

## 9. Realimentación

Ing. Fernando Ubiría, Ing. Pedro Castro

### 9.1 Concepto, tipos y efecto sobre la ganancia

En un sistema realimentado, se toma una muestra de la señal de salida y se la aplica a la entrada a través de una red adecuada. En la fig. 1 tenemos un amplificador cuya ganancia sin realimentación es  $A \angle \alpha$  y una red, usualmente pasiva, cuya relación de transferencia es  $B \angle \beta$  y mediante la cual parte de la señal de salida del amplificador es retornada a la entrada. Tanto  $A \angle \alpha$  como  $B \angle \beta$  dependen de la frecuencia. Por simplicidad, hemos representado las conexiones en forma unifilar. El círculo con el signo + se llama *punto de suma*, pues su tensión (o corriente) de salida es la suma de las tensiones (o corrientes) que entran al mismo.

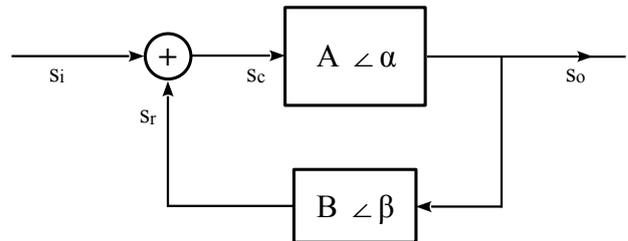


fig. 1

El amplificador **A**, operando como un amplificador ordinario, satisface la ec.(a)

$$s_o = s_c \cdot A \angle \alpha = (s_i + s_r) A \angle \alpha \quad (a)$$

A su vez, la señal que la red **B** entrega al punto de suma es:  $s_r = s_o \cdot B \angle \beta$  (b)

Para obtener la ganancia con realimentación **A<sub>f</sub>**, sustituimos la ec. (b) en la (a) y despejamos el cociente  $s_o/s_i$ , obteniendo la ec. (1):

$$s_o = s_i \cdot A \angle \alpha + s_o \cdot A \cdot B \angle (\alpha + \beta)$$

$$\mathbf{A}_f = \frac{s_o}{s_i} = \frac{A \angle \alpha}{1 - A \cdot B \angle \alpha + \beta} \quad (1)$$

Podemos distinguir a priori dos casos particularmente notables:

i) Si  $\alpha + \beta = 0^\circ$ , la señal realimentada estará en fase con la señal de entrada.

En ese caso,  $|A_f| > |A|$  y la realimentación se denomina *positiva*. Si además se cumple que  $A \cdot B = 1$ , la amplificación será infinita y el circuito oscilará.

ii) Si  $\alpha + \beta = 180^\circ$ , la señal realimentada estará en oposición de fase con la señal de entrada. En este caso tendremos que  $|A_f| < |A|$ . A este tipo de realimentación se lo denomina *realimentación negativa*. La ec. (1) toma la forma de la ec. (2)<sup>1</sup>

$$A_f = \frac{s_o}{s_i} = \frac{A}{1+A \cdot B} \quad (2)$$

En el resto de este capítulo, asumiremos que la realimentación es negativa. Supongamos que rompemos el lazo de realimentación desconectando a la señal  $s_r$  del punto de suma, la señal  $s_c$  se multiplica por la cantidad  $A \cdot B$  e invierte su fase. A la cantidad  $-A \cdot B = s_r/s_c$  se la llama *ganancia de lazo o factor de retorno*. Si se aplica una señal unidad ( $s_c = 1$ ), tendremos que  $s_r = A \cdot B$ , siendo entonces  $1 - A \cdot B$  la diferencia entre la señal aplicada y la señal devuelta. Para  $\alpha + \beta = 180^\circ$  dicha diferencia, llamada *diferencia de retorno*, pasa a ser  $1 + A \cdot B$ . Se denomina a  $A_f$  como la *ganancia de lazo cerrado* del amplificador.

Muchas veces, la red de realimentación  $B$  es un sencillo divisor de tensión o corriente resistivo, siendo entonces  $B$  un número positivo real. Además, en una gran parte del intervalo de frecuencia útil,  $A$  puede ser un número negativo real.

### Efecto de la realimentación negativa sobre la ganancia

Los parámetros de los elementos activos de un amplificador varían debido a factores como la temperatura, la tensión de alimentación y la dispersión de los parámetros dentro de los dispositivos de un mismo tipo. La consecuencia será que  $A$  también variará. Observando la ec. (2), vemos que si la ganancia de lazo es mucho mayor que 1, la ganancia de lazo cerrado se aproxima a  $1/B$ :

$$\text{Si } A \cdot B \gg 1 \Rightarrow |A_f| \approx \frac{1}{B} \quad (3)$$

Como la red de realimentación usualmente contiene solo componentes pasivos, se la puede hacer muy precisa, desensibilizando la ganancia respecto de las variaciones de  $A$ . Para calcular el cambio fraccional de la ganancia de lazo cerrado  $dA_f/A_f$  debido a un cambio fraccional en la ganancia del amplificador  $dA/A$ ,

primero se deriva la ec. (2) respecto a  $A$ :

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1+A \cdot B)^2} \Rightarrow dA_f = dA \cdot \frac{1}{(1+A \cdot B)^2} \quad (4)$$

y luego se hace el cociente de la ec. (4)

sobre la ec. (2), obteniendo así la ec. (5):

$$\left| \frac{dA_f}{A_f} \right| = \left| \frac{dA}{A} \right| \cdot \frac{1}{1+A \cdot B} \quad (5)$$

<sup>1</sup> En algunos textos se parte del supuesto de que la realimentación es negativa, por lo que en el punto de suma lo que tiene lugar es una "resta" de señales y en consecuencia se obtiene directamente la ec. (2)

### 9.2 Clasificación de los amplificadores

En el capítulo 7 se definieron las funciones de transferencia de los cuadripolos, las cuales relacionan una de las magnitudes de la salida con una de la entrada. Aunque en el posterior estudio de los amplificadores solo se consideró a los amplificadores de tensión y de corriente, también es posible definir la ganancia de transferencia de un amplificador en base a su admitancia o a su impedancia de transferencia. Esto nos lleva a la siguiente clasificación, basada en el valor de las impedancias de entrada y de salida del amplificador en relación a las impedancias de la fuente de señal y de la carga respectivamente.

#### Amplificador de tensión

Un amplificador ideal de tensión entregará una tensión de salida proporcional a la tensión de entrada,

siendo el factor de proporcionalidad independiente de  $R_g$  y  $R_L$ , e idealmente serán  $R_i = \infty$  y  $R_o = 0$ .

Sí  $R_i \gg R_g \Rightarrow v_i \approx v_g$  y sí además se cumpliese que  $R_L \gg R_o \Rightarrow v_L \approx -v_g \cdot Av_{oc}$ .

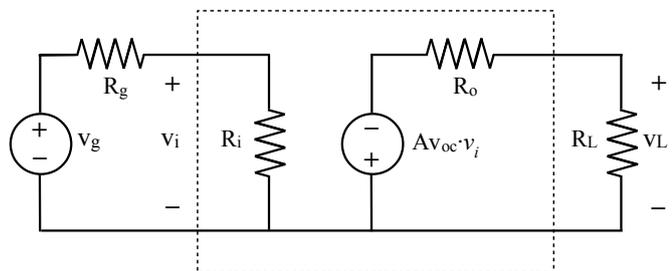


fig. 2

#### Amplificador de corriente

Un amplificador ideal de corriente entregará una corriente de salida proporcional a la corriente de entrada, siendo el factor de proporcionalidad independiente de  $R_g$  y  $R_L$  e idealmente serán  $R_i = 0$  y  $R_o = \infty$ .

Sí  $R_i \ll R_g \Rightarrow i_i \approx i_g$  y sí además se cumpliese que  $R_L \ll R_o \Rightarrow i_L \approx i_g \cdot Ai_{sc}$ .

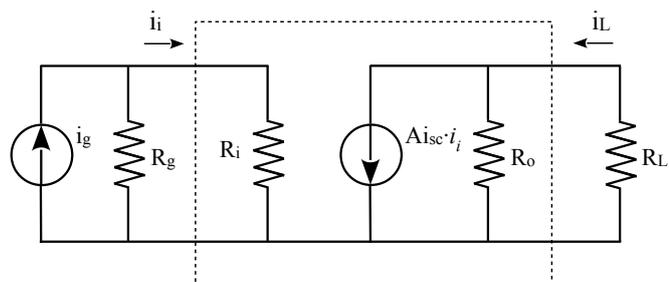


fig. 3

**Amplificador de transconductancia**

Un amplificador ideal de transconductancia entregará una corriente de salida proporcional a la tensión de entrada, siendo el factor de proporcionalidad independiente de  $R_g$  y  $R_L$  e

idealmente  $R_i = \infty$  y  $R_o = \infty$ .

Sí  $R_i \gg R_g \Rightarrow v_i \approx v_g$  y sí

además se cumpliese que

$R_L \ll R_o \Rightarrow i_L \approx v_g \cdot Gm_{sc}$ ,

siendo  $Gm_{sc}$  la transconductancia con la salida en cortocircuito.

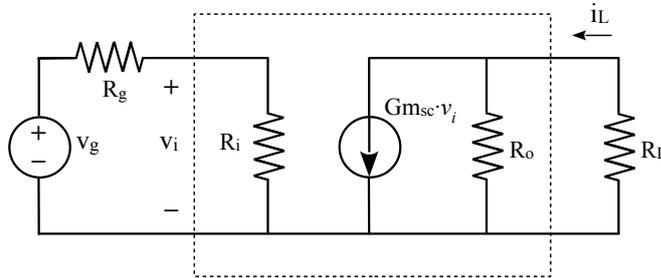


fig. 4

**Amplificador de transresistencia**

Un amplificador ideal de transresistencia entregará una tensión de salida proporcional a la corriente de entrada, siendo el factor de proporcionalidad independiente de  $R_g$  y  $R_L$  e

idealmente serán  $R_i = 0$  y

$R_o = 0$ . Sí  $R_i \ll R_g \Rightarrow i_i \approx i_g$

y sí además se cumple que

$R_L \gg R_o \Rightarrow v_L \approx -i_g \cdot Rm_{oc}$ .

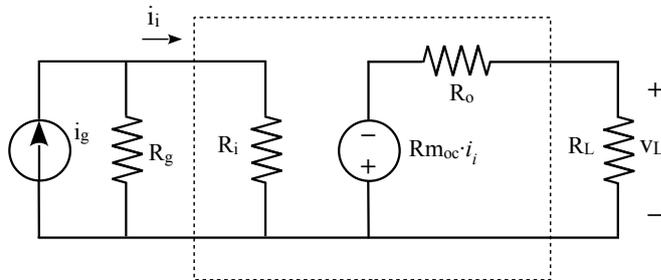


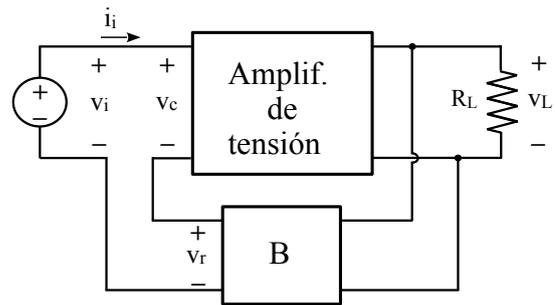
fig. 5

**9.3 Topologías de los amplificadores realimentados**

Al analizar el modelo simplificado del amplificador con realimentación de la fig.1, hablamos de señales sin especificar si se trataba de tensiones o corrientes. Al implementarlo, tanto el amplificador A como la red de realimentación B serán cuadripolos. Al muestrear la señal de salida, se podrá optar por tomar una muestra de la tensión o de la corriente. Del mismo modo, en el punto de suma será posible realimentar una tensión o una corriente. Esto da lugar a cuatro topologías posibles para el amplificador con realimentación. El símbolo A de la fig. 1 es la ganancia de transferencia sin realimentación del amplificador base, o

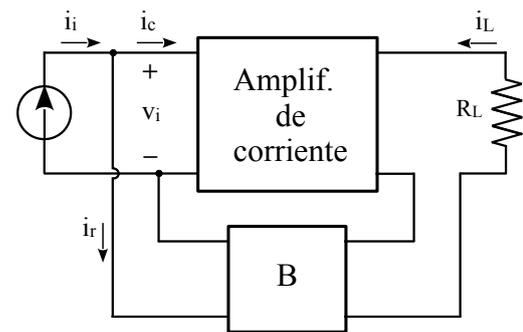
sea la relación entre las señales de salida y de entrada. Según cual sea el modelo que usemos para representar al amplificador, A representará a  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $G_m$  o  $R_m$ .

**a) Realim. de tensión en serie** o de tensión controlada por tensión. Se muestrea la tensión de salida, la cual luego de atravesar la red B es realimentada en serie a la entrada como la tensión  $v_r$ .



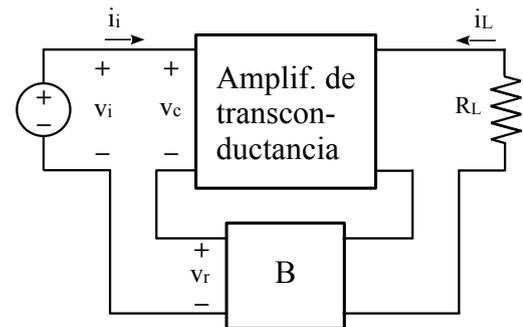
a)

**b) Realim. de corriente en paralelo** o de corriente controlada por corriente. Se muestrea la corriente de salida, la cual luego de atravesar la red B es realimentada en paralelo a la entrada como la corriente  $i_r$ .



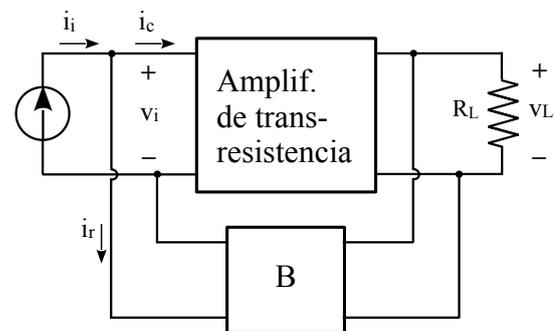
b)

**c) Realim. de corriente en serie** o de tensión controlada por corriente. Se muestrea la corriente de salida, la cual luego de atravesar la red B es realimentada en serie a la entrada como la tensión  $v_r$ .



c)

**d) Realim. de tensión en paralelo** o de corriente controlada por tensión. Se muestrea la tensión de salida, la cual luego de atravesar la red B es realimentada en paralelo a la entrada como la corriente  $i_r$ .



d)

fig. 6

## 9.4 Efectos de la realimentación negativa

Además de estabilizar la ganancia del amplificador, la realimentación negativa modifica las impedancias de entrada y de salida mejorando las propiedades del amplificador básico, mejora la respuesta de frecuencia del mismo y reduce la distorsión y el ruido. Estos beneficios se obtienen a expensas de la ganancia.

### 9.4.1 Efecto sobre las impedancias de entrada y de salida

#### Realimentación de tensión en serie

En la fig. 6a, la impedancia de entrada  $Z_i$  del amplificador básico y su ganancia de tensión  $Av$  son:

$$Z_i = \frac{v_c}{i_i} \quad Av = \frac{v_L}{v_c}$$

Mientras que la tensión realimentada  $v_r$  es:  $v_r = v_L \cdot B = v_c \cdot Av \cdot B$

La impedancia de entrada con realimentación  $Z_{if}$  es el cociente entre  $v_i$  e  $i_i$ , sustituyendo  $v_i$  y operan-

do obtenemos la ec. (6): 
$$Z_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_c + v_r}{i_i} = \frac{v_c(1 + Av \cdot B)}{i_i} = Z_i(1 + Av \cdot B) \quad (6)$$

Calcularemos la impedancia de salida con realimentación  $Z_{of}$  como el cociente entre la tensión de salida con la carga desconectada  $v_{o,oc}$  y la corriente de salida con la salida en cortocircuito  $i_{o,sc}$ . La ganancia del amplificador de tensión de la fig. 2 en circuito abierto es  $Av_{oc}$ . Aplicando la ec. (2)

a la fig. 6a con la carga desconectada, obtendremos:

$$v_{o,oc} = \frac{-v_i \cdot Av_{oc}}{1 + Av_{oc} \cdot B}$$

Al cortocircuitar la salida tenemos que  $v_o = 0$ , no habrá tensión de realimentación y la corriente de salida será:

$$i_{o,sc} = \frac{v_i \cdot Av_{oc}}{Z_o}$$

Haciendo el cociente, se obtiene la impedancia de salida con realimentación  $Z_{of}$ :

$$Z_{of} = \frac{v_{o,oc}}{i_{o,sc}} = \frac{Z_o}{1 + Av_{oc} \cdot B} \quad (7)$$

Nótese que  $Av_{oc}$  es el máximo valor que puede alcanzar  $Av$ .

Vemos que la impedancia de entrada aumenta, multiplicada por un factor igual a la diferencia de retorno, en tanto que la impedancia de salida se ve dividida por ese factor. Las características de impedancia del amplificador de tensión básico se ven mejoradas por esta topología de realimentación negativa.

**Realimentación de corriente en paralelo**

En la fig. 6b, la impedancia de entrada  $Z_i$  del amplificador básico y su ganancia de corriente  $A_i$  son:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_c} \quad A_i = \frac{i_L}{i_c}$$

La corriente de entrada  $i_i$  es:  $i_i = i_c + i_r = i_c + i_L \cdot B = i_c(1 + A_i \cdot B)$

La impedancia de entrada con realimentación  $Z_{if}$  estará dada por la ec. (8):

$$Z_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_c(1 + A_i \cdot B)} = \frac{Z_i}{1 + A_i \cdot B} \quad (8)$$

Calcularemos la impedancia de salida con realimentación  $Z_{of}$  mediante el mismo método que en el caso anterior. La ganancia del amplificador de corriente de la fig. 3 en cortocircuito es  $A_{i_{sc}}$ . Aplicando la ec. (2)

a la fig. 6b con la salida en cortocircuito, obtendremos:

$$i_{o,sc} = \frac{i_i \cdot A_{i_{sc}}}{1 + A_{i_{sc}} \cdot B}$$

Con la salida abierta  $i_o = 0$ , no hay corriente de realimentación y la tensión de salida es  $v_{o,oc}$ :

$$v_{o,oc} = -i_i \cdot A_{i_{sc}} \cdot Z_o$$

Haciendo el cociente, se obtiene la impedancia de salida con realimentación  $Z_{of}$ :

$$Z_{of} = \frac{v_{o,oc}}{i_{o,sc}} = Z_o(1 + A_{i_{sc}} \cdot B) \quad (9)$$

La impedancia de entrada queda dividida por un factor igual a la diferencia de retorno y la impedancia de salida se ve multiplicada por ese factor, mejorando las características de impedancia del amplificador de corriente básico.

**Realimentación de corriente en serie**

En la fig. 6c, la impedancia de entrada  $Z_i$  del amplificador básico y su transconductancia  $G_m$  son:

$$Z_i = \frac{v_c}{i_i} \quad G_m = \frac{i_L}{v_c}$$

La tensión de entrada  $v_i$  es:  $v_i = v_c + v_r = v_c + i_L \cdot B = v_c(1 + G_m \cdot B)$

La impedancia de entrada con realimentación  $Z_{if}$  será:

$$Z_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_c(1 + G_m \cdot B)}{i_i} = Z_i(1 + G_m \cdot B) \quad (10)$$

Aplicando la ec. (2) a la fig. 6c con la salida en cortocircuito, obtendremos  $i_{o,sc}$ :

$$i_{o,sc} = \frac{v_i \cdot G_{m_{sc}}}{1 + G_{m_{sc}} \cdot B}$$

Con la salida abierta  $i_o = 0$ , no hay tensión de realimentación y la tensión de salida es  $v_{o,oc}$ :

$$v_{o,oc} = -v_i \cdot G_{m_{sc}} \cdot Z_o$$

Haciendo el cociente, se obtiene la impedancia de salida con realimentación  $Z_{of}$ :

$$Z_{of} = \frac{v_{o,oc}}{i_{o,sc}} = Z_o(1 + G_{m_{sc}} \cdot B) \quad (11)$$

Las impedancias de entrada y de salida quedan multiplicadas por un factor igual a la diferencia de retorno, mejorando las características de impedancia del amplificador de transconductancia básico.

**Realimentación de tensión en paralelo**

En la fig. 6d, la impedancia de entrada  $Z_i$  del amplificador básico y su transresistencia  $R_m$  son:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_c} \quad R_m = \frac{v_L}{i_c}$$

La corriente de entrada  $i_i$  es:  $i_i = i_c + i_r = i_c + v_L \cdot B = i_c (1 + R_m \cdot B)$

La impedancia de entrada con realimentación  $Z_{if}$  será:  $Z_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_c (1 + R_m \cdot B)} = \frac{Z_i}{1 + R_m \cdot B}$  (12)

Aplicando la ec. (2) a la fig. 6d con la salida en circuito abierto, obtendremos  $v_{o,oc}$  :

$$v_{o,oc} = \frac{-i_i \cdot R_{m_{oc}}}{1 + R_{m_{oc}} \cdot B}$$

Cortocircuitando la salida  $v_o = 0$ , no habrá corriente de realimentación y la corriente de salida será  $i_{o,sc}$  :

$$i_{o,sc} = \frac{i_i \cdot R_{m_{oc}}}{Z_o}$$

Haciendo el cociente, se obtiene la impedancia de salida con realimentación  $Z_{of}$  :

$$Z_{of} = \frac{v_{o,oc}}{i_{o,sc}} = \frac{Z_o}{1 + R_{m_{oc}} \cdot B}$$
 (13)

Las impedancias de entrada y de salida quedan divididas por un factor igual a la diferencia de retorno, mejorando las características de impedancia del amplificador de transresistencia básico.

**9.4.2 Efecto sobre la respuesta de frecuencia**

Según la ec. (3), si  $|Av \cdot B| \gg 1$  tendremos que  $Av_f \approx -1/B$  y la ganancia con realimentación  $Av_f$  dependerá básicamente de la red de realimentación. Sin embargo, aunque ésta sea resistiva y por lo tanto en principio  $B$  sea constante,  $Av$  no lo será ya que depende de la frecuencia. Para las frecuencias altas y bajas  $|Av \cdot B|$  no será mucho mayor que 1 y en consecuencia la ec. (3) no será válida.

**Frecuencia de corte superior  $f_{2f}$**

De acuerdo a lo estudiado en el cap. 8, la ganancia de tensión de una etapa amplificadora (de un solo polo) en frecuencias altas sin realimentación  $Av_{(a)}$  está dada por:

$$Av_{(a)} = \frac{Av_m}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad (14)$$

La ganancia de tensión en frecuencias altas con realimentación negativa  $A_{v_{f(a)}}$  está dada por:

$$A_{v_{f(a)}} = \frac{A_{v_{(a)}}}{1 + B \cdot A_{v_{(a)}}} \quad (15)$$

Sustituyendo la ec. (14) en la (15),

obtenemos una expresión de  $A_{v_{f(a)}}$  en función de la frecuencia.

$$A_{v_{f(a)}} = \frac{\frac{A_{v_m}}{1 + jf/f_2}}{1 + \frac{B \cdot A_{v_m}}{1 + jf/f_2}} = \frac{A_{v_m}}{1 + B \cdot A_{v_m} + jf/f_2}$$

A continuación, dividiendo numerador y denominador entre  $(1 + B \cdot A_{v_m})$ ,

simplificando y substituyendo en el numerador  $A_{v_{fm}}$  obtenemos la ec. (16),

$$A_{v_{f(a)}} = \frac{A_{v_{fm}}}{1 + j \frac{f}{f_2(1 + B \cdot A_{v_m})}} \quad (16)$$

la cual expresa la ganancia de tensión en frecuencias altas del amplificador con realimentación. La ec. (16) tiene la misma forma que la ec. (14), pero en este caso la  $f_2$  está multiplicada por  $(1 + B \cdot A_{v_m})$ . La frecuencia de corte superior con realimentación  $f_{2f}$  será:

$$f_{2f} = f_2(1 + B \cdot A_{v_m}) \quad (17)$$

*Cuando se aplica realimentación negativa a un amplificador, la frecuencia de corte superior del mismo es más alta que sin ella.*

### Frecuencia de corte inferior $f_{1f}$

La ganancia de tensión de una etapa amplificadora (de un solo polo) en frecuencias bajas sin realimentación  $A_{v_{(b)}}$  está dada por la ec. (18). Siguiendo el

$$A_{v_{(b)}} = \frac{A_{v_m}}{1 - j \frac{f_1}{f}} \quad (18)$$

procedimiento anterior se llega a la ec. (19), en la cual  $f_1$  está dividida entre  $(1 + B \cdot A_{v_m})$ .

$$A_{v_{f(b)}} = \frac{A_{v_{fm}}}{1 - j \frac{f_1}{f(1 + B \cdot A_{v_m})}} \quad (19)$$

La frecuencia de corte inferior con realimentación negativa  $f_{1f}$  será entonces:

$$f_{1f} = f_1 / (1 + B \cdot A_{v_m}) \quad (20)$$

*Cuando se aplica realimentación negativa a un amplificador, la frecuencia de corte inferior del mismo es más baja que sin ella.*

### Producto ganancia - ancho de banda

En un amplificador de audio o de vídeo,  $f_2 \gg f_1$  por lo que podemos decir que el ancho de banda  $AB = f_2 - f_1 \approx f_2$ . Si se hace el producto  $A_{v_m} \cdot AB$  y se lo compara con  $A_{v_{fm}} \cdot AB_f$ , se ve que se obtiene el mismo resultado con o sin realimentación.

### 9.4.3 Efecto sobre la distorsión no lineal

La distorsión no lineal resulta de la producción de términos armónicos o de intermodulación debida a las alinealidades del dispositivo. Supongamos que  $D$  es la componente de distorsión no lineal que aparece a la salida del amplificador sin realimentación cuando se lo excita con una cierta señal de gran amplitud. Si se aplica realimentación negativa y se incrementa la señal de entrada para compensar la pérdida de ganancia y mantener la amplitud de la señal de salida constante, tendremos a la salida una componente de distorsión  $D_f$ . Esta distorsión  $D_f$  estará compuesta por la componente original  $D$  a la que se suma la componente debida a la realimentación negativa  $-D_f \cdot B \cdot A$ , por lo que:

$$D_f = D - D_f \cdot B \cdot A \quad \Rightarrow \quad D_f = \frac{D}{1 + B \cdot A} \quad (21)$$

Para aumentar la señal de entrada del amplificador será necesario aumentar la ganancia de las etapas precedentes o agregar otra etapa. Esto en general no es un problema, ya que la distorsión se da fundamentalmente en la última etapa donde la amplitud de la señal de salida es grande. Las etapas preamplificadoras tienen una importancia mucho menor en la generación de armónicas.

### 9.4.4 Reducción del ruido

Si el amplificador sin realimentación introduce una componente de ruido  $R$ , se puede demostrar que al igual que para la distorsión no lineal la realimentación negativa reduce el ruido por el factor  $1 + B \cdot A$ . El problema es que el ruido es independiente de la amplitud de la señal, de modo que puede ser generado por igual en las etapas preamplificadoras que en la etapa de salida. Si se agrega una etapa para compensar la disminución de la ganancia, el ruido que ésta genera será amplificado por las etapas siguientes y se puede acabar con más ruido que al principio. Si la ganancia adicional necesaria se puede obtener modificando los parámetros del circuito sin agregar una etapa extra, la realimentación negativa reducirá el ruido.

## 9.5 Estabilidad

Al estudiar la ganancia del amplificador con realimentación hemos procedido como si los valores **A** y **B** fueran constantes, lo cual no es el caso. El amplificador básico contiene una serie de componentes reactivos, como ser por ejemplo los capacitores de acoplamiento que afectan su ganancia en baja frecuencia y capacidades parásitas que la afectan en alta frecuencia, provocando una disminución de **A** y un corrimiento de fase. En algunos casos, la red de realimentación es resistiva y **B** es independiente de la frecuencia. En otros casos, la red de realimentación ha sido proyectada para influir sobre la ganancia a las diferentes frecuencias y por lo tanto **B** tampoco es constante. Existe el peligro de que la realimentación se vuelva positiva para algunas frecuencias, pudiendo el amplificador con realimentación volverse *inestable* y oscilar.

### 9.5.1 Criterio de Nyquist

En la fig. 7 hemos representado al amplificador con realimentación, hemos asumido que la realimentación es negativa y por lo tanto a la salida del punto de suma obtenemos la diferencia entre la señal de entrada  $s_i$  y la señal realimentada  $s_r$ . La ganancia con realimentación  $A_f$  estará dada por la ec. (22), siendo **A** y **B** dos números complejos que dependen de la frecuencia, o sea **A**( $j\omega$ ) y **B**( $j\omega$ ).

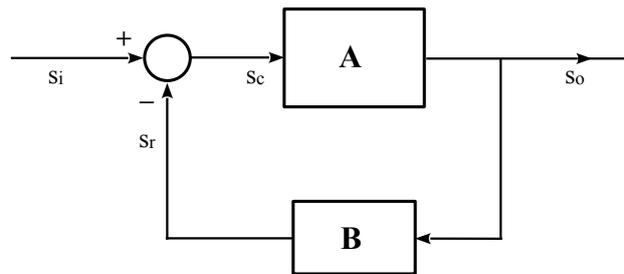


fig. 7

Podemos entonces representar el producto **A·B** por un punto en el plano complejo, obteniendo un punto diferente para cada valor particular de  $\omega$ .

$$A_f = \frac{s_o}{s_i} = \frac{A}{1 + A \cdot B} \quad (22)$$

El criterio de Nyquist implica trazar un gráfico tanto de la magnitud como del ángulo de fase de **A·B** en función de  $\omega$ . Se calculan los valores del módulo y del argumento de **A·B** para cada frecuencia de 0 a  $\infty$  y se los representa en un diagrama polar, fig. 18a. La escala de frecuencias no aparece en este gráfico, aunque pueden señalarse los puntos del gráfico indicando la frecuencia. El criterio exige además trazar el gráfico del conjugado de **A·B**, el cual es una curva

simétrica con respecto al eje  $\Re$  de la curva original de  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$ .

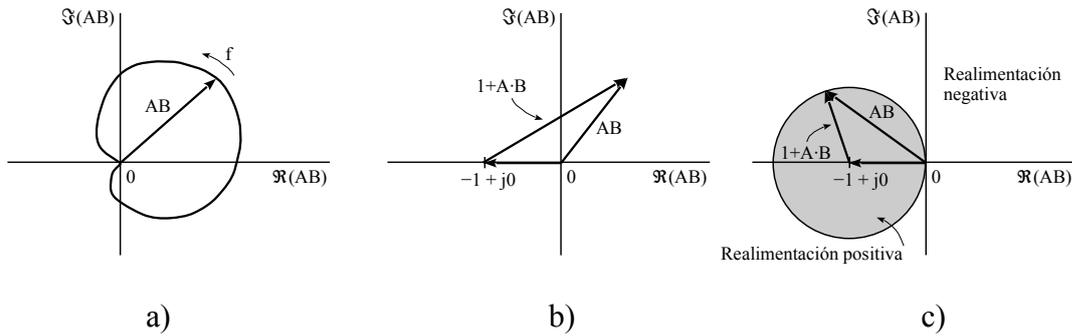


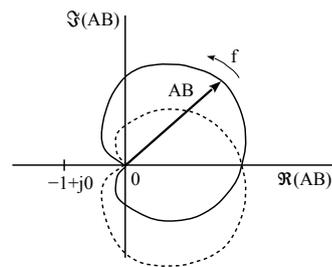
fig. 8

Si consideramos en el plano complejo el punto  $-1+j0$  y efectuamos la diferencia de vectores  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} - (-1+j0) = 1 + \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  obtenemos un vector que es igual al denominador de la ec. (22). En la fig 8b vemos la representación gráfica de esta diferencia. Esto nos sirve como base para determinar si la realimentación es negativa o positiva. En la fig. 8c vemos que el lugar geométrico de los puntos en que  $|1 + \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}| = 1$  es un círculo de radio unidad y centro  $-1+j0$ .

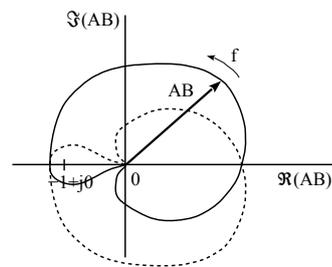
Si para una frecuencia cualquiera el producto  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  es exterior a este círculo,  $|1 + \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}| > 1$  y por lo tanto la realimentación es negativa. Si por el contrario  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  es interior al círculo,  $|1 + \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}| < 1$  y entonces la realimentación es positiva.

*Nyquist demostró que, para que un amplificador con realimentación sea estable, la curva polar trazada  $\mathbf{A}(j\omega) \cdot \mathbf{B}(j\omega)$  y su conjugada no pueden rodear al punto crítico  $-1+j0$  o pasar por él.*

En la fig, 9a vemos la curva de un amplificador estable, en tanto que la curva de la fig. 9b rodea al punto crítico y por lo tanto el amplificador es inestable. La línea punteada corresponde al conjugado de  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$ .



a) Estable



b) Inestable

fig. 9

### 9.5.2 Margen de fase y Margen de ganancia

Observando la ec. (22), es fácil ver que la estabilidad está determinada por la ganancia de lazo  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  y que cuando  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} = -1 = |1| \angle -180^\circ$  la ganancia con realimentación será infinita y el amplificador será inestable u oscilará. Si el módulo de la ganancia es mayor que 1, las alinealidades presentes en un amplificador real la reducirán a 1 y se producirá la oscilación.

Examinando la ganancia de lazo  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  en función de la frecuencia, es posible estimar si un amplificador realimentado es estable o no. Para ello, se traza el diagrama de Bode de  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  y se estudia que ocurre con la fase cuando el valor del módulo es 1 y que valor tiene el módulo cuando la fase es  $-180^\circ$ .

Supongamos un amplificador realimentado que tiene una respuesta de tipo pasabajos. El diagrama de Bode correspondiente a su ganancia de lazo se ve en la fig. 10.

El *margen de fase* es la diferencia entre el ángulo de  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  y  $-180^\circ$  a aquella frecuencia  $\omega_{co}$  para la cual  $|\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}|$  es 1.

El *margen de ganancia* es el valor del aumento de ganancia requerido para que  $|\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}|$  sea 1 a la frecuencia para la cual  $\angle \mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  es  $-180^\circ$ .

La frecuencia  $\omega_{co}$  para la cual el módulo de  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$  es 1, recibe el nombre

de *frecuencia de ganancia unidad* o *frecuencia de cruce (crossover frequency)*.

En general se ha encontrado, que la combinación de un margen de ganancia de 3 o mayor y un margen de fase de entre  $30^\circ$  y  $60^\circ$  dan como resultado un compromiso satisfactorio entre ancho de banda y estabilidad.

#### Bibliografía

Paul M. Chirlian, Análisis y diseño de circuitos electrónicos

Millman y Halkias, Electrónica Integrada

Frederick E. Terman, Ingeniería Electrónica y de Radio

James K. Roberge, Operational amplifiers – Theory and Practice

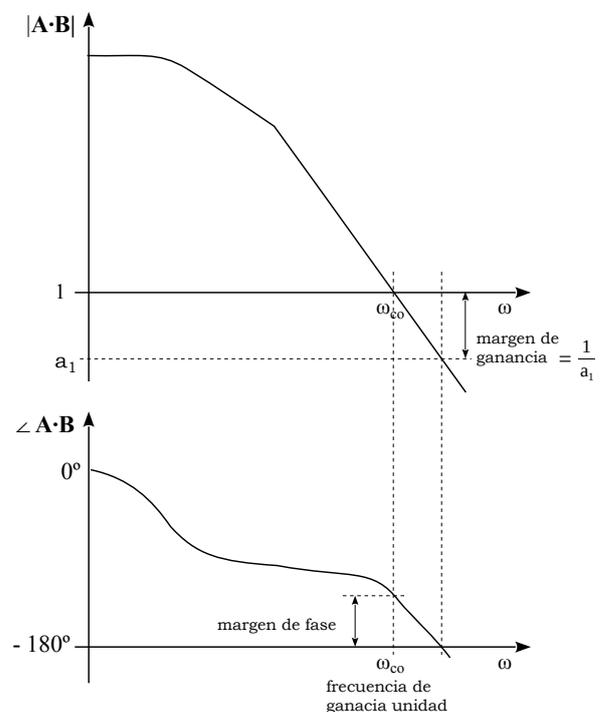


fig. 10