

CAPÍTULO VII

Nociones de realimentación para señal

Análisis para el rango de frecuencias medias

7.1. Realimentación negativa

NA son lo mismo

Como se analizó al describir las distintas formas de estabilizar el punto de reposo, se utiliza para ello una técnica general denominada realimentación negativa. La realimentación negativa puede usarse tanto en continua para estabilizar el punto de reposo Q , como en alterna para lograr mejoras de los parámetros característicos del amplificador real en señal, según la necesidad, haciéndolo tender en su funcionamiento a alguno de los amplificadores ideales ya estudiados.

Habiendo hecho ya el estudio de la estabilización en continua, analizaremos en forma general el comportamiento del amplificador realimentado para la señal. Consideremos un *amplificador básico* cuya amplificación de tensión es A_o , que introduce una deformación en la forma de onda de la tensión de salida respecto a la forma de variación en el tiempo de la tensión de excitación (distorsión por alinealidad) y que presenta efectos reactivos despreciables para las frecuencias de trabajo.

Lo realimentamos para la alterna, introduciendo un bloque circuital " β ", construido con elementos que en general son pasivos (en algunos casos también puede haber dispositivos activos), tal que tenga como entrada un parámetro eléctrico de la salida del amplificador, que en este caso es la tensión v_o (la red " β " muestrea la señal de tensión de salida) y entregue a la entrada otro parámetro eléctrico, que en este caso también es una tensión v_f (suma de tensión con la señal de tensión del generador de excitación de la entrada v_i).

La Fig. 7.1 muestra este circuito amplificador realimentado, donde la red de realimentación " β " toma una muestra de la tensión de salida v_o y suma una tensión de realimentación v_f a la tensión de excitación v_i , para obtener así la tensión de entrada al amplificador básico sin realimentar, $v_i^{(1)}$.

Definimos:

$A_o = v_o / v_i$: amplificación de tensión de la *trayectoria directa*, del amplificador básico o *de lazo abierto*.

$\beta = v_f / v_o$: factor de realimentación o transferencia de tensión de la red de realimentación.

⁽¹⁾ Debe notarse que en general se podrá definir A_o como cualquiera de las cuatro transferencias posibles entre las cuatro variables terminales: tensión, corriente, transconductancia o transresistencia. Análogamente el factor " β " podrá definirse de cuatro maneras distintas según sea la variable de salida del amplificador que se muestree y excite la entrada de la red " β ", y la variable que entregue la salida de " β " para sumar a la entrada del amplificador con la señal del generador de excitación. Dicho generador podrá asimilarse a un generador ideal de tensión como en la Fig. 7.1, o de corriente.

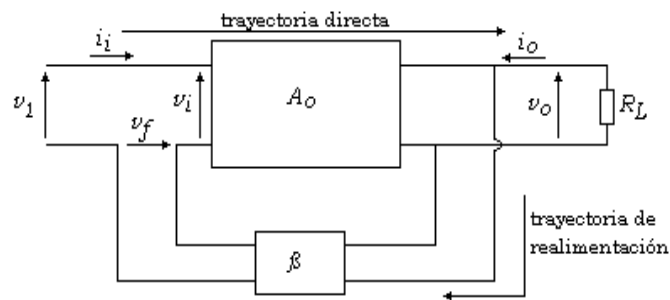


Fig. 7.1

$A = v_o / v_i$: amplificación de tensión del amplificador realimentado o a lazo cerrado.

Supondremos en este caso particular, que el amplificador básico no desfasa tensión (de acuerdo con los sentidos de referencia adoptados) y que la deformación que introduce el amplificador A_o es como la indicada en la Fig. 7.2.

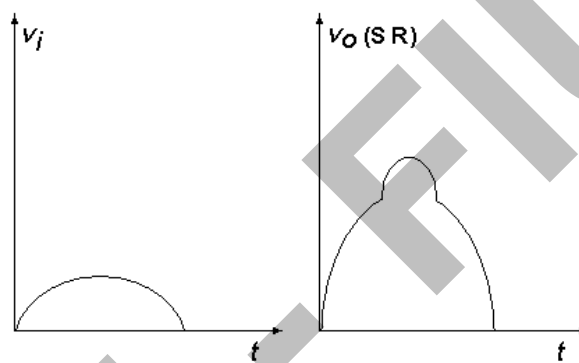


Fig. 7.2

A los efectos de simplificar el análisis, se admite que el bloque realimentador " β " posee una impedancia de entrada tal que "no carga" al amplificador básico, al ser conectado a la salida de éste para formar el lazo de realimentación, es decir, *no toma potencia de A_o* . Esto significa que, en la Fig. 7.1, el bloque realimentador presentará una impedancia de entrada infinita, por lo que el amplificador A_o "verá" la misma carga R_L con o sin el bloque " β " conectado. Análogamente la salida de la red " β " conectada a la entrada del amplificador en serie con el generador de excitación v_i , tendrá una impedancia de salida nula, de modo de no agregar una caída de tensión adicional a la entrada que afectaría el valor de la tensión realimentada v_f , en el caso de existir corriente por la malla de entrada ⁽²⁾.

⁽²⁾ Este análisis simplificado resulta siempre válido. En el caso de no ser ni infinitas ni cero las impedancias de entrada y salida del realimentador (según corresponda, de acuerdo a que variable se muestrea a la salida y se suma a la entrada del amplificador), se transformará el bloque β en ideal, considerando su impedancia de entrada como parte de la carga del amplificador A_o , en serie o paralelo con R_L (que coincide con la carga del amplificador realimentado A), y la de salida del bloque β en serie o paralelo con el generador de excitación.

Si partimos de una señal de excitación senoidal: $v_i = \hat{V}_i \sin(\omega t)$ y, despreciando los efectos reactivos, suponemos que todas las tensiones están en el semiciclo positivo simultáneamente, de acuerdo con los sentidos de referencia de la Fig. 7.1:⁽³⁾

$$V_i = V_1 - V_f \quad (7.1)$$

Es decir:

$$V_1 = V_i + V_f > V_i \quad (7.2)$$

Y por lo tanto:

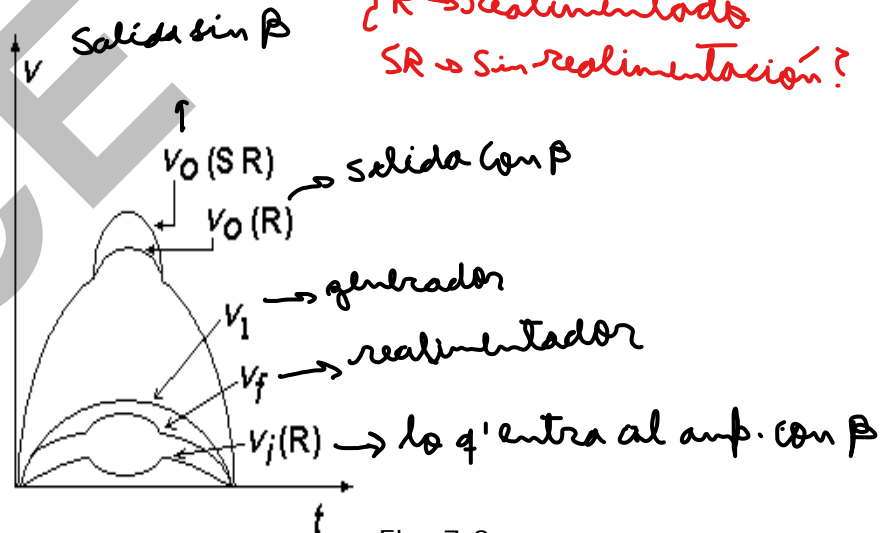
$$A < A_o \quad (7.3)$$

Si admitimos que " β " es una red circuital pasiva y que en este caso particular es resistiva pura, se puede admitir que v_f es estrictamente proporcional a v_o y de igual fase.

$$v_f = \beta v_o \quad (7.4)$$

La señal v_i senoidal produce a la salida una onda v_o (S.R.) "casi" senoidal, con la deformación que introduce A_o , mostrada en la Fig. 7.2.

Si superponemos las distintas señales de tensiones: v_1 , v_i , v_f y v_o (R) del amplificador realimentado, en una misma gráfica junto a la v_o (SR), se observará lo indicado en la Fig. 7.3.



⁽³⁾ Las sumas y restas de señal serán con el signo indicado, es decir, sumas y restas aritméticas.

Como vemos, la realimentación negativa produce en v_i una deformación del mismo tipo, pero de sentido opuesto que la que introduce el amplificador. Esta deformación de v_i produce una deformación mucho menor de v_o a la salida del sistema a lazo cerrado, pues compensa en parte a la que provoca la de A_o .

Es decir, el efecto de la realimentación negativa es el de producir en la señal de entrada interna del amplificador una deformación del mismo tipo pero de sentido opuesto que la que introduce el amplificador, de forma de compensarla en parte.

La corrección
no puede
ser perfecta

Evidentemente, mediante este método *no se logra una solución total*, no pudiendo eliminarse por completo la deformación de v_o , pues en dicho caso se eliminaría también la de v_i , con lo cual v_o volvería a estar deformado como a lazo abierto. En otras palabras, el amplificador realimentado llega a un estado estacionario de funcionamiento con una deformación menor que la que se tendría en el amplificador sin realimentar, *pero no nula*.

Si pretendemos mejorar la respuesta de nuestro sistema, la solución es aumentar A_o para que v_i sea lo menor posible a fin de que la deformación que se deba aplicar a v_i también sea lo menor posible. En teoría, la señal de salida tendrá deformación nula cuando $A_o \rightarrow \infty$.

$$A_o \rightarrow \infty \Rightarrow v_i \rightarrow 0 \Rightarrow v_1 \rightarrow v_f = \beta v_o \Rightarrow v_1 = \beta v_o \quad (7.5)$$

Es decir, la señal de salida no tendría deformación. Para obtener $A = f(A_o; \beta)$:

$$v_1 = v_i + v_f = \frac{v_o}{A_o} + \beta \cdot v_o = v_o \left(\frac{1}{A_o} + \beta \right) = v_o \frac{1 + A_o \beta}{A_o} \quad (7.6)$$

Por lo tanto:

$$A = \frac{v_o}{v_1} = \frac{A_o}{1 + A_o \beta} \quad (7.7)$$

De (7.7), vemos que la amplificación "A" disminuye en el factor $(1 + A_o \beta)$, pero puede demostrarse que todos los restantes parámetros del amplificador (distorsión, frecuencias de corte, impedancias de entrada y salida, etc.), "mejoran" normalmente en el factor $(1 + A_o \beta)$, es decir se modifican aumentando o disminuyendo (según corresponda) proporcionalmente a ese factor de modo tal de tender a comportarse como un amplificador ideal de parámetro transferencia "A".

Si logramos $[A_o \beta \gg 1]$, aumentando mucho A_o (siempre que la transferencia A_o y/o el factor β no disminuyan, por efecto de la frecuen-

$A \xrightarrow{A_o \rightarrow \infty} \frac{1}{\beta} \rightarrow$ Si la ganancia del bloque original es enorme, paso a depender solo del bloque de realimentación. ¿Como en el OpAmp?

cia – bajas o altas -, a valores tales que $[A_o \beta]$ deje de ser mucho mayor que la unidad), vemos que la expresión de “A” será:

$$A = v_o / v_i \cong 1/\beta \quad (7.8)$$

Esto significa que la transferencia del amplificador realimentado se hace independiente de los elementos de la trayectoria directa, es decir, del amplificador básico a realimentar.

Al producto $[A_o \beta]$ se lo denomina normalmente “ganancia del lazo” y se lo indica con la letra “T”.

7.2. Realimentación positiva

La *realimentación positiva* se daría si la fase de v_f fuese la opuesta a la del caso anterior para el mismo semiciclo de la señal aplicada v_i . En este caso sería, invirtiendo el sentido de referencia de v_f en la Fig. 7.1, de modo de poder sumar aritméticamente v_i y v_f sin tener que arrastrar signos negativos:

$$v_i = v_1 + v_f \rightarrow v_i > v_1 \Rightarrow A > A_o \quad (7.9)$$

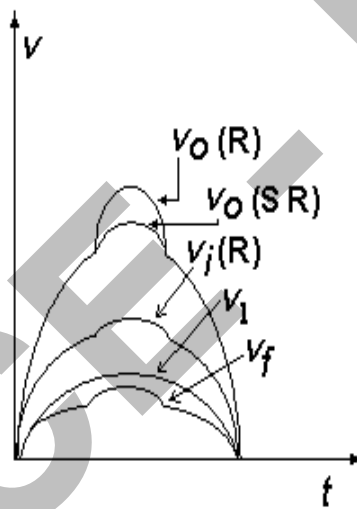


Fig. 7.4

Sin embargo, este sistema no serviría para minimizar la deformación que introduce el amplificador, pues v_i tendría una deformación del mismo tipo e igual sentido que la que introduce el amplificador, aumentando la deformación de la señal a la salida. En la Fig. 7.4, puede verse que la realimentación positiva produce los efectos exactamente opuestos a los que produce la realimentación negativa. Por lo tanto, la distorsión aumenta, el ancho de banda disminuye, los niveles de impedancia varían en forma opuesta y se desestabiliza la ganancia.

Hallando el módulo de A a partir de la expresión (7.7), para el caso general en que halla efectos reactivos y la realimentación pueda ser negativa o positiva (dependiendo de la frecuencia de la señal senoidal

de excitación, es decir del valor del defasaje a entre las señales de entrada y la salida del amplificador para una dada frecuencia) se tendrá:

$$|A| = \frac{|A_0|}{|1 + A_0 \beta|} \quad (7.10)$$

Realimentación negativa: $|1 + A_0 \beta| > 1$ (7.11)

Realimentación positiva: $|1 + A_0 \beta| < 1$ (7.12)

Puede darse el caso particular para el cual el número complejo $[1 + A_0 \beta]$ sea:

$$1 + A_0 \beta = 0 \quad (7.13)$$

Es decir:

$$A_0 \beta = -1 \quad (7.14)$$

Supongamos que colocamos un determinado v_i de la polaridad indicada en la Fig. 7.1. Si para una frecuencia dada se cumple:

$$\beta \cdot v_o = A_0 v_i \Rightarrow v_f = \beta v_o \Rightarrow \overbrace{A_0 \beta}^{-1} v_i = -v_i \Rightarrow v_f = -v_i \quad (7.15)$$

Significa que aparecerá un v_f con la polaridad invertida e igual a v_i . Se puede "suponer" entonces que si colocamos internamente una tensión v_i senoidal de la frecuencia necesaria, aparecerá "instantáneamente" $v_f = -v_i$ y cortocircuitando en tiempo "cero" la fuente v_1 , el sistema seguirá oscilando a la frecuencia a la cual se cumple la condición de oscilación: $[A_0 \beta = -1]$ – Fig. 7.5 -. Es decir, si $[(1 + A_0 \beta) \rightarrow 0]$:

$$A = \frac{A_0}{1 + A_0 \beta} = \frac{v_o}{v_i} \rightarrow \infty \quad (7.16)$$

Es decir, si se cumple la condición de realimentación positiva en que la ganancia de lazo "T" resulta negativa y coincidente en valor con la unidad, puede obtenerse tensión de salida no nula con tensión de entrada nula. Obviamente, esta tensión de salida resulta indeterminada mediante las expresiones halladas, a menos que se considere en el sistema algún elemento limitador que ayude a fijar el valor de v_o , resultando ser en general la fuente de alimentación de continua con que se polariza al amplificador o algún elemento no lineal agregado al circuito, que disminuye el valor de $|A_0|$ a medida que la tensión de salida aumenta. El primer caso es utilizado en los osciladores llamados de relajación (onda cuadrada) y el segundo en los de onda senoidal ⁽⁴⁾.

⁽⁴⁾ En estos osciladores se incluye en muchos casos una red LC resonante a la frecuencia deseada que sintoniza la onda senoidal de oscilación. Esta red LC puede ser de elementos discretos o un cristal piezoeléctrico.

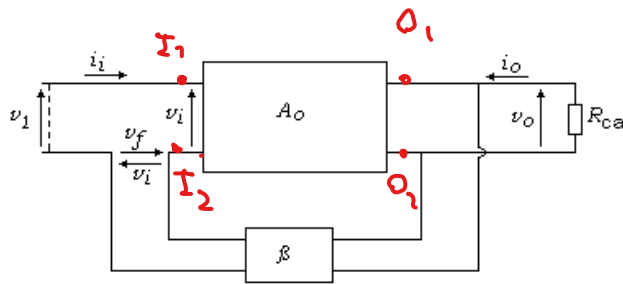


Fig. 7.5

Si se cumple la condición (7.12) pero $|T| < 1$, la realimentación positiva si bien provoca cambios opuestos a los de la realimentación negativa en los niveles de impedancia de entrada y salida y en la transferencia, no llega a obtenerse una inestabilidad tal en el funcionamiento el circuito que lo haga inutilizable (aunque sí aumente la distorsión por alinealidad y disminuya el ancho de banda) y puede aún ser usado para trabajar bajo determinadas condiciones donde estos cambios en sus parámetros puedan ser aprovechables o no alteren el funcionamiento del sistema donde esté conectado ⁽⁵⁾. Ejemplo de este tipo de caso es la configuración bootstrap. **FALOPA**

7.3.- Tipos de realimentación

Como se verá en el análisis que sigue, el bloque realimentador " β " actuará sobre el generador controlado del amplificador A_o de modo tal, que tanto el generador de excitación v_1 como la carga R_L , "vean" un nuevo amplificador con *distintos valores de impedancias de entrada y salida* respecto a las que presenta A_o a lazo abierto.

Los distintos esquemas de realimentación que se analizarán a continuación, tendrán en su trayectoria directa un amplificador básico que podrá estar formado por un solo transistor, varios de ellos formando etapas en cascada o uno o varios circuitos integrados analógicos.

Para una mejor generalización, se reemplazará la denominación de R_L por R_{ca} considerando que R_{ca} representa la carga total para la señal a conectar al amplificador realimentado, incluyendo los eventuales resistores de polarización de continua, particularmente en etapas con transistores discretos.

Según qué señal de salida se muestree y qué señal se sume a la entrada, se distinguen **cuatro casos de realimentación**. Para todos ellos se cumple la expresión general de un sistema realimentado, dada por (7.7), siempre que se definan convenientemente los parámetros de las transferencias A_o y β , que ya no serán relaciones de tensiones, salvo en uno de los cuatro casos, coincidente con el de la Fig. 7.1.

⁽⁵⁾ Si bien, si se cumple la condición (7.12) pero $|T| > 1$ el circuito sería teóricamente inestable, en los osciladores se busca ajustar la realimentación a esta condición, de modo tal de provocar la inestabilidad para que un elemento no lineal, ubicado generalmente en un lazo de realimentación negativa, ayude a estabilizar el valor de la tensión de salida, para luego volverse a provocar la inestabilidad y así sucesivamente (condición de oscilación real).

a) Muestreo de tensión, suma de tensión (de V a V); o por relación de tensiones

Definiciones de A_o , β y A , en realimentación por relación de V:

$$A_o = \frac{v_o}{v_i} \quad \beta = \frac{v_f}{v_o} \quad A = \frac{v_o}{v_1}$$

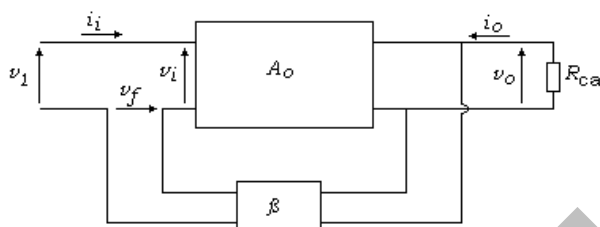


Fig. 7.6

b) Muestreo de tensión, suma de corriente (de V a I); o por transadmitancia (o transconductancia)

Definiciones de A_o , β y A , en realimentación por transadmitancia:

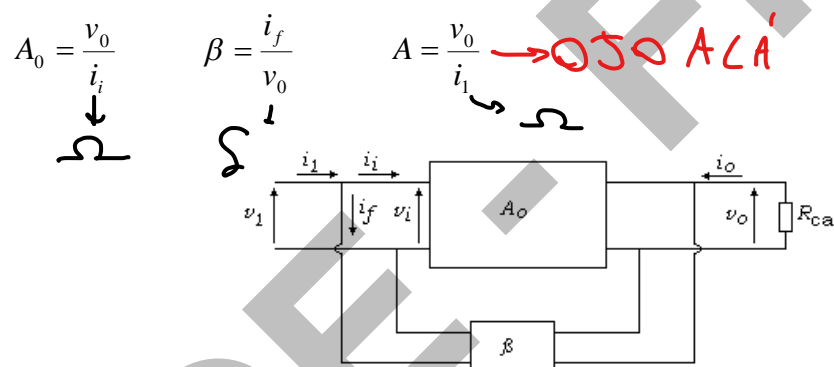


Fig. 7.7

c) Muestreo de corriente, suma de tensión (de I a V); o por transimpedancia (o transresistencia)

Definiciones de A_o , β y A , en realimentación por transimpedancia:

$$A_o = \frac{i_o}{v_i} \quad \beta = \frac{v_f}{i_o} \quad A = \frac{i_o}{v_1}$$

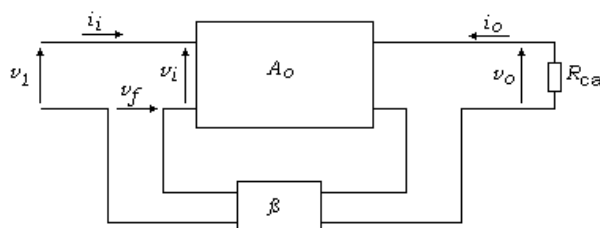
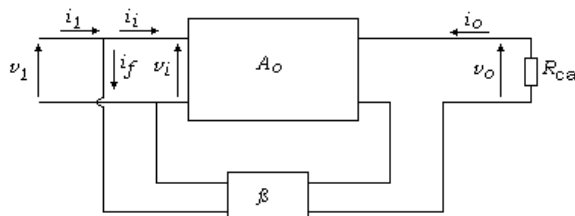


Fig. 7.8

d) Muestreo de corriente, suma de corriente (de I a I); o por relación de corrientes

Definiciones de A_o , β y A , en realimentación por relación de I:

$$A_o = \frac{i_o}{i_i} \quad \beta = \frac{i_f}{i_o} \quad A = \frac{i_o}{i_i}$$



m: muestreo
S: Suma

S m	V	I
V	A	C
I	B	D

Fig. 7.9

Dada la expresión general de la realimentación (7.7), donde A , A_o y β son las correspondientes a cada tipo de realimentación, puede comprobarse que la realimentación negativa estabiliza la transferencia "A", y modifica las impedancias de entrada y salida del sistema.

Estabilizar la transferencia significa que la transferencia "A" se haga independiente del propio amplificador básico y de la carga, dependiendo únicamente de la red de realimentación.

Debe quedar claro que *sólo se asegura estabilidad en el parámetro "A" para el que se realimenta negativamente* (amplificación de tensión, corriente, transadmitancia o transimpedancia).

Según se sume a la entrada (corriente o tensión), varía Z_i . Según se muestree a la salida (corriente o tensión), varía Z_o . Es decir, la realimentación negativa en alterna, asimila al amplificador dado a uno de los amplificadores ideales vistos, variando los niveles de impedancia de entrada y salida.

En la práctica los amplificadores realimentados reales, tienden a uno de los cuatro tipos de amplificadores ideales, según sea la señal que se muestree a la salida y se sume a la entrada. El amplificador realimentado real se acercará tanto mas al ideal, cuanto mayor sea la ganancia del lazo "T".

$$T = A_o \beta$$

7.4. – Efecto de la realimentación sobre las impedancias de entrada y salida

Se supondrá para facilitar el análisis que sigue que no existen efectos reactivos, con lo que podremos analizar variaciones de resistencias de entrada y salida, ya que resulta muy simple generalizar las conclusiones para los casos en que deban ser tenidos en cuenta.

Efecto sobre R_i

- a y c • Suma de tensión – Fig. 7.10 –:

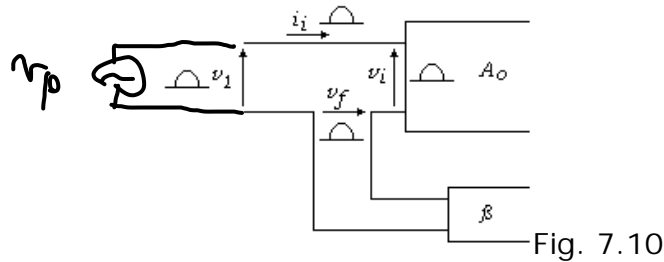


Fig. 7.10

Siendo para realimentación negativa $v_i < v_1 = v_{1p}$

(se indica de esta forma para que quede claro que se está colocando un generador de tensión de prueba v_{1p} a la entrada para calcular R_i).

$$v_i = v_1 - v_f \Rightarrow v_i < v_1$$

$$R_{iSR} = \frac{v_i}{i_i} < \frac{v_1}{i_i} = R_{iR} \Rightarrow \text{Con realimentación crece } R_{iN}$$

Operando del mismo modo que para hallar $A = f(A_o; \beta)$, se obtiene:

$$R_{iR} = R_{iSR} (1 + A_o \beta) \rightarrow \text{importante este factor} \quad (7.17)$$

b y d

- Suma de corriente – Fig. 7.11 –:

Siendo para realimentación negativa $i_i < i_1 = i_{1p}$:

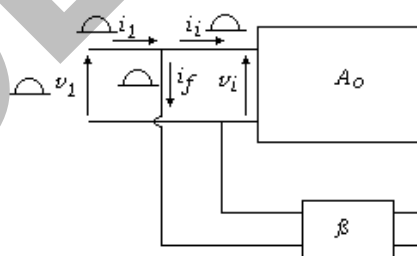


Fig. 7.11

$$i_i = i_1 - i_f$$

$$R_{iSR} = \frac{v_i}{i_i} > \frac{v_i}{i_1} = R_{iR} \rightarrow \text{Con realimentación cae } R_{iN}$$

Operando como en (7.17):

$$R_{iR} = R_{iSR} / (1 + A_o \beta) \quad (7.18)$$

Efecto sobre R_o

a y b

- Muestreo de tensión – Fig. 7.12 y Fig. 7.13–:

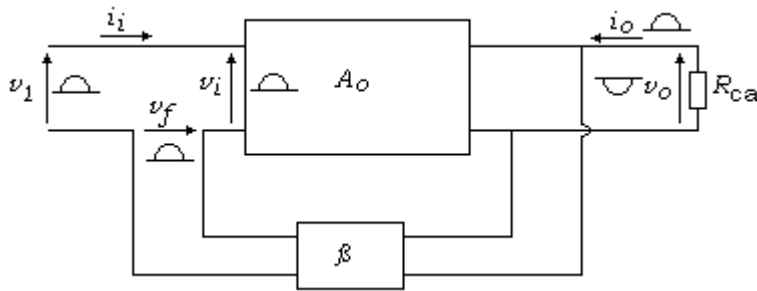


Fig. 7.12

Para realizar el análisis, se supondrá que se parte de un amplificador básico A_o , inversor de tensión. Según los sentidos de referencia adoptados, con v_1 senoidal, al estar v_1 en su semiciclo positivo, v_o deberá estar en su semiciclo negativo y siendo la realimentación negativa, v_f estará en su semiciclo positivo, lo mismo que v_i .

Si se coloca un generador de tensión de prueba v_{op} a la salida, reemplazando a R_{ca} – Fig. 7.13 –, y se cortocircuita la entrada del amplificador básico ($v_i = 0$) se obtendrá un valor de i_{op} sin realimentar, i_{opSR} . La resistencia de salida del amplificador básico (sin realimentar) será:

$$R_{oSR} = v_{op} / i_{opSR}$$

Al realimentar, cortocircuitando la entrada del amplificador realimentado ($v_1=0$), si v_{op} está en su semiciclo positivo, v_f estará en su semiciclo negativo, provocando una tensión de entrada al amplificador básico, v_i , que estará en su semiciclo positivo. [El generador controlado del modelo de señal del amplificador básico se encenderá, produciendo un semiciclo de corriente de salida alterna entrante al amplificador, de acuerdo al análisis realizado en el circuito de la Fig. 7.12]

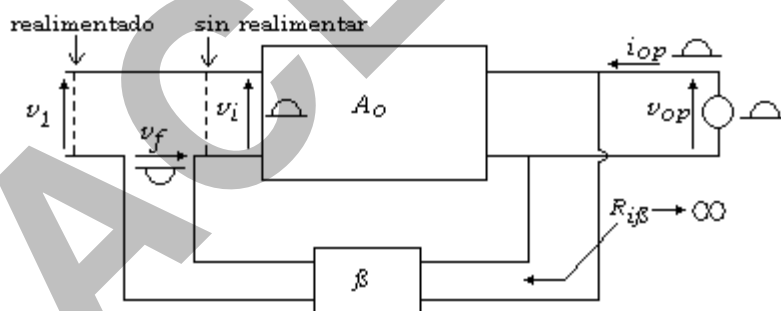


Fig. 7.13

$$R_{oSR} = \frac{v_{op}}{i_{opSR}} > \frac{v_{op}}{i_{opR}} = R_{oR} \quad i_{opSA} < i_{opR}$$

$$i_{opR} > i_{opSR}$$

La corriente de salida entrante al amplificador básico que “toma” el generador controlado, hará que la amplitud de la corriente de prueba de salida, que entrega el generador de prueba v_{op} , aumente a un valor

$$R_{oSR} = \frac{v_{op}}{i_{opSR}} \quad R_{oR} = \frac{v_{op}}{i_{opR}} \quad \text{Si } i_{opR} > i_{opSR} \Rightarrow R_{oR} < R_{oSR}$$

i_{opR} que estará en su semiciclo positivo y será en todo instante mayor que i_{opSR} , que se tenía sin realimentar.

Operando del mismo modo que para hallar $A = f(A_o; \beta)$:

$$R_{oR} = R_{oSR} / (1 + A_o \beta) \rightarrow \text{calculo de salida} \quad (7.19)$$

c y d

- Muestreo de corriente – Fig. 7.8 y Fig. 7.14 -:

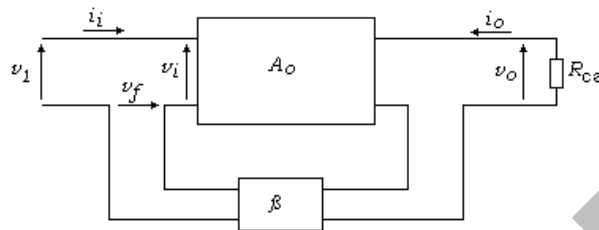


Fig. 7.14a

Si en el circuito de la Fig. 7.8, dibujado nuevamente en la Fig. 7.14a, se supone el amplificador básico A_o , definido como:

$$A_o = i_o / v_i$$

y se admite que es no inversor de la fase de la corriente de salida i_o respecto a la fase de la tensión de entrada v_i , cuando v_1 está en su semiciclo positivo, también lo estarán i_i , i_o y v_f , de modo que la realimentación sea negativa.

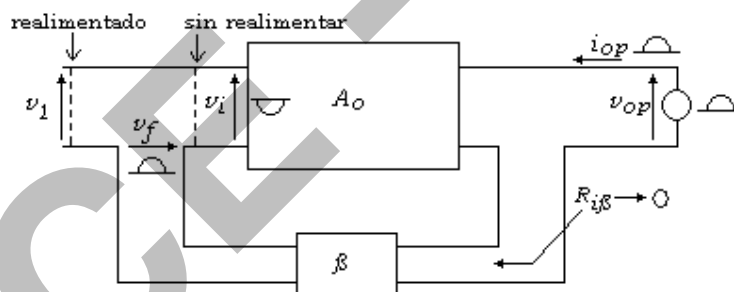


Fig. 7.14b

Si se coloca un generador de tensión de prueba v_{op} a la salida y se cortocircuita la entrada del amplificador básico A_o ($v_i = 0$), se obtendrá un valor de i_{op} sin realimentar, i_{opSR} , – Fig. 7.14b -. Entonces, la resistencia de salida del amplificador básico (sin realimentar) será:

$$R_{oSR} = v_{op} / i_{opSR}$$

Al realimentar, cortocircuitando la entrada del amplificador realimentado ($v_1=0$), si v_{op} está en su semiciclo positivo, i_{op} también lo estará, así como v_f , de acuerdo al análisis realizado sobre el circuito de la Fig. 7.8, provocando una tensión de entrada al amplificador básico, v_i , que estará en su semiciclo negativo y que encenderá al generador controlado del modelo de señal del amplificador básico, produciendo un semiciclo de corriente de salida alterna saliente del amplificador, que se

opondrá a la entregada por el generador de tensión de prueba aplicado, v_{op} . La corriente que "entrega" el generador controlado, hará que la amplitud de la corriente de prueba de salida disminuya, tomando un valor i_{opR} que estará en su semiciclo positivo, pero será en todo instante menor que i_{opSR} que se tenía sin realimentar.

$$i_{opSR} > i_{opR}$$

Operando como se hizo para obtener la ecuación (7.19) se tiene:

$$R_{oR} = \frac{v_{op}}{i_{opR}} > \frac{v_{op}}{i_{opSR}} = R_{oSR}$$

$$R_{oR} = R_{oSR} (1 + A_o \beta)$$

$$(7.20)$$

Cal la resistencia de salida

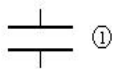
$$i_{opR} < i_{opSR}$$

En la Fig. 7.15 se muestra un resumen de cómo se modifican los parámetros del amplificador básico al realimentarlo negativamente.

En resumen, en los circuitos amplificadores se puede:

1. Realimentar para la continua para estabilizar el punto de trabajo Q y no para la alterna.
2. Realimentar para la alterna a fin de mejorar parámetros característicos de señal, estabilizando el parámetro de transferencia del amplificador que se desee, y no realimentar para continua.
3. Realimentar para la alterna y la continua, de igual o distinto modo. En otras palabras, se puede separar la realimentación de continua de la de alterna – Fig. 7.16 -.

En el caso (1) se colocan capacitores de desacople como el marcado ①



En el caso (2) se colocan capacitores como el marcado ②



	Muestreo de V Suma de V De V a V Realimentación por relación de tensiones	Muestreo de V Suma de I De V a I Realimentación por transconductancia	Muestreo de I Suma de V De I a V Realimentación por transresis- tencia	Muestreo de I Suma de I De I a I Realimentación por relación de corrien- tes
R_i	↑	↓	↑	↓
R_o	↓	↓	↑	↑
A	A_v	R_m	G_m	A_i
Amplificadores ideales (6)				

Fig. 7.15

(6) Amplificadores ideales a los que tiende el amplificador real de acuerdo al tipo de realimentación, según sea la señal de salida que se muestrea y la de entrada que se suma.

El problema es el mismo de siempre. Es demasiado abstracto este libro. ¿Cómo se aplica esto a la realimentación por E/S?

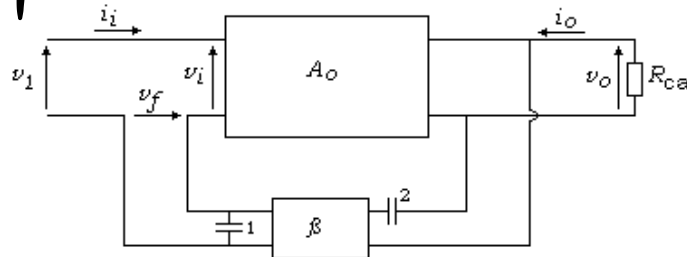


Fig. 7.16

Para los amplificadores de continua, habrá que realimentar del mismo modo para la continua de polarización y los incrementos de continua de pequeña señal, o armar configuraciones particulares que permitan diferenciarlas.

7.5.- Limitaciones

Las limitaciones que se presentan al pretender aumentar la estabilidad de la continua de polarización de una etapa, dependen fundamentalmente del comportamiento en alterna del circuito. En la Fig. 7.17 se indican como ejemplo dos formas para eliminar la realimentación en alterna sin afectar la polarización de un transistor.

Se debe tener en cuenta que en el transistor realimentado por colector, disminuir R_B para mejorar la estabilidad en continua, además de acercar el punto de reposo a la condición de saturación, provoca una disminución de R_i , pues R_B se refleja a la entrada al aplicar el método de reducción de Miller, disminuyendo su valor casi tantas veces como el valor de la amplificación de tensión entre base y colector. Para evitarlo, R_B podrá desacoplarse para la alterna de un modo tal que influya lo menos posible sobre R_i , tal como se indica en la Fig. 7.17.

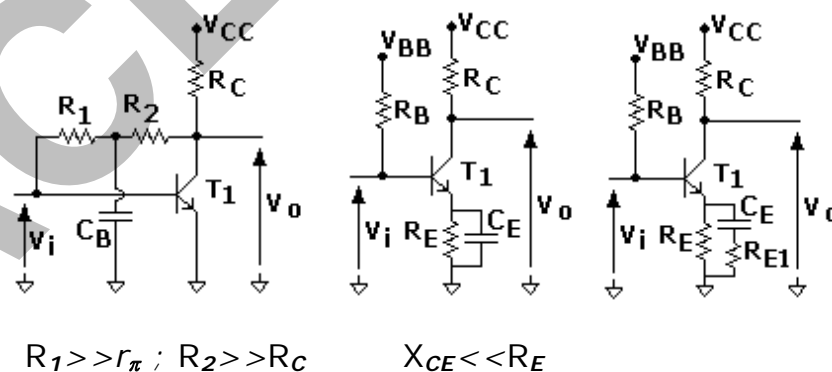


Fig. 7.17

Asimismo, en el transistor realimentado por emisor, mejorar la estabilidad en continua del punto Q, disminuyendo R_B provoca una disminución de R_i pues R_B se encuentra en paralelo con la entrada. Por otro lado, si bien dejar R_E para la señal aumenta tanto la R_i como la R_o (muestreo de corriente " i_c " y suma de tensión " v_e "), la disminución en el valor de la amplificación de tensión entrando por base y saliendo por

colector (configuración de emisor común) sería considerable - prácticamente en un factor $g_m R_E$ veces – ⁽⁷⁾.

Por lo tanto, los efectos de R_E sobre la señal, pueden eliminarse desacoplando totalmente la entrada de la salida mediante un capacitor C_E en paralelo con R_E , de modo que sea $X_{CE} \ll R_E$ a la menor frecuencia de la señal de excitación, rompiendo así el lazo de realimentación de señal a través de R_E .

Los efectos de R_E sobre la señal pueden disminuirse parcialmente, mediante una red C_E - R_{E1} como la mostrada en la Fig. 7.17, llegando a una relación de compromiso entre el aumento de las impedancias de entrada y salida, y la disminución de la amplificación de tensión.

Puede notarse que al realimentar por emisor o source un transistor bipolar en EC o un FET en SC, se estabiliza el parámetro de transconductancia del amplificador realimentado, que se hará menos dependiente de R_{ca} y del parámetro del modelo de señal del propio transistor, pues se tendrá:

$$G_m = g_m / (1 + g_m R_E) \text{ y si } g_m R_E \gg 1, \text{ será: } G_m \approx 1/R_E$$

Obviamente, la amplificación de tensión dependerá de R_{ca} linealmente, lo mismo que en el amplificador básico sin realimentar [$A_v = -G_m R_{ca}$] lo que pone de manifiesto las conclusiones obtenidas al tratar un amplificador realimentado para la señal de "I" a "V" o por transresistencia (amplificador de transconductancia).

⁽⁷⁾ En realidad, el parámetro estabilizado al realimentar por emisor es la transconductancia, la cual disminuye en un factor $(1 + g_m R_E)$, como se analiza más adelante, haciendo disminuir en este caso en igual factor a la amplificación de tensión.