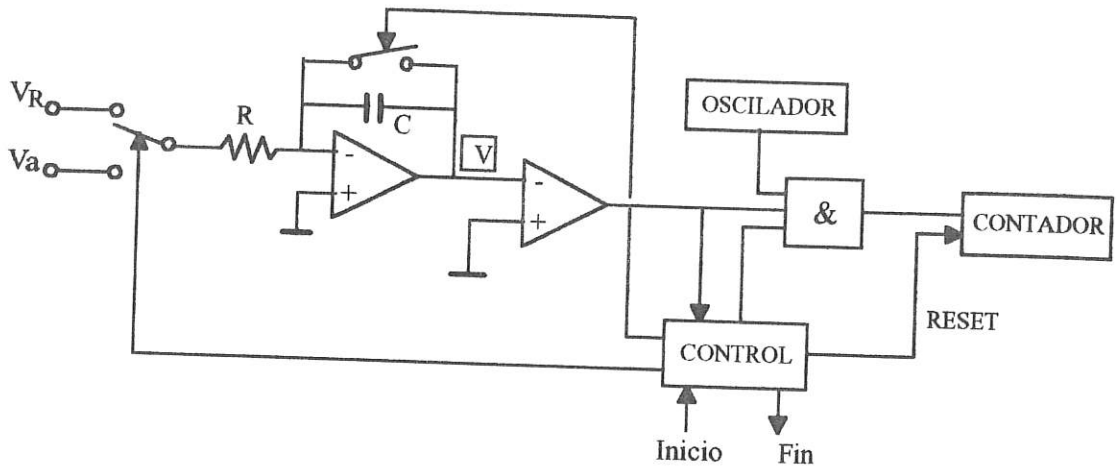



Figura 9.13

La primera rampa se debe a la integración de la tensión de entrada durante un tiempo determinado. La segunda rampa resulta de integrar la tensión de referencia ($-V_R$) hasta que el valor de la integral se anule (figura 9.14).

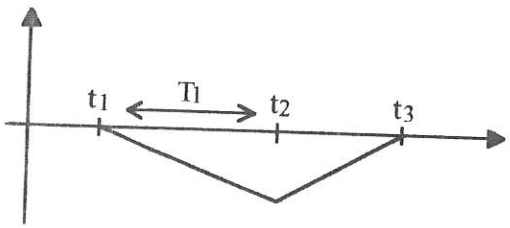



Figura 9.14

$$U(t_2) = -\frac{1}{RC}\int_{t_1}^{t_2} U_A\, dt = -\frac{T_1}{RC} V_A$$

$$0 - \left(-\frac{T_1}{RC}\right) V_A = -\frac{1}{RC}\int_{t_2}^{t_3} -V_R\, dt = \frac{1}{RC} V_R t$$

$$t = \frac{V_A}{V_R} T_1$$

Queda demostrado que el valor de $V_A$ es proporcional a la lectura del contador. Obsérvese que este resultado es independiente de la constante de tiempo RC. Este circuito presenta como ventaja la alta precisión de la conversión, que es independiente de las derivas en la señal de reloj y en la capacidad de integración.

Como ejemplo práctico de CAD de doble rampa se puede proponer el AD7550 de Analog Devices.

### 9.4.4 MÉTODO DE PONDERACIÓN

El más usual es el convertidor de aproximaciones sucesivas, que tiene una conversión media-alta y es un circuito relativamente sencillo. El procedimiento de conversión se basa en realizar tanteos y correcciones en la señal digital de salida, de forma que converja rápidamente hacia el valor correcto (figura 9.15).

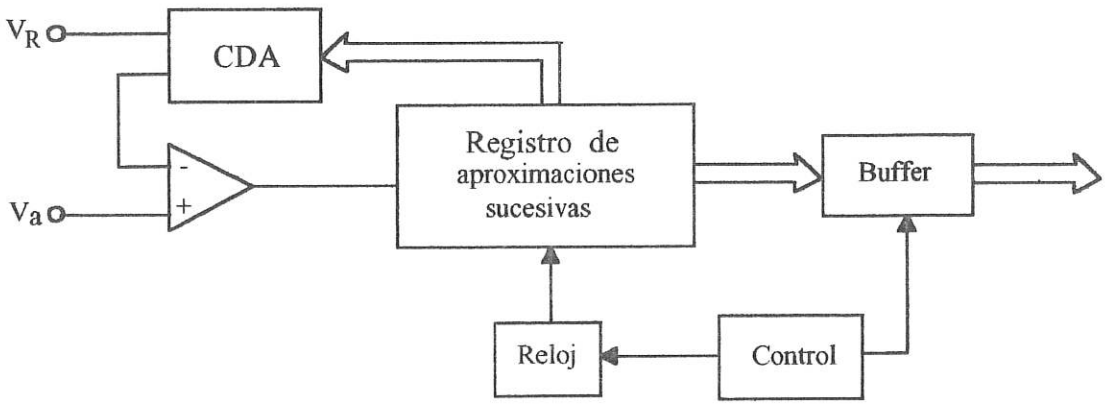



Figura 9.15

El registro de aproximaciones sucesivas modifica bit a bit la palabra digital de salida a intervalos marcados por la señal de reloj. El contenido de cada bit vendrá dado así entre la señal de salida del conversor D/A y la señal analógica de entrada. Como ejemplo práctico de este tipo de convertidor se puede proponer el ADC800 de National.

### 9.4.5 ESPECIFICACIONES DE LOS CONVERTIDORES A/D

Con respecto a la parte digital, se pueden enumerar las siguientes especificaciones:

1-. Resolución. expresada en número de bits del CAD.

2-. Tiempo de conversión: tiempo máximo empleado en efectuar una conversión.

3-. Interconexión con la CPU: señales de control necesarias.

4-. Controles externos: posibilidad de disminuir tiempo a costa de resolución.

5-. Formato de salida: BCD, binario.

6-. Niveles de tensión: TTL, CMOS, ECL.

Con respecto a la parte de analógica:

1-. Rango de tensión de entrada: $0 \div 10V$, $\pm 10V$.

2-. Impedancia de entrada: la capacidad puede ser del pF y la resistencia de $K\Omega$ o $M\Omega$.

3-. Coeficiente de temperatura.

4-. Rango de temperatura de funcionamiento.

5-. Error de cuantificación: $E_m = \frac{1}{2} \frac{V_R}{2^n}$

6-. Error de linealidad: indica la máxima desviación de la respuesta con una linea teórica.

## 9.5 TIPOS DE CONVERTIDORES D/A Y ESPECIFICACIONES

### 9.5.1 CONVERSIÓN D/A

Un convertidor D/A transforma las n entradas digitales en una señal analógica (Vs) proporcional a la anterior y a una tensión de referencia $V_R$.

$$V_s = KV_RB$$

La señal analógica obtenida no va a ser continua debido a la existencia de una señal discreta a la entrada. Hay dos principios básicos de conversión:

- Conversión directa.

- Conversión indirecta.

El primer método se basa en la suma de corrientes ponderadas con los bits de la palabra digital y conversión posterior en una tensión proporcional. Los tiempos de conversión son muy bajos, aunque no hay una gran precisión.

La conversión indirecta, se realiza utilizando un paso intermedio que consiste en la obtención de un impulso de duración proporcional a la magnitud digital aplicada a la entrada del convertidor. En este caso el tiempo de conversión es mayor, pero también lo es la precisión.

## 9.5.2 CONVERSIÓN DIRECTA

La transformación de B en Vs, se realiza mediante una correspondencia entre las $2^n$ combinaciones binarias posibles y las $2^n$ tensiones discretas en función de $V_R$ (figura 9.16).

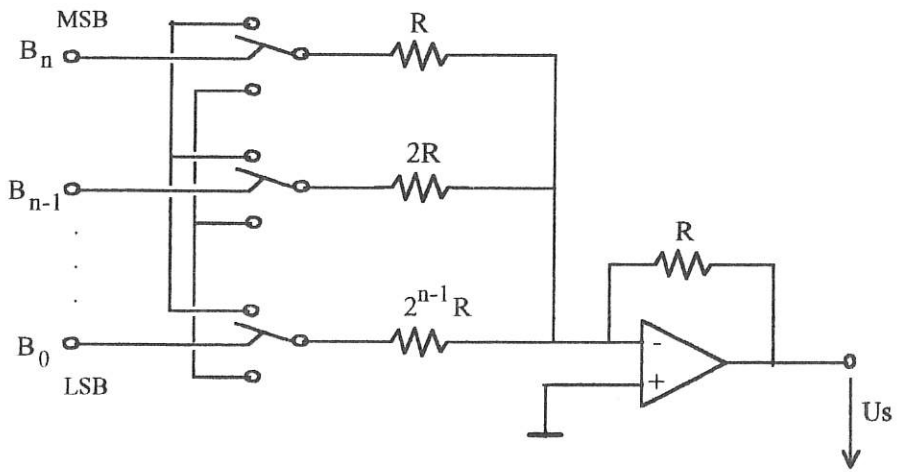



Figura 9.16

$$U_s = \left( \frac{R}{R} B_n + \frac{R}{2R} B_{n-1} + \ldots + \frac{R}{2^{n-1}} B_1 \right) U_R$$

La ponderación de cada bit se logra dando a cada resistencia un valor doble que a la anterior. El inconveniente está en disponer resistencias con la precisión necesaria para un campo de valores tan variados. Con el convertidor de R-2R (figura 9.17). se pretende solucionar el problema al incorporar sólo dos valores. El inconveniente es el uso del doble de resistencias. Este tipo de convertidor es el más extendido en el mercado y pertenece a la serie DAC08XX de National o MC34XX de Motorola.

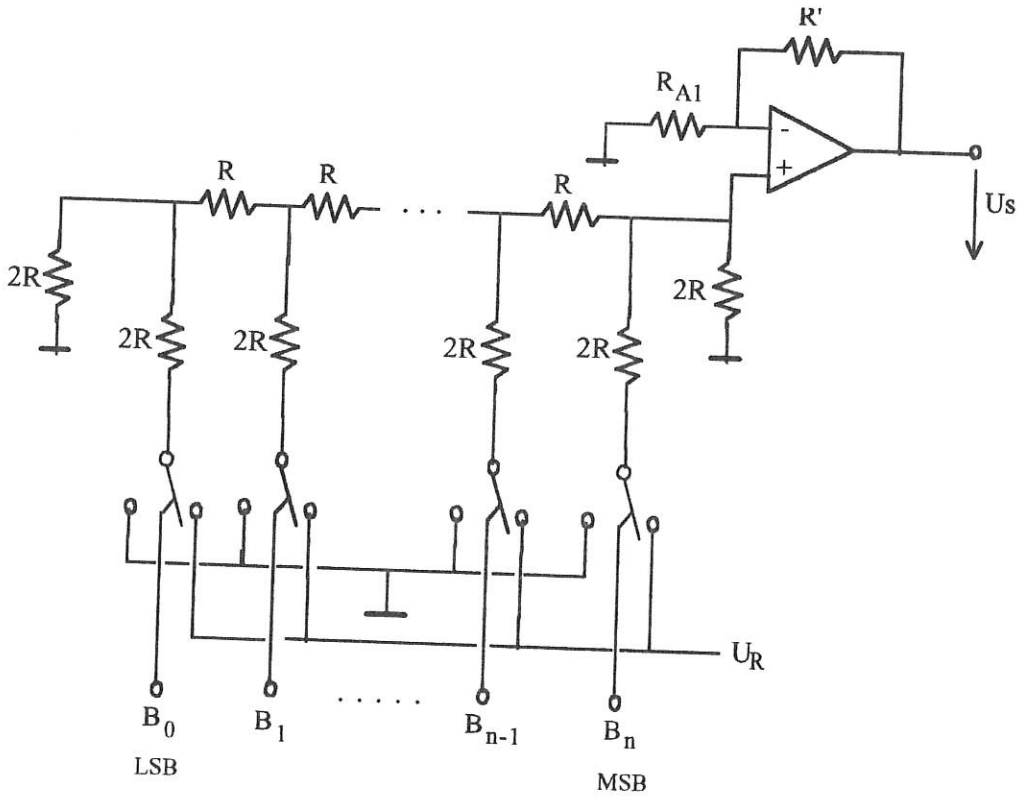



Figura 9.17

## 9.5.3 CONVERSIÓN INDIRECTA

Este método se emplea con el fin de reducir el número de resistencias calibradas. Conduce a la realización del convertidor por modulación del ancho del

pulso (figura 9.18).

Se basa en transformar la variable de entrada en una variable temporal mediante el contador de n bits. A la salida del comparador se obtiene una serie de pulsos de frecuencia fija y ancho de pulso variable, dependiente de la señal de entrada (la salida del comparador será distinta de cero sólo mientras en valor de la señal digital es superior al contador, a partir de ese momento será nula, hasta que vuelva a iniciar el conteo).

El valor de la señal analógica obtenida tras el proceso de filtrado, será proporcional al ancho de los pulsos resultantes, y por tanto proporcional a la señal de entrada.

Como ejemplo práctico se puede mencionar el DAC1600 de G.I.

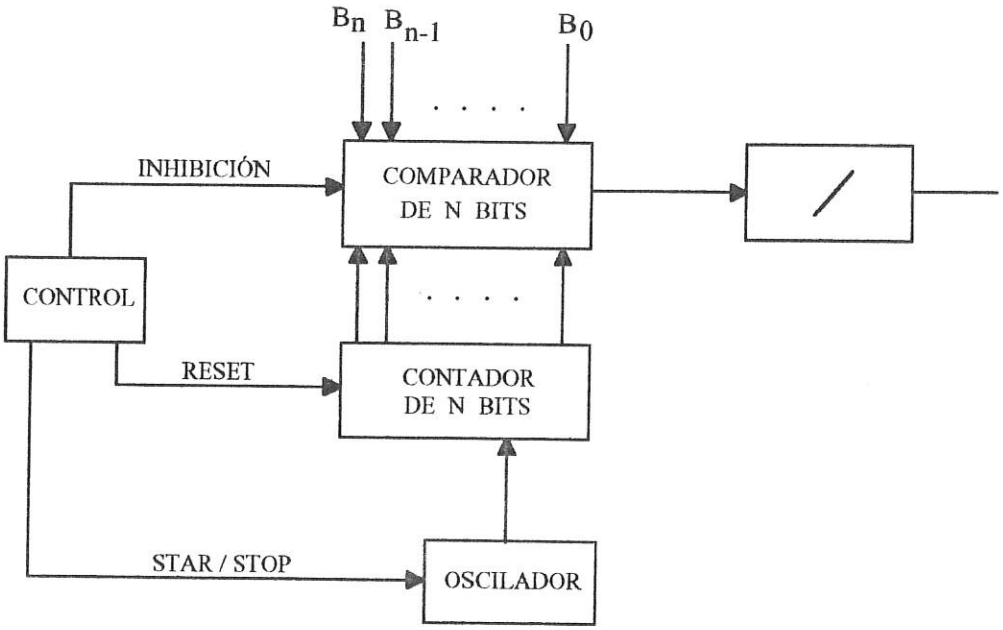



Figura 9.18

## 9.5.4 ESPECIFICACIONES DE LOS CONVERTIDORES D/A

1-. Resolución: viene dada por el número de bits a la entrada

$$n\ R(\%) = \frac{100}{2^n}$$

2-. Tiempo de conversión: (nsg)

3-. Velocidad de subida: da muestra de la rapidez (v/μsg).

4-. Formato de entrada: TTL, CMOS, ECL.

5-. Tensión de referencia: ($V_R$).

6-. Error de linealidad.

7-. Coeficiente de temperatura.

8-. Rango de temperatura.

9-. Tensión de offset.

# TEMA 10

## 10. TRATAMIENTO DE LAS SEÑALES ANALÓGICAS

## 10.1 ESTRUCTURA GENERALIZADA DE CIRCUITOS CON A.O.

Para abordar este tema se va a partir de dos definiciones básicas acerca de los cuadripolos pasivos:

1-. Impedancia de transferencia en cortocircuito Z: que se define como el cociente entre $u_e$ e $i_s$ cuando la salida está en cortocircuito ($u_s = 0$).

$$Z = \left.\frac{u_e}{i_s}\right|_{u_s = 0}$$

2-. Ganancia de tensión circuito abierto, A: que viene dada como el cociente de $u_s$ entre $u_e$ cuando la salida está en circuito abierto ($i_s = 0$).

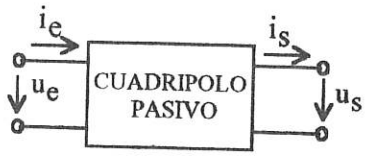



Figura 10.1

$$A = \left.\frac{u_s}{u_e}\right|_{i_s = 0}$$

### 10.1.1 ESTRUCTURA INVERSORA

Este tipo de estructura está formada por dos cuadripolos pasivos y un amplificador operacional realimentado negativamente, tal como se muestra en la figura 10.2.

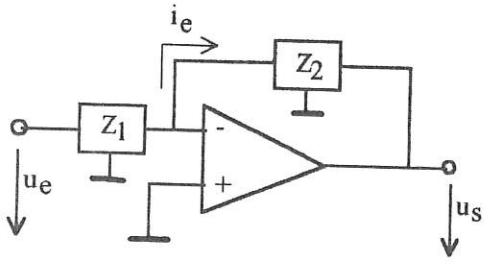



Figura 10.2

Según se observa en la figura, se trata de una aplicación lineal ya que hay una realimentación negativa y por consiguiente existirá un cortocircuito virtual en el amplificador operacional. Por consiguiente, en el cuadripolo que se tiene a la

entrada del operacional, su salida, estará en cortocircuito y por tanto se comportará como una impedancia de transferencia $Z_1$.

En el cuadripolo situado en la realimentación, lo que ocurre es que la tensión de entrada del cuadripolo es $u_s$ y su tensión de salida estará en cortocircuito, comportándose este cuadripolo como otra impedancia de transferencia $Z_2$.

Según esto se tendrá que:

$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{u_e}{i_e} = Z_1 \\ \dfrac{u_s}{-i_e} = Z_2 \end{array}\right] \Rightarrow \quad \frac{u_s}{u_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Si se generaliza la expresión anterior, se tendrá:

$$\frac{u_1}{i_1} = Z_1, \frac{u_2}{i_2} = Z_2, \ldots, \frac{u_n}{i_n} = Z_n$$

$$\frac{u_s}{i_e} = -Z_o$$

$$i_e = i_1 + i_2 + \ldots + i_n$$

$$u_s = -\frac{Z_0}{Z_1} u_1 - \frac{Z_0}{Z_2} u_2 - \ldots - \frac{Z_0}{Z_n} u_n$$

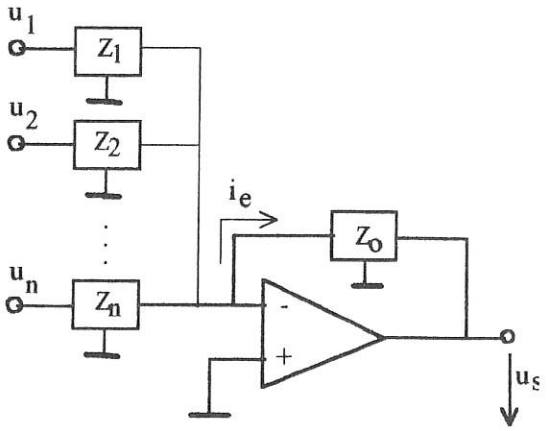



Figura 10.3

## 10.1.2 ESTRUCTURA NO INVERSORA

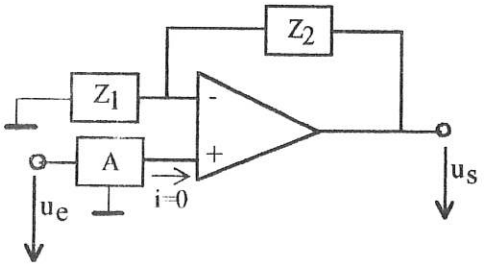



Figura 10.4

Este tipo de estructura (figura 10.4) está formada por un cuadripolo y un amplificador operacional con topología de amplificador no inversor.

En el cuadripolo, la tensión de

salida no es nula, pero la intensidad de salida si lo es, por lo tanto el parámetro que caracteriza al cuadripolo es la ganancia a circuito abierto A.

Así pues la función de transferencia de una estructura no inversora dependerá de la ganancia en circuito abierto del cuadripolo pasivo y vendrá dada por la expresión:

$$\frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) A$$

## 10.2 DISEÑO DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SIMPLES

A la hora del diseño de funciones de transferencia sencillas, existen unas tablas de cuadripolos pasivos RC las cuales sirven de ayuda para el cálculo de estas funciones de transferencia. Las tablas en cuestión están caracterizadas por dos parámetros que son la ganancia de tensión a circuito abierto, A y la admitancia de transferencia en cortocircuito Y= 1/Z.

Como ejemplo de diseño de función de transferencia simple, se va a realizar el diseño de un filtro paso bajo de primer orden, el cual se caracteriza por tener un polo a una determinada frecuencia, $f_o$. Por consiguiente su función de transferencia será del tipo:

$$G(s) = \frac{k}{1 + Ts}$$

Dicho filtro se puede obtener mediante las dos estructuras anteriormente estudiadas:

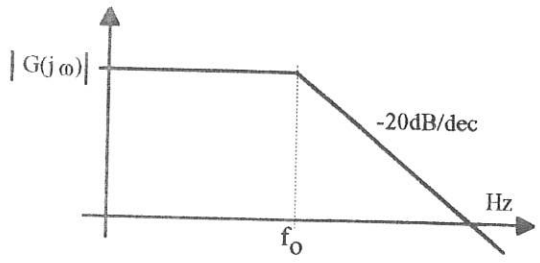



Figura 10.5

*1-. Filtro Paso Bajo con estructura inversora.*

Puesto que el dato que se obtiene de las tablas son admitancias de transferencia, conviene expresar la función de transferencia de la estructura

inversora como:

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{Y_1}{Y_2}$$

siendo:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}$$

$$Y_2 = \frac{1 + j\omega R_2 C}{R_2}$$

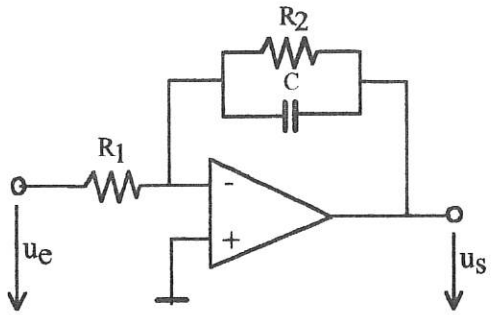



Figura 10.6

por consiguiente:

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$$

*2-. Filtro Paso Bajo con estructura no inversora.*

El circuito que se obtendrá será como el representado en la figura 10.7,

donde:

$$\frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) A$$

obteniendo de las tablas que:

$$A = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

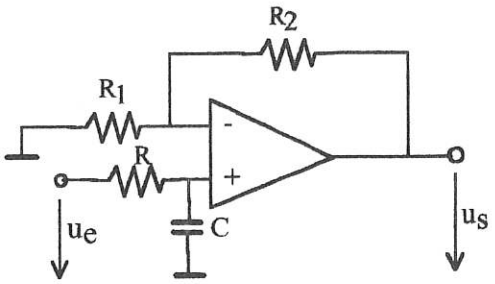



Figura 10.7

por consiguiente:

$$\frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1}{1 + j\omega RC}$$

## 10.2.1 REDES DE ADELANTO-RETRASO DE FASE

Una red de compensación tiene una función de transferencia del tipo:

$$G(s) = K\,\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s}$$

estas redes de compensación pueden ser de adelanto de fase o de retraso de fase.

*1-. Red de adelanto de fase.*

En este tipo de red predomina el efecto del cero, de forma que $T_1 > T_2$. Con esta red se potencia la señal de alta frecuencia, con lo que el sistema se hace

más rápido y por tanto más oscilatorio obteniéndose un diagrama de Bode como el representado en la figura 10.8.

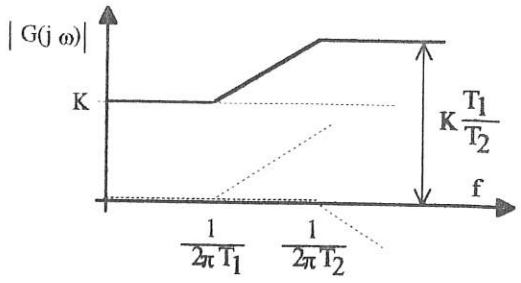



Figura 10.8

La respuesta temporal de esta red ante una señal de entrada en escalón es como la representada en la figura 10.9:

$$\lim_{s\to\infty} G(s) = K\,\frac{T_1}{T_2}$$

$$\lim_{s\to 0} G(s) = K$$

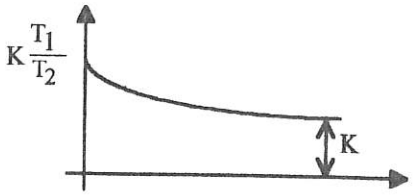



Figura 10.9

*2-. Red de atraso de fase.*

Con este tipo de red predomina el efecto de polo, de forma que $T_1<T_2$, potenciándose las señales de baja frecuencia, con lo cual el sistema es más lento y menos oscilatorio, obteniéndose un diagrama de Bode como el de la figura 10.10.

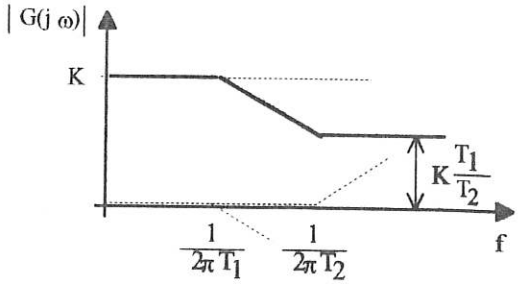



Figura 10.10

La respuesta temporal de esta red ante una señal de entrada en escalón es como la representada en la figura 10.11.

$$\lim_{s\to\infty} G(s) = K\,\frac{T_1}{T_2}$$

$$\lim_{s\to 0} G(s) = K$$

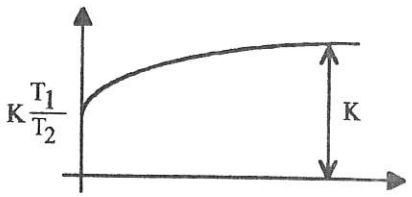



Figura 10.11

A continuación se realizará la red de adelanto con una estructura inversora (figura 10.12) y la red de retraso con una estructura no inversora (figura 10.13).

$$\frac{u_s}{u_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{Y_1}{Y_2}$$

donde:

$$Y_1 = \frac{1 + T_1 s}{R_1(1 + T_2 s)}$$

$$Y_2 = \frac{1}{R}$$

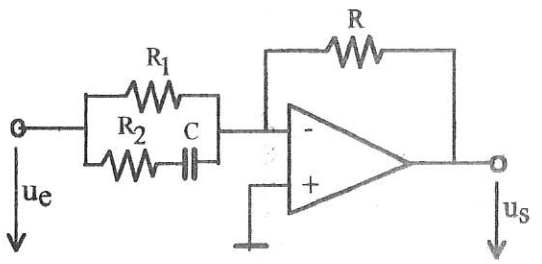



Figura 10.12

siendo:

$$T_1 = (R_1 + R_2)\, C \qquad y \qquad T_2 = R_2 C$$

luego:

$$G(s) = -\frac{R\left[1 + (R_1 + R_2)C\, s\right]}{R_1\,(1 + R_2 C\, s)}$$

donde se observa que $T_1 > T_2$, obteniéndose una red de adelanto.

$$\frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) A$$

donde:

$$A = \frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s}$$

siendo:

$$T_1 = R(C_1 + C_2)$$

$$T_2 = RC_1$$

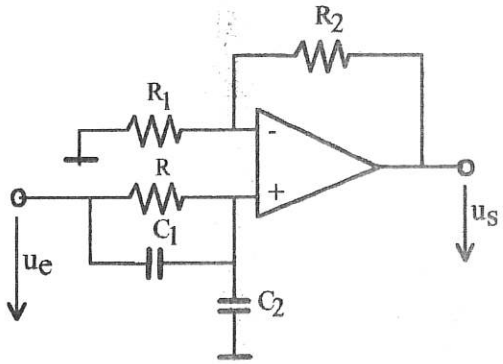



Figura 10.13

luego:

$$G(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + RC_1 s}{1 + R(C_1 + C_2)s}$$

donde se observa que $T_1 < T_2$, obteniéndose una red de atraso.

## 10.3 BLOQUES ANALOGICOS DE REGULACIÓN

Los bloques básicos que constituyen un bucle de control analógico son el amplificador de error y el regulador.

El amplificador de error, no es más que un amplificador diferencial del tipo

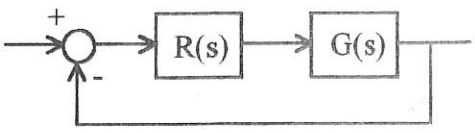



Figura 10.14

estudiado en el apartado 7.1.4 de estos apuntes, en el cual por el terminal positivo del operacional se aplica la señal de error, y por el terminal negativo la señal de mando.

El regulador puede ser de varios tipos según su funcionamiento:

P-. proporcional.

PD-. proporcional-derivativo.

PI-. proporcional-integrador.

PID-. proporcional-derivativo-integrador.

A continuación se estudian los reguladores PI y PID.

## 10.3.1 REGULADOR PI

Como se ha dicho anteriormente, este tipo de regulador se caracteriza por tener una acción de control proporcional e integral. Por consiguiente, tendrá una función de transferencia del tipo:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = K\left(1+\frac{1}{T_n s}\right) = K\,\frac{1+T_n s}{T_n s}$$

Según se desprende de la expresión anterior, se va a tener un polo en el origen. lo cual es bastante difícil de conseguir. No obstante la topología del circuito de un regulador PI es como la representada en la figura 10.15, donde:

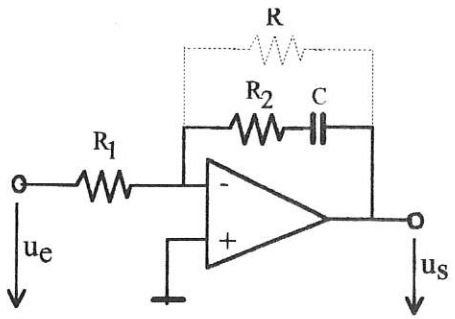



Figura 10.15

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = -\,\frac{1+R_2 C\, s}{R_1 C\, s}$$

Realizando el análisis en frecuencia de dicho montaje (figura 10.16), se observa la imposibilidad de tener la acción integral, pues ésta va a estar

limitada por la ganancia diferencial del amplificador operacional.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega C R_1}{1 + j\omega C(R_1 + R_s)}$$

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1 + j\omega C(R_1 + R_s)}{j\omega C R_1}$$

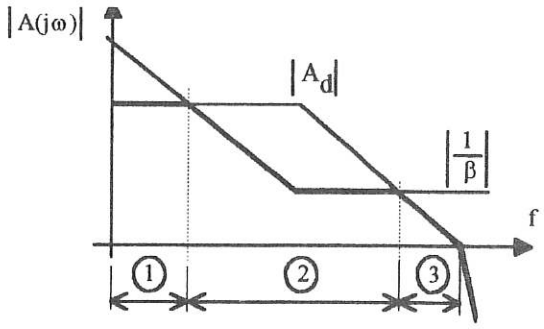



Figura 10.16

En las zonas 1 y 3 se tendrá un comportamiento no ideal, de forma que:

$$\left|\frac{1}{\beta}\right| > |A_d| \qquad \text{con lo que:} \qquad A_{CL}(f) = |A_{CL}(0)||\beta||A_d|$$

$$A_{CL}(f) = \left|\frac{1 + j\omega R_2 C}{j\omega R_1 C}\right|\left|\frac{j\omega R_1 C}{1 + j\omega(R_1 + R_2)C}\right| \approx |A_d|$$

En la zona 2, se tendrá un comportamiento correcto, siendo ésta su zona de trabajo, de forma que:

$$\left|\frac{1}{\beta}\right| < |A_d| \qquad \text{con lo que:} \qquad A_{CL}(f) \approx A_{CL}(0)$$

$$A_{CL}(f) = \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_1 C}$$

### 10.3.2 REGULADOR PID

Este tipo de regulador se caracteriza por tener acción de control proporcional, derivativo e integral. Con lo cual como efecto de la suma de estas tres componentes, se tendrá la siguiente función de transferencia:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = K\left(1 + T_v s + \frac{1}{T_n s}\right) = K\,\frac{(1 + T_n s)(1 + T_v s) - T_v s}{T_n s}$$

La condición de diseño que se impone es que $T_n >> T_v$, luego se puede decir que:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = K\,\frac{(1 + T_s s)(1 + T_v s)}{T_n s}$$

Al introducir el efecto de un cero, además del polo en el origen se

corrige el error existente entre la señal de control y la señal de salida.

Un circuito básico de regulador PID es como el representado en la figura 10.17.

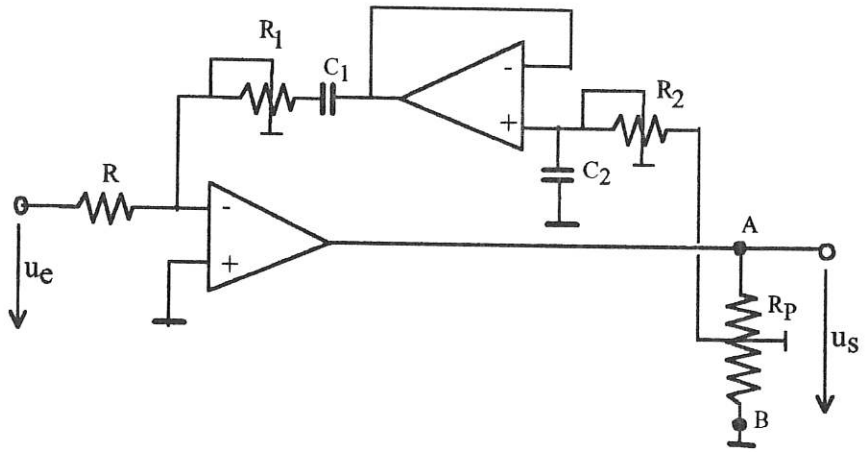
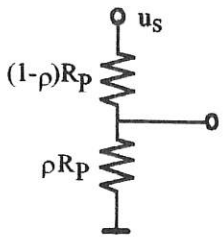



Figura 10.17

En el cual si se hace el equivalente Thevenin entre los puntos A y B, se tendrá que:

$$R_{eq} = \frac{\rho R_P (1-\rho)\, R_P}{R_P} = \rho\,(1-\rho)\, R_P$$

$$V_{eq} = \frac{u_s}{R_P}\,\rho\, R_P = \rho\, u_s$$




Según esto se podrá representar el circuito anterior de la siguiente forma (figura 10.18).

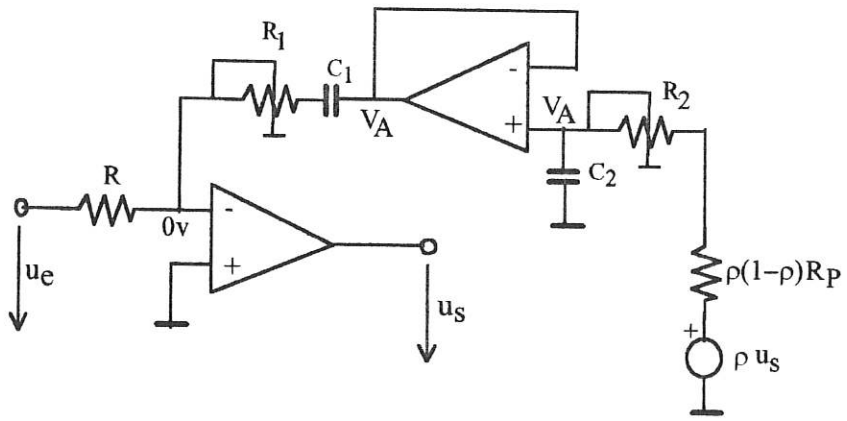



Figura 10.18

El valor de $V_A(s)$ será:

$$V_A(s) = \frac{\rho\, u_s}{R_2' + \frac{1}{C_2\, s}} \frac{1}{C_2\, s} = \frac{\rho\, u_s}{1 + R_2' C_2\, s}$$

siendo:

$$R_2' = R_2 + \rho\,(1-\rho)\, R_P$$

Una vez obtenido el valor de $V_A(s)$ es fácil obtener la relación de $V_A(s)$ con $u_e(s)$, de forma que:

$$\frac{V_A(s) - 0}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}} = -\frac{u_e(s) - 0}{R} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_A(s)}{u_e(s)} = -\frac{R_1 + \frac{1}{C_1 s}}{R} = -\frac{1 + R_1 C_1\, s}{R C_1\, s}$$

Por consiguiente la función de transferencia que se obtendrá será:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = -\frac{(1+R_1 C_1)(1+R_2' C_2)}{\rho C_1 R\, s}$$

Luego se obtiene una función de transferencia gemela a la que se mostró en un principio, con las siguientes equivalencias:

$$T_n = R_1 C_1$$

$$T_v = R_2' C_2 = (R_2 + \rho\,(1-\rho)\, R_P)\, C_2$$

$$\frac{T_n}{K} = \rho R C_1 \quad \Rightarrow \quad K = \frac{T_n}{\rho R C_1} = \frac{R_1}{\rho R}$$

Al ser la condición de diseño que $T_n >> T_v$, deberá cumplirse que $R_1 C_1 >> R_2' C_2$.

## 10.4 FILTROS ACTIVOS Y PASIVOS

Un filtro eléctrico es un cuadripolo que produce la anulación de determinadas componentes de frecuencia del espectro de la señal de entrada. El filtro ideal no debe presentar atenuación ni desfase en la gama de frecuencias de la banda pasante, en cambio debe producir una atenuación infinita de las componentes exteriores a su banda pasante. Las zonas correspondientes a atenuación nula y

atenuación infinita están separadas por las denominadas frecuencias de corte o límites, dependientes de la configuración del filtro.

Los filtros se pueden clasificar en:

1-. Filtro paso bajo.

2-. Filtro paso alto.

3-. Filtro paso banda.

4-. Filtro rechazo de banda.

*1-. Filtro Paso Bajo.*

Su función es la de permitir el paso de las componentes del espectro de la señal desde frecuencias continuas hasta la frecuencia de corte $\omega_C$. Sus parámetros característicos son:

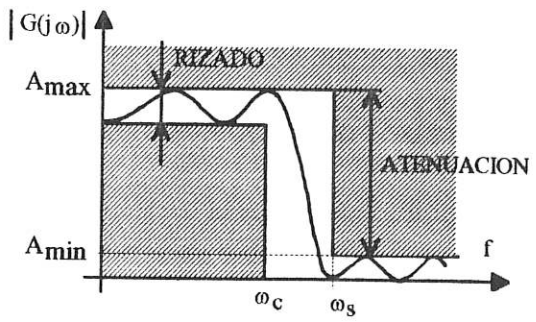



Figura 10.19

$\omega_C$ -. frecuencia angular de corte.

$\omega_S$ -. frecuencia angular de la banda de supresión.

$A_{max}$-. rizado de la banda pasante.

$A_{min}$-. atenuación de la banda suprimida.

$\omega_C/\omega_S$-. selectividad del filtro.

*2-. Filtro Paso Alto.*

Suprime las componentes de la señal por debajo de la frecuencia de corte, y sus parámetros son los mismos que para el filtro paso bajo:

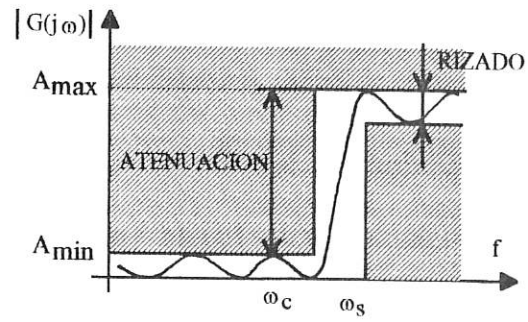



Figura 10.19

$\omega_C$ -. frecuencia angular de corte.

$\omega_S$ -. frecuencia angular de la banda de supresión.

$A_{max}$-. rizado de la banda pasante.

$A_{min}$-. atenuación de la banda suprimida.

$\omega_C/\omega_S$-. selectividad del filtro.

*3-. Filtro Paso-Banda.*

Permite el paso de una banda de frecuencias, mientras que atenúa las componentes del espectro de la señal fuera de dicha banda.

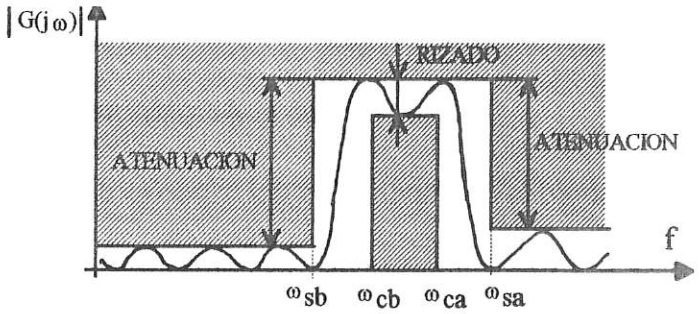



Figura 10. 20

*4-. Filtro Rechazo de Banda.*

Este tipo de filtro es contrario al anterior, de forma que atenúa las componentes de una banda, permitiendo el paso del resto de las componentes del espectro de frecuencias.

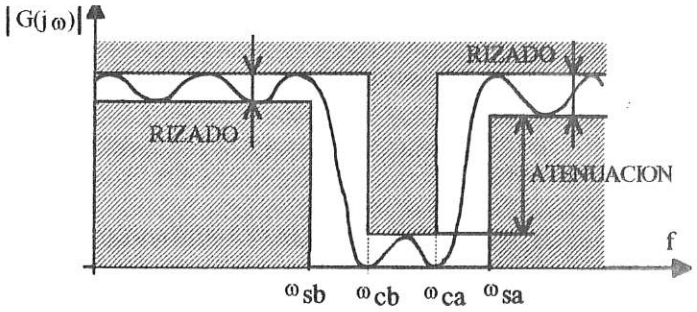



Figura 10. 21

En general, la banda pasante, en los filtros paso banda, y la banda suprimida, en los filtros rechazo de banda, no tienen por que ser simétricas y la atenuación en la banda suprimida a baja frecuencia no coincide con la banda suprimida de alta frecuencia en los FPB, así como el rizado a baja frecuencia no tiene por que coincidir con el rizado en alta frecuencia en los FRB.

Aunque lo normal es que estos dos filtros trabajen de forma simétrica (figura 10.22), teniéndose entonces los siguientes parámetros:

$f_2 \cdot f_3 - f_1 \cdot f_4 = f_0^2$ -. condición de simetría del filtro ($f_0$ = frecuencia de sintonía).

$\frac{f_3 - f_2}{f_4 - f_1} = K$ -. selectividad del filtro.

$AB = f_3 - f_2$ -. ancho de banda del filtro.

$\frac{f_0}{AB} = Q$ -. factor de calidad del filtro.

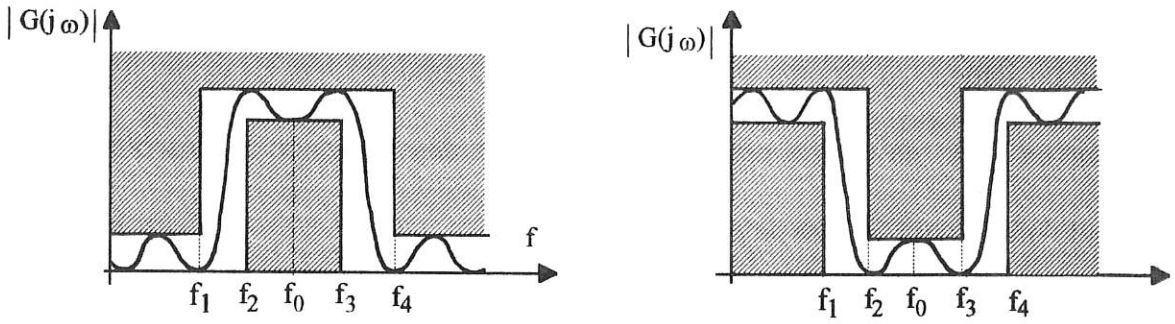



Figura 10.21

Se podría hablar de un quinto grupo de filtros, pasa-todo, cuya banda pasante, idealmente, se extiende desde la frecuencia nula hasta la infinita. No atenúa ninguna componente del espectro de frecuencias, siendo su objetivo el desfase de distintas componentes de frecuencia de la señal.

La obtención de un filtro ideal implica un circuito con infinitos elementos, pero hay que tener en cuenta que en los filtros al igual que en los demás circuitos, se plantea un compromiso entre los requisitos técnicos y económicos, por tanto habrá que buscar un equilibrio entre ambos.

Los filtros estudiados en este apartado son filtros activos, y están

reservados para las bajas frecuencias (0-$10^6$ Hz). Pero existen otro tipos de filtros que son los pasivos, cuando todos sus componentes son pasivos, estando reservados para las altas frecuencias. La diferencia fundamental entre ambos es que en los filtros activos puede haber ganancia, mientras que en los pasivos sólo hay atenuación.

## 10.5 BLOQUES BÁSICOS CONSTITUYENTES DE UN FILTRO ACTIVO

Una de las técnicas a utilizar para la realización de filtros es mediante descomposiciones en bloques de primer orden y segundo orden. Es decir, si se desea diseñar un filtro de quinto orden, éste se puede descomponer en dos bloques de segundo orden y un bloque de primer orden.

### 10.5.1 BLOQUES DE PRIMER ORDEN

Aplicando los conceptos de estructuras generalizadas de los amplificadores operacionales, la función de transferencia de un filtro paso bajo de primer orden corresponderá a un polo de primer orden, luego si se realiza con una estructura no inversora se tendrá:

$$\frac{u_s(j\omega)}{u_e(j\omega)} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1}{1+j\omega RC}$$

siendo la frecuencia de corte:

$$f_P = \frac{1}{2\pi RC}$$

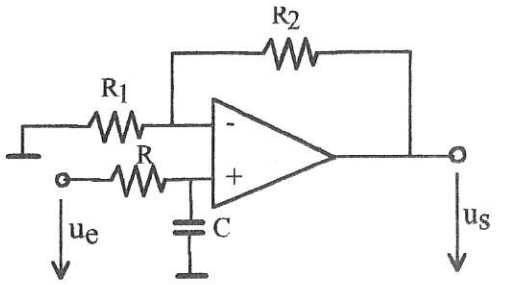



Figura 10.22

Y para el filtro paso alto

habrá que introducir a la expresión anterior un polo en el origen, de forma que:

$$\frac{u_s(j\omega)}{u_e(j\omega)} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{j\omega RC}{1+j\omega RC}$$

siendo la frecuencia de corte:

$$f_Z = \frac{1}{2\pi RC}$$

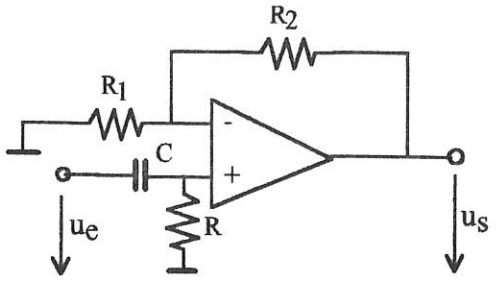



Figura 10.23

## 10.5.2 BLOQUES DE SEGUNDO ORDEN

### 10.5.2.1 FILTRO PASO BAJO

El filtro paso bajo de segundo orden estará caracterizado por tener polos de segundo orden y en el numerador un término invariante en frecuencia. De otro lado, los valores que puedan tomar las raíces del denominador definirán el comportamiento del filtro.

Hay tres tipos diferentes de raíces que se pueden dar:

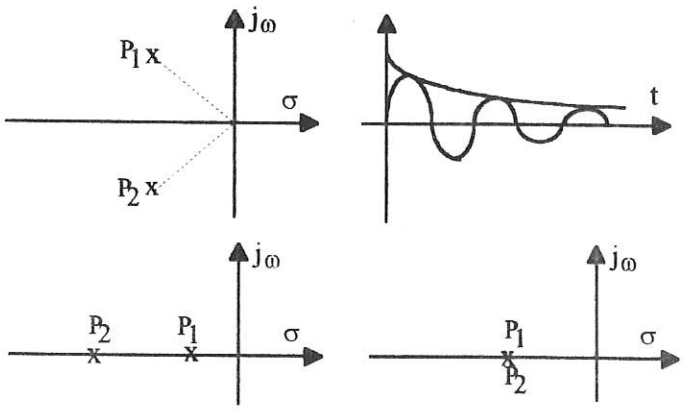
1-. raíces conjugadas.

2-. raíces reales.

3-. raíz real doble.

En la figura 10.24 se muestra el comportamiento del filtro paso bajo frente a una entrada impulsional, según la situación de los polos en el plano. Y tal como se estudió en el apartado 2.3 de estos apuntes, la función de transferencia puede ponerse como:

$$G(j\omega) = \frac{K}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\xi\frac{j\omega}{\omega_0} + 1}$$




Fifura 10.24

siendo $\xi$ el coeficiente de amortiguamiento y $\omega_0$ la frecuencia natural amortiguada. Es normal expresar en vez del coeficiente de amortiguamiento, el factor de sobre tensión, Q, relacionado como:

$$Q = \frac{1}{2\xi Q}$$

La función de transferencia del filtro paso bajo de segundo orden quedará:

$$G(j\omega) = \frac{K}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\frac{j\omega}{\omega_0} + 1}$$

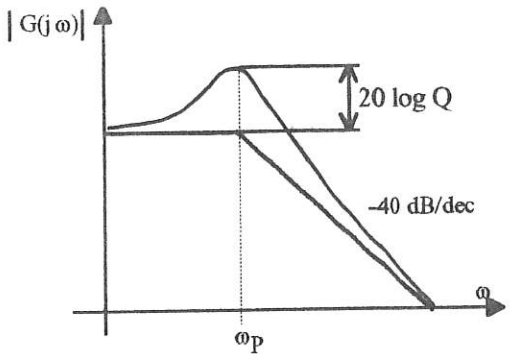



Figura 10.25

La figura 10.25 muestra el diagrama de Bode en ganancia para tal función de transferencia. Obsérvese que a medida que se aumente el factor de sobretensión (disminución de $\xi$), aumenta el pico de resonancia.

## 10.5.2.2 FILTRO PASO ALTO

La función de transferencia del filtro paso alto es:

$$G(j\omega) = \frac{K\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\frac{j\omega}{\omega_0} + 1}$$

formado por un polo conjugado de segundo orden, y un cero doble en el origen, tal como se representa en la figura 10.26.

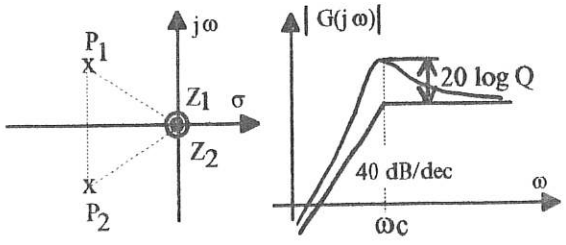



Figura 10.26

## 10.5.2.3 FILTRO PASO BANDA

Su función de transferencia corresponde a una ecuación tal que

mantiene un cero en el origen y un polo conjugado de segundo orden. La figura 10.27 indica la posición en el plano S y su respuesta en frecuencias.

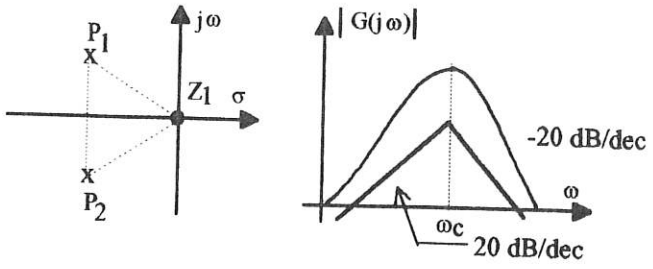



Figura 10.27

$$G(j\omega) = \frac{k\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\frac{j\omega}{\omega_0} + 1}$$

## 10.5.4 FILTRO RECHAZO DE BANDA

Su función de transferencia es:

$$G(j\omega) = \frac{k\left(\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1\right)}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\frac{j\omega}{\omega_0} + 1}$$

cuyos polos y ceros, así como su respuesta en frecuencia están representados en la figura 10.28.

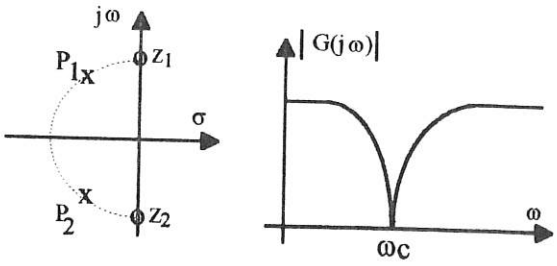



Figura 10.28

## 10.6 APROXIMACIONES POLINÓMICAS DE UN FILTRO

Considerando una red de transmisión que es capaz de transmitir una señal desde la entrada hasta la salida, pero retrasada un cierto tiempo, $\tau$.

$$V_e(t) \rightarrow V_s(t) = V_e(t - \tau)$$

Mediante la Transformada de Laplace, se obtiene:

$$V_s(s) = \int_0^\infty u_i - (t - \tau)\, e^{-st}\, dt = e^{-st}\, V_e(s)$$

$$G(s) = \frac{V_s(s)}{V_e(s)} = e^{-sz} = \frac{1}{1 + s\tau + \frac{1}{2!}(s\tau)^2 + \frac{1}{3!}(s\tau)^3 + \ldots}$$

Cuanto mayor sea el número de sumandos mayor será la precisión

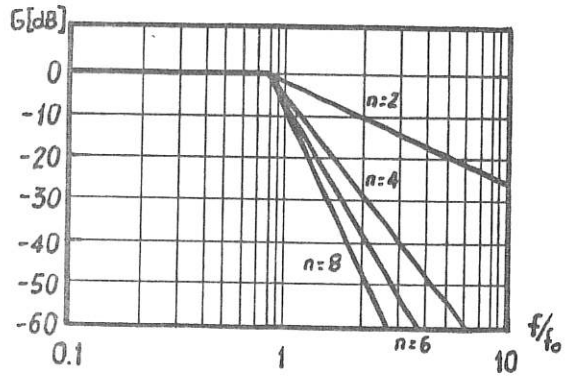
obtenida. Si en G(s) sólo se toma un número finito de sumandos, la red formará un filtro paso bajo. El filtro no trata igualmente a todas las frecuencias, ni en la velocidad de propagación ni en la atenuación. Es por ello, que en función de que se desee obtener una respuesta plana, el retardo más plano o la mínima banda de transición obliga a que los polinomios de la función de transferencia posean una determinada estructura, obteniendo así los filtros de Butterworth, Bessel y Chebyshev.

## 10.7 FILTROS DE BUTTERWORTH

Estos filtros se caracterizan por tener la mínima atenuación en la banda pasante. Para cumplir esta condición, el módulo al cuadrado de la función de transferencia cumple:

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^{2n}}$$

De la ecuación anterior se deduce que para $\omega = \omega_0$ se produce una caída de 3dB respecto de la ganancia en la banda pasante, sea cual fuera el orden del filtro, y una caída de 20dB/década por orden de filtro (figura 10.29).




Los polos vendrán dados por la expresión:

$$|G(s)| = \frac{1}{1+\left(\frac{s}{j}\right)^{2n}}; \qquad 1+(-1)^n s^{2n} = 0$$

$$s = e^{j\frac{\pi}{2}\frac{2i+1-1}{n}} \qquad i = 1,2,\ldots,2\pi$$

Por ejemplo, si n=2 el polinomio de Butterworth tendrá cuatro polos, simétricamente distribuidos sobre la circunferencia de radio unidad, centrada en el origen del plano S, considerando sólo los polos del semiplano negativo, se tendrá que:

$n = 2 \qquad s^2 + (2\cos 45°)\, s + 1 = s^2 + \sqrt{2}s + 1$

Los valores de los coeficientes de Butterworth vienen dados en la siguiente tabla.

| n | D(s) |
|---|---|
| 1 | $s+1$ |
| 2 | $s^2+1.41421s+1$ |
| 3 | $(s+1)(s^2+s+1)$ |
| 4 | $(s^2+0.76537s+1)(s^2+1.84776s+1)$ |
| 5 | $(s+1)(s^2+0.61803s+1)(s^2+1.61803s+1)$ |
| 6 | $(s^2+0.51764s+1)(s^2+1.41421s+1)(s^2+1.93186s+1)$ |
| 7 | $(s+1)(s^2+0.44504s+1)(s^2+1.24698s+1)(s^2+1.80194s+1)$ |
| 8 | $(s^2+0.39018s+1)(s^2+1.11114s+1)(s^2+1.066294s+1)$ $(s^2+1.96157s+1)$ |
| 9 | $(s+1)(s^2+0.3473s+1)(s^2+s+1)(s^2+1.53209s+1)(s^2+1.87939s+1)$ |
| 10 | $(s^2+0.31287s+1)(s^2+0.90798s+1)(s^2+1.41421s+1)$ $(s^2+1.78201s+1)(s^2+1.97538s+1)$ |

## 10.8 FILTROS DE CHEBYSHEV

Hay ocasiones en las que un corte brusco en la banda pasante es más importante que conseguir que la respuesta sea más plana, entonces se emplearán los filtros de Chebyshev que presentan una caída mayor en la banda de transición que los filtros Butterworth y que los de Bessel para un orden dado.

La función de transferencia del filtro del filtro paso bajo está dado por:

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(j\omega)}$$

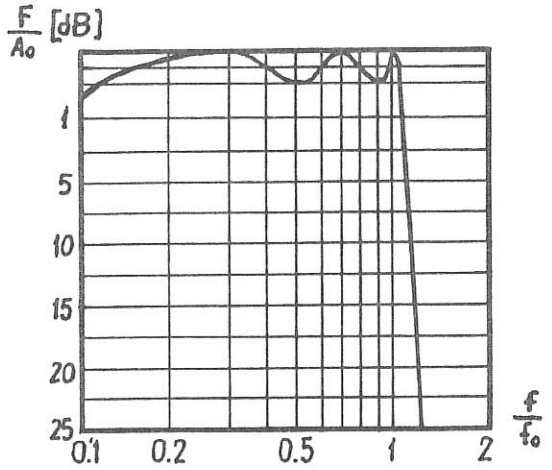
El coeficiente $\varepsilon$ (factor de ondulación), determina la ondulación de la

banda de paso siendo, en general, $\varepsilon<1$. En cuanto a $T_n(j\omega)$ es un polinomio de grado n derivado de los polinomios de Chebyshev. En la figura 10.30, se tiene dibujada una posible respuesta de un filtro paso bajo, estando el rizado, r, de la banda pasante definido por:

$$r = 20\log\sqrt{1+\varepsilon^2}\ \text{dB}$$

y la frecuencia de corte $\omega_0$ viene definida como aquella en que la curva sale de la zona de rizado. El ancho de banda del filtro, viene determinado por:

$$\omega_{3dB} = \omega_0 \operatorname{csh}\left(\frac{1}{n}\operatorname{csh}^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right)$$




Los valores de los coeficientes de Chebyshev vienen dados en las siguientes tablas, tanto para rizado de 0.5dB y de 1dB.

| Polinomios de Chebyshev para rizado de 0.5dB | | | |
|---|---|---|---|
| n | N | D(s) | ωc |
| 1 | 2.86278 | s+2.86278 | |
| 2 | 1.43139 | $s^2$+1.42562s+1.5162 | |
| 3 | 0.7157 | (s+0.62646) ($s^2$+0.62646s+1.14245) | 1.3897 |
| 4 | 0.35785 | ($s^2$+0.35071s+1.06352) ($s^2$+0.84668s+0.35641) | 1.1674 |
| 5 | 0.17892 | (s+0.36232) ($s^2$+0.22393s+1.03578) ($s^2$+0.58625s+0.47677) | 1.093 |
| 6 | 0.089463 | ($s^2$+0.1553s+1.02302) ($s^2$+0.42429s+0.59001) ($s^2$+0.57959s+0.157) | 1.041 |
| 7 | 0.044731 | (s+0.25617) ($s^2$+0.11401s+1.01611) ($s^2$+0.31944s+0.67688) ($s^2$+0.4616s+0.25388) | 1.03 |
| 8 | 0.022365 | ($s^2$+0.08724s+1.01193) ($s^2$+0.24844s+0.74133) ($s^2$+0.37182s+0.35865) (0.43859s+0.08805) | 1.023 |
| 9 | 0.011183 | (s+0.19841) ($s^2$+0.06891s+1.00921) ($s^2$+0.19841s+0.78936) ($s^2$+0.30397s+0.45254) ($s^2$+0.37288s+0.15634) | 1.018 |
| 10 | 0.0055914 | ($s^2$+0.0558s+1.00734) ( $s^2$+0.16193s+0.8257) ($s^2$+25222s+0.53181) ($s^2$+0.31781s+0.23791) ($s^2$+3523s+0.05628) | 1.014 |

| Polinomios de Chebyshev para rizado de 1dB | | | |
|---|---|---|---|
| n | N | D(s) | $\omega_c$ |
| 1 | 1.96523 | s+1.96523 | |
| 2 | 0.98261 | $s^2$+1.09773s+1.10251 | 1.127 |
| 3 | 0.4913 | (s+0.49417) ($s^2$+0.49417s+0.9942) | 1.094 |
| 4 | 0.24566 | ($s^2$+0.67374s+0.2794) ($s^2$+0.27907s+0.98651) | 1.053 |
| 5 | 0.12283 | (s+0.28949) ($s^2$+0.46841s+0.4293) ($s^2$+0.17892s+0.98832) | 1.0338 |
| 6 | 0.061415 | ($s^2$+0.12436s+0.99073) ($s^2$+0.33976s+0.55772) ($s^2$+0.46413s+0.12471) | 1.0234 |
| 7 | 0.030706 | (s+0.20541) ($s^2$+0.09142s+0.99268) ($s^2$+0.25615s+0.65346) ($s^2$+0.37014s+0.23045) | 1.0172 |
| 8 | 0.015353 | ($s^2$+0.07002s+0.99414) ($s^2$+0.19939s+0.72354) ($s^2$+0.29841s+0.34086) ($s^2$+0.352s+0.07026) | 1.013 |
| 9 | 0.0076764 | (s+0.15933) ($s^2$+0.05533s+0.99523) ($s^2$+0.15933s+0.77539) ($s^2$+0.24411s+0.43856) ($s^2$+0.29944s+0.14236) | 1.01 |
| 10 | 0.00038382 | ($s^2$+0.04483s+0.99606) ($s^2$+0.1301s+0.81442) ($s^2$+0.20263s+0.52053) ($s^2$+0.25533s+0.22664) ($s^2$+0.28304s+0.045) | 1.008 |

## 10.9 FILTROS DE BESSEL

La característica que define a un filtro con respuesta que se aproxima a la ideal, dentro de la banda de paso, para un orden de filtro alto y además presenta una buena linealidad en su respuesta de fase es el filtro Bessel. Sin embargo, la pendiente en la banda de atenuación es peor que en filtros de tipo Butterworth o Chebyshev, para un filtro del mismo orden n.

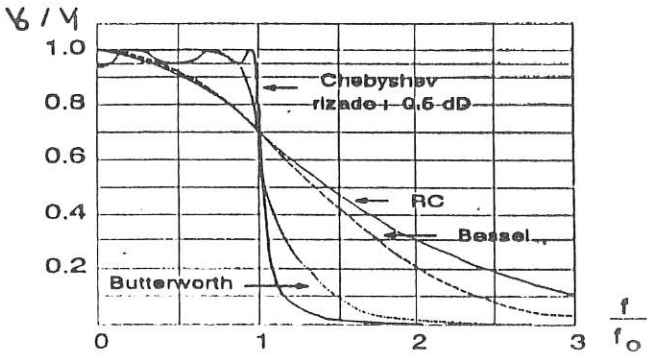
La función de transferencia de un filtro con respuesta de Bessel tiene la expresión:

$$H(s) = \frac{1}{B_n(j\omega)}$$

siendo $B_n(j\omega)$ el polinomio de Bessel de orden n. En la tabla adjunta, se tiene desarrollado hasta el orden 6.

| n | $B_n(0)$ | $B_n(s)$ |
|---|---|---|
| 1 | 1 | (s+1) |
| 2 | 3 | ($s^2$++3s+3) |
| 3 | 15 | (s+2.3222)($s^2$+3.6778s+6.4594) |
| 4 | 105 | ($s^2$+5.7924s+9.1401)($s^2$+4.2076s+11.4878) |
| 5 | 945 | (s+3.6467)($s^2$+6.7039s+14.2725)($s^2$+4.6493s+18.1563) |
| 6 | 10.395 | ($s^2$+8.4967s+18.8011)($s^2$+70471s+20.8528)($s^2$+5.0319s +26.514) |

En la figura 10.31 se indica el módulo y argumento de la función de transferencia de un filtro de orden sexto de los tres tipos estudiados anteriormente. Se observa que el filtro de Chebyshev presenta la mayor caída en la banda de transición, mientras que el de Bessel es el más plano en la banda pasante y con menor caída. El filtro de Butterworth presente un comportamiento intermedio.




## 10.10 TRANSFORMACIÓN EN FRECUENCIA

En los tres últimos apartados se han considerado filtros paso bajo, sin embargo, es posible diseñar filtros paso alto, paso banda y rechazo de banda, a partir de diseñar el paso bajo.

Para transformar un filtro paso bajo en un filtro paso alto, basta con hacer el cambio de s por 1/s, de forma que se conservarán las características $A_{max}$, $A_{min}$, y selectividad del filtro (figura 10.32).

1º Orden $\quad \dfrac{1}{as+1} \rightarrow \dfrac{s}{s+a}$

2º Orden $\quad \dfrac{1}{as^2+bs+1} \rightarrow \dfrac{s^2}{s^2+bs+a}$

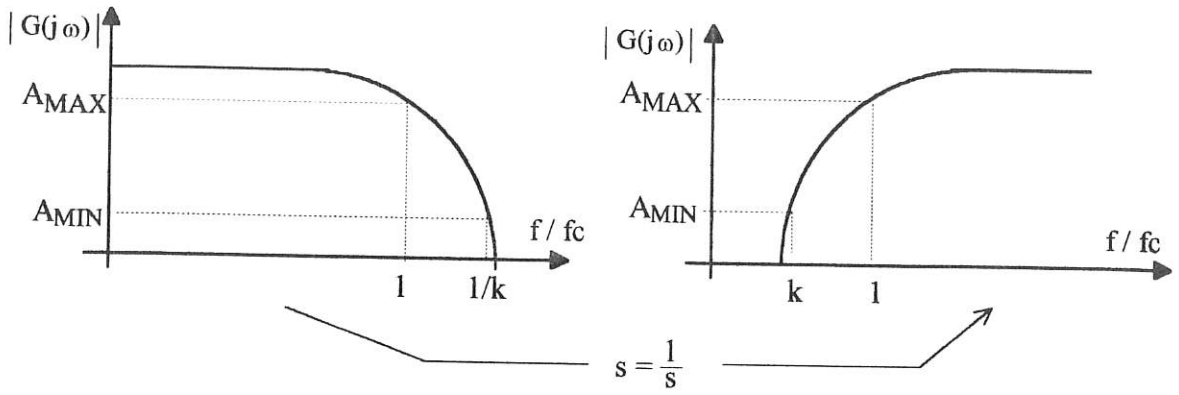



Figura 10.32

Si se desea realizar la transformación de un filtro paso bajo a un filtro paso banda, se realizará el cambio:

$$s \rightarrow Q\left(\frac{s_n + 1}{s_n}\right)$$

siendo el factor de calidad $Q = \omega_0/\Delta\omega$, $s_n = s/\omega_0$ y $\omega_0$ la frecuencia de control definida como $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ .

$$1^{\text{er}} \text{ Orden} \qquad \frac{1}{as + 1} \quad \rightarrow \quad \frac{\frac{1}{a}\frac{1}{Q}s}{s^2 + \frac{1}{aQ}s + 1}$$

Los valores conservados tal y como se representa en la figura 10.33 son $A_{max}$, $A_{min}$, y selectividad del filtro.

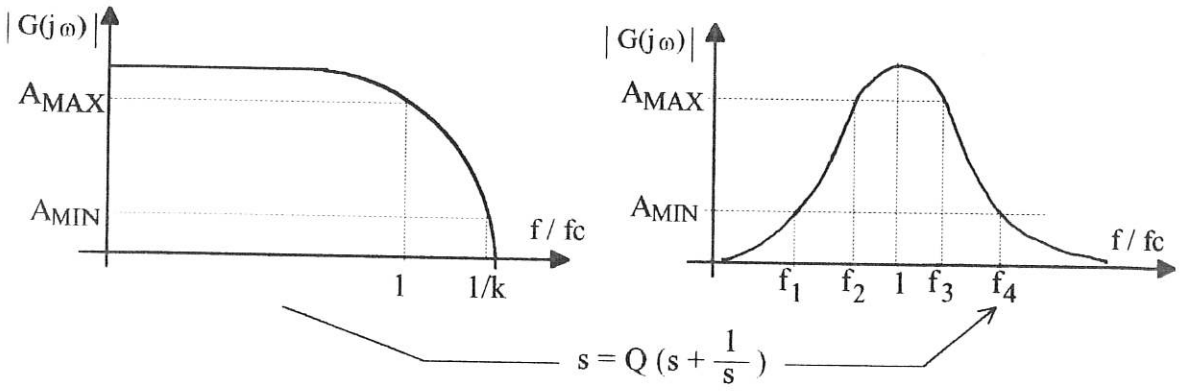



Figura 10.33

Por último, si se desea realizar la transformación de un filtro paso bajo a un filtro rechazo de banda, se realizará el cambio:

$$s \rightarrow \frac{s_n}{Q(s_n^2 + 1)} \qquad \text{siendo:} \quad s_n = \frac{s}{\omega_n}$$

$$1^{er}\ \text{Orden} \qquad \frac{1}{as + 1} \quad \rightarrow \quad \frac{s^2 + 1}{s_2 + \frac{a}{Q} s + 1}$$

Se conservarán las características $A_{max}$, $A_{min}$, y selectividad del filtro (figura 10.34).

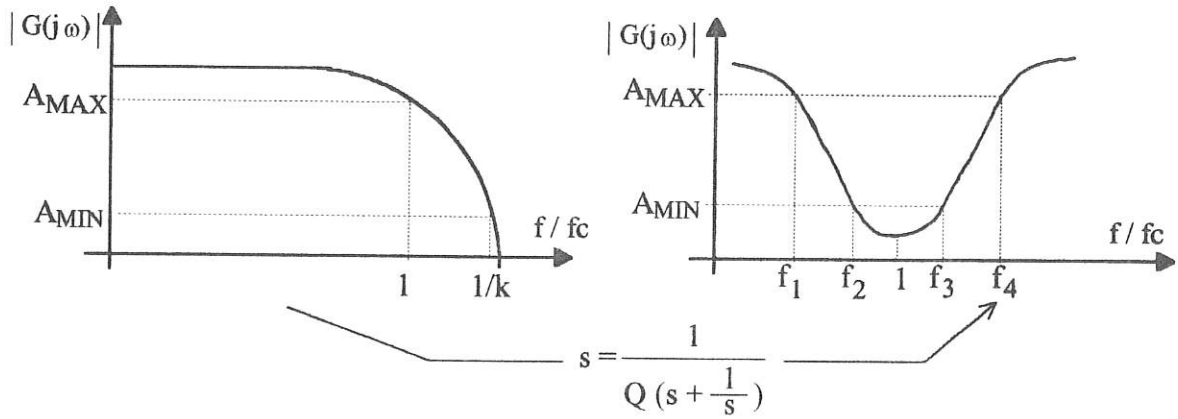



Figura 10.34

## 10.11 IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS DE SEGUNDO ORDEN

La implementación de filtros de segundo orden se puede efectuar con distintas configuraciones: células de Sallen-Key, células de Rauch, filtros de variables de estado, biquad, ... .

En este tema se estudiarán las células de Sallen-Key y las de Rauch.

### 10.11.1 CÉLULAS DE SALLEN-KEY

Es un filtro de segundo orden con un sólo amplificador operacional. Consiste, según se aprecia en la figura 10.35, en una red de impedancias conectadas a un

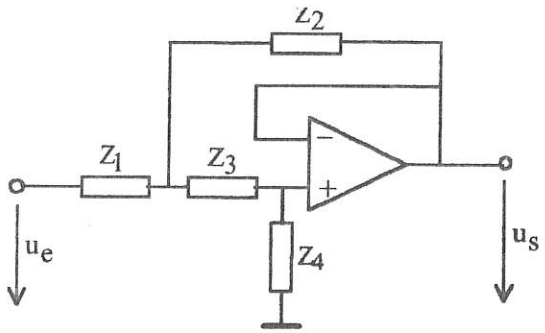



Figura 10.35

amplificador no inversor, donde:

$$\frac{u_s}{u_e} = K \frac{Z_2 Z_4}{Z_2(Z_1+Z_3+Z_4) + Z_1(Z_3+(1-K)Z_4)}$$

Así pues, con este tipo de estructura se podrán realizar los cuatro tipos de filtros de segundo orden que, lógicamente, se corresponderán con la expresión:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

*1-. Filtro Paso Bajo de 2º Orden.*

El circuito que corresponde a este tipo de filtro es el representado en la figura 10.36, donde:

$$Q = \frac{1}{(1-K)\sqrt{\frac{R_1C_2}{R_3C_4}} + \frac{R_1+R_3}{R_1}\sqrt{\frac{R_1C_4}{R_3C_2}}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_3C_2C_4}}$$

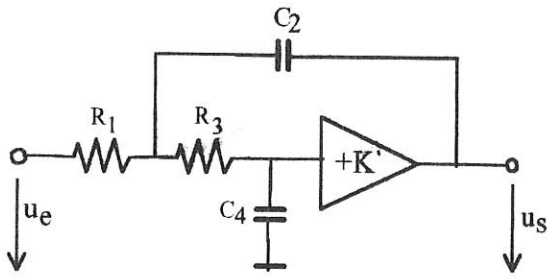



Figura 10.36

Se estudiarán dos casos particulares:

a) Sallen-Key con ganancia unidad (K =1) y considerando que $R_1 = R_3 = R$.

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_2}{C_4}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_2C_4}}$$

b) Sallen-Key con componentes iguales, $R_1 = R_3 = R$ y $C_2 = C_4 = C$.

$$Q = \frac{1}{3-K}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

*2-. Filtro Paso Alto de 2º Orden.*

El circuito que corresponde a un filtro paso alto con la estructura de Sallen-Key es el representado en la figura 10.37, donde:

$$Q = \frac{1}{(1-K)\sqrt{\frac{R_2C_3}{R_1C_1}} + \sqrt{\frac{R_1C_3}{R_2C_1}} + \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_3}}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2R_4C_1C_3}}$$

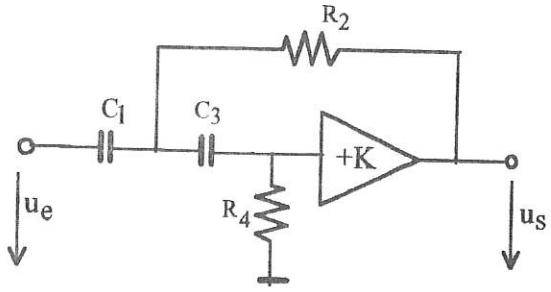



Figura 10.37

Se estudiarán dos casos particulares:

a) Sallen-Key con ganancia unidad (K =1) y considerando que $C_1 = C_3 = C$.

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_4}{R_2}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2R_4}}$$

b) Sallen-Key con componentes iguales, $R_2 = R_4 = R$ y $C_1 = C_3 = C$.

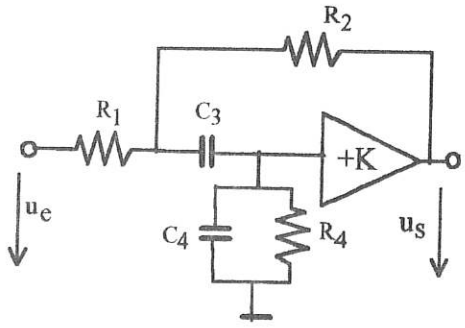
$$Q = \frac{1}{3-K}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

*3-. Filtro Paso Banda de 2º Orden.*

El esquema a utilizar será como el representado en la figura 10.38, en el cual su función de transferencia será:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = \frac{K\frac{1}{R_1+R}s}{\frac{1}{R^2C^2}\left(1+\frac{R}{R_1}\right) + \frac{1}{R_1C}\left[2+\frac{R_1}{R}(3-K)\right]s + s^2}$$




$R_2 = R_4 = R$
$C_3 = C_4 = C$

Figura 10.38

Expresión de la cual se deduce que:

$$Q = \frac{R_1}{R}\frac{\sqrt{1+\frac{R}{R_1}}}{2+\frac{R_1}{R}(3-K)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}\sqrt{1+\frac{R}{R_1}}$$

## 10.11.2 CELULAS DE RAUCH

El circuito base se representa en la figura 10.38, indicándose las admitancias de las distintas ramas del circuito.

La función de transferencia del filtro, en el supuesto de considerar un amplificador operacional ideal, es:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)\, Y_5 + Y_3 Y_4}$$

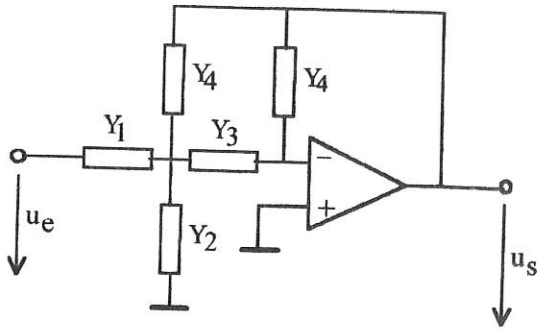



Figura 10.35

Eligiendo convenientemente los componentes se puede sintetizar cualquier función de transferencia con un par de polos conjugados y con ceros en el origen, filtros de paso alto, paso de banda, o en el infinito de paso bajo.

*1-. Filtro Paso Bajo de 2º Orden.*

En la figura 10.36 se representa el circuito correspondiente a un filtro paso bajo con estructura de Rauch.

Su función de transferencia, es:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = \frac{\frac{R_4}{R_1}}{R_3R_4C_2C_5\, s^2 + R_3R_4\left(\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)C_5\, s + 1}$$

donde se obtiene que:

$$Q = \frac{\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}{R_3R_4C_5\left(\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_2C_5}}$$

$$K = -\frac{R_4}{R_1}$$

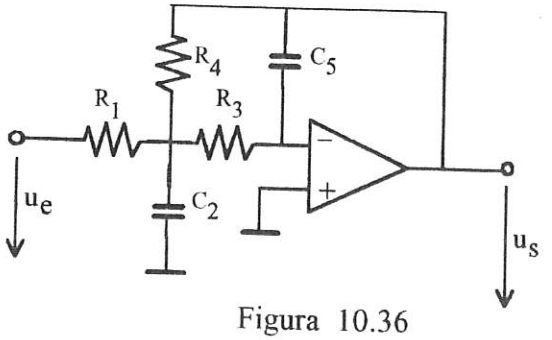



Figura 10.36

El circuito se simplifica haciendo $R_1 = R_3 = R_4 = R$.

*2-. Filtro Paso Alto de 2º Orden.*

La función de transferencia del circuito representado en la figura 10.37 es:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = \frac{R_2R_5C_1C_3\,s^2}{R_2R_5C_3C_4\,s^2 + R_2(C_1+C_3+C_4)\,s + 1}$$

donde se obtiene que:

$$Q = \frac{\sqrt{R_2R_5C_3C_4}}{R_2(C_1+C_3+C_4)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2R_5C_3C_4}}$$

$$K = -\frac{C_1}{C_4}$$

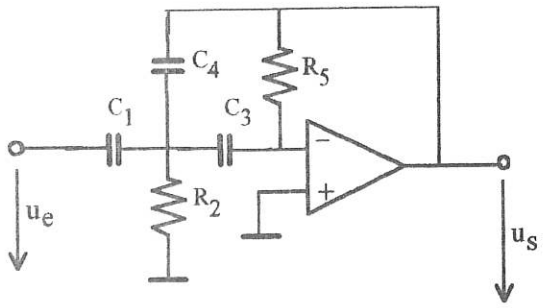



Figura 10.37

*3-. Filtro Paso Banda de 2º Orden.*

Son posibles cuatro configuraciones para obtener un filtro paso banda en estructura de Rauch. Para diseñar un filtro de paso banda será necesario conocer tres datos: pulsación propia, ancho de banda y ganancia correspondiente a la pulsación propia.

## 10.12 FILTROS DE ORDEN N

Tal como se vio en el apartado 10.6, la obtención de un filtro ideal implica la utilización de infinitos elementos. Es por ello que si por exigencias del diseño se precisa respuestas mejores que las obtenidas con los filtros de segundo orden, por ejemplo, una mayor pendiente en la banda de transición, se recurrirá a la utilización de filtros de orden superior.

Principalmente existen dos métodos para efectuar la síntesis de los

filtros de orden superior al segundo, el primero de ellos es la utilización de filtros de segundo orden y primer orden en cascada y el segundo la simulación RLC en escalera que utiliza convertidores de impedancia activos.

El procedimiento de conexión en cascada es el método más popular.

# TEMA 11

## 11. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. RECTIFICADORES

### 11.1 GENERALIDADES

La electrónica de potencia tiene cinco familias básicas que son:

1-. Convertidores c.a./c.c. (rectificadores con diodos)

2-. Convertidores c.a./c.c. controlables (rectificadores con tiristores)

3-. Convertidores c.c./c.c. (troceadores)

4-. Convertidores c.a./c.c. (reguladores de corriente alterna)

5-. Convertidores c.c./c.a. (onduladores autónomos o inversores)

En este tema se tratará la primera familia.

La necesidad de los procesos industriales que precisan, directa o indirectamente la energía eléctrica en forma de c.c. son muy numerosos y también muy variados en cuanto a la cantidad de energía. Tal es el caso de la electrólisis del cobre o del aluminio, la transmisión de energía en c.c. o el control de motores de c.c.

Todos estos procesos requieren energía de una red de c.a. pero trabajan con c.c. y por ello se hace necesaria la rectificación, que podrá ser:

1-. No controlada (realizada con diodos)

2-. Semicontrolada (realizada con diodos y tiristores)

3-. Controlada (realizada con tiristores)

En los siguientes apartados se estudiará la rectificación no controlada de señales polifásicas, pudiendo ser dicha rectificación de media o de doble onda.

## 11.2 RECTIFICACIÓN POLIFÁSICA DE MEDIA ONDA

En todo proceso de rectificación se tendrán tres partes fundamentales:

- La etapa de generación de la señal (transformador).
- La etapa de transformación y rectificación.
- La carga.

Para la rectificación de un sistema polifásico de media onda se requiere tener el transformador con el neutro accesible, de forma que:

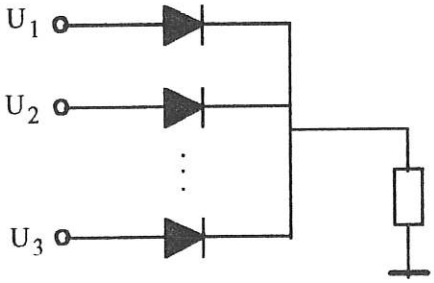



Figura 11.1

$$U_1 = U_{MAX} \cos \omega t$$

$$U_2 = U_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{n}\right)$$

. . . . .

$$U_n = U_{MAX} \cos\left(\omega t - (n-1)\frac{2\pi}{n}\right)$$

Se comprenderá mejor el funcionamiento si se realiza el estudio de un sistema trifásico (figura 11.2), de forma que:

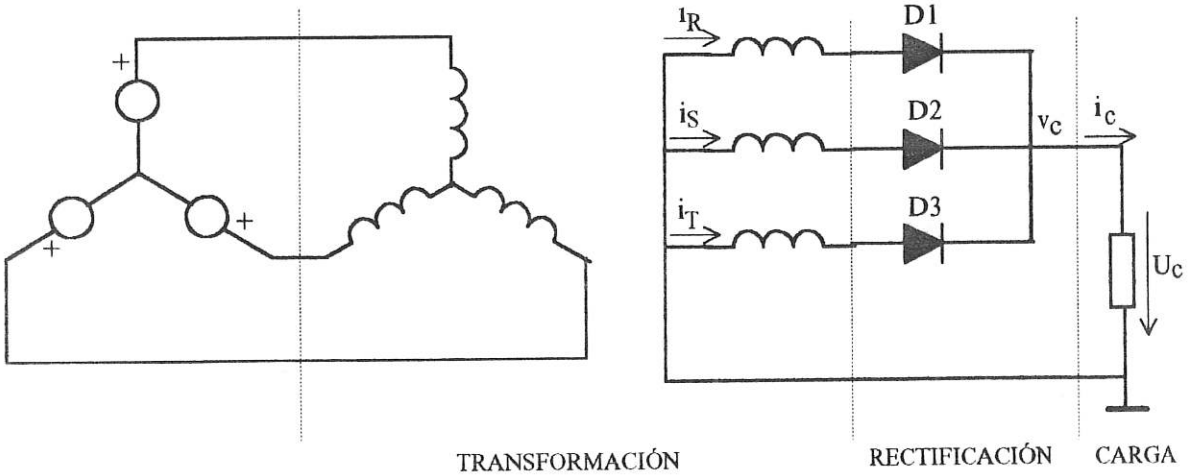



Figura 11.2

Considerando el transformador ideal y que el sistema trifásico está

equilibrado y tiene un secuencia directa de fases, las tensiones de fase serán las representadas en la figura 11.3.

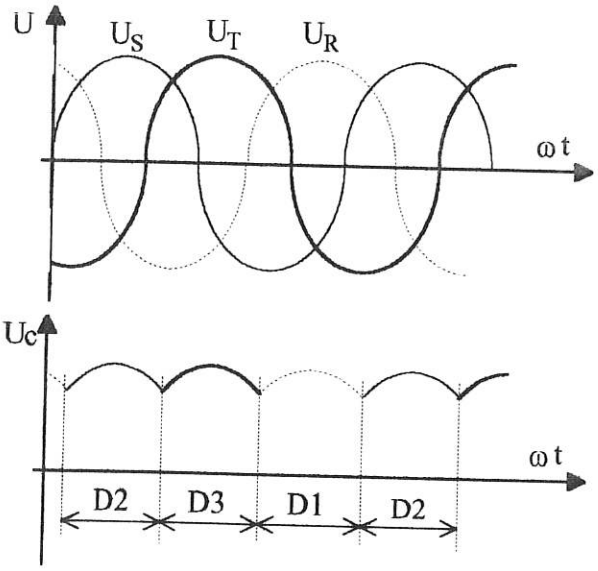



figura 11.3

La rectificación está formada por un grupo de diodos con sus cátodos unidos al mismo potencial $v_c$. En cada instante la tensión de salida $U_C$ es igual a la más positiva de todas las tensiones de entrada, y coincidirá con la tensión de línea $U_R$, $U_S$ o $U_T$.

En efecto, durante el intervalo en que $U_R$ es mayor que $U_S$ y $U_T$ el diodo que conduce es D1, haciendo $v_c$ igual a $U_R$ y bloqueando, por ello, los demás diodos ya que:

$$U_{D2} = U_S - v_c < 0 \qquad \text{y} \qquad U_{D3} = U_T - v_c < 0$$

Posteriormente, cuando la tensión $U_S$ es la mayor, el diodo que conducirá será D2 y por razones análogas que en el caso anterior D1 y D3 quedarán bloqueados, y así sucesivamente.

Por otro lado, habrá una caída de tensión en los bornes de los diodos que estén polarizados inversamente, que valdrá $(v_i - v_j)$. Es lo que se conoce como tensión inversa.

Si se observa atentamente la figura 11.3, para cada periodo de la señal de entrada se van a obtener tres conmutaciones de los diodos, por tratarse de un sistema trifásico. Cabe decir que para un sistema polifásico de n fases, el número

de conmutaciones de los diodos será n.

El valor medio de la tensión de salida, el cual corresponderá al nivel de continua, será:

$$U_C = \frac{1}{2\pi} n \int_{-\frac{\pi}{n}}^{\frac{\pi}{n}} U_{MAX} \cos \omega t \, d(\omega t)$$

$$U_C = \frac{U_{MAX}}{2\pi} n \left[\operatorname{sen} \omega t\right]_{-\frac{\pi}{n}}^{\frac{\pi}{n}}$$

$$U_C = \frac{\pi}{n} U_{MAX} \operatorname{sen} \frac{\pi}{n}$$

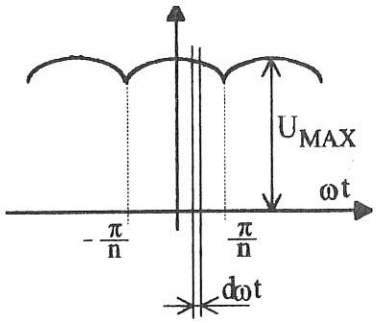



Figura 11.4

que para el caso de rectificación trifásica será:

$$U_C = \frac{3}{\pi} U_{MAX} \operatorname{sen} \frac{\pi}{3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{MAX}$$

Realizando el estudio correspondiente a las intensidades, considerando que la carga es puramente resistiva, se obtendrá la figura 11.5, en la cual se representan tanto la corriente por la carga, así como por cada uno de los diodos.

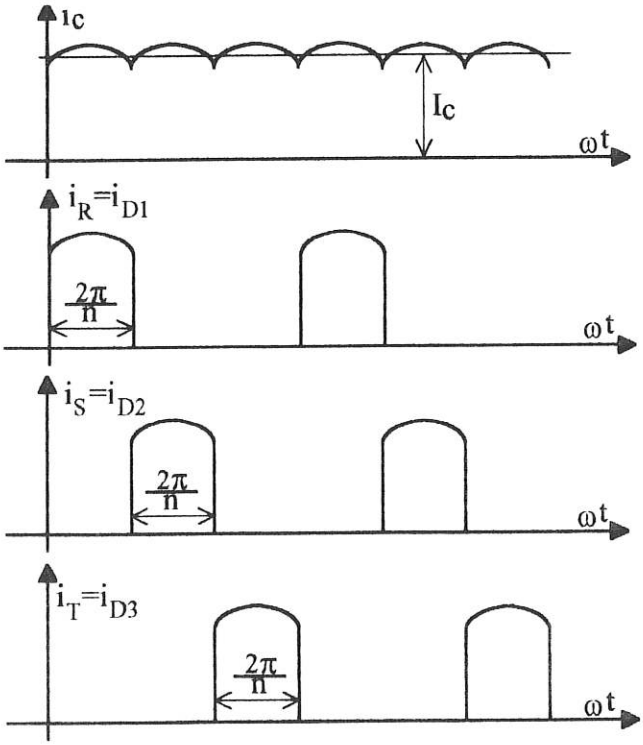



Figura 11.5

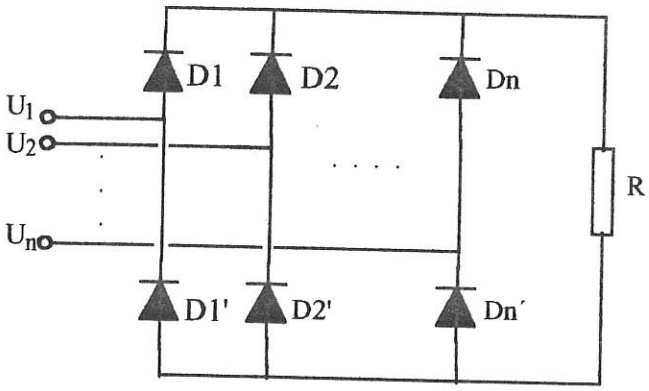
El montaje suministra una intensidad $I_C$ constante, garantizando cada diodo el paso de $I_C$ durante el intervalo de duración $2\pi/n$ en el cual conduce.

El valor medio de esta corriente será:

$$I_C = \frac{U_c}{R} = \frac{n}{\pi} \frac{U_{MAX}}{R} \operatorname{sen} \frac{\pi}{n}$$

## 11.3 RECTIFICACIÓN POLIFÁSICA DE DOBLE ONDA

Este tipo de rectificación también recibe el nombre de rectificador polifásico en puente. Consta de un transformador o grupo de transformadores, cuyo neutro no precisa ser accesible y tantas ramas en paralelo con dos diodos en serie como fases tenga el sistema. La carga queda conectada en paralelo con los diodos y las fases se unen a los puntos medios de las ramas de diodos.




$$U_1 = U_{MAX} \cos \omega t$$

$$U_2 = U_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{n}\right)$$

. . . .

$$U_n = U_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{n-1}{n} 2\pi\right)$$

Figura 11.6

Si se considera para el estudio un sistema trifásico, cuya configuración en la etapa de transformación podrá ser estrella o triángulo pues no se necesita

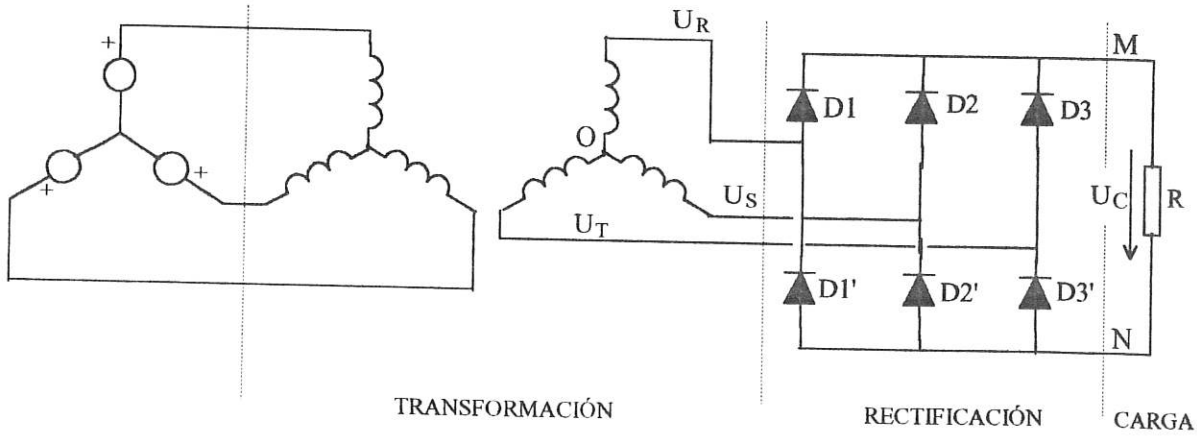



Figura 11.7

neutro accesible, se obtendrá un circuito como el de la figura 11.7.

En dicho circuito la etapa de rectificación está formada por los diodos D1, D2, y D3 en cátodo común y los diodos D1', D2' y D3' en ánodo común. Así pues, en cada instante la tensión de salida $U_C$ es la diferencia entre la tensión más positiva y la más negativa de la tensiones alternas.

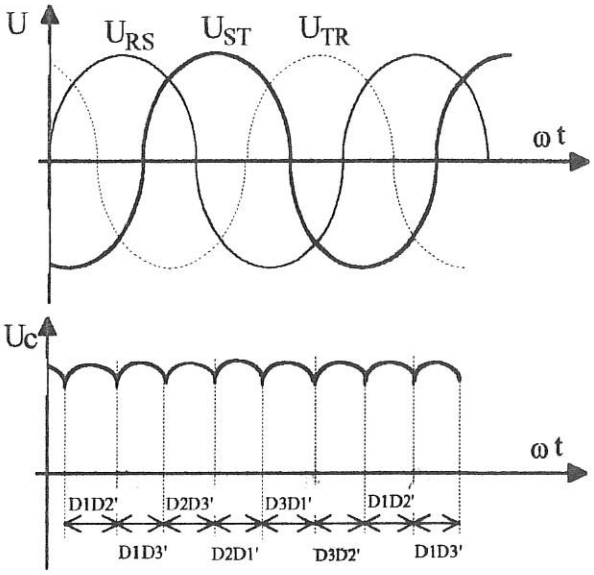



figura 11.8

Conviene recordar que en el grupo de diodos conectados en cátodo común conducirá aquel que tenga en el ánodo una tensión más positiva y en el grupo de diodos conectados en ánodo común conducirá aquel que tenga en el cátodo una tensión más negativa.

Según se observa en la figura 11.8 para cada periodo de la señal se van a tener seis conmutaciones, así pues, en un sistema polifásico de n fases impares se tendrán 2n conmutaciones y si es par el número de conmutacuiones será n.

El valor medio de la señal tendrá la misma forma que en la rectificación de media onda, pues la forma de señal rectificada es la misma, sólo dependerá del número de conmutaciones y del valor máximo:

$$U_c = f(n, U_{MAX})$$

$$U_c = \frac{n}{\pi} U_{MAX} \operatorname{sen} \frac{\pi}{n}$$

En cuanto a las corrientes, considerando un sistema trifásico con carga puramente resistiva (figura 11.9), durante cada periodo T, cada diodo D1, D2, D3

suministra la intensidad $I_C$ a la carga, al tocarle su turno de conducción. Al mismo tiempo el retorno de la intensidad $I_C$ requiere que uno de los diodos D1', D2', D3' esté en conducción.

Cada corriente $i_R$, $i_S$, $i_T$ es por tanto igual a $I_C$ durante el periodo de conducción T/n = 120º y nula durante el resto del periodo.

Lógicamente, tal y como se observa en la figura 11.9, el valor medio de la intensidad $I_R$ será nulo.

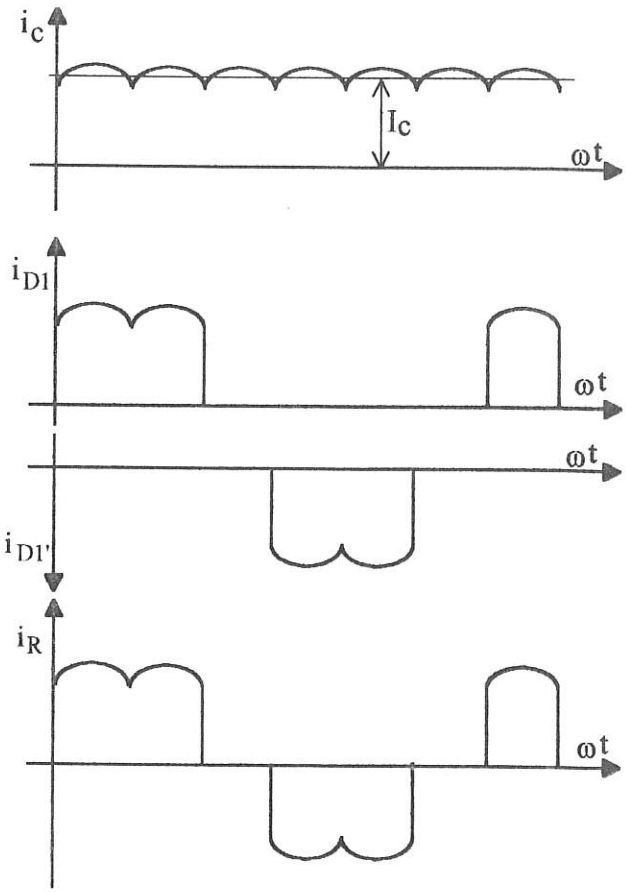
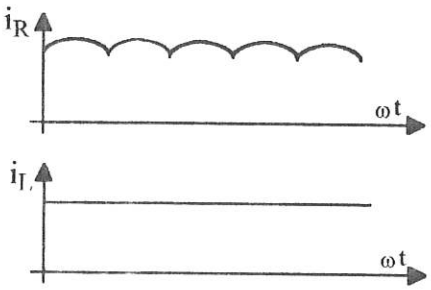



Figura 11.9

## 11.4 RECTIFICADORES POLIFÁSICOS CON CARGA INDUCTIVA

Si se considera que los transformadores son ideales, las conmutaciones se siguen produciendo en los instantes en que se igualan las tensiones de dos fases sucesivas, de la misma manera que ocurre con la carga resistiva pura. En este caso, la corriente presenta un menor nivel de rizado alrededor del valor medio $I_C$, del que tiene cuando la carga es resistiva pura.




Para cargas suficientemente inductivas ($\omega L > R$), la componente

alterna es muy pequeña, llegándose a admitir en un primer estudio que el rizado de dicha intensidad es nulo.

## 11.5 EFECTO DE LA INDUCTANCIA DE DISPERSIÓN DEL TRANSFORMADOR

Hasta ahora se ha supuesto que el transformador era ideal y las conmutaciones entre fases se realizaban de forma instantánea. Si se considera real el transformador, habrá de considerar la inductancia de dispersión que va a provocar en el funcionamiento del rectificador una conmutación no instantánea entre fases sucesivas.

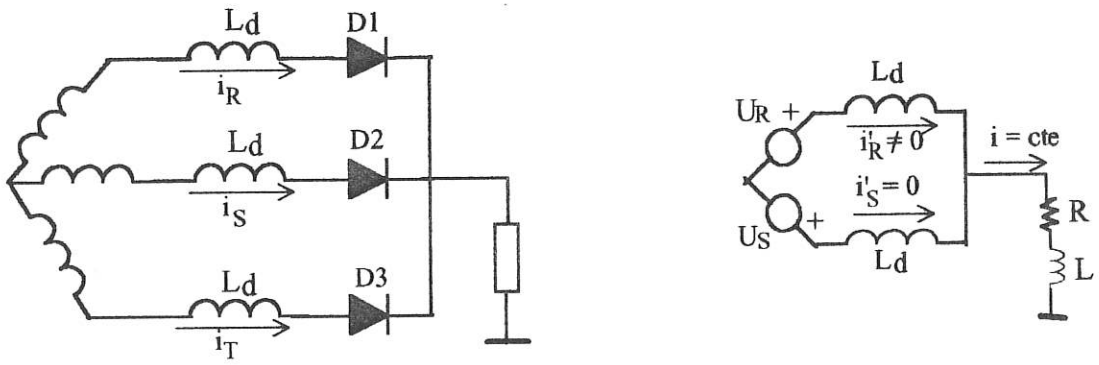



Figura 11.10

Considerando que el efecto de flujo de dispersión puede representarse por una autoinducción $L_d$ situada en serie por cada fase y considerando una carga típica RL, la cual va a mantener prácticamente constante la corriente por la carga. Puede representarse el diagrama de la figura 11.10.

La $i_R$ no puede desaparecer instantáneamente, ni tampoco i puede convertirse en el instante de conmutación en el valor $i_{CARGA}$. Por lo que disminuirá el valor de $i_R$ y aumentará el de $i_S$.

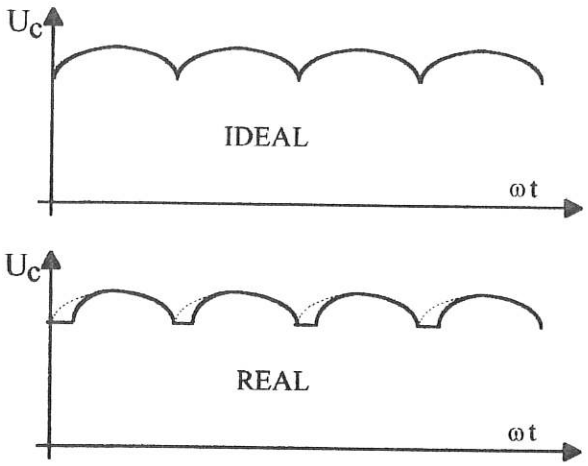



Figura 11.11

$$\left.\begin{aligned} U_C &= U_R - L\frac{di_R}{dt} \\ U_C &= U_S - L\frac{di_S}{dt} \\ i &= i_R + i_S = CTE \end{aligned}\right]$$

$$U_c = \frac{U_R + U_S}{2}$$

Con lo cual, el valor medio de la tensión disminuye, tal y como se observa en la figura 11.11.

# TEMA 12

## 12. CONTROL DE POTENCIA CONTINUA

### 12.1 GENERALIDADES

Existen aplicaciones industriales que requieren el control de potencia continua, como es el caso de regulación de la variación de velocidad de motores de corriente continua (trenes de laminación, ferrocarriles, carretillas eléctricas, etc.), cargadores de baterías, excitación de máquinas síncronas, etc.

La forma de variar la potencia absorbida por la carga es mediante la variación de la tensión media de alimentación continua, que en los procesos industriales en los que se manejan potencias elevadas es a través de rectificadores.

Una primera solución sería con los autotransformadores, solución poco práctica ya que éste es costoso y difícil de mantener. Otra solución más interesante es la utilización de tiristores. Esta forma de control de potencia continua se conoce como rectificación controlada. La variación se efectuará por el ángulo de conducción del tiristor.

Si la fuente primaria de energía es continua, variando el tiempo medio que esta fuente queda conectada a la carga, se podrá realizar también un control de potencia continua, llamándose éstos choppers o troceadores.

### 12.2 RECTIFICADOR MONOFÁSICO

*1-. Rectificador monofásico controlado con carga resistiva.*

Si a un rectificador monofásico de media onda se le sustituye el diodo por un tiristor, se obtiene un rectificador monofásico controlado de media onda.

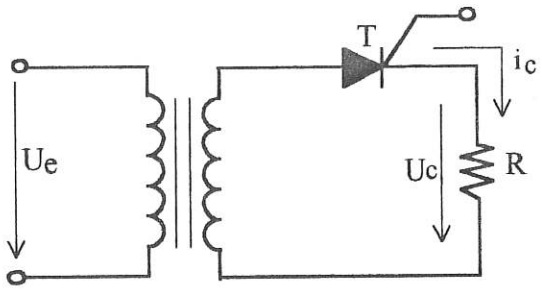



Figura 12.1

Hasta que la señal de entrada no alcance el ángulo de disparo $\alpha$ del tiristor, éste no conducirá. Una vez alcanzado el ángulo de disparo el tiristor se comportará como un diodo.

Según esto, hasta que no se alcance el ángulo $\alpha$ la tensión de salida $U_c$, así como la corriente de salida $i_c$ serán nulas. Una vez que se alcance el ángulo $\alpha$, el tiristor conduce durante el semiciclo positivo y se bloquea durante el semiciclo negativo de la tensión de entrada, hecho que queda reflejado en la figura 12.2.

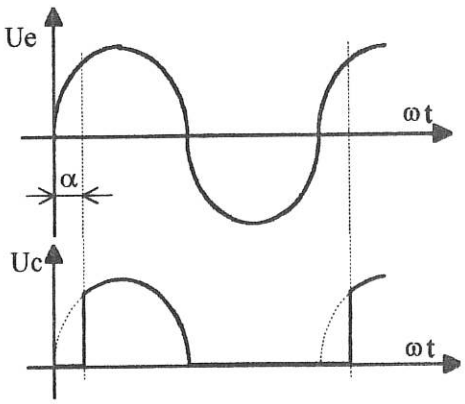



Figura 12.2

El valor medio de la tensión rectificada o controlada será:

$$U_C = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} U_{MAX}\,\text{sen}\,\omega t\, d(\omega t) = \frac{U_{MAX}}{2\pi}(1+\cos\alpha)$$

de donde obviamente se desprende que:

1-. si $\alpha = 0$, el comportamiento sería como si se tuviera un diodo.

2-. si $0<\alpha<\pi$, el valor medio de la tensión controlada disminuye según aumente $\alpha$.

3-. si $\alpha \geq \pi$, el tiristor estará siempre bloqueado y el valor medio de $U_C$ es cero.

Por otro lado al ser la carga resistiva pura, la $i_C$ estará en fase con $U_C$ y su valor será $i_C = U_C/R$.

## 2-. *Rectificador monofásico controlado con carga inductiva.*

En este caso (figura 12.3) la corriente $i_C$, no presenta la misma forma que la tensión $U_C$. Se obtendrán las siguientes ecuaciones:

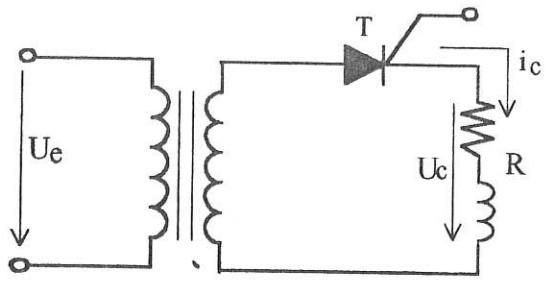



Figura 12.3

$$U_C = R i_C + L \frac{di_C}{dt} \quad [1]$$

$$i_C\,(0) = 0$$

$$U_C\,(0) = U_{MAX} \operatorname{sen} \alpha$$

Lógicamente al ser la carga inductiva, la tensión irá desfasada con respecto a la corriente un ángulo $\varphi$.

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$$

Si se resuelve la ecuación diferencial [1] se tendrá que:

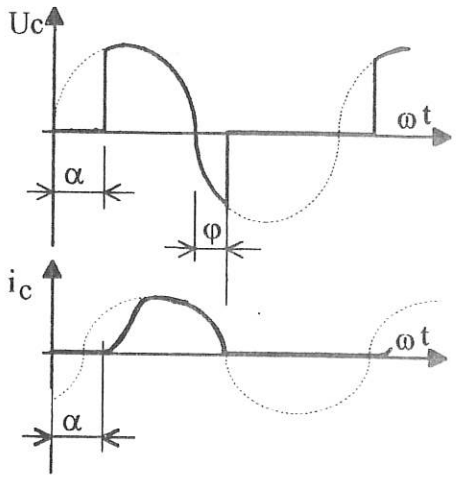



Figura 12.4

$$i_C\,(t) = I_{MAX} \operatorname{sen}(\omega t - \varphi) + I_\alpha\, e^{-\left(t - \frac{\alpha}{\omega}\right)/\tau}$$

donde:

$$I_{MAX} = \frac{U_{MAX}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \qquad I_\alpha = -\, I_{MAX} \operatorname{sen}(\alpha - \varphi) \qquad \tau = \frac{L}{R}$$

como se observa la intensidad $i_C$ tiene dos componentes: una transitoria, al dispararse el tiristor, que es exponencial y otra permanente que es senoidal.

El valor medio de la tensión vendrá dado por:

$$U_C = \frac{1}{2\pi} \int_\alpha^{\pi+\varphi} U_{MAX} \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{U_{MAX}}{2\pi} \left[\cos \alpha - \cos(\pi + \varphi)\right]$$

$$U_C = \frac{U_{MAX}}{2\pi} (\cos \alpha + \cos \varphi)$$

Por otro lado, la contribución energética de la bobina es nula, por ello toda la energía es disipada por la resistencia, luego:

$$P = R\,I^2 = U\,I \;\Rightarrow\; I = \frac{U}{R}$$

## 12.3 EL DIODO DE LIBRE CIRCULACIÓN

Se ha observado en el apartado anterior que si la carga es inductiva la tensión de salida instantánea puede ser negativa. En ocasiones, la naturaleza de la carga no permite que la tensión sea negativa, y además este hecho perjudica indudablemente el valor medio de la tensión.

Para evitarlo puede colocarse un diodo en paralelo con la carga conociéndose a éste como diodo de libre circulación (figura 12.5).

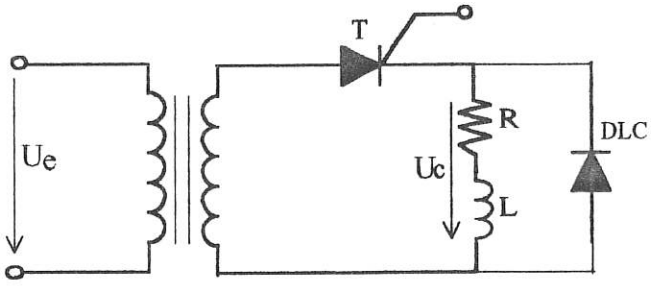



Figura 12.5

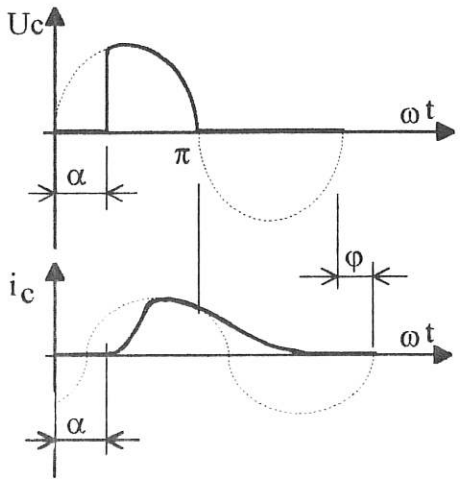



Figura 12.6

Cuando ωt es mayor que π el diodo de libre circulación, que hasta ese momento estaba bloqueado, comienza a conducir, ya que la energía que se almacena en la bobina hace cerrar la malla formada por el DLC, la R y la L, de forma que la corriente se atenuará exponencialmente según la

constante $\tau$.

Para este caso el valor medio de la tensión será:

$$U_C = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} U_{MAX}\,\text{sen}\,\omega t\, d(\omega t) = \frac{U_{MAX}}{2\pi}(\cos\alpha - \cos\pi)$$

$$U_C = \frac{U_{MAX}}{2\pi}(1 + \cos\alpha)$$

## 12.4 RECTIFICADORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS

En aplicaciones en que la potencia a controlar es superior a KW es preciso utilizar rectificadores polifásicos. Conviene añadir que éstos pueden trabajar de forma reversible, es decir, tomando potencia de la salida y proporcionándola a la entrada de corriente alterna, se dice entonces que funciona como inversor no autónomo.

El comportamiento será distinto si la carga es resistiva o inductiva, así pues se tendrá:

*1-. Rectificador controlado trifásico con carga resistiva.*

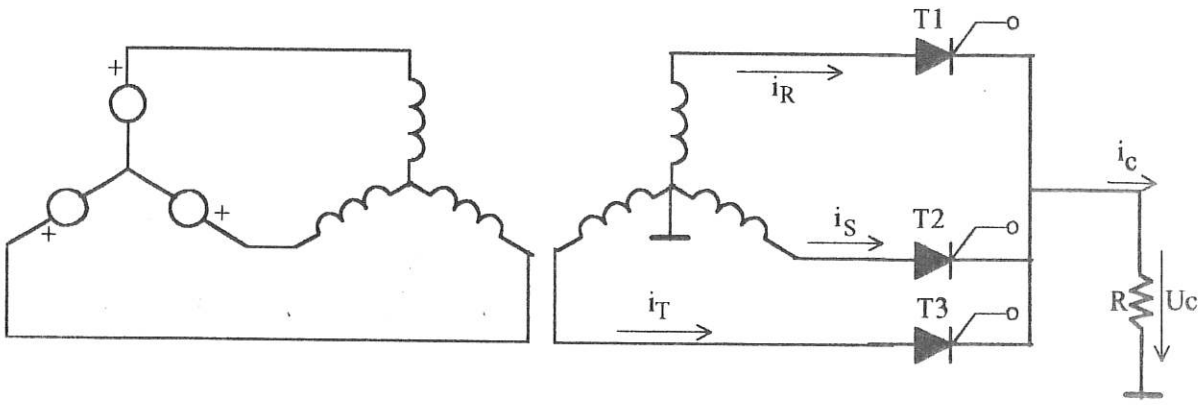



Figura 12.7

Se van a presentar tres casos, según sea el ángulo de disparo $\alpha$ menor, igual o mayor que 30°.

1-. Si $\alpha < 30^{\circ}$

En este caso lo que ocurre es que el tiristor va a conducir hasta que se dispare el tiristor que le sigue, o lo que es lo mismo cada tiristor se apága al ser disparado el siguiente.

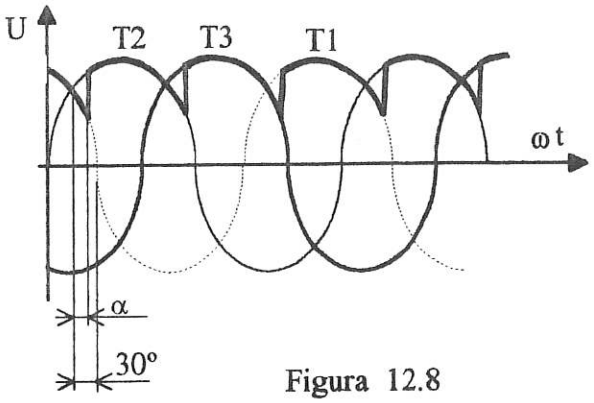


Figura 12.8

2-. Si $\alpha = 30^{\circ}$

En este caso lo que ocurre es que el tiristor llega a un momento en el cual se bloquea, ya que la intensidad en ese instante es nula, pero justamente en ese mismo momento entra en conducción el tiristor siguiente.

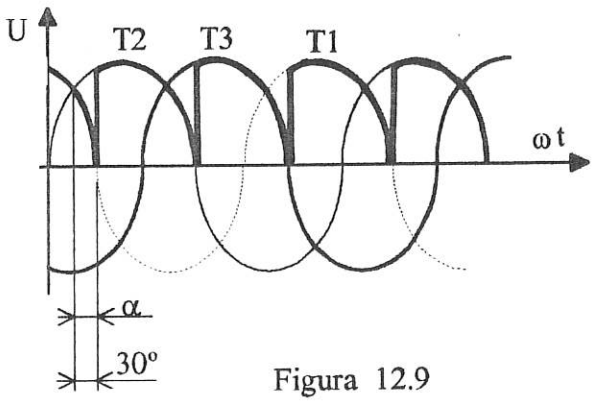


Figura 12.9

3-. Si $\alpha > 30^{\circ}$

En este caso lo que sucede es que el tiristor llega a un momento en el cual se bloquea, seguidamente transcurre un tiempo en el que ningún tiristor conduce

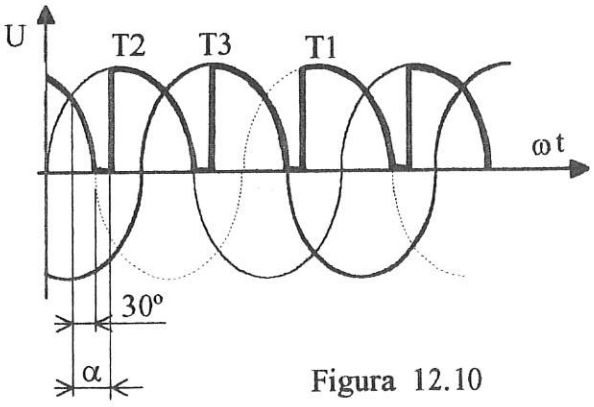


Figura 12.10

($\alpha$ - 30) y acto seguido entra en conducción el tiristor siguiente.

En todos los casos citados anteriormente, la intensidad y la tensión están en fase por ser la carga resistiva.

A la hora de hallar el valor medio de la tensión, solamente se van a plantear dos casos ya que para $\alpha < 30^\circ$ y para $\alpha \geq 30^\circ$, el valor medio de la tensión es el mismo, hecho que se puede observar en las figuras 12.9 y 12.10. Así pues se tendrá:

1-. Si $\alpha < 30^\circ$

En un periodo habrá tantas áreas del tipo de la figura como fases se tengan:

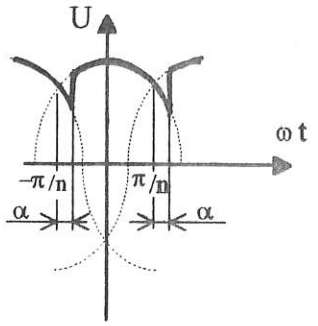


Figura 12.11

$$U_C = \frac{n}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{n}+\alpha}^{\frac{\pi}{n}+\alpha} U_{MAX} \cos \omega t \, d(\omega t)$$

$$U_C = \frac{n\, U_{MAX}}{2\pi} \left[ \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{n} + \alpha\right) - \operatorname{sen}\left(-\frac{\pi}{n} + \alpha\right) \right]$$

$$U_C = \frac{n\, U_{MAX}}{\pi} \operatorname{sen}\frac{\pi}{n} \cos \alpha$$

que en trifásica será:

$$U_C = \frac{3\, U_{MAX}}{\pi} \operatorname{sen}\frac{\pi}{3} \cos \alpha$$

2-. Si $\alpha \geq 30^\circ$

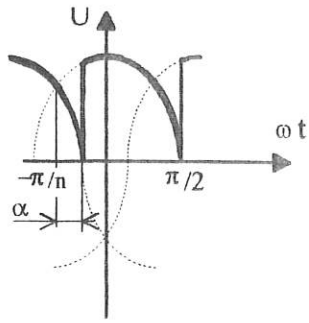


Figura 12.12

$$U_C = \frac{n}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{n}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} U_{MAX} \cos \omega t \, d(\omega t)$$

$$U_C = \frac{n\, U_{MAX}}{2\pi} \left[ \operatorname{sen}\frac{\pi}{2} - \operatorname{sen}\left(-\frac{\pi}{n} + \alpha\right) \right]$$

$$U_C = \frac{n\, U_{MAX}}{2\pi} \left[ 1 + \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{n} - \alpha\right) \right]$$

que en trifásica será:

$$U_C = \frac{3\, U_{MAX}}{2\pi} \left[ 1 + \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right]$$

*2-. Rectificador controlado trifásico con carga inductiva.*

Si la carga es inductiva con independencia del ángulo de disparo, siendo éste menor a 150° para el caso de un rectificador controlado trifásico, la circulación de corriente es permanente y cada

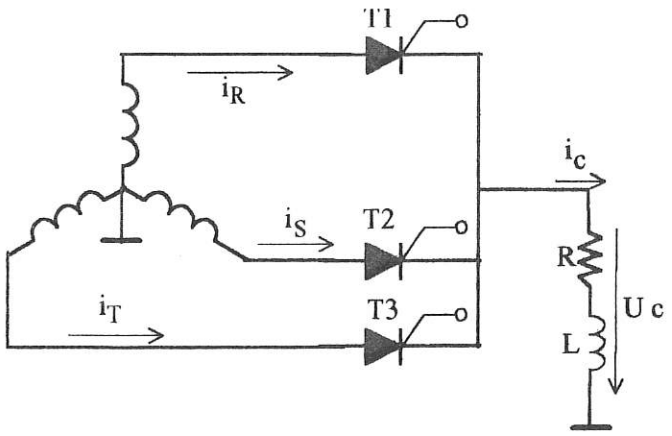



Figura 12.13

tiristor se apaga al ser disparado el siguiente, aún con tensiones negativas. Por lo tanto aquí se presentan dos casos uno $\alpha$ 30° y otro $\alpha$ >30°. Para el primer caso el comportamiento, en tensión, es el mismo que para los dos primeros casos cuando la carga era resistiva y el cálculo del valor medio de la tensión será idéntico.

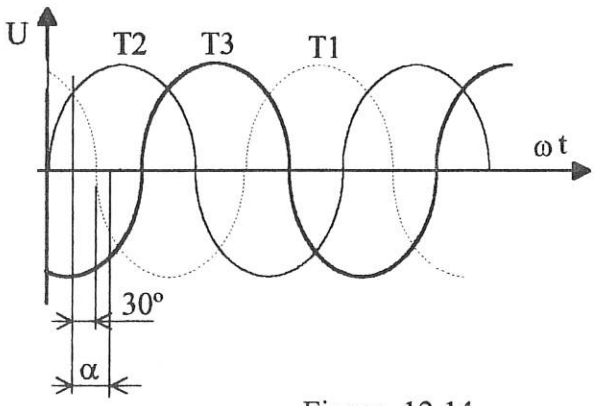



Figura 12.14

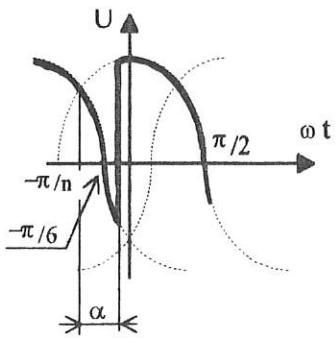



Figura 12.15

Para el caso en que $\alpha > 30°$ se obtendrá la figura 12.14, donde el valor medio de la tensión será:

$$U_c = \int_{-\frac{\pi}{n}+\alpha}^{\frac{\pi}{n}+\alpha} U_{MAX}\cos(\omega t)\, d(\omega t)$$

$$U_c = \frac{n}{\pi} U_{MAX} \operatorname{sen}\frac{\pi}{n} \cos\alpha$$

donde n es el número de fases.

En el caso de un sistema trifásico, para rectificación de media onda:

$$U_C = \frac{3}{\pi} U_{MAX} \operatorname{sen} \frac{\pi}{3} \cos \alpha$$

Obsérvese que si $\alpha = 90^\circ$ el valor medio de $U_C = 0$ y por otro lado que si $\alpha > 90^\circ$ el valor medio será negativo (área negativa>área positiva) y el montaje funciona como un inversor no autónomo, aunque para ello se requiere una fuente activa en la carga que entrege la energía.

En el caso de emplear diodo de libre circulación, las formas de onda resultantes son las mismas que con la carga resistiva, ya que con él se eliminan las áreas negativas, si bien la corriente no es de la misma forma de onda que la tensión.

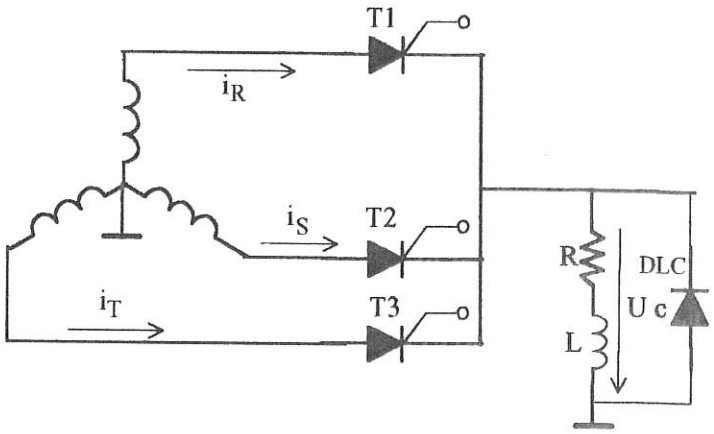



Figura 12.16

## 12.5 REGULADORES DE C.C. NO DISIPATIVOS (TROCEADORES)

Cuando la fuente primaria es de corriente continua y se desea un regulación de la tensión media que lleva a la carga, puede efectuarse controlando el tiempo que aquella queda conectado. Este control se efectúa por medio de un interruptor situado entre la fuente y la carga.

$$U_s = \frac{U_C}{T_1 + T_2} T_1 = U_C \frac{T_1}{T}$$

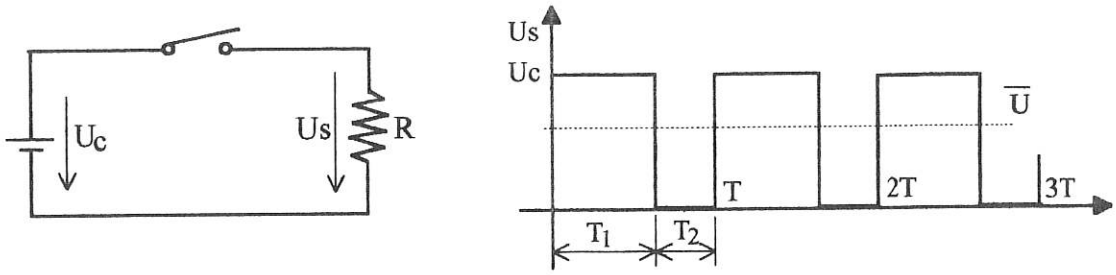



Figura 12.17

Esta relación entre el tiempo de conducción $T_1$ y la frecuencia del convertidor T, sugiere los modos de regulación siguientes:

a) Manteniendo constante $T_1$ y cariando T. Lleva a circuitos de frecuencia variable.

b) Manteniendo constante T y variando $T_1$. Lleva a circuitos de tiempo de conducción variable.

c) Circuitos mixtos.

No todas las cargas admiten un rizado tan elevado (la alimentación a un sistema digital), aunque otras sí (un calefactor), haciéndose necesario para las primeras el empleo de un filtro. Por esta razón es preferido el método de regulación con tiempo de conducción variable, puesto que, con él, el dimensionado del filtro es más sencillo al estar el funcionamiento más acotado, dado que la frecuencia de trabajo es constante.

Una primera solución sería introducir un condensador (figura 12.18) en

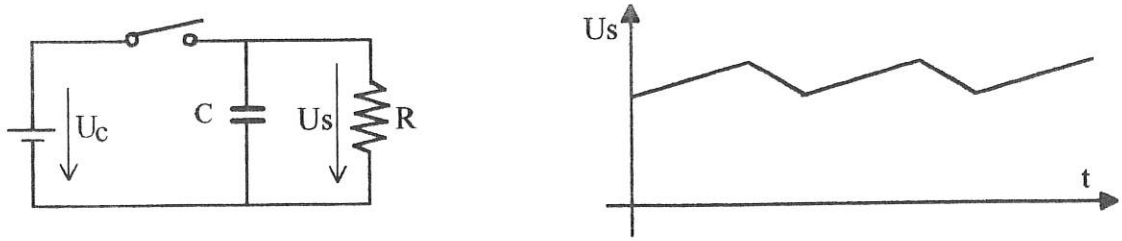



Figura 12.18

paralelo con la carga, aunque con ésta todavía perduraría el rizado, eso sí, en menor medida.

Una mejor solución sería utilizar un convertidor reductor, formado por una bobina L, el condensador C y el diodo D, cuya misión es similar a la del diodo de libre circulación de un rectificador (figura 12.19), al impedir que $U_s$ pueda llegar a ser negativa por culpa de la bobina durante los períodos en los que el interruptor este abierto.

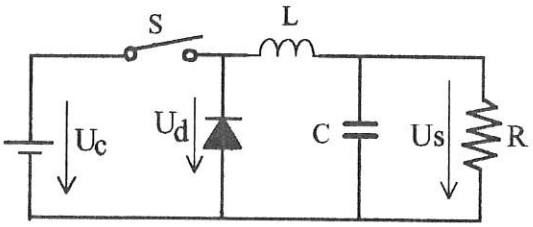
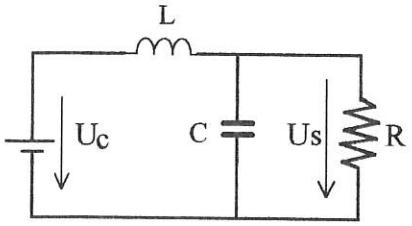
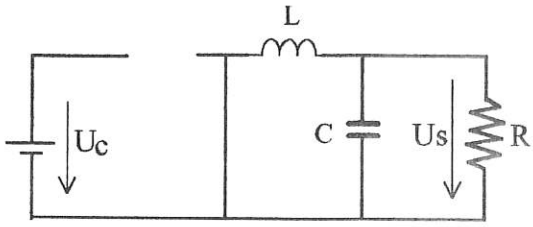



Figura 12.19

Para estudiar de este circuito se requiere un análisis separado considerando si el interruptor esta abierto o cerrado, lo cual es debido al carácter discontinuo de S.




CERRADO

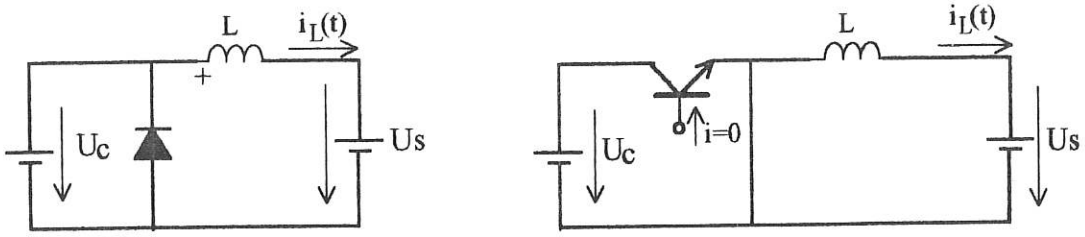



ABIERTO

Figura 12.20

Al situar S como abierto, la respuesta de $U_s$ seno-exponencial, pero no es este el objetivo. Lo que se pretende es que el valor de $U_s$ sea constante y esto dependerá de la elección de L y C. Bajo esta idea, de mantener $U_s$ = cte, los circuitos de análisis podrían ser sustituidos por los indicados en la figura 12.21, pasando a un sistema de primer orden con respuesta en rampa y no seno-exponencial

de un sistema de segundo orden.




CERRADO ABIERTO

Figura 12.21

<u>En la carga:</u>

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L}\int_0^t (U_C - U_S)\,dt = i(0) + \frac{1}{L}(U_C - U_S)\,t$$

<u>En la descarga:</u>

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{1}{L}\int_{t_1}^t -U_S\,dt = i_L(t_1) - \frac{U_S}{L}(t - t_1)$$

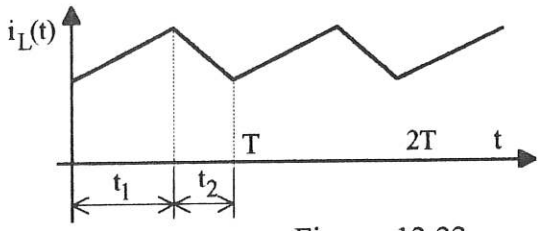



Figura 12.22

$$i_L(0) = i_L(T)$$

$$i_L(T) = i_L(t_1) - \frac{U_S}{L}t_2$$

$$i_L(T) = i_L(0) + \frac{1}{L}(U_C - U_S)\,t_1 - \frac{U_S}{L}t_2$$

$$(U_C - U_S)\,t_1 = U_S t_2$$

$$U_S = \frac{t_1}{t_1 + t_2}U_C$$

El balance energético en la bobina debe ser nulo, para ello deberá cumplir que los voltios por segundo en un sentido deben ser igual a los voltios por segundo en sentido contrario:

$$(U_C - U_S)\,t_1 = U_S\,t_2$$

El aporte energético del condensador es nulo, pues en caso contrario se obtendrían fluctuaciones en la tensión de salida. Por consiguiente, la corriente que circulará por la carga será el valor medio.

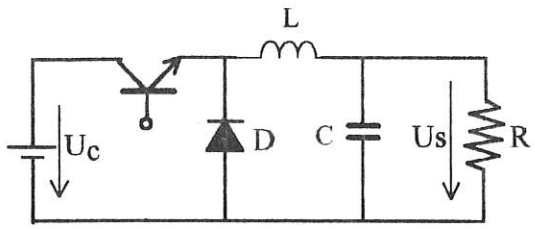



Figura 12.23

$$\frac{U_S}{U_C} = d = \frac{t_1}{T}$$

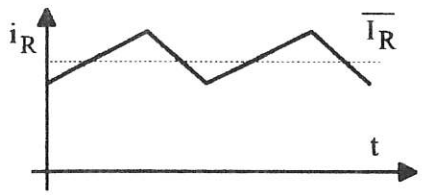



Figura 12.24

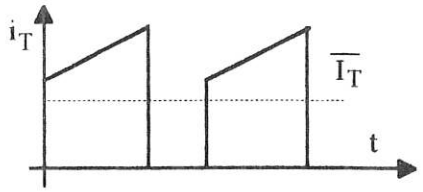



Figura 12.25

$$I_R = \frac{U_S}{R}$$

$$I_T\, U_C = \frac{U_s^2}{R} \quad \Rightarrow \quad I_T = d\,\frac{U_S}{R} = d\, I_R$$

$$I_D = \frac{t_2}{T}\, I_R = (1 - d)\, I_R = (1 - d)\,\frac{U_S}{R}$$

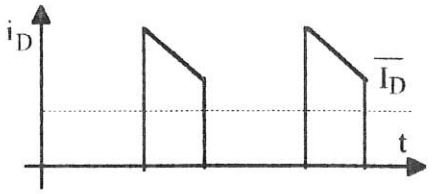



Figura 12.26

Teniendo en cuenta que:

- con el transistor en corte $U_{T(MAX)} = U_C$

- con el transistor en saturación $U_{D(MAX)} = U_C$

Por consiguiente, el funcionamiento de este convertidor reductor ($U_C > U_S$) es similar al de un transformador en corriente continua, donde:

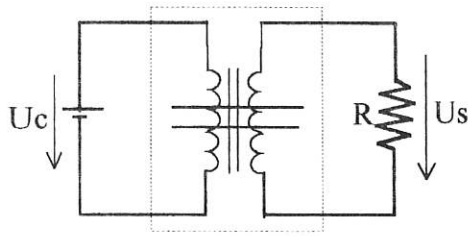



Figura 12.27

1-. Relación de transformación;

$$\frac{U_S}{U_C} = d$$

2-. Balance de potencia;

$$U_C\, I_T = \frac{U_S^2}{R}$$

3-. Equivalencia (figura 12.28);

$$I_T = \frac{U_S^2}{U_C}\frac{1}{R} = \frac{d^2 U_C^2}{U_C}\frac{1}{R} = \frac{U_C}{\frac{R}{d^2}}$$

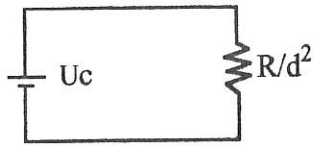



Figura 12.28

En el caso de necesitar un convertidor elevador, ($U_S > U_C$), se utilizará un circuito cuyo esquema es el de la figura 12.29.

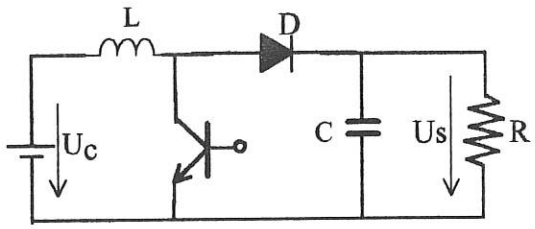



Figura 12.29

El análisis es similar al realizado en el caso anterior (figura 12.30):

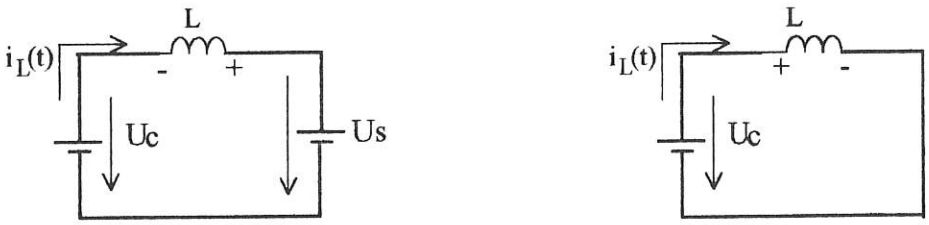



Figura 12.30

Cuando está cerrado el circuito (transistor en saturación y diodo bloqueado), la batería carga a la bobina y al abrirse el circuito (transistor en corte y diodo en conducción), la bobina se descarga sobre la carga que hay en la salida. Realizando el balance de potencias en la bobina:

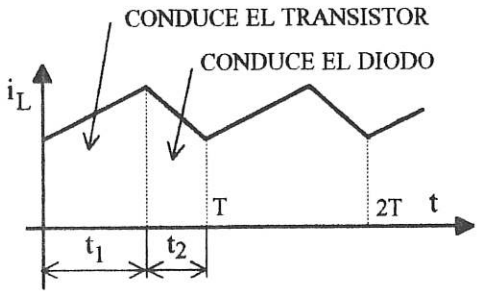



Figura 12.31

$$U_C\, t_1 = (U_S - U_C)\, t_2 \quad \Rightarrow \quad U_S = \frac{t_1 + t_2}{t_2} U_C \quad \Rightarrow \quad U_S = \frac{T}{(1 - d)\, T} = U_C$$

luego:

$$U_S = \frac{1}{1 - d} U_C$$

Por lo tanto:

$$I_L U_C = \frac{U_S^2}{R} \quad \Rightarrow \quad I_L = \frac{1}{(1 - d)^2} \frac{U_C}{R}$$

$$I_T = \frac{d}{(1 - d)^2} \frac{U_C}{R}$$

$$I_D = \frac{1}{(1 - d)} \frac{U_C}{R}$$

Teniendo en cuenta que:

- con el transistor en corte $U_{T(MAX)} = U_S$
- con el transistor en saturación $U_{D(MAX)} = U_S$

# TEMA 13

## 13. CONTROL DE POTENCIA ALTERNA

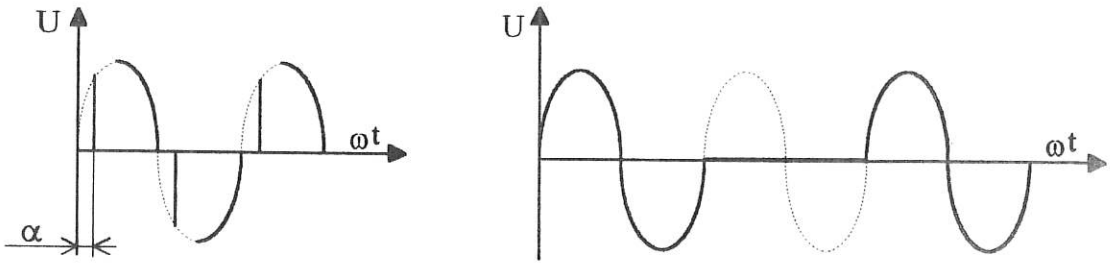
### 13.1 GENERALIDADES

Los reguladores de corriente alterna son convertidores directos ca/ca de la misma frecuencia. Gracias al paso natural por cero de la intensidad los tiristores no necesitan bloqueo forzado. Atendiendo a la técnica de control empleada puede establecerse la siguiente clasificación:

1-. Control de fase: el control se efectúa dejando dentro de cada semiciclo una parte de conducción.

2-. Control integral: el control se efectúa dejando pasar un número entero de ciclos a la carga.

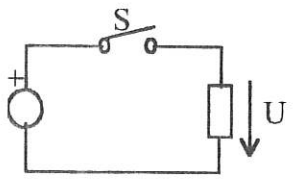
En la figura 13.1 se muestran estas dos posibilidades de actuación:




Control de fase

Control integral

Figura 13.1




Para el control de fase se requieren interruptores que actúen con tiempos muy inferiores al periodo de tensión a regular y deben también admitir la circulación de corriente en ambos sentidos. La utilización

del TRIAC, o de las combinaciones de SCR y diodos semiconductores, indicados en la figura 13.2 satisfacen ambos requisitos:

En el caso de realizar un control integral (conexión esporádica) se

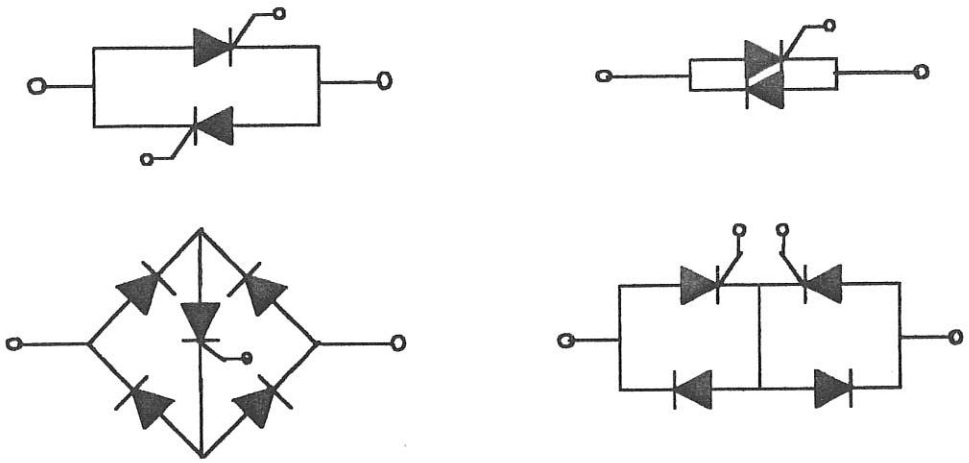


Figura 13.2

utilizará un interruptor estático de alterna, tal y como se indica en el apartado 13.4 de estos apuntes.

## 13.2 CONTROL DE FASE O POR RECORTE DE ONDA

Un circuito de control monofásico estará formado por una fuente de tensión senoidal y frecuencia fija, junto con un interruptor bidireccional y la carga. Como podrá observarse el funcionamiento dependerá, aparte de la acción de control, de la naturaleza de la carga, razón por la que se analizarán tres tipos de carga: resistiva, inductiva y parcialmente inductiva.

### 13.2.1 CARGA RESISTIVA

El control de potencia alterna se consigue con la variación de la tensión eficaz sometida a la carga. Lógicamente, para tener un regulador de corriente alterna $\alpha$ deberá estar comprendida entre 0 y $\pi$.

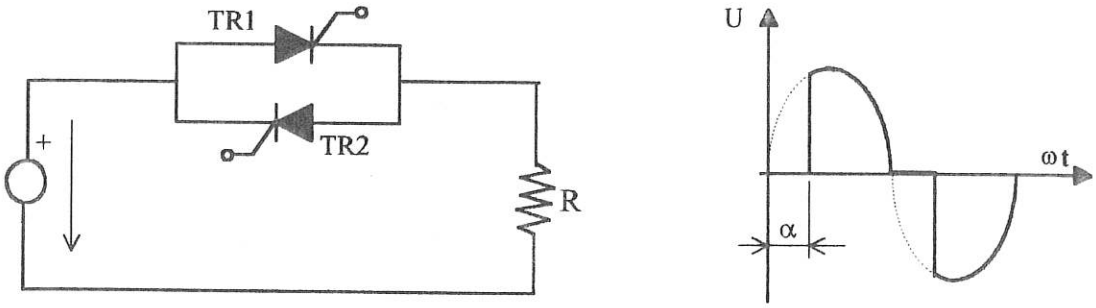



Figura 13.3

$$U_{eff}^2 = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} U_{MAX}^2 \, sen^2\omega t \, d(\omega t) \quad \Rightarrow \quad U_{eff} = \frac{U_{MAX}}{\sqrt{2}}\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{sen\,2\alpha}{2\pi}}$$

La corriente i, en la carga circulará a través de TR1 durante el semiciclo positivo de la señal de entrada, mientras que en el semiciclo negativo circulará por TR2. Así, la corriente eficaz en los tiristores es $\sqrt{2}$ veces menor que en la carga y el valor medio será:

$$I_{TR} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_{MAX}}{R} sen\,\omega t \, d(\omega t) = \frac{U_{MAX}}{2\pi R}(1 + cos\alpha)$$

El valor máximo de tensión inversa aplicada a los tiristores será $U_{MAX}$ y sólo se da si $\alpha > 90°$.

## 13.2.2 CARGA INDUCTIVA

En la figura 13.4 se aprecia la forma de onda para $\pi/2 < \alpha < \pi$. Para este caso la corriente va a se bidireccional y caracterizada por:

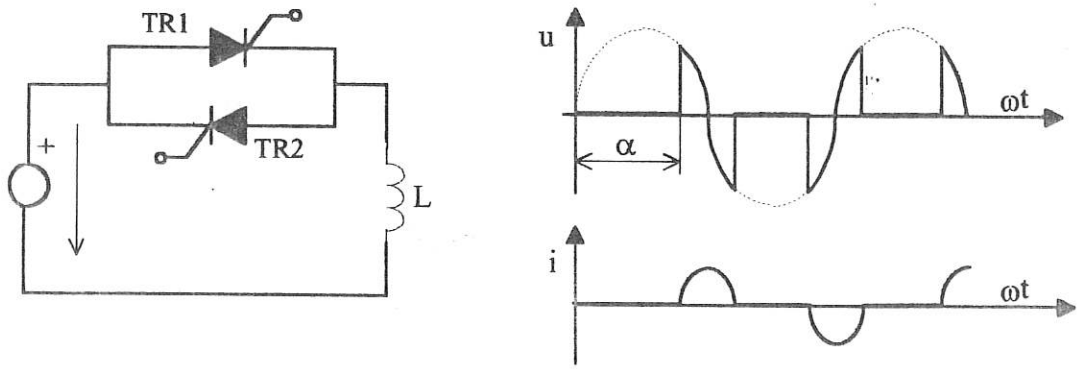



Figura 13.4

$$U = L\frac{di}{dt} \quad \Rightarrow \quad i = \frac{1}{L}\int U_L\, dt = \frac{1}{\omega L}\int_{\alpha}^{\omega t} U_{MAX}\, \text{sen}\, \omega t\, d(\omega t)$$

$$i = \frac{U_{MAX}}{\omega L}[\cos\alpha - \cos\omega t] = I_{MAX}(\cos\alpha - \cos\omega t)$$

Lo que indica que su valor máximo será dado cuando $\omega T = \pi$ y es simétrica respecto a ese punto. Anulándose pues en $2\pi-\alpha$. Para poder controlar por medio de $\alpha$ la tensión en la bobina, es preciso que cumpla:

$$2\pi - \alpha \leq \pi + \alpha \quad \Rightarrow \quad \alpha \geq \frac{\pi}{2}$$

En caso contrario, si $\alpha < \pi/2$ sólo conduciría un tiristor y aunque la tensión en la carga presente un valor nulo, la corriente resultaría unidireccional y por tanto no se estaría haciendo control de potencia alterna (figura 13.5).

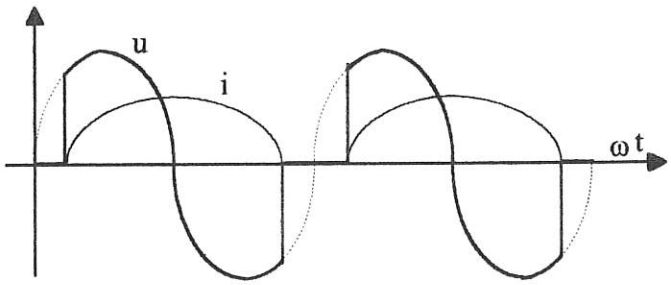



Figura 13.5

## 13.2.3 CARGA PARCIALMENTE INDUCTIVA

Si el ángulo de control $\alpha$ es mayor que el de desfase entre tensión e

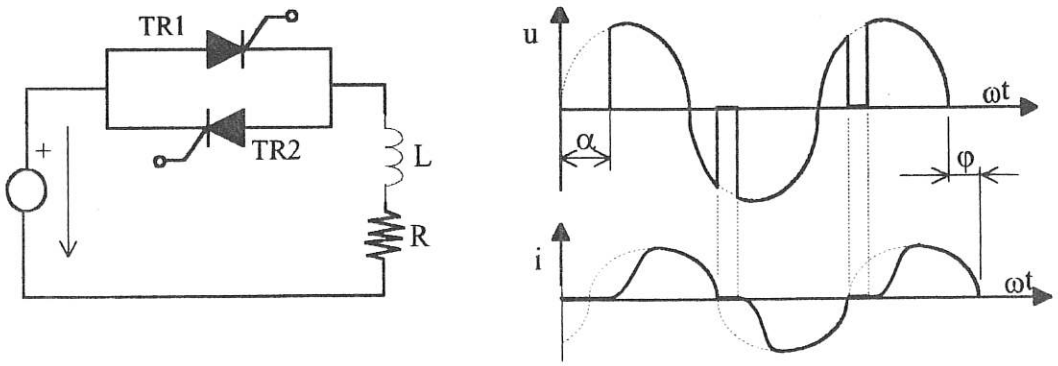



Figura 13.6

intensidad $\varphi$ habrá un control de potencia alterna ya que la corriente será bidireccional, siempre y cuando $\varphi < \alpha < \pi$. Para valores de $\alpha$ inferiores a $\varphi$ sólo habrá un tiristor que conduzca, por ello la corriente será unidireccional y no habrá control de potencia alterna (figura 13.7).

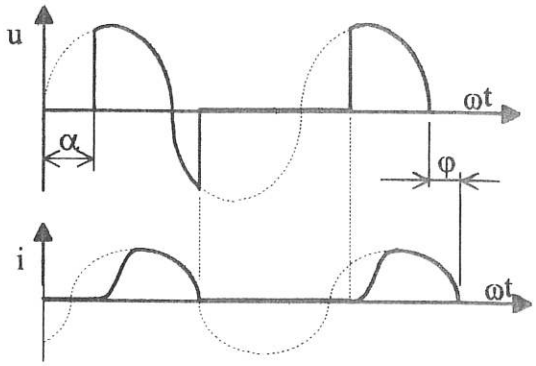



Figura 13.7

## 13.3 CONTROL DE POTENCIA ALTERNA TRIFÁSICA

El funcionamiento depende del tipo de carga y de su conexión. Considerando el caso más sencillo de carga trifásica, equilibrada y resistiva pura, se tendrá un esquema como el de la figura 13.8.

El ángulo de disparo de los tiristores para que haya una corriente

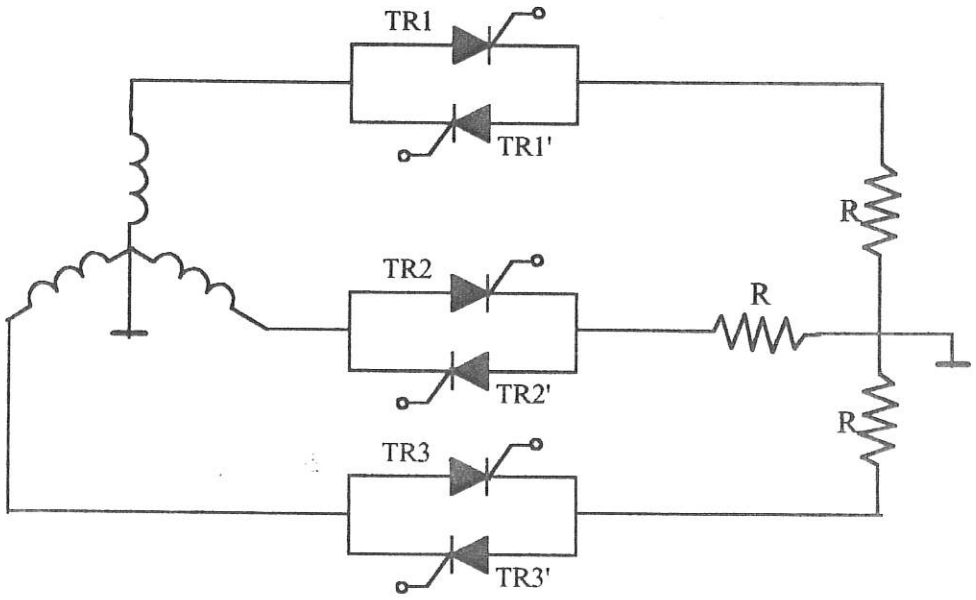



Figura 13.8

bidireccional y por tanto una regulación de potencia alterna deberá ser de 30° (figura 13.9).

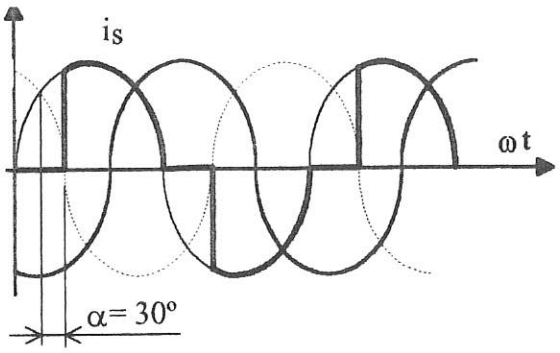



Figura 13.9

## 13.4 INTERRUPTORES ESTÁTICOS DE ALTERNA

Para evitar la conexión y desconexión aplicada a la carga de forma esporádica, en el control integral se emplean los interruptores estático de alterna.

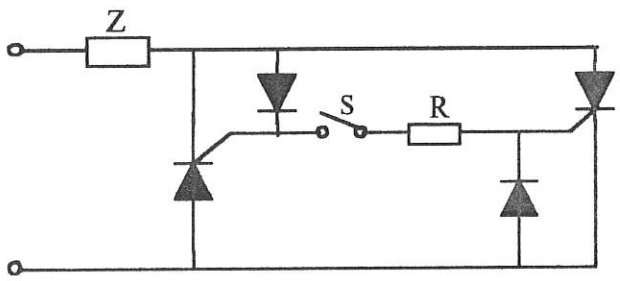



Figura 13.10

El interruptor S maneja muy poca potencia, de forma que los SCR conducen si S está cerrado y no lo hacen cuando S está abierto. Esta conexión se efectúa realmente en el mismo instante de cerrar S, mientras que la desconexión efectiva tiene lugar al primer paso por cero de la corriente, después de abrir S.

Si S no puede estar en la etapa de potencia puede recurrirse al montaje de la figura 13.11. En el cual el primario es alimentado por un generador de alta frecuencia que oscilará según S esta abierto o cerrado.

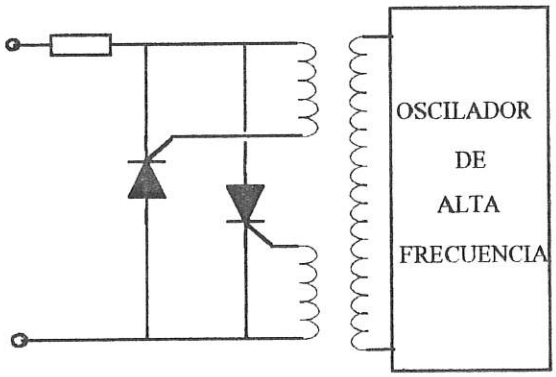



Figura 13.11

# TEMA 14

## 14. INVERSORES

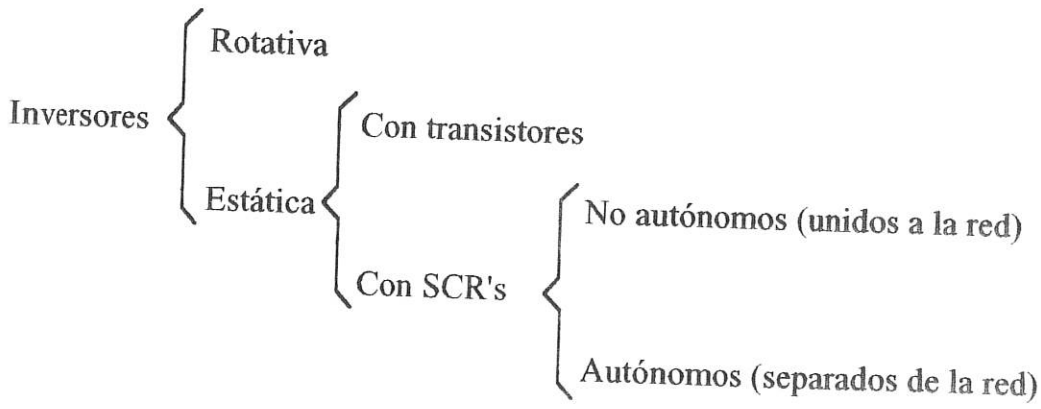
### 14.1 GENERALIDADES

Los inversores son equipos capaces de transformar la energía eléctrica continua en energía eléctrica alterna, sin que ello implique una determinada forma de onda o frecuencia. Inversores son, por tanto, el grupo rotativo motor de c.c. generador de c.a. y el oscilador. Sin embargo, aquí se estudiarán los inversores estáticos.

La inversión estática se podría clasificar en aplicaciones con baja potencia, haciendo uso de transistores, y aplicaciones de gran potencia, usando SCR's.

A su vez se podrían clasificar como inversores no autónomos que están unidos a la red, aportando energía pero sin imponer ni la frecuencia ni el tipo de señal, y otros los inversores autónomos que sí imponen la forma de la frecuencia y de la señal.

Todo cuanto de ha dicho queda representado esquemáticamente en el siguiente cuadro:



De la combinación de módulos de rectificación e inversión, se pueden obtener variadores de frecuencia (figura 14.1), un rectificador seguido de un inversor donde la frecuencia de salida puede ser fija o variable; o bien, un convertidor cc/cc (figura 14.2) aunque, en este caso. es más aconsejable acudir a un troceador, por cuestiones económicas.

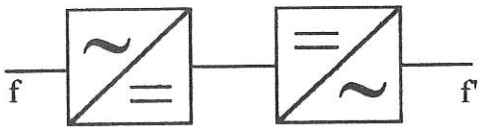



Figura 14.1

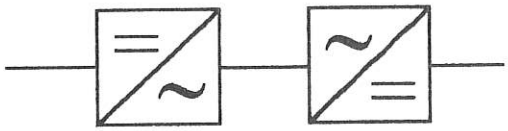


Figura 14.2

## 14.2 INVERSORES CON TRANSISTORES

Los inversores estáticos con transistores son en realidad circuitos generadores de formas de onda alternas (generalmente cuadradas) que toman energía de una fuente de c.c., basándose su funcionamiento en llevar a los dispositivos activos del corte a la saturación. Las condiciones de oscilación del circuito se consiguen generalmente mediante realimentación con un transformador con el número de bobinados precisos, estando la carga en el secundario.

La forma de onda de salida es, por lo general, cuadrada y su frecuencia es fija, determinada por las constantes y dimensionamiento del circuito.

Uno de los montajes más frecuente es el llamado inversor push-pull, cuyo fundamento queda reflejado en la figura 14.3. Se observa que un interruptor S

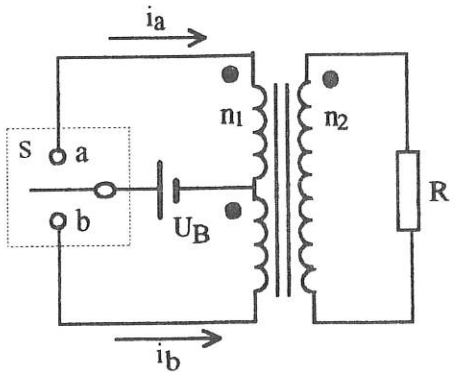



Figura 14.3

conecta una batería $U_B$ de forma alternativa sobre los bobinados del primario. Las corrientes $i_a$ e $i_b$ inducen tensiones positivas y negativas sobre la carga. La figura 14.4 muestra el circuito práctico, donde se ha sustituido el interruptor S por dos transistores.

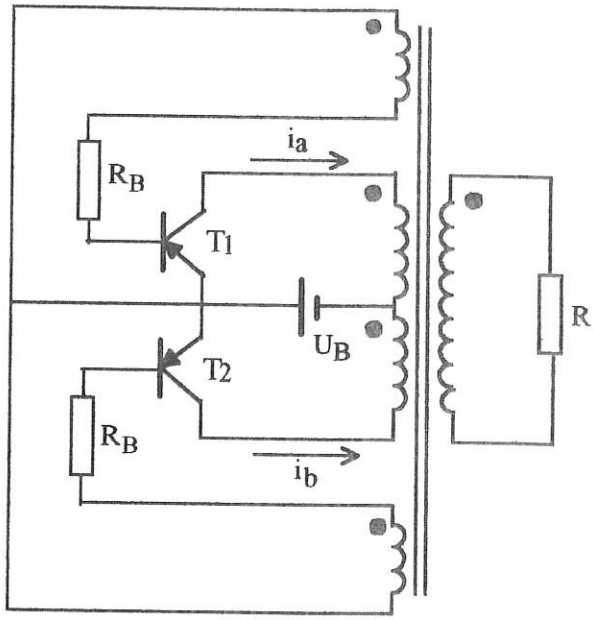



Figura 14.4

La posición "a" del interruptor S equivale a que el transistor T1 conduzca y T2 no lo haga, mientras el estado contrario de los transistores corresponde a la posición "b" del interruptor S.

La conmutación se produce por saturación del núcleo, siendo ésta la que define la frecuencia de oscilación.

## 14.3 INVERSORES CON SCR

Tal y como se ha indicado en el apartado 14.1, habrá inversores no

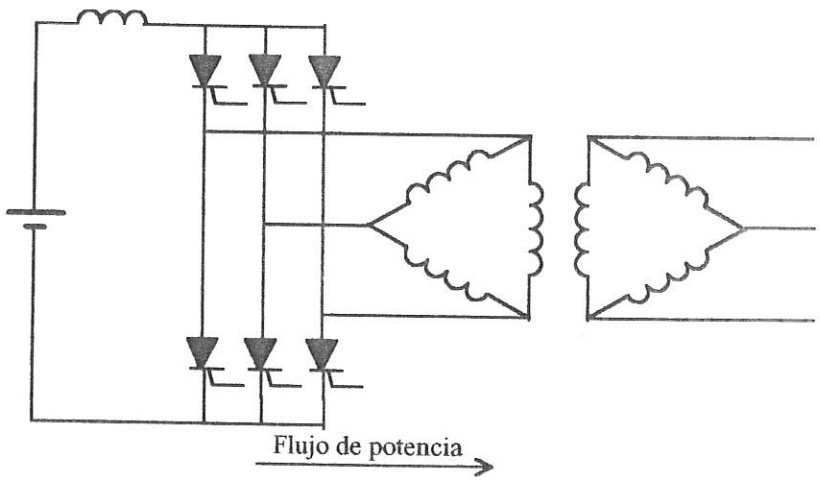



Figura 14.5

autónomos y autónomos. Los primeros entregarán energía a la red estando formados por una carga activa de continua, resultando un montaje de tiristores cuya salida atacará a un transformador (figura 14.5).

Los inversores estáticos autónomos permiten controlar, por el contrario forma de onda de tensión y frecuencia, ya que la carga es un receptor pasivo. El funcionamiento del conjunto viene determinado por el propio inversor (figura 14.6).

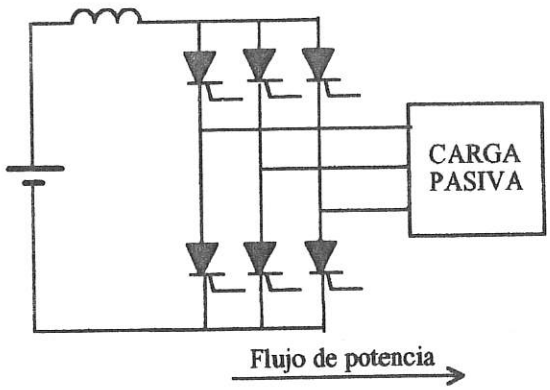



Figura 14.6

## 14.3.1 INVERSORES NO AUTONÓMOS

Tal cual se vio en el estudio de rectificación controlada con carga inductiva, si el ángulo de disparo fuese mayor de 90° y se mantuviese una carga activa de continua, el flujo de potencia cambia de sentido, entregando energía a la red.

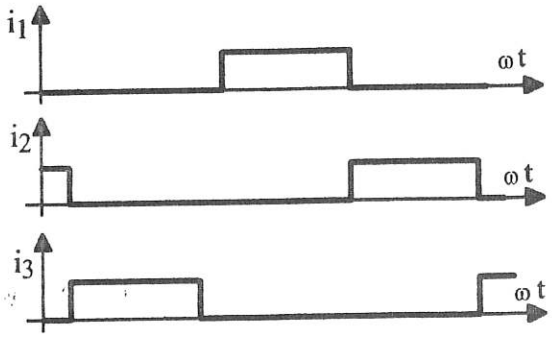



Figura 14.7

Obsérvese que si $\alpha$ se hace mayor de 90° el valor medio de tensión es negativo.

$$U = \frac{n}{\pi} U_{max} \operatorname{sen} \frac{\pi}{n} \cos \alpha$$

Si la bobina L en serie con la carga activa permite admitir que la corriente es constante, se obtienen las corrientes $i_r$, $i_s$ e $i_t$ representadas en la figura 14.7. Los productos $u_r \cdot i_r$, $u_s \cdot i_s$ y $u_t \cdot i_t$ representan la energía transferida del primario

al secundario y, por lo tanto, a la red.

### 14.3.2 INVERSORES AUTÓNOMOS

El mayor problema que se plantea es conseguir el cese de los SCR en los momentos adecuados, éste es el problema común a todas las aplicaciones de SCR en continua.

Éstos permiten una clasificación en función del tipo de apagado de los SCR.

1-. Inversores de conmutación natural: uso de cargas resonantes que el originar corriente oscilatoria cesará por, paso por cero.

2-. Inversores de conmutación forzada: requiere circuitos auxiliares para el bloqueo.

Son más versátiles los inversores de conmutación forzada, pues es posible controlar la forma de onda, el nivel de tensión y la frecuencia. Con independencia del circuito auxiliar de conmutación es ampliamente utilizada la configuración en puente.

El circuito básico del inverso en puente es el representado en la figura 14.8, donde aparecen los tiristores y diodos colocados en antiparalelo. Si simultáneamente se dispara $T_{r1}$ y $T_{r4}$, el potencial en la carga será $U_B$ entre los extremos A y B. Si al cabo de $\omega t = \pi$ se apagan éstos y se activan $T_{r2}$ y $T_{r3}$,

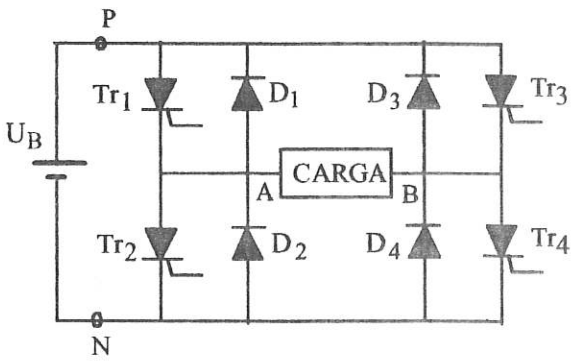



Figura 14.8

la carga quedará sometida a $-U_B$. De esta forma la carga se ve sometida a tensiones alternas cuadradas (figura 14.9).

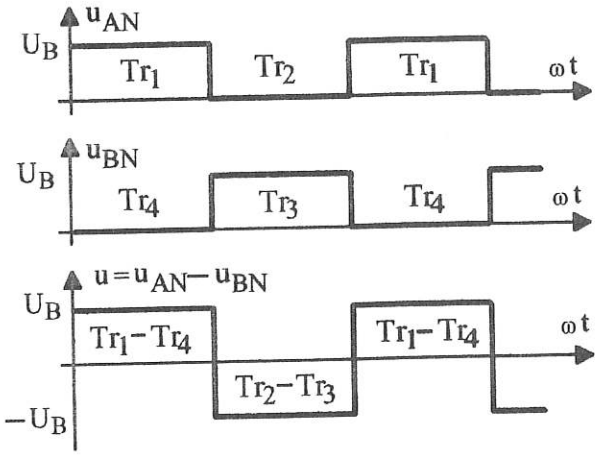



Figura 14.9

Si la carga fuese resistiva, la señal i sería también cuadrada y en este caso no son necesarios los diodos. Pero, en general, la carga tiene siempre componente inductiva, provocando que la forma de onda de i corresponda con cargas y descargas RL sometidas a escalones (figura 14.10).

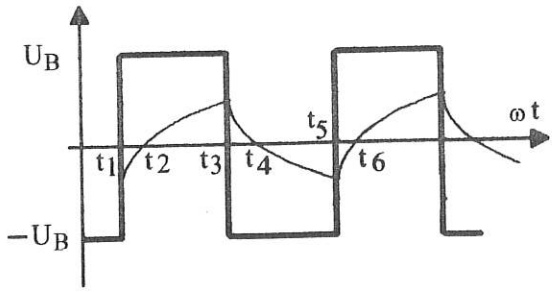



Figura 14.10

Obsérvese que con esta carga inductiva, existen intervalos de tiempo donde la tensión es positiva y la corriente negativa o viceversa ($t_1$-$t_2$, $t_3$-$t_4$, ...); durante estos períodos la conducción de corriente se dará por los diodos en lugar de los tiristores. A estos diodos se les llama diodos de retorno.

Entre $t_1$ y $t_2$, la u es positiva y la i es negativa, la corriente circulará a través de $D_4$- carga-$D_1$, entregando la energía a la batería; al paso por cero se deberá tener asegurado el funcionamiento de $T_{r1}$ y $T_{r4}$. Por esta razón el disparo de los tiristores debe ser mantenido durante todo el período que deben conducir (desde $t_1$ a $t_3$ para $T_{r1}$ y $T_{r4}$, etc.).

También es posible regular el nivel de tensión alterna a la carga mediante el circuito de mando. La variación se consigue disminuyendo los tiempos que la carga toma $+U_B$ y $-U_B$. La figura 14.11 representa esta situación, desde $t_0$ a $t_1$ conducen de forma normal $T_{r1}$ y $T_{r4}$, pero entre $t_1$ y $t_2$ se dispara $T_{r3}$ y se apaga $T_{r4}$, recortando el período de entrega de señal de batería a la carga resultando V=0. La corriente queda asegurada en todo momento por los diodos de retorno.

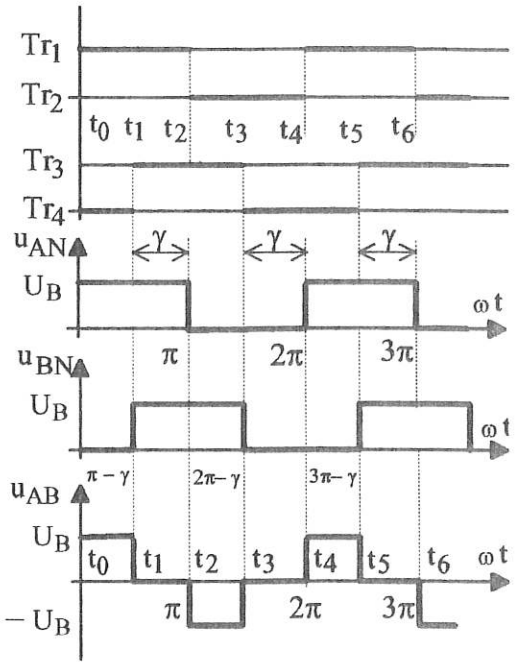



Figura 14.11

La forma de onda que genera un inversor es cuadrada. La obtención de ondas senoidales puede realizarse mediante filtros paso bajo en el caso de tener frecuencia fija.

Si se desea que la frecuencia de salida sea variable, puede emplearse técnicas de modulación por ancho de pulso, donde la variación del valor eficaz (o amplitud del primer armónico) se consigue mediante la variación relativa de los tiempos en que u es $U_B$.

# TEMA 15

## 15. SIMULACIÓN DE CIRCUITOS POR ORDENADOR

### 15.1 INTRODUCCIÓN

En el proceso tradicional del diseño electrónico, la realización de un nuevo circuito pasa por diversas etapas, recogidas esquemáticamente en la figura 15.1.

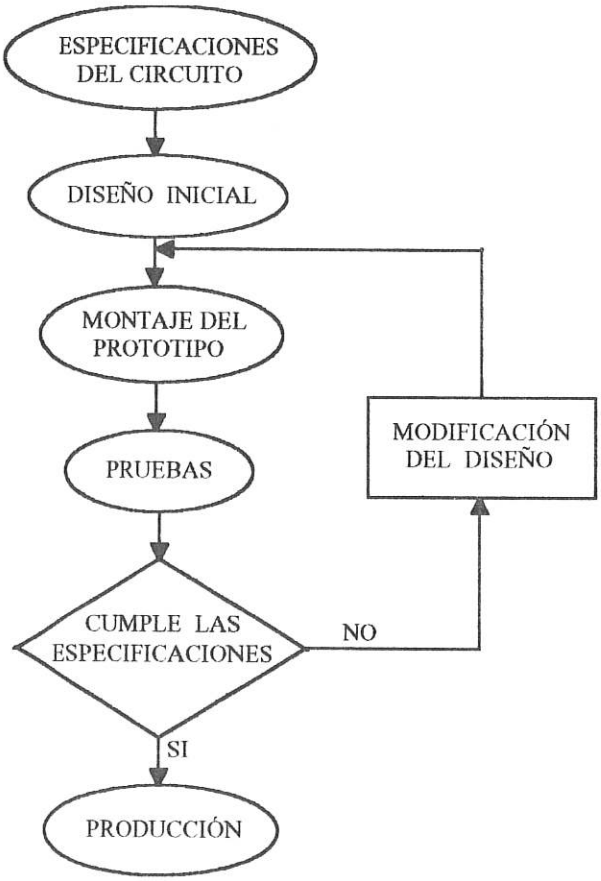



Figura 15.1

Este método de diseño, que se viene denominando "tradicional", presenta ciertos inconvenientes. Por una parte, el circuito sufre innumerables trasiegos de la mesa del diseñador al laboratorio y viceversa. EL tiempo de puesta a punto de un nuevo producto se alarga notablemente en el tiempo, aumentando los costes y, por lo tanto, disminuyendo los beneficios.

La incorporación del ordenador al proceso de diseño electrónico, ha supuesto un notable avance, introduciendo nuevas etapas inexistentes en el diseño

tradicional (figura 15.2).

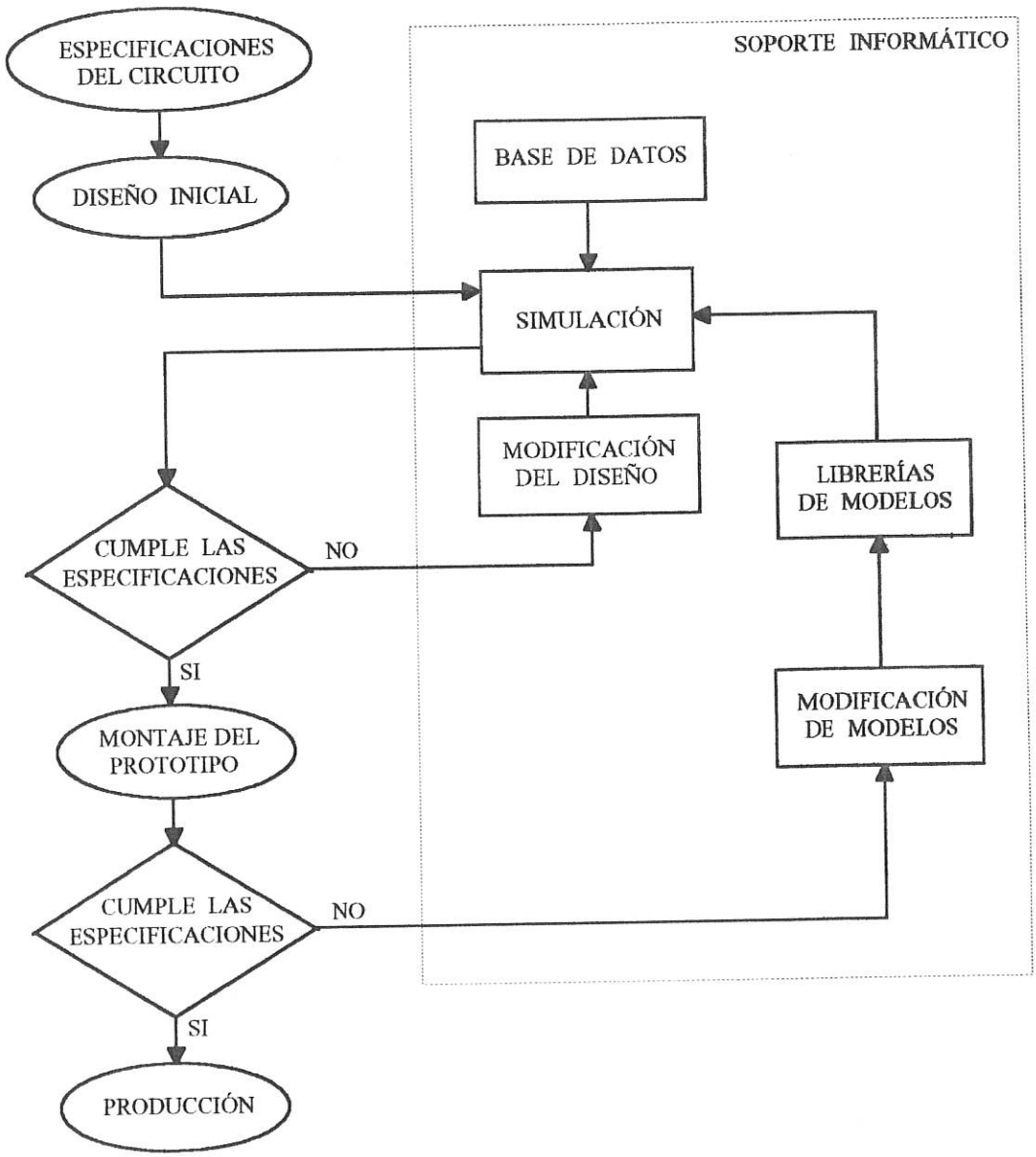



Figura 15.2

Así, la existencia de una base de datos actualizada va a permitir disponer en todo momento de la documentación necesaria para la fabricación. De igual modo, potentes herramientas informáticas serán capaces de predecir, mediante simulación, el buen o mal funcionamiento de un circuito, permitiendo realizar las modificaciones necesarias sin necesidad de efectuar el montaje.

## 15.2 LA SIMULACIÓN DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

La simulación constituye una de las etapas más importantes del proceso de diseño. A través de la simulación, se puede conocer el comportamiento de un circuito electrónico frente a determinados estímulos.

Los resultados de la simulación serán tanto más acordes con la realidad cuanto más exactos sean los modelos matemáticos que emulen el funcionamiento de los diferentes dispositivos. Dichos modelos son expresados en librerías. Luego, el simulador será más operativo cuanto más extensa y precisa sea su librería de componentes.

Todos los simuladores precisan, para su funcionamiento, una serie de requisitos recogidos en la figura 15.3.

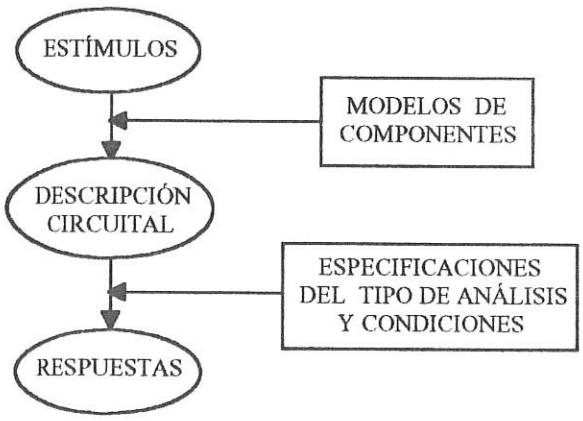



Figura 15.3

En primer lugar, se requiere de una descripción simbólica o textual del circuito a simular. Esta descripción, contiene toda la información correspondiente a los componentes del circuito y a las interconexiones entre ellos. Como es lógico, es necesario definir cuales van a ser estímulos o señales que van a aplicarse al circuito, así como las especificaciones referentes a la clase de análisis a realizar (respuesta temporal, en frecuencia, etc...).

Los resultados de la simulación se recogen por fin en forma gráfica o

textual, y van a permitir verificar el cumplimiento de las especificaciones iniciales requeridas por el diseñador.

## 15.3 SIMULACIÓN ANALÓGICA, DIGITAL Y MIXTA

No es posible hablar todavía de simuladores de circuitos electrónicos en general, debido a que el tratamiento de señales y los modelos de comportamiento son distintos en función del tipo de circuito a analizar. Así, se pueden encontrar, básicamente, dos tipos de simuladores: Analógicos y digitales.

Aunque la finalidad de ambas simulaciones es la misma, tanto estructuralmente como en su funcionamiento, son totalmente distintos. La simulación digital va a tratar señales que únicamente van a poseer dos niveles ("0" y "1" lógicos) y, por los general cuatro estados ("0", "1", "desconocido" y "alta impedancia"), por lo que la simulación va a ir encaminada a la determinación del estado de cada una de las salidas y, en muchos casos, los retardos de propagación producidos por el circuito digital. Se dice pues, que se realiza una simulación "lógico temporal", necesaria para la determinación del correcto funcionamiento de circuitos digitales, tanto de carácter combinacional como secuencial.

Los simuladores analógicos, en cambio, deben resolver ecuaciones diferenciales y utilizar algoritmos de cálculo matricial, con el fin de obtener los valores de tensiones en los nudos y corrientes por las ramas de un circuito que, además, pueden adoptar un número infinito de valores. De la rapidez con que el simulador pueda encontrar la solución global del circuito y de la precisión con que ésta se obtenga, dependerá la calidad del simulador.

facilite su manejo, apareciendo en el mercado un gran número de paquetes informáticos de simulación analógica basados todos ellos en el SPICE.

El PSPICE es uno de estos paquetes que incluye, además de las simulaciones básicas del SPICE2, la simulación de circuitos digitales y mixtos, análisis estadístico o de Monte Carlo y peor caso, un entorno de trabajo integrado con el dibujo de esquemas electrónicos y una serie de programas auxiliares que facilitan su uso (editor de estímulos, modelado de dispositivos y postprocesado gráfico).

## 15.5 PSPICE. INTRODUCCIÓN

Además del simulador propiamente dicho, la versión incluye otros programas que facilitan su uso. Así, el Shell (PS) introduce un entorno de trabajo muy cómodo para la operación con menús de pantalla y ayuda permanente. El PROBE, constituye un postprocesador gráfico muy potente que permite representar las formas de onda obtenidas mediante la simulación e incluso efectuar operaciones matemáticas sobre ellas (integral, derivada, suma, productos, etc.). La incorporación de un editor de estímulos (StmEnd) permite, de forma gráfica, generar las formas de onda que se requiere utilizar para las entradas del circuito a simular.

Para iniciar el programa de simulación, es necesario poseer una descripción, en el formato adecuado, del circuito objeto de estudio. Esta descripción puede ser generada de dos formas diferentes:

1-. Mediante un procesador de texto, trabajando en ASCII.

2-. A través de un programa de captura de esquemas que posea la

La mayoría de circuitos electrónicos poseen tanto partes analógicas como digitales, por lo que están surgiendo en la actualidad, simuladores capaces de integrar ambas en un sólo programa de análisis, produciéndose así la simulación mixta. Estos simuladores abordan la problemática desde muy diversas ópticas, desde los que emplean dos simuladores, uno analógico y otro digital, e intentan enlazar ambos a través de las señales producidas por cada uno de ellos, hasta aquellos que emplean indistintamente modelos de componentes tanto analógicos como digitales, produciendo una simulación global.

## 15.4 EL SIMULADOR PSPICE

El PSPICE es un simulador derivado del SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). A su vez, SPICE es una evolución del programa CANCER que fue desarrollado en la Universidad de Berkehey, en California, de la mano de Laurence W. Nagel en el año 1972. Esta Universidad y, en concreto, el "Electronics Peseard Laboratory", continuaron sus trabajos sobre el SPICE, dando como resultado la aparición en 1975 del SPICE2, base de la mayoría de los simuladores analógicos.

EL SPICE está escrito en lenguaje FORTRAN IV (unas 10.000 líneas de programa) y permite la realización del análisis de circuitos lineales en el dominio de la frecuencia y de circuitos no lineales en continua y transitorios.

Con el incremento de la capacidad de cálculo de los pequeños ordenadores y con el abaratamiento de su coste, diversas causas comerciales han modificado el programa base adaptándolo a los PC´s y creando un entorno que

opción de NETLIST en formato SPICE.

Este fichero suele tener la extensión .CIR. Una vez entrado en el Shell (PS) del PSPICE, se introducirá el fichero. A partir de este punto, se puede emplear el propio editor de texto del Shell para efectuar las modificaciones que sean necesarias.

## 15.6 FORMATO DE FICHERO DE ANÁLISIS

Antes de proceder al análisis del circuito, el formato del fichero debe contener los siguientes bloques:

1-. Línea de título: se puede introducir desde el Shell.

2-. Descripción del circuito: facilitado por ORCAD SDT.

3-. Modelos de componentes: librerías de PSPICE.

4-. Tipo de análisis: introducido desde el Shell.

## 15.7 COMPONENTES ANALÓGICOS DEL PSPICE

La descripción de cada uno de los componentes que integran un circuito se realiza mediante una serie de símbolos, letras y números, que siguen el siguiente formato:

INICIAL DEL COMPONENTE + NOMBRE - NUDOS - MODELO

Cada componente posee una inicial distinta. En la tabla de la figura 15.4 se recogen de forma abreviada.

Ejemplos:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| RCARGA | 4 | 5 | RCARBÓN | |
| Q27 | 2 | 3 | 4 | Q2N2245 |

| ELEMENTO | INICIAL | TIPO[4] | NUDOS[5] |
|---|---|---|---|
| CONDENSADOR | C | CAP | + - |
| BOBINA | L | IND | + - |
| RESISTENCIA | R | RES | 1 2 |
| DIODO | D | D | A K |
| BJT (npn) | Q | NPN | C B E |
| BJT (pnp) | Q | PNP | C B E |
| JFET (n) | J | NJF | D G S |
| JFET (p) | J | PJF | D G S |
| MOSFET (n) | M | NMOS | D G S B |
| MOSFET (p) | M | PMOS | D G S B |
| GaAs MESFET (n) | B | GASFET | D G S |
| NUCLEO MAGNETICO | K | CORE | L1 L2 c.a. |
| SWITCH (tensión) | S | VSWITCH | N1 N2 NC+ NC- |
| SWITCH (corriente) | W | ISWITCH | N1 N2 VC |

Figura 15.4

En cuanto a las señales de excitación, se pueden dividir en dos tipos:

*1-. Fuentes independientes*

Pueden ser de tensión o de corriente, la primera se especifica con la inicial V y la segunda con la I. EL formato es el siguiente:

V(nombre) N+ N- <DC> <AC magnitud fase> <transitorio>

N+ N- indican los nudos positivos y negativos de la fuente.

DC y AC representan los valores de la fuente en voltios o amperios para el análisis en continua y alterna.

<transitorio> Especifica las características de la fuente para este tipo de análisis. Existen las opciones de exponencial, pulsos,

lineas de tramo, modulado en frecuencia y senoidal.

Ejemplos:

```
VALIM      1    0    DC12V
VRAMP      10   5    EXP (0 5 2n 20n 40n 20n)
```

*2-. Fuentes independientes*

Pueden ser de cuatro tipos:

A-. Fuente de tensión controlada por tensión

E(nombre) N+ N- NC+ NC- ganancia

B-. Fuente de tensión controlada por corriente

H(nombre) N+ N- VC transconductancia

C-. Fuente de corriente controlada por tensión

G(nombre) N+ N- VC transconductancia

D-. Fuente de corriente controlada por corriente

F(nombre) N+ N- NC+ NC- ganancia

NC+ y NC- son los modos de control positivo y negativo respectivamente y VC es el nombre de una fuente de tensión a través de la cual circula la corriente de control.

## 15.8 MODELOS DE DISPOSITIVOS

La declaración de un modelo se realiza mediante el siguiente formato:

MODEL <COMPONENTE> <TIPO> <P1=VALOR <TOLERANCIA> P2=...>

<COMPONENTE> Es el nombre del elemento del circuito a modelar.

<TIPO> Es una de los descriptores del apartado anterior.

<P1,P2....> Son los parámetros de cada modelo de dispositivo.

<TOLERANCIA> Define la especificación de tolerancia para cada uno de los parámetros.

Ejemplos:

```
MODEL   DLED     D(IS= 1E-14 DEV=5% VZ=200 DEV=5%)
MODEL   REMISOR  RES(R=1 DEV/GAUSS %5)
```

Los parámetros de cada modelo se encuentran disponibles en el Shell y permiten establecer el modelo de cualquier dispositivo empleado en el diseño.

Si se utilizan los componentes de la librería de PSPICE, o de cualquier librería creada por el usuario, se puede acceder a ella para buscar el modelo de cualquier componente incluido en estas librerías.

## 15.9 TIPOS DE ANÁLISIS

Los tipos de análisis básicos de PSPICE son tres:

A-. Análisis en continua: permite obtener tanto el punto de funcionamiento en continua de elementos no lineales, como la función de transferencia de cualquier circuito.

B-. Análisis transitorio: permite obtener la respuesta de un circuito en función del tiempo.

C-. Análisis en alterna: permite obtener la respuesta a pequeña señal de un circuito cualquiera en función de la frecuencia.

### 15.9.1 ANÁLISIS EN CONTINUA

En este tipo de análisis se determina el punto de reposo,

cortocircuitando las bobinas y dejando en circuito abierto los condensadores. Este tipo de análisis lo realiza siempre el PSPICE para determinar los parámetros del modelo de pequeña señal de los dispositivos no lineales al hacer un análisis en alterna y para determinar las condiciones iniciales en una análisis transitorio.

Con este tipo de análisis se pueden obtener, además, el valor en pequeña señal de la función de transferencia en continua y la sensibilidad de pequeña señal de las variables de salida frente a los parámetros del circuito.

### 15.9.2 ANÁLISIS DEL TRANSITORIO

El análisis transitorio del PSPICE calcula las variables de salida en función del tiempo. Las condiciones iniciales se determinan automáticamente mediante un análisis en continua. Todas las fuentes no dependientes del tiempo se fijan a su valor de continua.

En simulaciones senoidales de gran señal se puede pedir un análisis de Fourier de la onda de salida, para obtener los coeficientes de Fourier en función de la frecuencia. El intervalo de tiempo del transitorio, las distintas opciones para el tiempo transitorio y opciones del análisis de Fourier se especifica en las líneas de control.

### 15.9.3 ANÁLISIS EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA

En este tipo de análisis PSPICE realiza un estudio del circuito para pequeña señal en función de la frecuencia. El programa calcula en primer lugar el punto de trabajo del circuito y determina los modelos linealizados en pequeña señal para todos los dispositivos no lineales del circuito. El circuito lineal resultante se

analiza entonces en el margen de frecuencias especificado por el usuario. La salida deseada es nominalmente una función de transferencia. Si el circuito tiene solamente una entrada de alterna, es conveniente asignarle un valor de amplitud unidad y fase cero, para que así las variables de salida tengan el mismo valor que la función de transferencia de la variable de salida.

En el análisis de pequeña señal del PSPICE también se puede simular la generación de ruido blanco por resistencias y dispositivos semiconductores. Los valores de la fuente de ruido equivalente se determinan automáticamente a partir del punto de trabajo del circuito. Para este análisis no se necesita ningún dato adicional.

### 15.9.4 ANÁLISIS DE MONTE CARLO Y PEOR CASO

Al realizar la simulación de un circuito se pueden utilizar modelos extremadamente complejos de los dispositivos semiconductores con todos sus parámetros calculados con rigurosidad, no obstante, los circuitos reales serán implementados con componentes que van a estar afectados por unas tolerancias de fabricación que, además de ser ineludibles, van a dar lugar a diferencias en ocasiones notables, entre los resultados simulados y los reales.

Para subsanar este inconveniente, el PSPICE permite realizar los diferentes tipos de análisis vistos con anterioridad, teniendo en cuenta las tolerancias, tanto de los componentes pasivos como las de los parámetros de los dispositivos semiconductores.

El tratamiento de estas tolerancias se realiza mediante uno de los dos procedimientos disponibles:

*1-. Análisis de sensibilidad y peor caso*

En este tipo de análisis, se obtiene la variable de salida cuando varía el valor de cada uno de los componentes del circuito, procesándose, una vez analizados todos los componentes, la variación máxima (peor caso).

En primer lugar, se realiza un análisis con los valores nominales del circuito. A continuación, el programa realiza un análisis de cada componente con su tolerancia máxima, obteniéndose la forma de onda de la variable de salida, la cual corresponde a la sensibilidad de esta variable al componente afectado por la tolerancia. Una vez realizados los análisis para todos y cada uno de los componentes especificados por el usuario, se acumulan las desviaciones introducidas por cada componente dando lugar a la máxima desviación de la simulación nominal (peor caso).

*2-. Análisis de Monte Carlo*

La realización de un análisis para el peor caso supone repetir el proceso de análisis tantas veces como elementos afectados de tolerancia existan en el circuito. El tiempo de simulación multiplica por el número de componentes y también el tamaño de los ficheros generados por PSPICE.

Para subsanar estos inconvenientes, se recurre a efectuar un análisis estadístico (análisis de Monte Carlo) que consiste en realizar un número de análisis especificado por el usuario, tomando los diversos componentes del circuito, valores aleatorios generados por el propio PSPICE, de manera que las formas de onda obtenidas en las sucesivas simulaciones representan desviaciones "probables" de las

obtenidas con los valores nominales.

La dispersión de los valores de los componentes respecto a los nominales, puede realizarse de forma uniforme, gaussiana, o ser establecida por el usuario. En la figura 16.1 se muestran estos tres tipos de distribución de las tolerancias de cada componente, supuestas éstas del 10%.

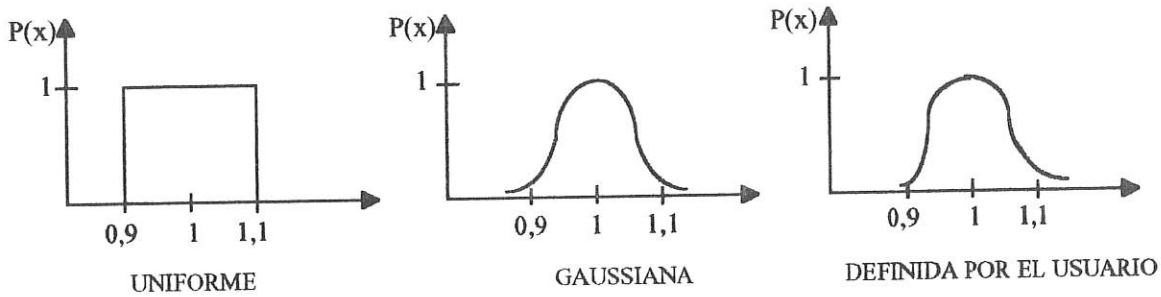



Figura 15.5

## 15.9.5 SIMULACIÓN ANALÓGICO-DIGITAL

La simulación mixta es una herramienta que introduce la posibilidad de simular de una sola vez, circuitos que posean tanto componentes analógicos como digitales.

El PSPICE analiza de diferente forma cada una de estos componentes, por lo que es necesario introducir en los circuitos elementos de enlace entre las partes analógicas y las digitales, y viceversa. A los modos de conexión de un elemento analógico y uno digital se le denomina "nudos de interfase" y en ellos se realizan las conversiones, tanto de señales analógicas como digitales.

Las características de estos nudos de interfase se definen como parte de los parámetros de los dispositivos lógicos.

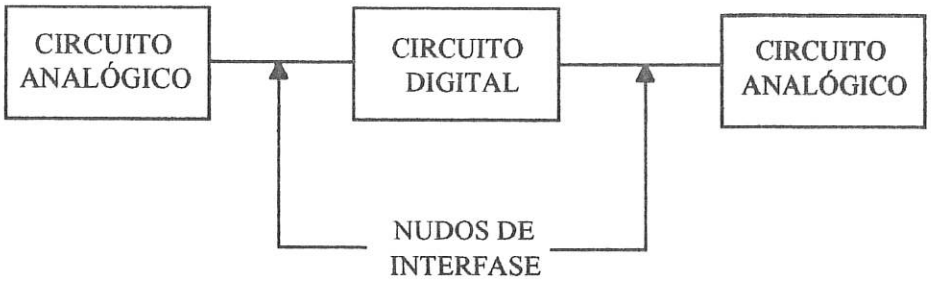



Figura 15.6

La simulación de circuitos mixtos va a implicar, pues, la existencia de librerías tanto analógicas como digitales.

## 15.10 CONVERGENCIA

Todo el proceso de análisis, que realiza el programa PSPICE, consiste en encontrar una solución al sistema de ecuaciones planteado (generalmente ecuaciones nodales) lo más aproximado posible, o lo que es lo mismo, hacer que la función de error sea mínima.

El proceso de cálculo para el análisis en continua y el transitorio de circuitos que posean elementos de respuesta no lineal, se obtiene por medio de proceso iteractivo que finaliza cuando se cumplen las condiciones siguientes:

1-. Las corrientes de rama no lineales convergen dentro de un margen de tolerancias del 0,1% o de 1 picoamperio. Siempre se aplicará la que resulte mayor de las dos.

2-. Las tensiones de los nudos convergen dentro de un margen de tolerancias del 0,1% o de 1 microvoltio. Igualmente se usará la mayor.

El proceso empieza dando una solución inicial, cuya elección se puede efectuar automáticamente o por el usuario. A partir de esta solución, se debe ir

aproximando, con el mínimo número de pasos posibles a la solución definitiva.

Un fallo de la convergencia en el análisis en continua se debe generalmente a un error de la especificación de las conexiones del circuito, de los valores de los elementos, o de los parámetros del modelo. Los circuitos de conmutación regenerativos o los circuitos de realimentación positiva, probablemente no convergerán a menos que se usen comandos específicos para forzar al circuito a converger al estado deseado.

## 15.11 REPRESENTACIONES DE LA RESPUESTA

Si la simulación del circuito se ha realizado desde el Shell, automáticamente, al finalizar ésta, se inicializará el programa PROBE. Este postprocesador gráfico va a permitir representar gráficamente la tensión, corriente, potencia, energía, etc., de cualquier nodo o elemento del circuito utilizado.

# PROBLEMAS

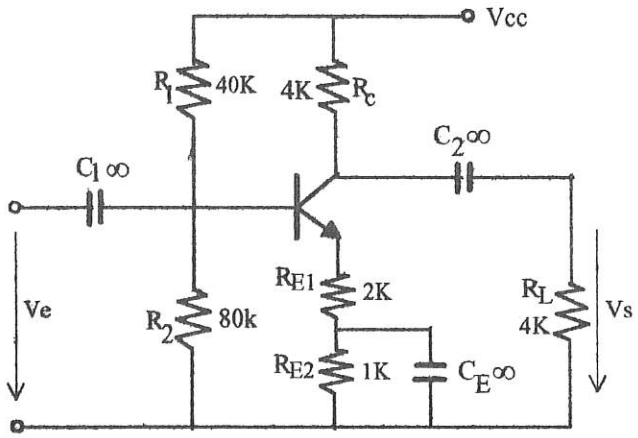
# PROPUESTOS

## PROBLEMA 1

En la etapa amplificadora representada en la figura, calcular:

a) Ganancia de tensión a frecuencias medias.

b) Ganancia de intensidad a frecuencias medias.




c) Impedancia de entrada.

d) Impedancia de salida.

e) Ventajas e inconvenientes de haber desacoplado parcialmente $R_E$.

DATOS:

$h_{re} = h_{oe} = 0$; $h_{ie} = 1K\Omega$; $h_{fe} = 50$.

## PROBLEMA 2

La señal procedente de un sensor, cuyo circuito equivalente se representa en la figura, se desea amplificar para alimentar a una carga variable entre 4kΩ y 8kΩ, con ganancia fija e igual a -50. Para ello se ha diseñado una etapa en emisor común, con la resistencia de colector variable, al objeto de compensar las variaciones de carga. Para la citada etapa amplificadora, determinar:

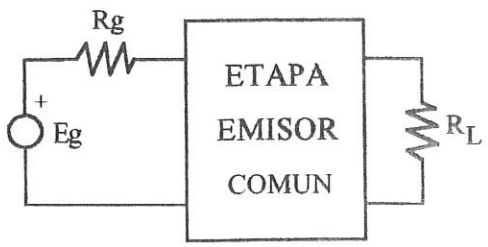
a) Valores máximos y mínimos de la resistencia de colector.

b) Impedancia de entrada a frecuencias medias.

c) Impedancia de salida a frecuencias medias.

d) Frecuencias de corte inferior y superior.

e) Diagrama de Bode.




DATOS:

$h_{ie} = 1k\Omega$; $h_{fe} = 50$; $h_{oe} = h_{re} = 0$

$R_1 = R_2 = \infty$;  $4k\Omega \leq R_L \leq 8k\Omega$

$C_1 = 1\mu F$;  $C_2 = 10\mu F$;  $C_E = \infty$;  $C_{ce} = 100pF$

**PROBLEMA 3**

En el diagrama de la figura, el bloque A es una etapa amplificadora de colector común (CC) de las siguientes características:

$$G_V = \frac{60\,R_L}{(1+R_L)\,R_E} \qquad R_E = 2 + \frac{60\,R_L}{1+R_L}\ [k\Omega] \qquad f_{cs} = \frac{18\,(1+31R_L)}{R_L}\,10^4\ [k\Omega]$$

estando $R_L$ y $R_E$ expresadas en KΩ.

El bloque B es una etapa en emisor común (EC), y el bloque C es igual al bloque A. Se pide:

a) Ganancia de tensión del amplificador formado por las tres etapas en cascada a frecuencias medias.

b) Impedancia de entrada del amplificador a frecuencias medias.

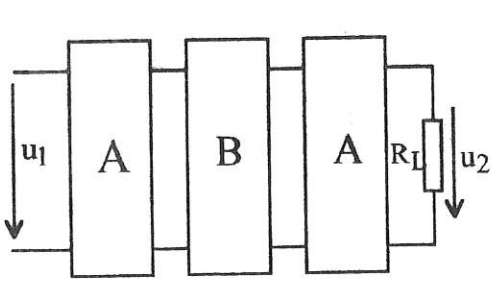
c) Ancho de banda.

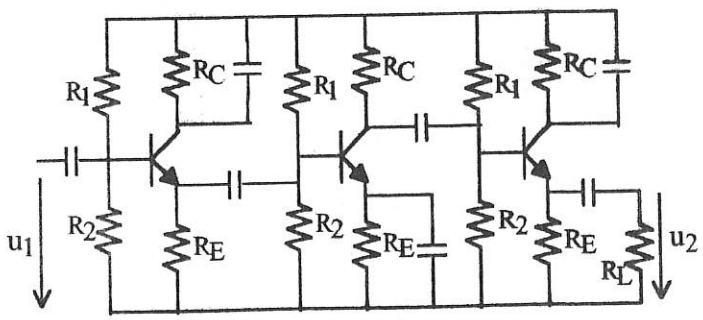
d) Si al amplificador se le hace una realimentación negativa de 20 dB, calcular los nuevos valores de la ganancia de tensión, impedancia de entrada y ancho de banda.

DATOS:

$R_1 = R_2 = \infty$ ;  $R_C = 4\,k\Omega$;  $R_L = 9k\Omega$ ;  $R_E = 1k\Omega$;  $h_{fe} = 35$ ;  $h_{fe} = 2k\Omega$;

$h_{oe} = h_{re} = 0$;  $C_{ce} = 75/(56\pi)$ nF.



## PROBLEMA 4

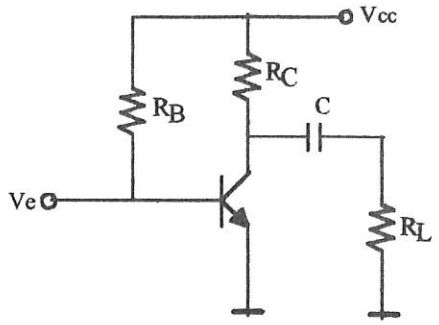
Para el siguiente amplificador, calcular:

a) Punto de reposo.

b) Recta de carga en continua y dinámica.

c) Ganancia de tensión a frecuencias medias.

d) Frecuencia de corte inferior.




DATOS:

$\beta_o = 100$; $V_C = 10$ V; $V_{BEON} = 0$ V; $V_T = 25$ mV; $R_B = 250k\Omega$; $R_C = 1k\Omega$;

$R_L = 100\Omega$; $C = 10/2\pi$ $\mu$F.

## PROBLEMA 5

Para el circuito de la figura calcular:

a) Polarización.

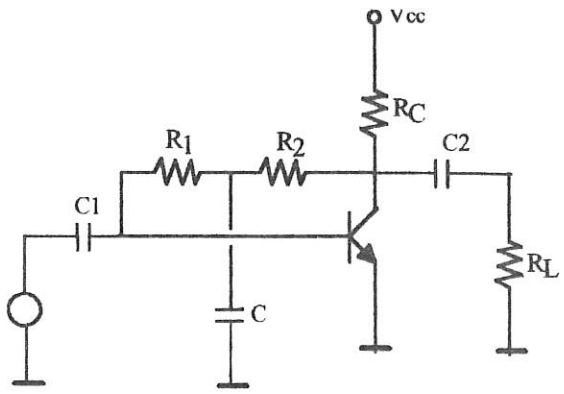
*a.1)* Punto de reposo.

*a.2)* Resta de carga.

b) Amplificador en frecuencias medias.

*b.1)* Impedancia de entrada.

*b.2)* Impedancia de salida.




*b.3)* Ganancia de corriente. *b.4)* Ganancia de tensión. *b.5)* Ganancia de potencia.

c) Respuesta en frecuencia.

*c.1)* Ancho de banda del amplificador. *c.2)* Diagrama de Bode.

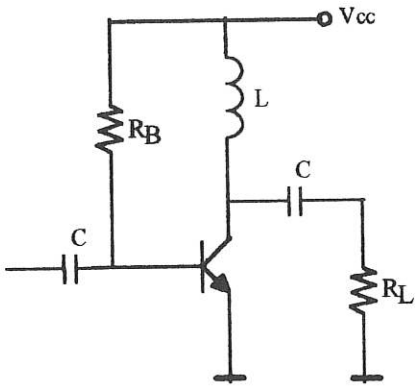
DATOS:

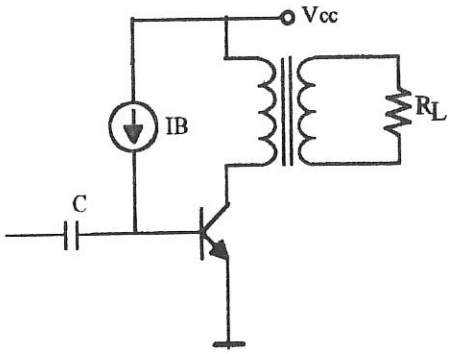
$R_1 = R_2 = 500k\Omega$; $R_C = R_L = 10k\Omega$; $C_2 = 1\mu F$; $C_1 = C = $ ; $C_{ce} = 100pF$;

$h_{fe} = 100$; $h_{re} = 0$; $h_{ie} = 1800\Omega$; $h_{oe} = 2\mu A/V$; $Vcc = 10$ V.

## PROBLEMA 6

Representar las rectas de carga en continua y en alterna de los circuitos representados en la figura.




NOTA: Considérese la L de valor muy elevado y el transformador ideal con relación de espiras 1:1.

## PROBLEMA 7

Para el circuito de la figura se pide calcular:

a) Ganancia total de intensidad.

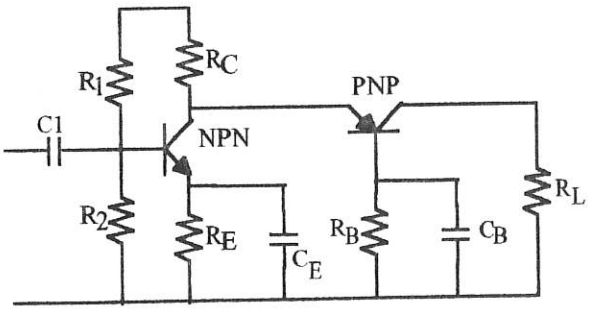
b) Ganancia total de tensión.

c) Ancho de Banda.

d) Impedancia de entrada.

e) Impedancia de salida.

f) Diagrama de Bode de ganancia.




DATOS:

*Transistor 1*: $h_{ie} = 1k\Omega$; $h_{fe} = 50$; $h_{oe} = 0$: $C_{CE} = 100/\pi\ \mu F$.

*Transistor 2*: $h_{ib} = 20\Omega$; $h_{fb} = -0{,}998$; $h_{rb} = h_{ob} = 0$; $C_T = 100/\pi$ pF; $R_1 = 4k\Omega$

$R_2 = 12k\Omega$; $R_C = 3k\Omega$; $R_L = 2k\Omega$; $C_E = C_B = \infty$; $C_1 = 10/(1.5\pi)\ \mu F$

## PROBLEMA 8

En la etapa amplificadora representada en la figura, alimentada por un generador Eg, de impedancia interna Rg, calcular:

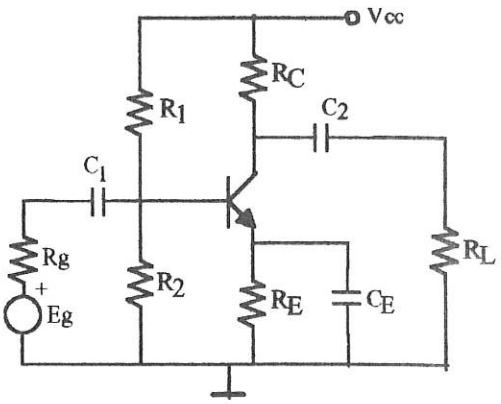
a) Ganancia de corriente a frecuencias medias.

b) Ganancia de tensión a frecuencias medias.

c) Impedancia de entrada.

d) Impedancia de salida.

e) Ancho de anda.




f) Si se alimenta la etapa con una fuente de corriente ideal Ig, calcular el nuevo ancho de banda de la etapa para la ganancia de tensión.

DATOS:

$R_1 = R_2 = \infty$; $R_C = 1\ k\Omega$; $R_L = 2k\Omega$ ; $R_E = 250\Omega$; $h_{fe} = 50$ ; $h_{fe} = 1k\Omega$;

$h_{oe} = h_{re} = 0$; $C_1 = C_2 = 1\ \mu F$; $C_{ce} = 1\ nF$; $C_E = \infty$.

## PROBLEMA 9

En el amplificador de potencia la figura se quiere conseguir la máxima potencia en la carga $R_L$ con gobierno simétrico. Se pide:

a) Dibujar las rectas de carga en continua y en alterna del amplificador, determinando las coordenadas del punto de funcionamiento, Q.

b) Tensión necesaria de batería, $U_C$.

c) Potencia alterna en la carga.

d) Potencia continua suministrada por la batería.

e) Rendimiento del amplificador.

f) Ganancia de corriente del amplificador.

g) Ganancia de potencia del amplificador.

Si la máxima tensión admitida en el transistor es de 20V. ¿Qué habría que hacer para tener máxima potencia y gobierno simétrico en el amplificador con la carga $R_L$?

DATOS:

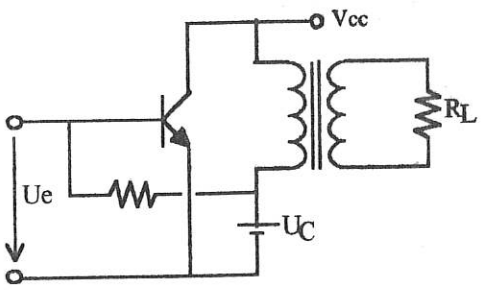
Máxima potencia disipada en el BJT, 6W.

Resistencia del primario, $R_p = 4\Omega$.

Resistencia del secundario, $R_s = 1\Omega$.

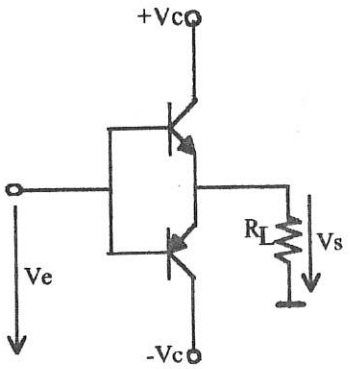
Relación de transformación, $n=U_p/U_s = 2$.

$U_{BE} = 0$; $R_L = 4\Omega$; $R_B = 2.8k\Omega$; $h_{ie} = 30\Omega$.




**PROBLEMA 10**

El amplificador de potencia de la figura es un montaje en contrafase clase B a base de transistores complementarios. Para el mismo, cuando se excita con una señal Ue = A senωt, se pide:




a) La potencia máxima de la señal de salida.

b) Disipación de potencia en cada transistor y rendimiento de la conversión de la potencia expresada en el apartado anterior.

c) La máxima disipación de potencia que se puede dar en los transistores y el rendimiento de conversión de potencia para estas condiciones.

NOTA: Considerar comportamiento ideal del sistema.

DATOS:

$Vc = 15\ V;\ R_L = 4\Omega.$

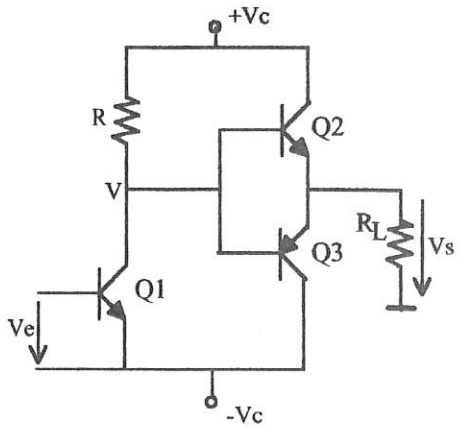
**PROBLEMA 11**

El circuito de la figura ilustra, de forma simplificada, la etapa de potencia del Amplificador Operacional 709. El diseño esta basado en una etapa complementaria, y que es construida con la condición de tener el potencial V a cero, en reposo. Si se tiene una alimentación simétrica de 15V y para todos los transistores $V_{CE(Sat)} = 0.2V$, $V_{BE(on)} = 0.7V$, $\beta = 50$, y $R = 20\ k\Omega$. Calcular:

a) Punto de reposo de Q1, Q2, y Q3.

b) Calcular el máximo positivo y negativo de Vs para una carga $R_L = 10k\Omega$.

c) Calcular la potencia absorbida por la carga, la disipada por los transistores y el rendimiento de la etapa de salida, sin considerar Q1.




NOTA: No considerar el efecto de distorsión de cruce.

**PROBLEMA 12**

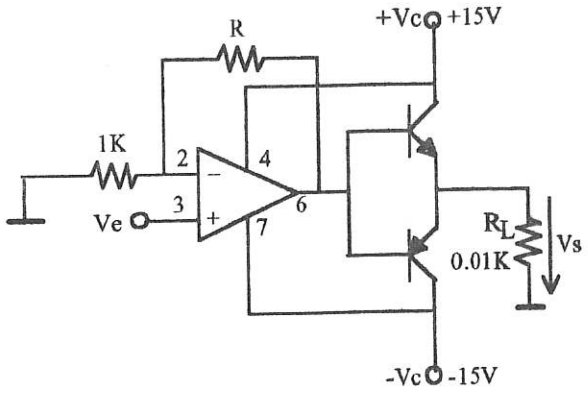
En la figura se representa un amplificador de potencia, cuyos elementos pueden considerarse ideales. Se pide:

a) Calcular los valores de R para que el amplificador no presente recorte en la senoide de salida.

b) ¿Cuanto vale la máxima potencia que se puede obtener en las condiciones del

apartado anterior?

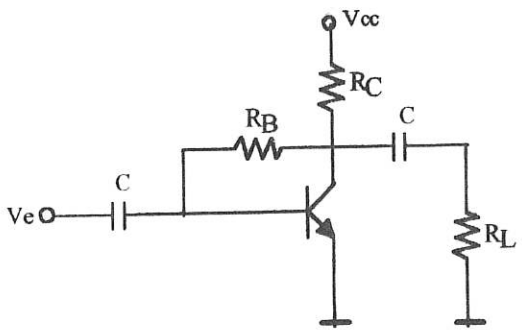
c) ¿Cuanto vale la potencia disipada en uno de los transistores en este último caso?




NOTA: Todas las potencias a las que se hacen mención son potencias medias en un ciclo.

**PROBLEMA 13**

En el amplificador de la figura, se quiere calcular a frecuencias medias:




a) Tipo de realimentación.

b) Ganancia del amplificador básico ($A=v_s/i$), cargado con la red $\beta$.

c) Función de transferencia de la red $\beta$.

d) Ganancia de tensión del amplificador realimentado ($v_s/v_e$).

DATOS:

$h_{ie} = 1k\Omega$; $h_{fe} = 100$; $h_{re} = h_{oe} = 0$; $R_B = 200k\Omega$; $R_C = 10k\Omega$; $R_L = 1k\Omega$.

**PROBLEMA 14**

Un amplificador de tensión que alimenta a una resistencia de carga de $1k\Omega$ tiene las siguientes características:

Ganancia de tensión en vacío: -90

Ganancia de tensión en carga: -30

Resistencia de entrada $2k\Omega$.

Si este amplificador se realimenta negativamente (tensión serie) con un factor de realimentación $\beta = -0.1$, se pide:

a) Ganancia de tensión en vacío del amplificador realimentado.

b) Ganancia de tensión en carga del amplificador realimentado.

c) Resistencia de entrada del amplificador realimentado.

d) Resistencia de salida del amplificador realimentado.

## PROBLEMA 15

El esquema correspondiente es utilizado como preamplificador para un servoamplificador. En el amplificador de dos etapas de la figura, suponer $h_{ie1} = 1300\Omega$, $h_{ie2} = 1000\Omega$ y cada transistor tiene una $h_{fe} = 50$. Calcular:

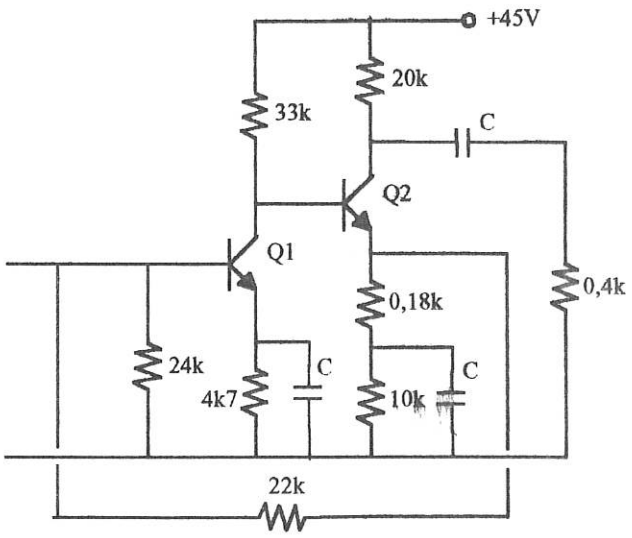
a) Tipo de realimentación.

b) Ganancia del amplificador básico, cargado con la red $\beta$.

c) El coeficiente de realimentación $\beta$.

d) Ganancia de intensidad del amplificador del amplificador realimentado.

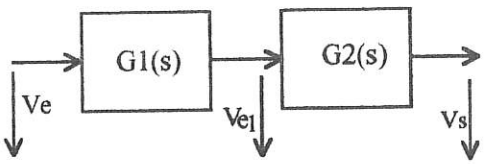
e) Impedancia de entrada.




## PROBLEMA 16

A una multietapa amplificadora se le ha realizado el análisis espectral de un bloque, $G_1(s)$, cuyo diagrama es el representado en la figura. Además, se han hecho medidas de impedancia tanto en la entrada como en la salida a frecuencias

medias, cuyo resultado son:




$Re_1 = 10k\Omega$; $Rs_1 = 2k\Omega$

$Re_2 = 1k\Omega$; $Rs_2 = 10\Omega$

Si se desea la máxima transferencia de energía entre etapas, decidiéndose para tal fin, realizar una realimentación de la primera etapa. Se pide:

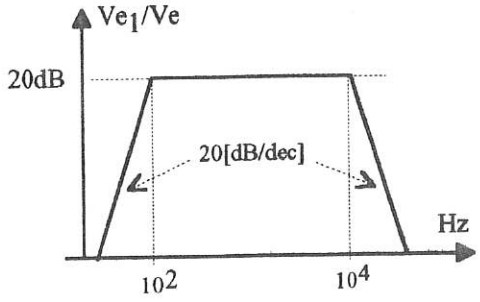
a) Tipo de la realimentación para conseguirlo.

b) Factor de realimentación $\beta$.

c) Ganancia de tensión de la etapa realimentada.

d) Ancho de banda de la etapa realimentada.

e) Diagrama de Bode de la etapa realimentada.



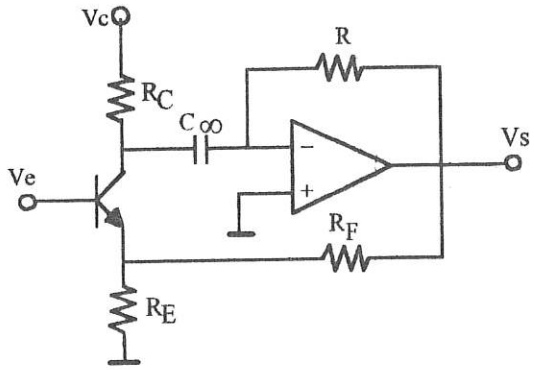

**PROBLEMA 17**

El circuito de la figura es un amplificador donde se supone el operacional ideal y los parámetros del transistor son $h_{ie}$, $h_{fe}$, y $h_{re} = h_{oe} = 0$.

a) Tipo de realimentación.

b) Ganancia del amplificador básico cargado con la red de realimentación.

c) Valor de $\beta$.




d) Ganancia del amplificador realimentado.

e) Impedancia de entrada y salida del amplificador realimentado.

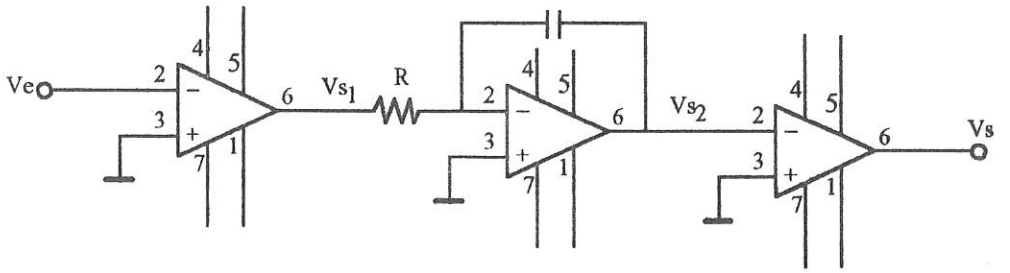
**PROBLEMA 18**

Para el circuito de la figura y supuestos los amplificadores

operacionales ideales, dibujar a escala la forma de onda de las tensiones $u_{s1}$, $u_{s2}$ y $u_{s3}$ desde t = 0 hasta t = 45 msg.

DATOS:

$u_e = 10\cos(100\pi t)$; $u_c = 0$ para t = 0; R = 100 kΩ; C = 0.1 μF; Ucc = 20V




## PROBLEMA 19

Para el circuito representado en la figura, admitiendo que los amplificadores operacionales son ideales, y que el condensador se encuentra inicialmente descargado. Se pide:

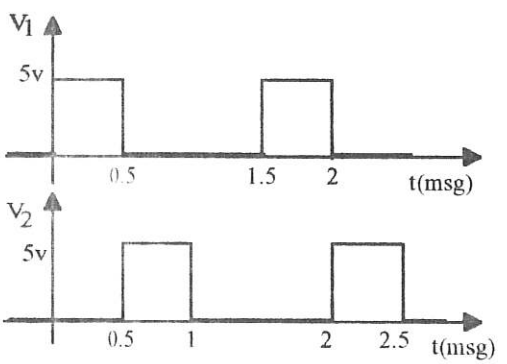
a) El valor de $v_{s1}$ en función de las señales de entrada $v_1$ y $v_2$.

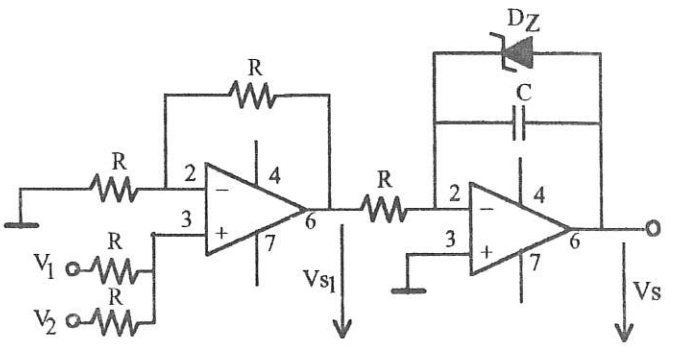
b) El valor de $v_s$ en relación con $v_{s1}$.

c) Las formas de onda de $v_1$, $v_2$, $v_{s1}$ y $v_s$.

DATOS:

$RC = 10^{-3}$ sg; $D_Z$: $V_Z = 15$ v

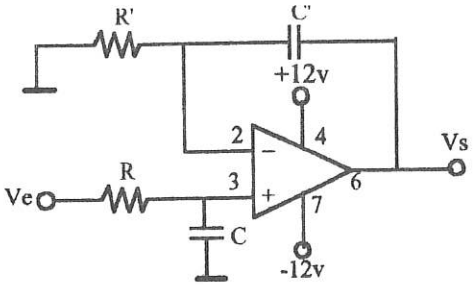


## PROBLEMA 20

a) Obtener la función de transferencia del circuito con A.O. ideal y su diagrama de Bode ($1/R'C' \leq 1/RC$).

b) ¿Cuanto valdrá vs para f = 0?. ¿Dependerá ese valor de R', R, C' y C. ¿Por que?.




c) ¿Que condición deben satisfacer los componentes del circuito para que en dicho diagrama de Bode no aparezcan zonas planas?.

## PROBLEMA 21

En el circuito de la figura, calcular:

a) Valor de la ganancia vs/ve, suponiendo al A.O. ideal.

b) Error en continua debido a la tensión de desviación y corriente de polarización.

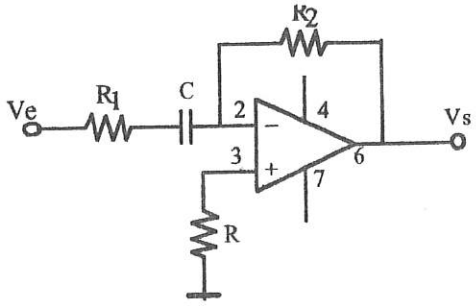
c) Curva de respuesta en bucle cerrado suponiendo el A.O. real. Considérese también la estabilidad del circuito.

DATOS:

$A_{do} = 80$ dB; $f_{p1} = 100$ Hz; $f_{p2} = 100$ kHz

$R_1 = 1\ k\Omega$; $R = R_2 = 10\ k\Omega$; $C = 1/2\pi\ \mu F$

$V_{Di} = 2$ mV; $I_{Bi} = 75$ nA; $I_{Di} = 10$ nA.




## PROBLEMA 22

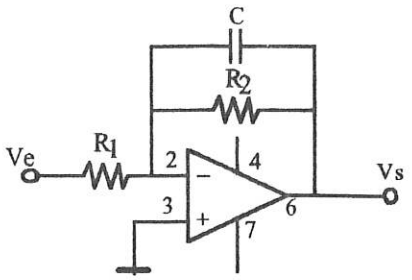
El circuito de la figura es un amplificador que se ha limitado su ancho de banda, para mejorar la relación señal ruido. En el citado circuito, calcular:

a) La relación entre la tensión de salida y de entrada, suponiendo el A.O. ideal.

b) El error máximo en continua, en la salida.

c) La curva de respuesta en bucle cerrado, con y sin condensador C.

d) La estabilidad del circuito.




DATOS:

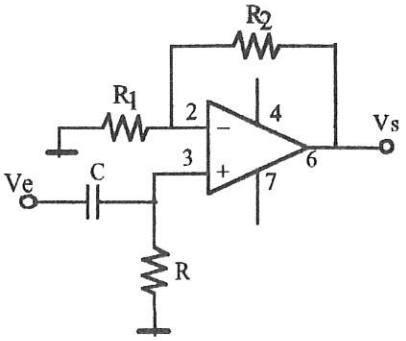
$R = 10k\Omega$; $R_1 = 1k\Omega$; $C = 100/2\pi$ nF

$U_{DO} = 1mV$; $i_{Bi} = 500nA$; $i_{Di} = 50$ nA

A.O.: compensado internamente en frecuencias; $A_{do} = 80dB$; frecuencia de corte a ganancia unidad = 1MHz.

**PROBLEMA 23**

Representar el diagrama de Bode del circuito de la figura:



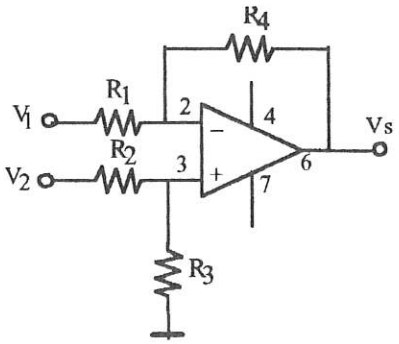

DATOS:

$R_1 = 1k\Omega$; $R_2 = 10k\Omega$; $R = 10k\Omega$; $C = 1/2\pi$ μF.

A.O.: $A_{do} = 100dB$; $f_{p1} = 100Hz$; Compensado internamente en frecuencias.

**PROBLEMA 24**

El amplificador diferencial de la figura está formado por un A.O. compensado internamente, tiene una ganancia en bucle abierto de 100 dB y si frecuencia de ganancia unidad es de 1MHz.




Determinar:

a) Ancho de banda del amplificador diferencial.

b) Máxima ganancia en modo común del amplificador diferencial, considerando que $R_3$ y $R_4$ tiene una tolerancia del 10% y el A.O. ideal.

DATOS:

$R_1 = R_2 = 1k\Omega$; $R_3 = R_4 = 9\ k\Omega$.

**PROBLEMA 25**

El captador de una magnitud física presenta un circuito equivalente como el representado en la figura nº1, en el que la tensión U es proporcional a dicha magnitud y en el que se aprecia también la presencia de una red RC parasitaria que acota el ancho de banda del captador. Con objeto de aumentar la señal del captador, se ha construido el amplificador de la figura nº2. Se pide:

a) Determinar $C_1$ de tal manera que se cancele el polo aportado por el captador.

b) Si el amplificador operacional compensado tiene una ganancia en continua de 80dB y la frecuencia á ganancia unitaria es de 10MHz, estudiar su estabilidad.

c) Dibujar el diagrama de Bode del amplificador.

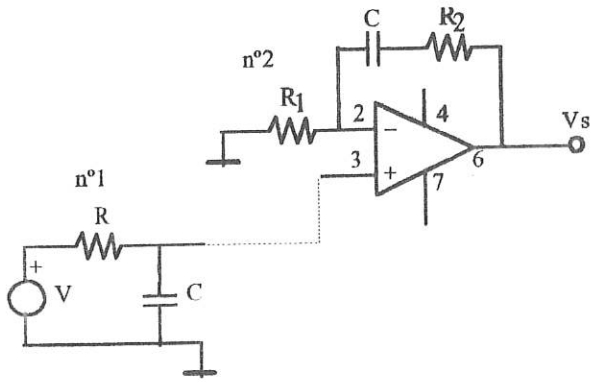
d) Dibujar el diagrama de Bode de la función de transferencia existente entre la tensión de salida, $U_s$, y la tensión U proporcional a la magnitud a medir.

e) Calcular el máximo error en continua del amplificador si la tensión de desviación del operacional es de 1mV y las corrientes de polarización y de desviación son de 100nA y 50nA, respectivamente. ¿Cómo se podría mejorar el diseño del amplificador para disminuir el error?.

DATOS:

$R = 10k\Omega$; $R_1 = 1k\Omega$; $R_2 = 100k\Omega$

$C = 100/2\pi$ nF

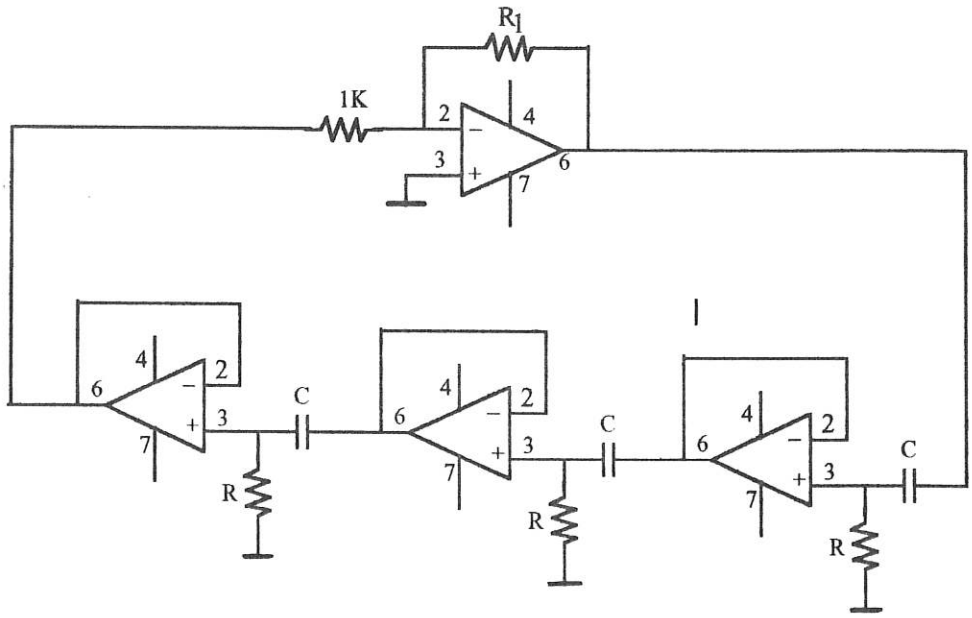


## PROBLEMA 26

En el circuito de la figura considerando todos los elementos ideales, analice la posibilidad de oscilación del circuito. En caso de que la respuesta sea afirmativa calcule:

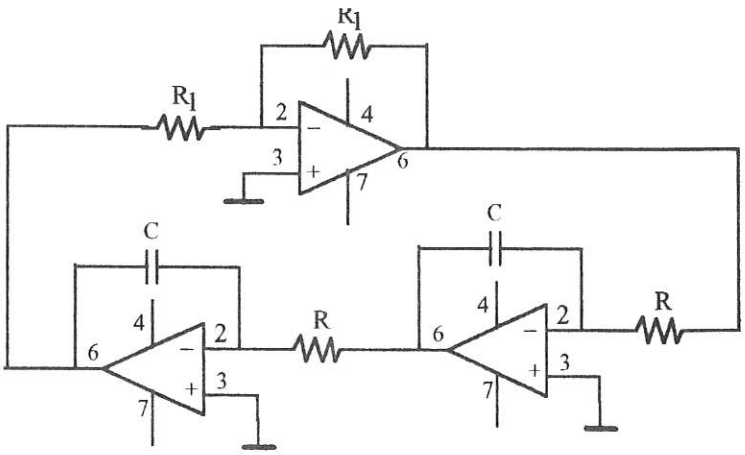
a) La forma de la señal y la frecuencia de la señal generada.

b) Valor mínimo de la resistencia $R_1$, que garantice la oscilación del circuito.



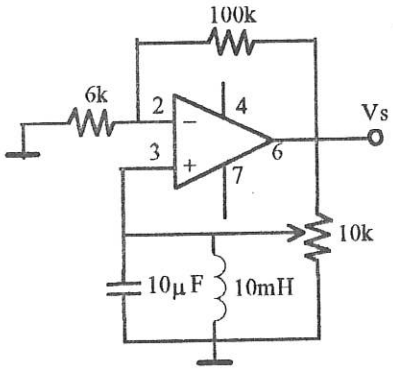

## PROBLEMA 27

Determinar si es posible la oscilación en este circuito. En el caso de suceder, calcular la frecuencia de oscilación y el tipo de señal de salida.



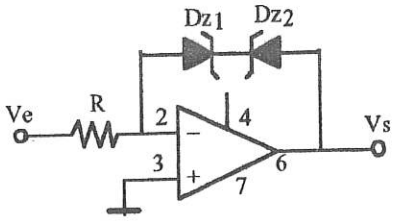
## PROBLEMA 28

Hallar la frecuencia de oscilación y el valor mínimo de R del oscilador de la figura.



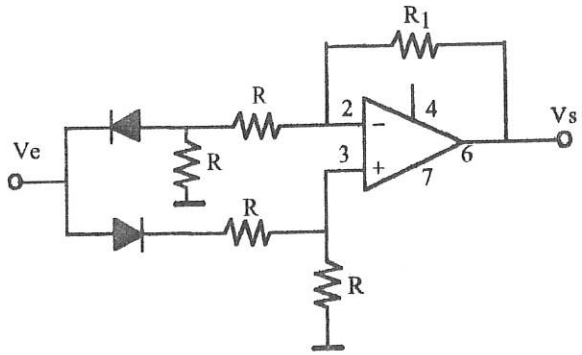

## PROBLEMA 29

Explicar y representar la curva de transferencia (Vs/Ve), si la tensión de zéner es 4.3 V, y la $V_g = 0.7$ V. La alimentación es ±15 V.




## PROBLEMA 30

En el circuito de la figura, dibuje la forma de onda de tensión de salida, Us, acotando valores; supóngase $R_1 = 1k\Omega$. ¿Cómo afecta el valor de $R_1$ en la forma de onda de la tensión de salida?.

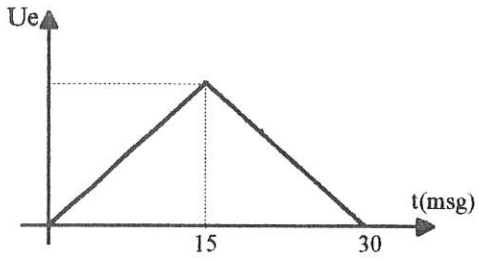


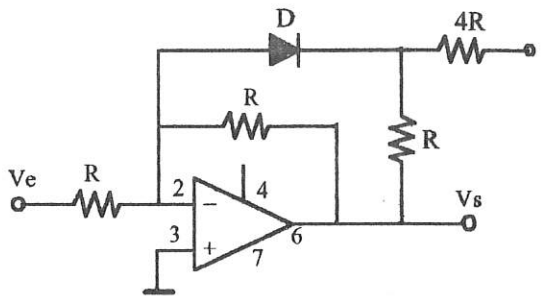

DATOS:

$R = 1k\Omega$; $Ve = 2\text{sen}\omega t$ V; Diodos ideales; A.O. ideal.

## PROBLEMA 31

El diodo del circuito de la figura tiene las siguientes características: $U_\gamma = 1v$; $r_d = 0$; $r_i = \infty$. Para la tensión de entrada indicada, dibujar a escala la tensión de salida.




**PROBLEMA 32**

Un determinado sistema de medida entre -10ºC hasta 120ºC, incorpora un transductor con sensibilidad de 1mV/ºC y 0 voltios a -10ºC, junto a un CAD con un margen de entrada de 0 a 10V.

a) Si se desea una resolución de 0.5ºC, ¿Cual debe ser la resolución del CAD si no la precede un amplificador?. ¿Cual debe ser la resolución si se emplea un amplificador de ganancia 50?.

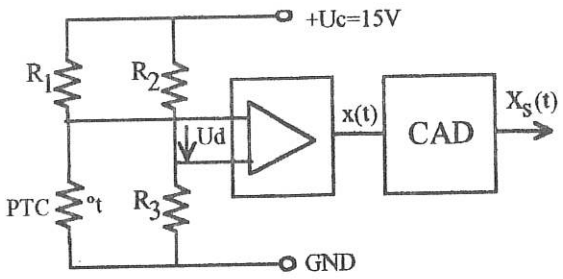
b) Si se hace uso de un CAD de 8 bits con el mismo margen de entrada, cual será la ganancia del amplificador necesario y la resolución del sistema, para el caso óptimo?.

c) Si el transductor se encuentra alejado del sistema de adquisición, realizar el diagrama de bloques del sistema de medida, indicando la funcionalidad de cada uno de los bloques. Considérese el efecto del ruido.

**PROBLEMA 33**

El esquema de la figura corresponde a un montaje sugerido para realizar una adquisición de temperatura ambiente. El sensor es una PTC linealizada con una resisitencia de 2kΩ a 25ºC y una sensibilidad de 12Ω/ºC; que tolera una corriente máxima de 1mA sin autocalentarse. El rango de medida será de 0ºC a

40°C. Se pide:




a) Curva característica del sensor para el rango de temperatura.

b) Valor mínimo de $R_1$ que evite el autocalentamiento de la PTC. Fije el valor de $R_1$ en el límite inferior.

c) La relación $R_2/R_3$ para el punto de reposo, es devir, $U_d$=0V cuando la temperatura es 0°C.

d) Tensión diferencial $U_d$, si la temperatura es de 40°C.

e) Diseñar la etapa diferencial que se adapte al puente de medida y al convertidor analógico-digital ADC0808, si se toma una $V_{REF}$ = 5V para el CAD.

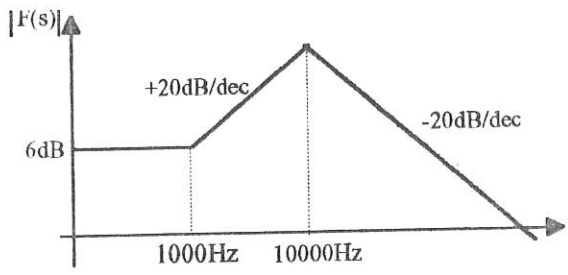
f) ¿El ADC0808 que método de conversión utiliza?. Características principales de este método de conversión.

g) Valor que le correspondería a la salida del CAD para una temperatura de 10°C.

h) Secuencias de operaciones del sistema de adquisición de temperatura ambiente, desde la captación hasta la transformación en variable discreta.

## PROBLEMA 34

Diseñar con un solo amplificador operacional, un circuito cuya función de transferencia presente el siguiente diagrama de Bode para la amplitud.




## PROBLEMA 35

Un servosistema lineal de posicionamiento cuya salida va de -π/2 a

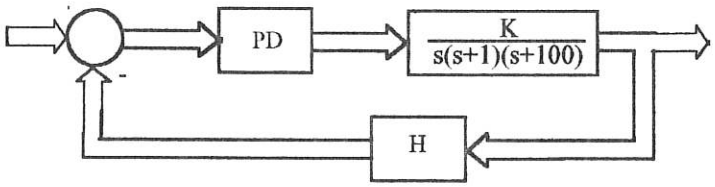
$+\pi/2$, con señales de control de -5V a +5V respectivamente. Con la intención de mejorar su respuesta transitoria se añade un regulador PD (proporcional-derivativo), calcular:

a) Propuesta de transductor y valor de su función de transferencia (H).

b) Diseño del amplificador de error con ganancia unitaria.

c) Diseño del regulador (PD), tomando la regla de eliminación del primer polo más próximo al eje imaginario, sin considerar el polo en el origen, en cadena abierta. El tiempo del polo del regulador es la décima parte del tiempo del cero. La salida del regulador está normalizada a 10V.

d) Análisis en frecuencia del regulador PD.




**PROBLEMA 36**

La figura representa el diagrama de bloques de un control de velocidad de un motor. Se pide:

a) Diseño del regulador PI con K = 10 y $T_n$ = 0.1 seg.

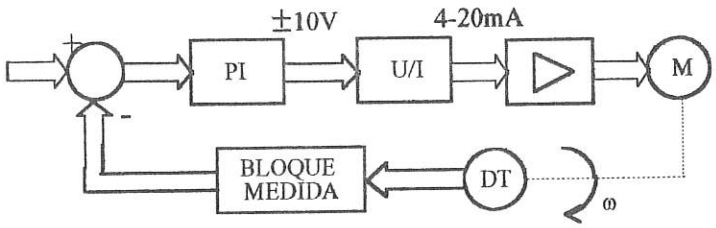
b) Suponiendo que la salida del PI esta limitada a ±10V, diseñar el bloque U/I que envía esta señal en lazo de corriente 4-20mA, sabiendo que la impedancia de entrada del controlador del motor (etapa siguiente) es de 100Ω.

c) Diseño del bloque de medida de velocidad del motor, el cual, debe dar una tensión 0-10V, proporcional a la velocidad del motor, y que para eliminar el rizado

de la salida de la dinamo tacométrica, se hace uso de un filtro paso bajo de orden 2 de Butterworth con $f_o$ = 1kHz.

DATOS:

La constante del tacómetro es de $9.55 \cdot 10^{-3}$ V·seg/rad (componente continua de la señal). Margen de regulación de velocidad: 1000-6000 RPM.




**PROBLEMA 37**

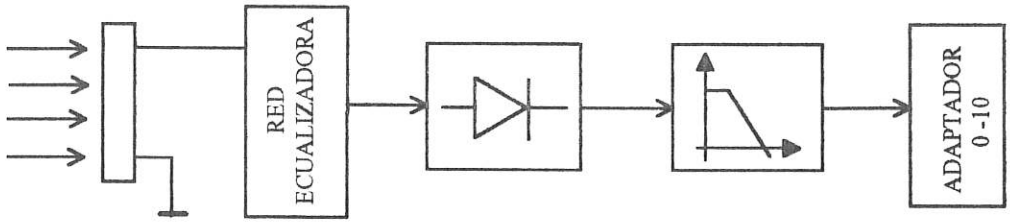
Para la medida de flujo magnético (senoidal), se utiliza un transductor inductivo basado en una bobina de 1000 espiras. La amplitud pico-pico del flujo magnético a medir puede variar entre 0.002μWb y 0.2μWb, y su frecuencia, entre 2KHz y 20KHz. Puesto que ante un flujo de amplitud constante, un transductor inductivo genera una tensión que aumenta con la frecuencia, lo primero que aparece en el diagrama de bloques del sistema es una red ecualizadora que compensa este efecto. Posteriormente, se coloca un rectificador de media onda de precisión y un filtro paso bajo de 3$^{er}$ orden, para conseguir una tensión continua proporcional a la amplitud del flujo medido. Por último, se conecta un bloque adaptador para tener una salida 0÷10 V, para los márgenes anteriormente establecidos.

Se pide:

a) Diseño de la red de ecualización.

b) Diseño del filtro.

c) Diseño del bloque adaptador.



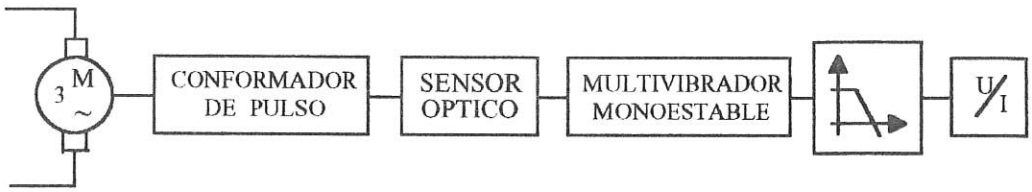

## PROBLEMA 38

La figura representa el diagrama a bloques para la medida de revoluciones de una máquina y el envío de dicha información mediante bucle de 4÷20mA; el sensor óptico da 20 pulsos/vuelta, con un período de 10μsg y una amplitud de 5V.

Se pide diseñar cada uno de los elementos del diagrama.

DATOS:

$\omega_{min}$ = 500 RPM; $\omega_{max}$ = 3000 RPM



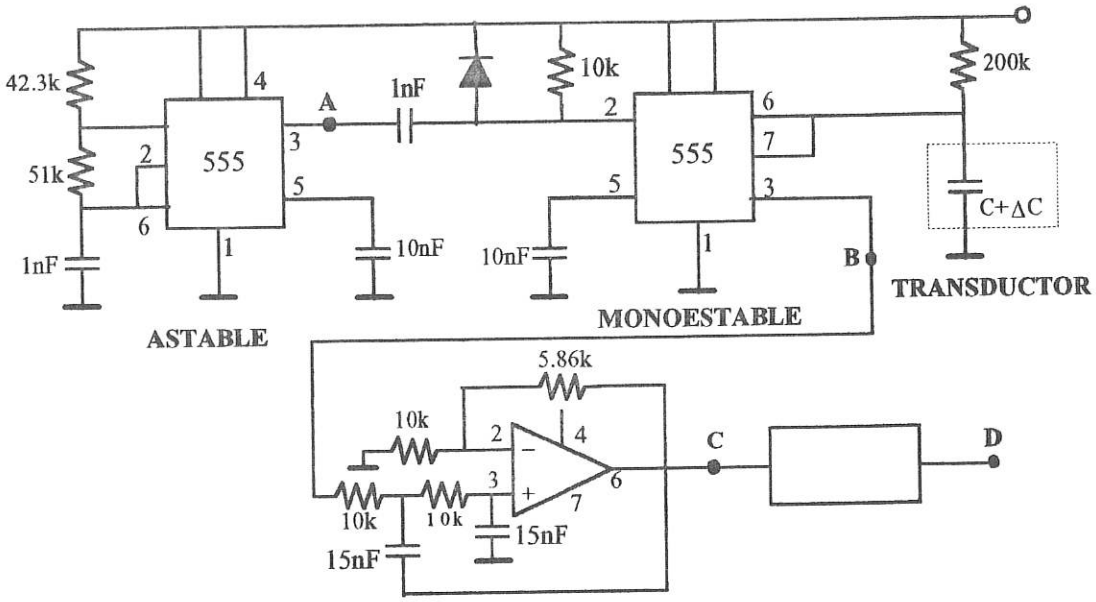

## PROBLEMA 39

La figura representa el circuito de medida de humedad relativa mediante un sensor capacitivo. Los datos del sensor son:

50% HR ---------- C = 100 pF

Sensibilidad ---------- 3 pF/1% HR

Rango de medida ---------- 50% HR a 100% HR




Se pide:

a) Curva característica del sensor para el rango de medida.

b) Función de transferencia del filtro.

c) ¿Qué tipo de función es?. Los polinomios normalizados para filtros de segundo orden son:

BUTTERWORTH: $(s^2 + 1.414\ s + 1)$

BESSEL: $(0.618\ s^2 + 1.361\ s + 1)$

TCHEBYSHEV: $(s^2 + 1.097\ s + 1.102)$ para 1 dB de rizado.

d) Formas de onda en A, B y C acotando los valores de tiempo y nivel de la señal, si la humedad relativa es del 75%, con una breve explicación del sistema de medida.

e) Diagrama de bode del filtro paso bajo. ¿Cual es la atenuación introducida para el primer armónico de más baja frecuencia?.

f) Tensión de salida en C para 50% de HR y 100% de HR.

g) Diseñar el bloque D para leer en la salida de éste una tensión normalizada de 0 a 10 V, en el margen de medida anteriormente señalado.

ASTABLE: $t_1 = 0.693\ (R_1 + R_2)\ C$; $t_2 = 0.693\ R_2\ C$

MONOESTABLE: $T = 1.0986\ R\ (C+\Delta C)$

**PROBLEMA 40**

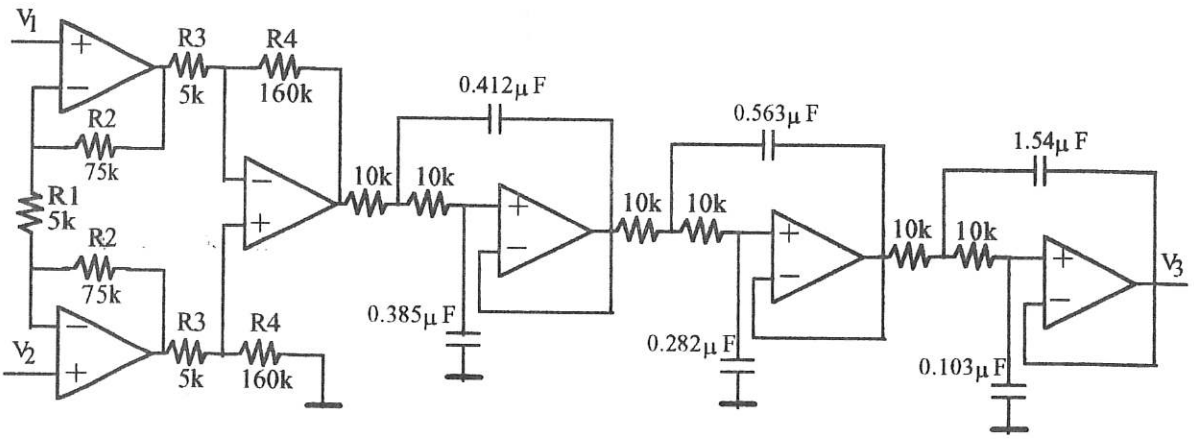
Para el circuito de la figura, determinar:

a) Diagrama de bloques, indicando los parámetros característicos de cada uno.

b) La función de transferencia $u_3/(u_2-u_1)$.

c) Tipo de filtro y orden.

d) El diagrama de Bode del esquema.




**PROBLEMA 41**

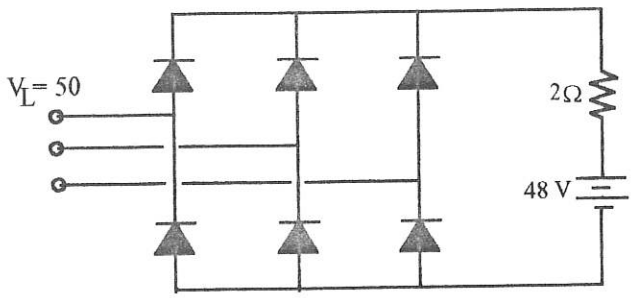
El circuito rectificador de la figura se emplea para cargar una batería de 48V que se comporta como una fuente ideal de tensión. El rectificador es alimentado con una tensión de línea de 50V. En el citado circuito:

a) Representar la forma de onda de corriente en la batería, acotando sus valores más significativos ($i_{máx.}$, $i_{media}$).

b) Calcular el tiempo necesarios para suministrar a la batería una carga de 100 A.h.

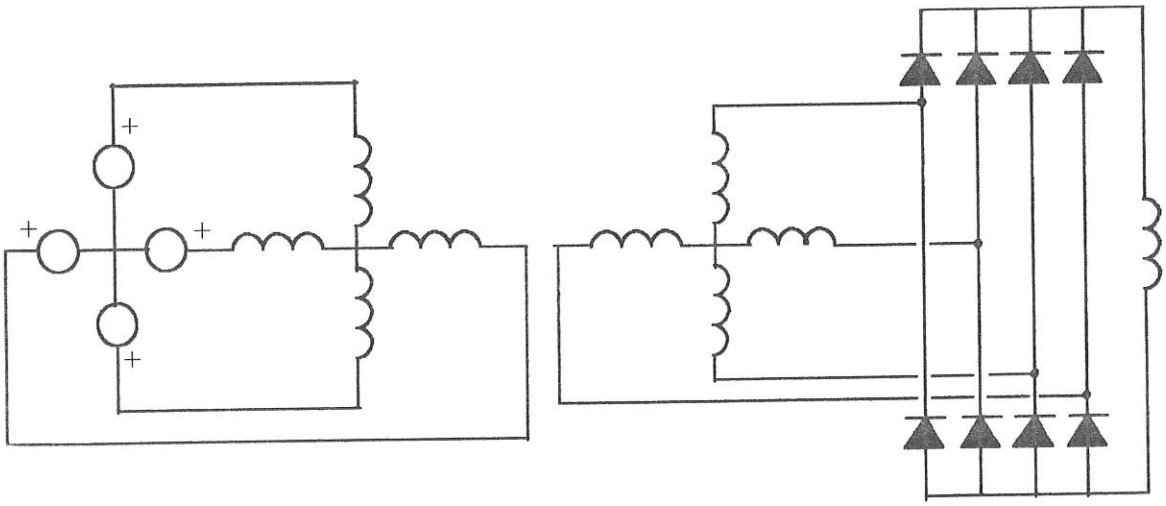
c) Determinar el valor mínimo de tensión de línea que garantice la carga en la batería.

NOTA: Considérese los diodos ideales.




**PROBLEMA 42**

Partiendo de una distribución tetrafásica de 100 V de fase, se ha colocado un transformador estrella-estrella con un rectificador en puente, para alimentar en CC una carga marcadamente inductiva que requiere una tensión de 10 V en continua y disipa una potencia de 10 kW.



Se pide:

a) Dibujar la forma de la señal de entrada.

b) Calcular la relación de transformación.

c) Calcular la tensión máxima inversa soportada por los diodos.

d) Forma de la corriente por los diodos de una misma rama.

e) Forma de la corriente de línea en el secundario.

f) Calcular la potencia disipada por cada diodo.

**PROBLEMA 43**

Un rectificador de media onda trifásico alimenta una carga de 10 kW desde la red 220/38. Calcular:

a) Dibujar forma de onda de tensión y corriente en la carga, suponiendo que la carga es puramente resistiva y con un ángulo de disparo de 60°. Indicar los valores máximos, mínimos y medios de tensión y corriente.

b) Lo mismo que en apartado anterior pero si la carga es marcadamente inductiva.

c) Valor medio de la tensión en la carga en ambos casos.

d) ¿Para qué valores del ángulo de disparo se obtendrá el mismo valor en los dos supuestos anteriores?.

e) Componentes resistivas de cada una de las cargas.

**PROBLEMA 44**

Un rectificador trifásico de media onda controlado se conecta a la red de 220/380 V. La carga es inductiva con un ángulo de fase de $\psi = 15°$. El ángulo de disparo de los SCR se ajusta con un retardo de $\alpha = 60°$, respecto del punto en que se igualan las tensiones de fase. Se pide:

a) Forma de onda de la tensión en la carga.

b) Valor medio de la tensión en la carga.

c) Forma de onda de la intensidad en la carga, "i".

d) Forma de onda de la tensión en la carga, si se conecta un diodo de libre circulación.

e) Valor medio de la tensión en la carga con diodo de libre circulación.

## PROBLEMA 45

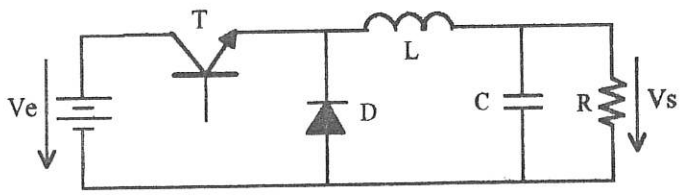
Para el convertidor reductor representado en la figura, alimentado por una tensión de entrada (Ve) que oscila entre los 45V y los 55V, del que se suponen que los componentes son ideales y los elementos reactivos son suficientemente grandes, y admitiendo que el lazo de control garantiza una Vs = 5V en la carga, consumiendo 100 W.

Calcular para los semiconductores:

a) Valor máximo de tensión.

b) Valor medio de corriente máximo.

c) Valor máximo de corriente.

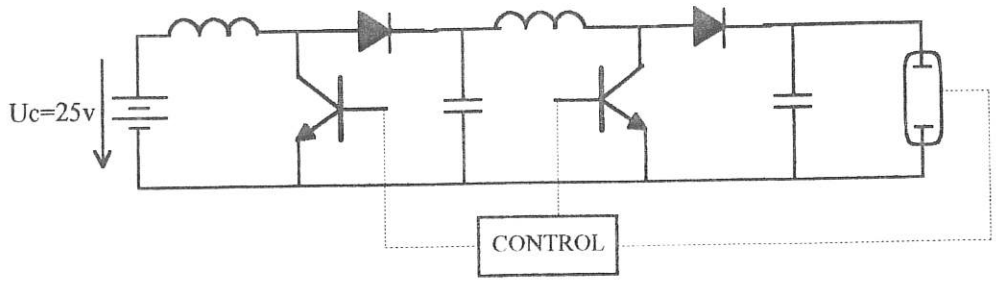



## PROBLEMA 46

Un TWT (Travelling Ware Tube) es un dispositivo termoiónico para la emisión de microondas. Uno de estos dispositivos precisa de una alimentación de 1000 V de tensión en continua y consume 100 W. Para conseguir una correcta alimentación del tubo, caben dos posibilidades:

a) Disponer de un único convertidor elevador.

2) Disponer de dos convertidores elevadores, colocados en cascada, gobernados por el mismo control.



Suponiendo ideales todos los elementos. Se pide hacer un estudio completo de tensiones y corrientes máximas en los semiconductores de ambas soluciones y establecer ventajas e inconvenientes de ambos.

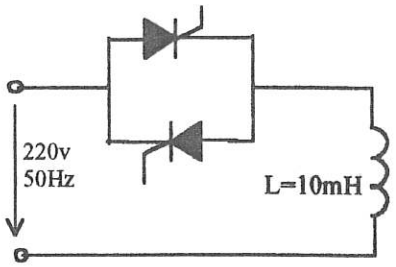
## PROBLEMA 47

El circuito representado en la figura tiene por misión, simular una inductancia variable, función del ángulo de disparo $\alpha$. Este objetivo se consigue para la componente fundamental de la corriente que circula por la inductancia fija L. En el citado circuito se desea saber:

a) Expresión matemática de la corriente que circula por la bobina.

b) Rango de validez de $\alpha$ para el correcto funcionamiento.

c) Forma de onda de la corriente de la bobina para los valores de $\alpha$, 90°, 150° y 180°, acotando el valor máximo de la corriente que circula por los SCR.




## PROBLEMA 48

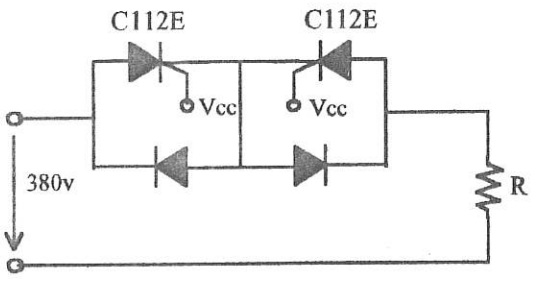
Un horno eléctrico monofásico cuyo equivalente eléctrico no tiene componente inductiva, se alimenta a la red alterna de 380 V, a través de un regulador de alterna como aparece en la figura. Cuando el regulador entrega la máxima potencia a la carga, ésta vale 2660 W. Si el ángulo de control varía entre 0° y 60°, calcular:

a) Resistencia térmica del radiado a utilizar en los SCR a 40° de temperatura ambiente.

b) Formas de onda de tensión y corriente para 60° en los semiconductores.

c) Si se quiere suministrar una potencia mitad de la máxima, ¿Cual sería el valor de $\alpha$?.

d) Pérdidas en los SCR's para este valor de $\alpha$?.

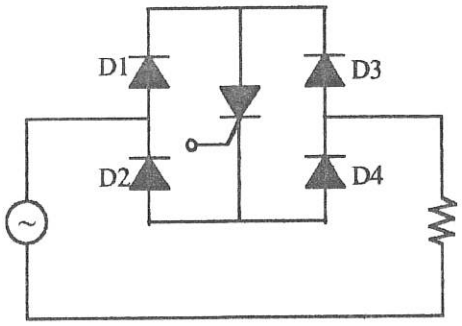



**PROBLEMA 49**

El regulador de alterna monofásico de la figura está formado por diodos y por un tiristor SCR C122E. Alimenta a una carga resistiva que a 220 voltios eficaces consume una potencia de 1kW. El desfase en el disparo respecto al paso de cero está comprendido entre 60º y 170º. Se pide:

a) Dibujar las formas de onda de corriente por los diodos $D_1$ y $D_3$ y por el tiristor, tensión en estos tres dispositivos y tensión en la carga para un ángulo de 90º. Acótese los valores más significativos.

b) Calcular la resistencia térmica para el disipador del tiristor si la temperatura ambiente es de 70ºC.



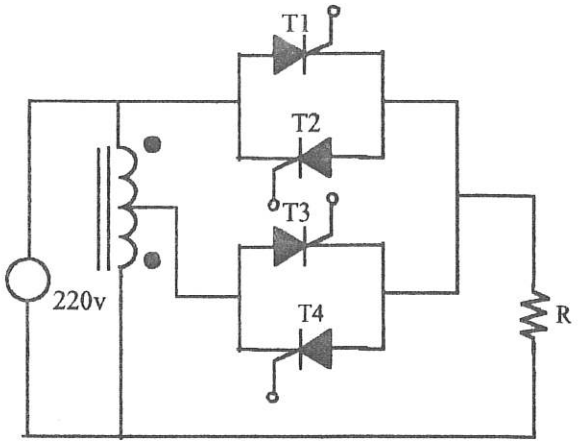

**PROBLEMA 50**

El circuito de la figura tiene como misión efectuar un control de la potencia alterna suministrada a la carga por un sistema mixto de "control de fase" y "transformador con toma intermedia". Cuando se desea obtener en la carga una tensión comprendida entre 220 y 110 voltios se trabaja con los tiristores $T_1$ y $T_2$ y

cuando la tensión a obtener es menor de 110 voltios, trabajan los tiristores $T_3$ y $T_4$. Sabiendo que la carga es resistiva pura, se pide:

a) Valor máximo del ángulo de control en los tiristores $T_1$ y $T_2$.

b) Dibujar las formas de onda de la tensión en los cuatro tiristores para una tensión en la carga comprendida entre 220 y 110 voltios eficaces.




**PROBLEMA 51**

Un inversor en puente con transistores alimenta una carga RL. Suponiendo que los impulsos de gobierno en base de los transistores sean los representados en la figura, determinar:

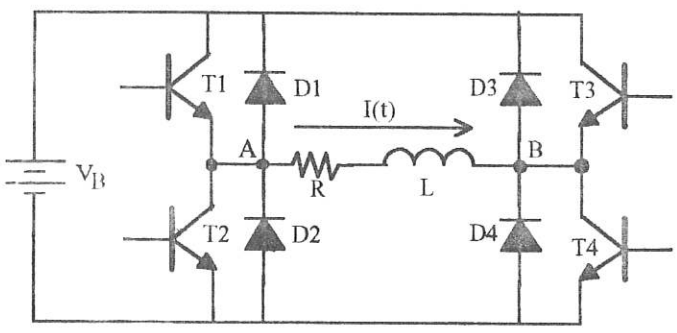
a) Forma de onda de tensión en la carga, $u_{AB}$.

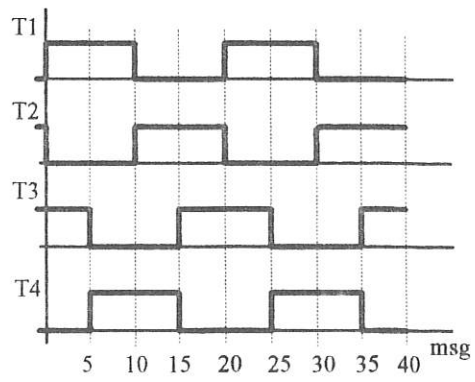
b) Forma de onda de la corriente en la carga, i.

c) Períodos de conducción de diodos y transistores entre los 5msg y los 40msg.

DATO:

L/R = 1 msg.



# BIBLIOGRAFÍA


1-. Aldana, F. : "Electrónica I". Sección de Publicaciones de la ETSIIM 1991.

2-. Andrés, E. "Regulación Automática I". Sección de Publicaciones de la ETSIIM 1990.

3-. Arriaga, J. : "Electrónica Analógica". Departamento de Publicaciones de la EUITTM (segunda edición). 1991.

4-. Bühler, H., "Electrónica Industrial: Electrónica de regulación y control". Gustavo Gili S.A., 1985.

5-. Creus, A., "Instrumentación Industrial". Marcombo, 1993.

6-. García, S. : "Problemas de Electrónica". Marcombo 1991.

7-. Gualda, J.A., Martínez, S., Martínez, P.M., "Electrónica Industrial: Técnicas de potencia". Marcombo, 1992.

8-. López, H., García, D., Díez, A. "Convertidores A/D y D/A". Automática e Instrumentación, abril 1990, nº201

9-. Lorenzi, S. "Convertidores A/D y D/A los interfases entre la tecnología digital y la realidad analógica". Mundo electrónico, enero-febrero 1994, nº245.

10-. Malvino, A: "Principios de Electrónica". McGraw-Hill (4ª edición) 1991.

11-. Martín, A. "Instrumentación electrónica: Transductores, acondicionadores de la señal y sistemas de adquisición". Servicio de publicaciones EUITT-UPM, 1990.

12 Martín, A., Arriaga, J. "Filtros activos". Elector 1986, septiembre pp 55-63, 0ctubre pp 58-63.

13-. Millman, J., Grabel, A. : "Microelectrónica". Hispano Europea (6ª impresión) 1991.

14-. Millman, J., Halkias, Ch. : "Electrónica Integrada. Circuitos y sistemas digitales". Hispano Europea (7ª impresión) 1987

15-. Mira, J. : "Electrónica Analógica lineal: Adaptada al contenido del programa de la asignatura de Electrónica I". UNED 1992.

16-. Motorola : "Linear and interface integrated circuits". 1990.

17-. Navarro, J. : "Electrónica Analógica". Servicios de Publicaciones de la Universidad de Zaragoza. 1989.

18-. Pérez, C. : "Electrónica Analógica Integrada". Servicio de publicaciones de la UPV. 1993.

19-. Pérez, F. : "Problemas de Electrónica Analógica". Departamento de Publicaciones de la EUITTM. (2ª Edición) 1989.

20-. Ortuño, V. "Simulación de circuitos por ordenador (PSPICE)". Servicio de publicaciones de la UPV, 1992.

21-. Pallás, R. "Adquisición y distribución de señales". Marcombo, 1993.

22-. Pallás, R. "Transductores y acondicionadores de la señal" Marcombo, 1989.

23-. Pérez, R. "Electrónica Analógica Integrada". Servicio de Publicaciones de la UPV, 1993.

24-. Pinado, R. "Filtros pasivos y activos". Mundo electrónico, 1975.

25-. Van Valkenburg, M.E. "Analog Filter Design". HRW, 1982.