

**CAPITULO X - Estabilidad y Respuesta en Frecuencia de Circuitos Amplificadores Realimentados:**

(A.C.R.TULIC)

## X.1. - INTRODUCCIÓN:

En Capítulos precedentes se analizaron algunos circuitos amplificadores realimentados en los cuales la realimentación era siempre negativa. Ello es así ya que en la especialidad se utiliza la realimentación negativa por las ventajas que la misma introduce sobre las características de funcionamiento de los circuitos amplificadores y porque además, todos los circuitos equivalentes utilizados para el estudio de dichos comportamientos eran resistivos puros, ya que los análisis efectuados fueron solamente válidos para el rango de frecuencias medias (y bajas también para aquellos de acoplamiento directo). Diríamos ahora que lo que se estudio hasta aquí fueron los circuitos amplificadores realimentados negativamente en lo que respecta a su comportamiento en frecuencias medias.

Pero más tarde se pudo comprobar que fuera de la gana de frecuencias medias, en general, los modelos equivalentes de los circuitos amplificadores pasaban a contener elementos reactivos, tales que hacían variar tanto en módulo como en fase a las transferencias de los circuitos bajo análisis.

Mas precisamente, cada polo de alta frecuencia, tal como se estudió, introduce sobre la función transferencia, una componente de fase de 90 grados una década más arriba de la frecuencia de dicho polo, así como una caída de -20 dB/dec. a frecuencias por arriba de la frecuencia del polo en cuestión. Por esta razón, un amplificador que a frecuencias medias se encuentra perfectamente realimentado negativamente, en altas frecuencias puede pasar a estar realimentado positivamente en una gama de frecuencias por lo general fuera de la banda pasante de dicho circuito amplificador.

Resumiendo, en un esquema genérico de amplificador realimentado, mientras a frecuencias medias:

$$A_{mf} = \frac{A_m}{1 + \beta \cdot A_m} \quad \text{en donde } \beta \cdot A_m > 0 \quad \text{y en consecuencia } A_{mf} > A_m \Rightarrow \text{Realimentación Negativa}$$

en altas frecuencias, ya que  $A_a = |A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}$   $|A_a| = f(\omega)$  y  $\varphi_a = f'(\omega)$

**$A_{af}$  puede ser mayor que  $A_a$  y la realimentación se convertiría en positiva.**

Por ejemplo si el sistema amplificador posee tres polos de alta frecuencia, con seguridad podrá hallarse alguna frecuencia lo suficientemente alta (por lo menos tan alta como la del polo de más baja frecuencia) para la cual, los tres polos contribuyan con una fase igual a 180 grados. Llamaremos a dicha frecuencia  $f_0$ . Así para ella se tendrá:

$$A_{af} = \frac{|A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}}{1 + \beta \cdot |A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}} \quad \text{y su módulo en } f_0 \quad |A_{af}|_{f_0} = \frac{|A_a|_{f_0}}{1 - |\beta| \cdot |A_a|_{f_0}} \quad (\text{X.1.})$$

Siendo posible comprobar que ahora el denominador puede arrojar un resultado inferior a la unidad y en consecuencia a esa frecuencia la realimentación se transformará en positiva, es decir:

$$A_{af}(\omega_0) = A_a(\omega_0) \Rightarrow \text{realimentación positiva}$$

En una red de mezcla de tipo serie, este cambio de fase, en comparación con lo que ocurre a frecuencias medias se observaría según se indica en la figura X.1. de tal manera que mientras a frecuencias medias se tenía:

$$V_{im} = V_{sm} - V_{fm} \quad \text{ahora en este rango de altas frecuencias se tendrá } V_{ia} = V_{sa} + V_{fa} = V_{sa} + \beta \cdot X_{oa}$$

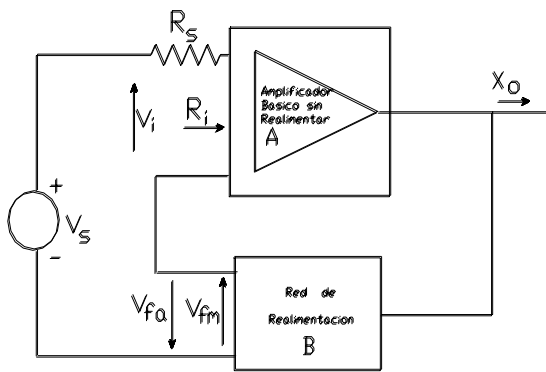


Figura X.1.

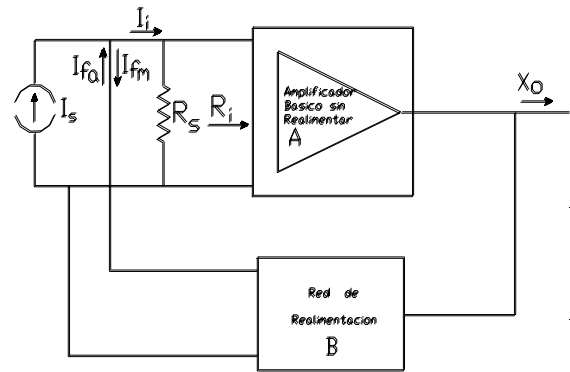


Figura X.2.

Si la red de mezcla fuese paralelo, en este rango de frecuencias en donde la realimentación se transforma en positiva se tendría que:

$$I_{ia} = I_{sa} + I_{fa} = I_{sa} + \beta \cdot X_{oa} \quad \text{y su interpretación se realiza en la figura X.2.}$$

Si bien esta situación no es conveniente, ya que se anulan los efectos buscados de la realimentación negativa, es decir toda esa serie de cambios en las características dinámicas del amplificador que se consideraron como ventajas, no resultaría tan problemática si el aumento de la ganancia a lazo cerrado, por efectos de la realimentación positiva se mantuviera dentro de ciertos límites bien acotados, por ejemplo dentro de los mismos 3 dB que se toleran de variación en la ganancia cuando se define un ancho de banda. La diferencia es que ahora se trataría de 3 dB de aumento de  $A_{af}$  por encima de  $A_a$ .

Es claro que la cantidad de aumento en  $A_{af}$  va a depender por un lado del valor de  $\beta$  así como de la forma que adopten las funciones  $|A_a| = f(\omega)$  y  $\varphi_a = f'(\omega)$ , pero puede suceder que simultáneamente al producirse el cambio de fase antes descrito, es decir  $\varphi_a(\omega_o) = 180^\circ$  y por efectos de la variación del módulo (es decir  $|A_a(\omega_o)|$ ) se registre a dicha frecuencia una situación en que:

$$|A_a(\omega_o) \cdot \beta| = 1 \quad \text{de tal manera que} \quad |A_{af}(\omega_o)| = \infty$$

Toda vez que siempre  $V_f = A \cdot \beta \cdot V_i$ , a esta particular frecuencia  $f_o$ , dado que  $|A_a(\omega_o) \cdot \beta| = 1$  resulta que  $V_{fa}(\omega_o) = V_{ia}(\omega_o)$ , producida dicha situación, aún anulándose la excitación exterior ( $V_{sa}(\omega_o) = 0$ ), lo que implica colocar un corto circuito en el generador de excitación exterior tal como se representa en la figura X.3., el amplificador básico no se entera de dicho cambio circuital ya que en su entrada continuará teniendo la misma tensión de entrada  $V_{ia}(\omega_o)$ .

Esto significa que para dicha frecuencia en particular el amplificador realimentado es capaz de proporcionar una señal a la salida ( $X_{oa}(\omega_o)$ ) aún sin tener ningún tipo de excitación, o lo que es lo mismo que el amplificador esta autogenerando dicha señal de salida. En otras palabras el amplificador se convierte en un oscilador. Es por ese motivo que al par de condiciones que deben cumplirse para que la situación comentada tenga lugar, es decir:

$$\varphi_a(\omega_o) = 180^\circ \quad \text{y} \quad |A_a(\omega_o) \cdot \beta| = 1 \quad (\text{X.2.})$$

se la interpreta como **condición de oscilación del amplificador realimentado**.

En el diagrama esquemático de la figura X.3. se trata de interpretar esta condición de trabajo en forma circuital, ya que mientras inicialmente en frecuencias medias

$$V_{im} = V_{sm} - V_{fm}$$

ahora en este rango de altas frecuencias y alrededor de dicha frecuencia  $f_o$  se tendrá  $A_a \cdot \beta = -1$  y  $V_{fa} = -V_{ia}$

si en ese instante desconectamos  $V_{sa}$  y conectamos directamente la salida de la red de realimentación a la entrada del amplificador (es decir hacemos  $V_{sa} = 0$ ) el amplificador no reconoce el cambio efectuado ya que continua estando excitado por la misma  $V_{ia}$  y proporcionando una  $X_{oa}$  distinta de cero.

Volviendo a la condición fijada para que ello pueda tener lugar, también llamada condición de oscilación:

$$A_a \cdot \beta = -1 \quad \text{significa que si} \quad A_a \cdot \beta = |A_a \cdot \beta| \cdot e^{-j\varphi_a} \quad \text{debe cumplirse} \quad |A_a \cdot \beta| = 1 \quad \text{y} \quad \varphi_a = 180^\circ$$

Otra forma de interpretar a la oscilación como ya se adelantó precedentemente, es introducir la condición en cuanto a que el módulo  $|A_a \cdot \beta| = 1$  en la ecuación (X.1.) y dado que en ella ya habíamos considerado que  $\varphi_a = 180^\circ$ , el resultado que se obtiene es, como ya se dijo:

$$|A_{af}(\omega_o)| = \text{infinito}$$

lo que significa que aún con  $V_s = 0$  la señal de salida  $X_o$  resulta finita y distinta de cero, o bien que frente a una dada  $V_s$  finita (aún siendo pequeña pero diferente de cero) la señal de salida tiende a infinito.

En realidad el valor máximo que puede adquirir  $X_o$  queda limitado por la no linealidad del dispositivo amplificador básico (como máximo en algún componente activo del amplificador básico se podrá llegar hasta el corte y/o hasta la saturación). Asimismo en la práctica no es necesario iniciar el proceso de oscilación aplicando la  $V_s$  inicial ya que el amplificador puede comenzar a oscilar espontáneamente sin requerir dicha  $V_s$  inicial, en su reemplazo puede interpretar cualquier variación en las condiciones estáticas de funcionamiento como señal de arranque (por efecto de una variación de la tensión de alimentación por ejemplo, o por un cambio térmico, etc., en general cualquier cambio transitorio en las condiciones de funcionamiento del circuito).

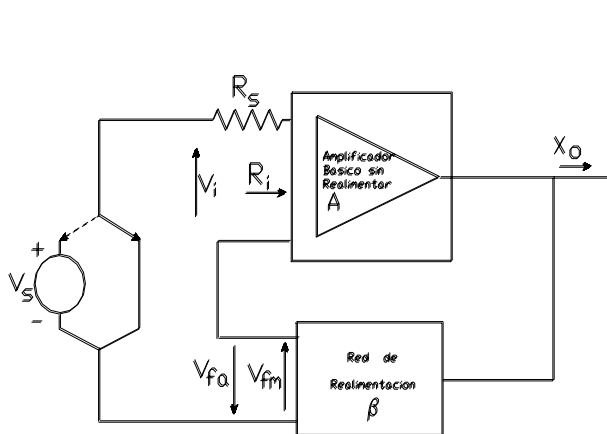


Figura X.3.

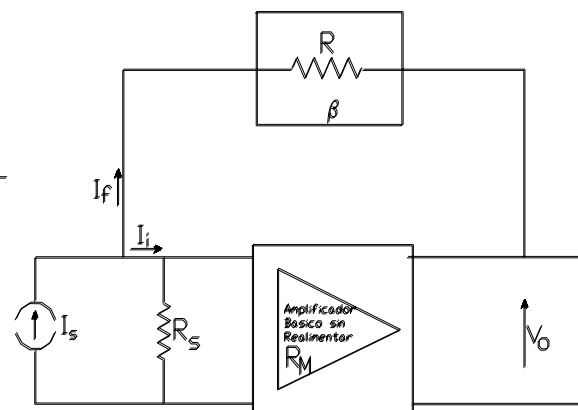


Figura X.4.

Si estamos tratando con un amplificador que se precie de ser de comportamiento lineal, cualquiera de las dos formas de interpretar a la oscilación nos permiten intuir que dicho efecto produciría el inconveniente grave de que la información que procese dicho amplificador realimentado sufriría una distorsión o una deformación.

Efectivamente, si bien como se anticipó ya, la frecuencia de la oscilación se encuentra ubicada fuera de la banda pasante del amplificador, su forma de señal limitada por el corte y la saturación de algún elemento activo del amplificador básico resulta muy rica en contenido armónico por lo que su paso a través de cualquier elemento alineal y como producto de la intermodulación de dichos armónicos, seguramente generarían componentes de frecuencias comprendidas dentro del ancho de banda del amplificador perturbando así a la información útil.

La conclusión entonces debería ser que cualquier amplificador realimentado lineal en ningún caso pueda tener la posibilidad de que dicha condición de oscilación pueda producirse y el estudio de tal característica en esta instancia se reconoce en la práctica profesional como el Estudio de la Estabilidad del Amplificador Realimentado.

X.2. - CONDICIÓN DE OSCILACIÓN EN UNA TOPOLOGÍA TENSION-PARALELO:

Para una mejor ilustración consideraremos estos conceptos aplicados al caso de un sistema amplificador compuesto de tres etapas, realimentadas con una configuración tipo tensión-paralelo, es decir una situación como ilustra la figura X.4. Este sistema puede corresponder por ejemplo a tres transistores en alguna de las configuraciones vistas, conectados en cascada, a los que se le agrega una resistencia R (constitutiva de la red de realimentación) conectada entre el terminal de salida del último transistor y el terminal de entrada del primero.

En dicha configuración se determinó ya, dentro de los temas tratados en el Capítulo VII, que en cuanto a la red de realimentación, al ser:

$$\beta = \frac{I_f}{V_o} \quad \text{ya que del circuito resulta:} \quad I_f = \frac{V_i - V_o}{R}$$

Como  $V_i \ll V_o$  la transferencia de esta red es  $\beta = \frac{-1}{R} = |\beta| \cdot e^{j180^\circ}$  con  $|\beta| = \frac{1}{R}$

Puede observarse que la red de realimentación posee una componente de fase de 180°. Además, al amplificador básico resuelto mediante un sistema multietapa, y a los efectos de conseguir la realimentación negativa en frecuencias medias se le debería requerir una transresistencia del tipo:

$$R_{Mm} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{I_s} = |R_{Mm}| \cdot e^{j180^\circ}$$

de esta manera, en dicho rango de frecuencias y con una  $I_s$  positiva se tendrá una  $V_o$  negativa por lo que  $I_f$  resultará positiva y al ser:

$$I_i = I_s - I_f, \quad \text{la realimentación en este rango de frecuencias será efectivamente negativa.}$$

De esta manera si observamos el producto  $\beta \cdot R_{Mm}$  comprobamos que:

$$\beta \cdot R_{Mm} = |\beta| \cdot e^{j180^\circ} \cdot |R_{Mm}| \cdot e^{j180^\circ} = |R_{Mm} \cdot \beta|$$

En consecuencia, la transferencia a lazo cerrado para el rango de frecuencias medias resulta:

$$R_{Mmf} = \frac{|R_{Mm}| \cdot e^{j180^\circ}}{1 + |R_{Mm} \cdot \beta|}$$

Seguidamente pasaremos a estudiar lo que ocurre en este amplificador realimentado en el rango de frecuencias altas. Por una parte, al ser la red de realimentación resistiva pura, no hay cambios ni en el módulo ni en la fase de la transferencia  $\beta$ . En cambio, en el amplificador básico, a frecuencias altas cada una de las etapas constitutivas tiene su propio ancho de banda, de modo que cada una de ellas contribuirá con su polo dominante de altas frecuencias, razón por la cual la transresistencia en altas frecuencias se podrá expresar según:

$$R_{Ma} = \frac{R_{Mm}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)} = \frac{|R_{Mm}| \cdot e^{j180^\circ} \cdot e^{-j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{0.5}}$$

en donde: 
$$\varphi_1 = \arccot \operatorname{ag} \left( \frac{\omega}{\omega_1} \right)$$

Ahora, en el rango de altas frecuencias, la transferencia a lazo cerrado será:

$$R_{Maf} = \frac{R_{Ma}}{1 + \beta \cdot R_{Ma}} = \frac{\frac{|R_{Mm}| \cdot e^{j(180^\circ - \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3)}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{0.5}}{1 + |\beta| \cdot e^{j180^\circ} \cdot \frac{|R_{Mm}| \cdot e^{j(180^\circ - \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3)}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{0.5}}}$$

y puede comprobarse que aún en altas frecuencias, la fase de la red de realimentación se cancela mutuamente con la fase de la transferencia del amplificador básico para frecuencias medias (tal como ocurre en la realimentación negativa en ese rango de frecuencias), de modo que la única componente de fase que queda en el producto  $\beta \cdot R_{Ma}$  en el denominador es la sumatoria de las fases de los polos del amplificador  $\varphi_a$ :

$$\beta \cdot R_{Ma} = |\beta| \frac{|R_{Mm}| \cdot e^{-j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{0.5}}$$

Supongamos identificar una frecuencia  $F_o$  para la cual  $(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) = 180^\circ$ . Para dicha frecuencia el mencionado producto  $\beta \cdot R_{Ma}$  quedará:

$$\beta \cdot R_{Ma}(F_o) = -|\beta| \frac{|R_{Mm}|}{\left(1 + \frac{\omega_o^2}{\omega_1^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega_o^2}{\omega_2^2}\right)^{0.5} \cdot \left(1 + \frac{\omega_o^2}{\omega_3^2}\right)^{0.5}} = -|\beta \cdot R_{Ma}(F_o)|$$

si además a esta frecuencia ocurre que:  $|\beta \cdot R_{Ma}(F_o)| = 1$  entonces  $R_{Maf}(F_o) = \frac{R_{Ma}(F_o)}{1 - 1} = \infty$

**y el amplificador oscila. Resumiendo, a dicha condición se llegó considerando que siendo  $\varphi_a = (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)$  y:**

$$\beta \cdot R_{Ma} = |\beta \cdot R_{Ma}| \cdot e^{-j\varphi_a} \quad \text{el amplificador oscila cuando} \quad |\beta \cdot R_{Ma}| \cdot e^{-j\varphi_a} = 1 \cdot e^{-j180^\circ} \quad (\text{X.2'.})$$

**quiere decir que hablando en términos genéricos, para cualquier topología de realimentación, un amplificador oscila cuando simultáneamente:**

$$|\beta \cdot A_a| \cdot e^{-j\varphi_a} = 1 \cdot e^{-j180^\circ}$$

Si bien resulta siempre necesario asegurarse que en un amplificador realimentado, jamás pueda tener lugar dicha condición de oscilación (debido a los inconvenientes de deformación o distorsión de la señal de información que el mismo deba procesar), dado que la existencia de los polos de alta frecuencia en un amplificador es una

realidad indiscutida, se permite que fuera de la banda de paso del amplificador, el sistema realimentado pueda registrar cierta cantidad limitada de realimentación positiva.

X.3.- ESTABILIDAD DE UN AMPLIFICADOR REALIMENTADO:

Precisamente el estudio de dicha cantidad de realimentación positiva que un amplificador pueda registrar fuera de la banda de paso se reconoce en la especialidad como el estudio de la estabilidad del amplificador realimentado y el criterio que se emplea para definir cuando un amplificador es estable o no, justamente se reduce a establecer un límite para dicha realimentación positiva fuera de banda. Dicha cantidad máxima o límite máximo permitido de realimentación positiva fuera de banda se ha establecido como resultado de la experiencia, al comprobar que ningún circuito amplificador realimentado a entrado en oscilación cuando el mismo ha respetado dicho límite.

Una forma de interpretar este criterio empírico o experimental es reconociendo que dicho grupo de amplificadores realimentados, es decir los estables, han registrado realimentación positiva fuera de banda hasta un límite tal que la ganancia a lazo cerrado en ese rango de frecuencias y a consecuencia de la realimentación positiva no se incremente más allá de un 40 % por encima del valor de la ganancia a lazo abierto a esas mismas frecuencias por encima de la frecuencia de corte superior. Es decir que  $|A_{af}(F_o)|$  puede llegar a ser:

$$|A_{af}(F_o)|_{\max} = \frac{|A_a(F_o)|}{0,7}$$

por lo que:

$$|1 + \beta \cdot A_a(F_o)| = |1 + |\beta \cdot A_a(F_o)| \cdot e^{-j\varphi_a(F_o)}| \geq 0,7$$

De acuerdo a los valores que adquiera el módulo  $|\beta \cdot A_a(F_o)|$  y la fase  $\varphi_a(F_o)$  el último límite mínimo puede registrarse en dos situaciones particulares que se han interpretado gráficamente en la figura X.5. ya que mientras en la X.5.a.  $\varphi_a(F_o) = 180^\circ$  entonces  $|\beta \cdot A_a(F_o)| < 0,3$  y por lo tanto en el límite:

$$|1 + |\beta \cdot A_a(F_o)| \cdot e^{-j\varphi_a(F_o)}| = 1 - 0,3 = 0,7 \tag{X.3}$$

en la figura X.5.b.

$$|1 + |\beta \cdot A_a(F_o)| \cdot e^{-j\varphi_a(F_o)}| = |1 + 1 \cdot e^{-j135^\circ}| = 0,7 \tag{X.4}$$

El análisis precedente permite inferir que el estudio de la estabilidad de un amplificador realimentado es decir la menor o mayor probabilidad de que el mismo entre en oscilación, puede realizarse verificando el comportamiento en frecuencia del producto  $\beta \cdot A_a$  también llamado **Ganancia del Lazo**.

X.3.1.- Margen de Fase:

Supongamos que del amplificador bajo estudio de su estabilidad pudiéramos representar gráficamente la respuesta en frecuencia del módulo y de la fase de la ganancia del lazo o producto  $\beta \cdot A_a$  ( sabemos que la fase es nada más que la fase de los polos del amplificador  $\varphi_a$  ) y que el resultado hubiese arrojado la figura X.6.

En dicho gráfico se pueden definir dos parámetros que permiten medir en el comportamiento en frecuencia del amplificador realimentado, su grado de proximidad con respecto a la condición de oscilación. Uno de dichos parámetros es el llamado MARGEN DE FASE o **MF** que surge de imponer como límite de la estabilidad la situación que describe la ecuación (X.4.). Para poder relevarlo sobre la respuesta del módulo  $|\beta \cdot A_a|$  contenida en la figura X.6. ubicamos la frecuencia para la cual dicho módulo vale 1 (0 dB) y luego proyectamos una

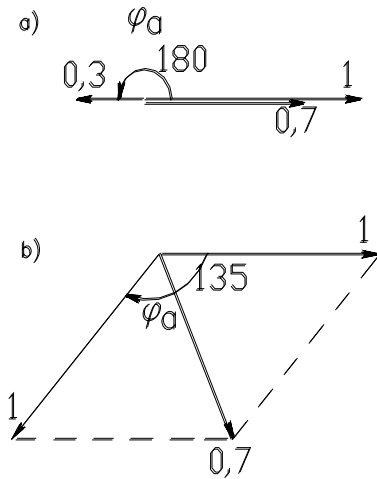


Figura X.5.

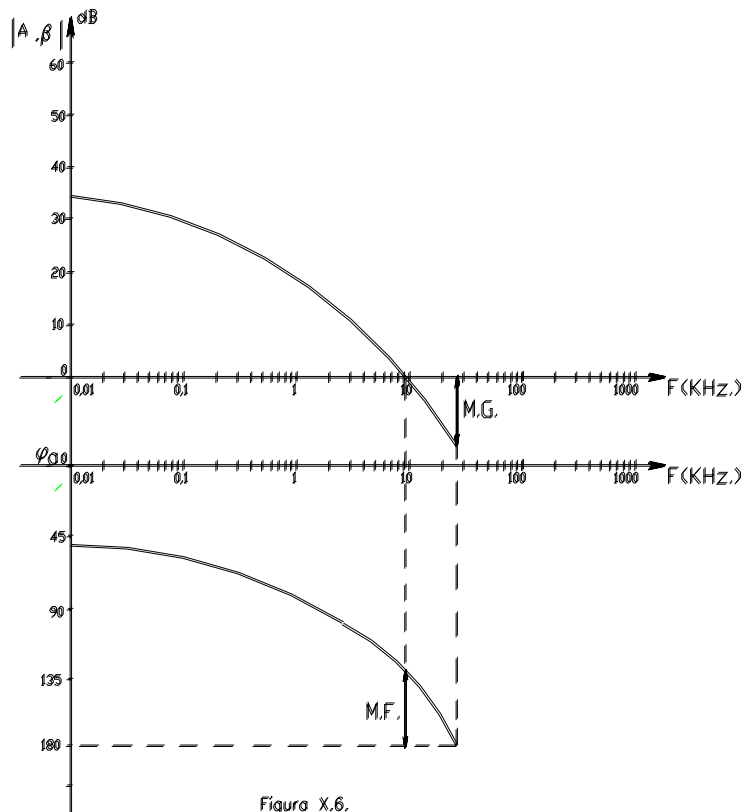


Figura X.6.

perpendicular por dicha frecuencia hasta interceptar a la curva de la fase  $\phi_a$ . Por definición el MF es la diferencia entre  $180^\circ$  y la fase medida para dicha frecuencia en que el modulo es 1.

En la figura X.6. hemos representado la modalidad de identificar gráficamente al Margen de Fase y como la condición señalada por la expresión (X.4.) es que si el módulo  $|\beta \cdot A_a| = 1$ , la fase  $\phi_a$  no puede ser superior a  $135^\circ$  el Margen de Fase Mínimo para cualquier amplificador estable es:

$$MF_{\min} = 45^\circ$$

### X.3.2.- Margen de Ganancia:

El MARGEN DE GANANCIA (MG) se define como el valor del módulo del producto  $|\beta \cdot A_a|$  expresado en dB a la frecuencia para la cual la fase de dicho producto, es decir  $\phi_a$  resulta ser igual a  $180^\circ$ . Como de acuerdo a la limitación de la cantidad de realimentación positiva, en la expresión (X.3.) cuando la fase  $\phi_a$  resulta ser igual a  $180^\circ$  le corresponde una realimentación positiva fijada por el límite  $|\beta \cdot A_a| < 0,3$  y dado que  $(20 \cdot \log 0,3 = -10 \text{ dB})$  se constata que el Margen de Ganancia Mínimo es de  $-10 \text{ dB}$  y lo ideal sería que fuese más negativo.

En la misma figura X.6. se ha identificado la frecuencia para la cual la fase es  $180^\circ$  y proyectando una perpendicular sobre dicha frecuencia se ha interceptado a la curva del módulo de modo tal que el segmento que lo separa del eje de  $0 \text{ dB}$  resulta ser el Margen de Ganancia buscado.

### X.4.- EJEMPLO NUMÉRICO DE PROYECTO DE UN AMPLIFICADOR REALIMENTADO ESTABLE:

Consideremos como ejemplo el caso de un amplificador existente al cual se le desea agregar una red de realimentación con el objeto de introducir una serie cambios que se juzgan necesarios. El interrogante es, en primer lugar, con qué cantidad de realimentación negativa a frecuencias medias lo realimentamos, para luego definir y determinar la red de realimentación correspondiente.

Dicho amplificador, que ahora consideramos como amplificador básico, está constituido por tres etapas cada una de las cuales con su propia frecuencia de corte individual ubicadas respectivamente en 1, 10 y 50 MHz. y con una ganancia total que a frecuencias medias es de 1000 veces, resultado de la contribución de las tres etapas conectadas en cascada. Atento a lo descrito la ecuación de transferencia que corresponde a dicho amplificador básico es:

$$A_a = \frac{A_m}{\left(1 + j \frac{f}{f_1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{f_2}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{f_3}\right)} = \frac{-1000}{\left(1 + j \frac{f}{1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{10}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{50}\right)}$$

en donde la frecuencia  $f$  debe expresarse en MHz. y  $|A_m| = 10^3$  y en consecuencia  $20 \cdot \log |A_m| = 60 \text{ dB}$

Dado que en el producto  $\beta \cdot A_a$  la fase de  $\beta$  con la fase de  $A_m$  se cancelan mutuamente para que a frecuencias medias la realimentación sea negativa (y así permita conseguir las ventajas buscadas), la única fase que resta en dicho producto es la fase de los polos de  $A_a$  que son los que hacen variar a la fase del producto  $\beta \cdot A_a$  en altas frecuencias. Es por este motivo que al confeccionar el diagrama de Bode del amplificador básico operando en la parte correspondiente a la fase de dicho diagrama se estará considerando la fase del producto  $\beta \cdot A_a$ .

En la figura X.7. se ha realizado la representación gráfica y asintótica tanto del módulo  $|A_a|$  como de la fase de los polos del amplificador básico. Tal como se supuso en los párrafos precedentes particularmente puede comprobarse que para una frecuencia cercana a unos 22 MHz. en dicho diagrama pueden medirse los siguientes valores:

$$|A_a| = 27 \text{ dB} \quad - \quad \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 180^\circ$$

quiere decir que si realimentamos negativamente, a frecuencias medias elegiremos una red de realimentación tal que para dichas frecuencias la fase del producto  $\beta \cdot A_m = 0^\circ$ . Por consecuencia la fase del producto  $\beta \cdot A_a$  se reduce únicamente a la fase de los polos del amplificador básico y tal como se midiera en la figura X.7. a la frecuencia de 22 MHz. será de  $180^\circ$ .

Si a esa frecuencia se tuviera además que  $20 \cdot \log |A_a \cdot \beta| = 0 \text{ dB}$  ello significaría que a dicha frecuencia se satisface la condición de oscilación. Solamente a título de curiosidad veamos cuanta cantidad de realimentación hace falta incorporarle a dicho amplificador básico y en frecuencias medias para que ello tenga lugar. A tal efecto consideramos que por propiedad de la función logarítmica:

$$20 \cdot \log |A_a \cdot \beta| = 20 \cdot \log |A_a| + 20 \cdot \log |\beta| = 20 \cdot \log |A_a| - 20 \cdot \log \frac{1}{\beta}$$

entonces a dicha frecuencia de 22 MHz:

$$20 \cdot \log |A_a \cdot \beta| = 27 \text{ dB} - 20 \cdot \log \frac{1}{\beta}$$

Si hacemos que  $20 \cdot \log \frac{1}{\beta} = 27 \text{ dB}$  a dicha frecuencia se estará cumpliendo la condición de oscilación.

ya que:

$$20 \cdot \log |A_a \cdot \beta|_{22 \text{ MHz}} = 20 \cdot \log |A_a|_{22 \text{ MHz}} - 27 \text{ dB} = 0 \text{ dB}$$

y como ya se comprobó que a esa frecuencia la fase del producto  $\beta \cdot A_a = 180^\circ$  si realimentáramos con dicha cantidad de realimentación ( $\beta = \text{antilog } -1,35 = 0.04467$ ) el amplificador oscilaría a la frecuencia de 22 MHz.

Volviendo al problema que nos ocupa determinemos la máxima cantidad de realimentación admisible tomando un Margen de Fase de  $45^\circ$ . Para tal fin ingresamos nuevamente al diagrama de Bode perteneciente al



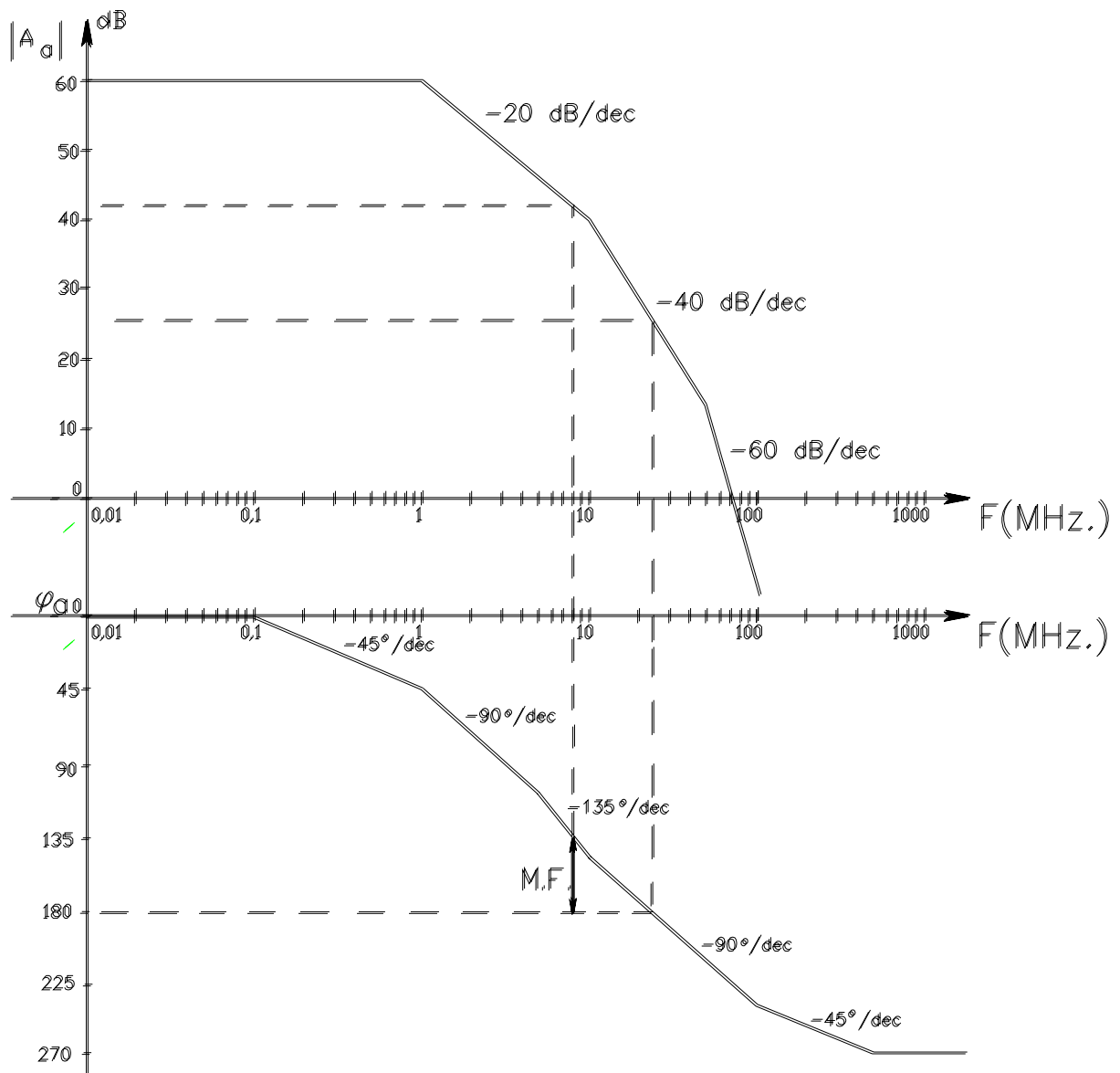


Figura X.7.

amplificador básico de la figura X.7. pero ahora ubicando la frecuencia para la cual la fase  $\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 135^\circ$ , esto es 8 MHz. aproximadamente, para la cual la ganancia del amplificador resulta:

$$20 \cdot \log / A_a / = 42 \text{ dB}$$

y como se ha respetado un margen de fase mínimo, en el límite, a dicha frecuencia puede ser que el módulo del producto  $(\beta \cdot A_a)$  se haga unitario (cero dB) con lo que:

$$20 \cdot \log / A_a \cdot \beta / = 42 \text{ dB} - 20 \cdot \log / \frac{1}{\beta} / = 0 \text{ dB}$$

o sea que la máxima cantidad de realimentación posible de incorporar será:

$$\beta = \text{antilog } -2,1 = 0,0079$$

Entonces en frecuencias medias se tendrá:

$$20 \cdot \log / A_m \cdot \beta / = 20 \cdot \log / A_m / - 20 \cdot \log / \frac{1}{\beta} / = 60 \text{ dB} - 42 \text{ dB} = 18 \text{ dB}$$

vale decir:

$$/ A_m \cdot \beta / = 7,9 \quad \text{con lo que la diferencia de retorno que como máximo puede obtenerse es } D = 8,9$$

**X.5.- COMPENSACIÓN PARA PERMITIR INCREMENTAR LA CANTIDAD DE REALIMENTACIÓN:**

En el ejemplo anterior puede suceder que la diferencia de retorno que como máximo puede introducirse, sin peligro de la oscilación, sea insuficiente en relación con la magnitud de los cambios que se esperaban obtener mediante la realimentación negativa (desensibilización, modificación en los niveles de impedancia de entrada y salida, etc.). En este caso cualquier aumento en la transferencia de la red de realimentación que incorporamos al amplificador básico estudiado producirían como consecuencia un amplificador inestable y propenso a la oscilación.

Es posible modificar la situación expuesta solo si se cambia la estructura de polos y ceros de alta frecuencia y/o la ganancia de dicho amplificador básico para frecuencias medias. Este mecanismo al que se denomina Compensación y mediante el cual se persigue realizar un reajuste de las curvas de magnitud y de fase del producto  $\beta \cdot A$  de modo de producir un mayor margen de fase, se puede lograr por diferentes métodos a saber:

- a) introduciendo un polo extra en la función transferencia a una frecuencia inferior a la de los polos existentes, lo cual da lugar a un retardo de fase en el amplificador y por ello a este método se lo denomina Compensación por Retardo de Fase o Compensación por Polo Dominante.
- b) Compensación por Adelanto, en la cual al amplificador o a la red de realimentación se le introduce una modificación de tal manera de añadir un cero en su función transferencia produciendo por consecuencia un aumento de la fase del producto  $\beta \cdot A$ .
- c) Compensación por atraso - adelanto o por polo - cero. Esta metodología introduce un polo y un cero en la función transferencia del amplificador básico de manera tal que mediante el cero se cancela el polo mas bajo ya existente en el amplificador y el nuevo polo que se introduce se ubica a una frecuencia mucho menor que aquella del polo cancelado.

**X.5.1. Compensación por polo dominante:**

Al amplificador básico original, cuya transferencia directa de tensiones fuese  $A_v$  por ejemplo, se lo modifica agregándole un nuevo polo dominante, es decir un polo cuya frecuencia de ubicación es mucho menor en magnitud que cualquiera de la de los otros polos de la función transferencia  $A_v$  de modo tal que la nueva función transferencia, que llamaremos  $A_v'$ , resulte ser:

$$A_v' = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_d}\right)} \cdot A_v \quad (X.5.)$$

De esta manera, la ganancia del lazo o producto  $\beta \cdot A_v'$  a partir de la frecuencia del polo agregado cae con una pendiente de -20 dB/dec si es preciso hasta 0 dB antes de la frecuencia del polo más bajo de  $A_v$  (caso de requerirse aplicar la mayor cantidad de realimentación posible o sea  $\beta = 1$ ) de modo que sus polos contribuyen despreciablemente al cambio de fase.

Esto puede lograrse con una simple red R C colocada en el amplificador, tal como se indica en la figura X.8. de modo tal que para dicha configuración el polo agregado se ubica a una frecuencia  $f_d$  que resulta ser:

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (X.6.)$$

Apliquemos este método en el amplificador precedentemente analizado cuyas curvas de Bode se representaron en la figura X.7. Para tal fin supongamos que la frecuencia del polo dominante que mediante el

circuito de la figura X.8. agregamos sea de  $f_d = 1$  KHz. Entonces las nuevas curvas de respuesta en frecuencia luego de agregado el circuito de compensación se han representado en la figura X.9.

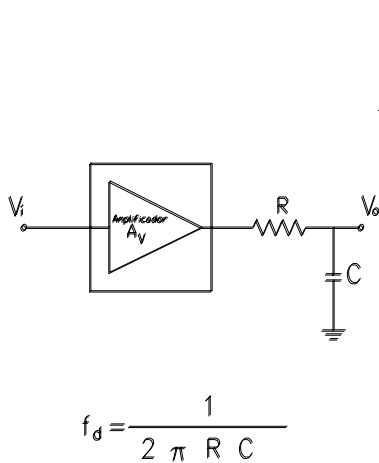


Figura X.8.

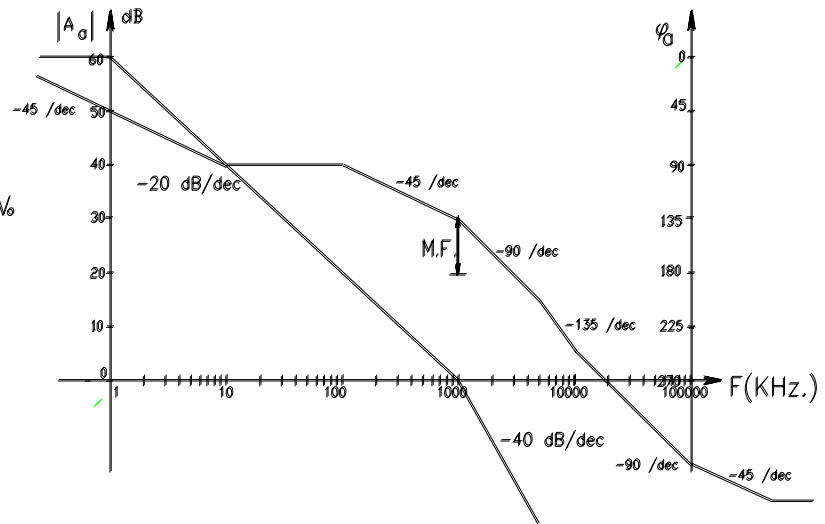


Figura X.9.

Puede comprobarse que la pendiente de -20 dB/dec que introduce el nuevo polo dominante hace que en tres décadas el amplificador pierda la ganancia de 60 dB que el mismo impone en frecuencias bajas y medias, lo que ocurre a la frecuencia de 1 MHz., es decir a la frecuencia del polo más bajo del amplificador original en donde por consecuencia la ganancia es 0 dB y la fase es de -135 °.

Resolviendo nuevamente el problema de la determinación de la máxima cantidad de realimentación admisible tomando un Margen de Fase de 45 ° observamos que ahora es posible introducir  $\beta = 1$  es decir la mayor cantidad posible, para la cual  $D = 60 \text{ dB} = 1000$ ,  $|A_{vf}| = 0 \text{ dB} = 1$ .

X.5.2. Compensación por atraso - adelante:

En este tipo de compensación, a la función transferencia del amplificador original se le adicionan un cero y un polo, con el cero ubicado a mayor frecuencia que el polo.

Así mediante el cero se cancela el polo de más baja frecuencia del amplificador original colocando en su reemplazo un nuevo polo de frecuencia inferior al original. En la figura X.10. se presenta al amplificador original conectado en cascada con una red apropiada para introducir un polo y un cero de modo tal que la función transferencia de la red de compensación resulta ser:

$$(X.7.) \quad \frac{V_o}{V_o'} = \frac{1 + j(f/f_z)}{1 + j(f/f_p)} \quad \text{con} \quad f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C} \quad \text{y} \quad f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 + R_2) \cdot C}$$

Supongamos nuevamente que aplicamos este método de compensación al mismo amplificador utilizado como ejemplo en los párrafos precedentes. En este caso la frecuencia del cero de la red de compensación debe ser igual a la del polo de 1 MHz. del amplificador original, mientras que el polo de compensación, suponiendo requerirse la cantidad máxima de realimentación posible, lo ubicamos en 7 KHz. En la figura X.11. se representa la respuesta asintótica de Bode para este nuevo amplificador compensado.

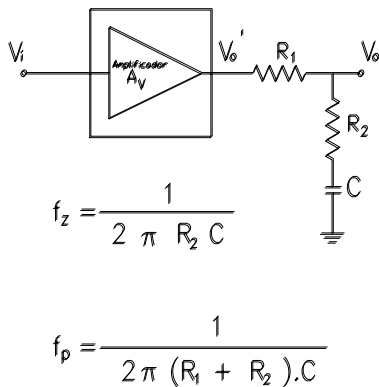


Figura X.10.

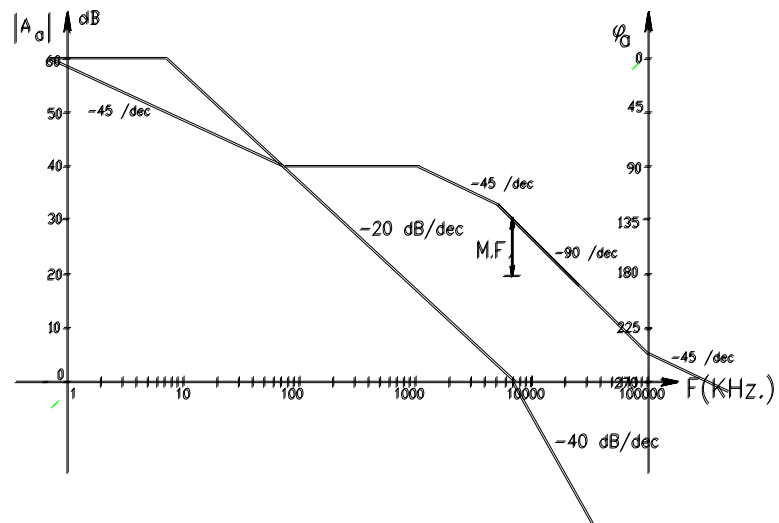


Figura X.11.

Se puede comprobar que nuevamente, con un margen de fase de 45 ° es posible introducir una realimentación con  $\beta = 1$ . Asimismo en este caso se ve una pequeña contribución de fase del polo del amplificador original ubicado en 50 MHz alrededor de la frecuencia para la cual la ganancia a lazo abierto del amplificador se hace 0 dB.

En la figura X.12. se observa una comparación entre las técnicas de compensación por polo dominante y por polo-cero para el caso extremo de requerirse aplicar la máxima cantidad de realimentación posible pudiéndose notar una mejora del ancho de banda en el caso de la compensación atraso-adelanto en comparación con la técnica de polo dominante.

Un tercer método de compensación consiste en alterar la ganancia del lazo o producto  $\beta$ . A agregando elementos reactivos en la red de realimentación de modo de compensar el amplificador realimentado produciendo un adelanto en la fase. Este tipo de compensación será analizada en detalle como aplicación de los Amplificadores Operacionales.

X.6.- RESPUESTA EN FRECUENCIA A LAZO CERRADO:

Consideremos el caso de un amplificador básico realizado mediante un amplificador operacional tipo 748 cuyo circuito esquemático suministrado por los fabricantes es idéntico al del 741 ya estudiado, con la diferencia que no posee integrada la capacidad de 30 pF entre la entrada y la salida de la segunda etapa. Si se ejecuta el ensayo de dicho circuito mediante algún programa simulador tal como el PSPICE, particularmente el estudio del comportamiento en alta frecuencia, el resultado que se obtiene es la presencia de sendos polos ubicados en alrededor de 19 KHz. y de 328 KHz. que son los que prácticamente dominan su respuesta de alta frecuencia.

Es de destacar que más arriba en frecuencia el amplificador referido presenta otras singularidades (ceros en 2,7 MHz y 10 MHz. y polos complejos conjugados en 3,9 y 16,4 MHz.) pero al estar ubicadas lo suficientemente separadas y por mayor simplicidad de análisis se considerará que no contribuyen apreciablemente en la componente de fase alrededor de la frecuencia del segundo polo considerado como dominante (328 KHz.). La respuesta asintótica de Bode de dicho amplificador 748 se muestra en la figura X.13. en donde nuevamente para una mayor

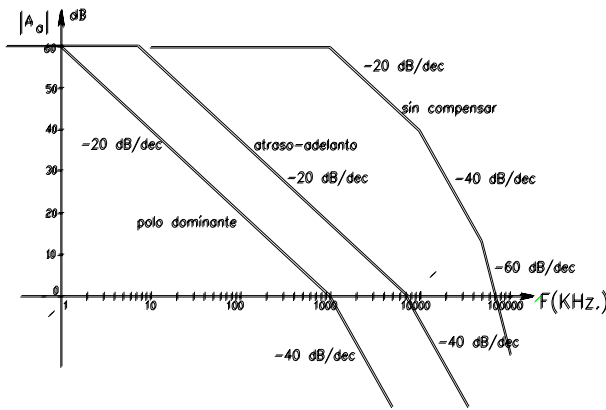


Figura X.12.

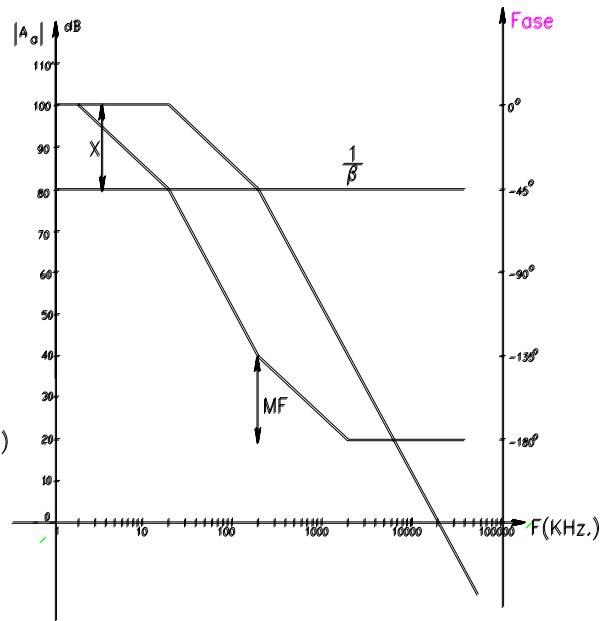


Figura X.13.

simplicidad se han aproximado las frecuencias de los dos polos dominantes en 20 KHz. y en 200 KHz. así como la ganancia en frecuencia bajas y medias en 100 dB.

Si a tal amplificador le introducimos una red de realimentación con una transferencia  $\beta = 0,0001$  la recta de realimentación resulta ser

$$\frac{1}{\beta} = 10^4 = 80 \text{ dB} \quad \text{que trazamos en la misma figura X.13.}$$

Se puede comprobar que a la frecuencia de 200 KHz. el segmento  $X = 0 \text{ dB}$ , vale decir que a dicha frecuencia el producto  $\beta \cdot A_{ol} = 1$  con lo que el amplificador resulta marginalmente estable (el M.F. =  $45^\circ$  a la frecuencia de 200 KHz.). Cualquier realimentación con una transferencia superior a  $10^{-4}$  daría lugar a un amplificador inestable pero el problema que ahora nos interesa es la obtención de la respuesta asintótica de Bode pero de la transferencia a lazo cerrado. Para dicho fin consideremos:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \quad \text{cuyo módulo es} \quad |A_f| = \frac{|A|}{|1 + \beta \cdot A|} \quad (\text{X.8.})$$

pero solo el producto  $\beta \cdot A$  también se puede expresar como:

$$\beta \cdot A = \beta \cdot A \cdot e^{j\varphi_a} = \beta \cdot A \cdot (\cos \varphi_a + j \sen \varphi_a) \quad \text{por lo que reemplazando en (X.8)}$$

$$|A_f| = \frac{|A|}{|1 + \beta \cdot A \cdot (\cos \varphi_a + j \sen \varphi_a)|} \quad (\text{X.9.})$$

El objetivo ahora es la obtención de la curva asintótica de Bode representativa de la ecuación (X.9.) y ello lo encaramos a través de la cuantificación de la misma y para el ejemplo precedentemente presentado, para algunos particulares valores de la frecuencia. Para cada valor de frecuencia, con el auxilio de la figura X.13. encontramos los valores de  $|A|$ ,  $1/\beta$  y  $\varphi_a$ , luego reemplazando en la X.9. procedemos con la determinación del  $|A_f|$ . Por ejemplo, para 2 KHz. se obtienen los valores numéricos indicados en la segunda columna de la siguiente tabla:

F (KHz.)	2	20	200	2000	20000
/ A / (dB)	100	100	80	40	0
/ A / (veces)	10 <sup>5</sup>	10 <sup>5</sup>	10 <sup>4</sup>	100	1
X (dB)	20	20	0	-40	-80
/ β . A / (veces)	10	10	1	0,01	10 <sup>-4</sup>
φ <sub>a</sub> (Grados)	0°	-45°	-135°	-180°	-180°
cos φ <sub>a</sub>	1	0,707	-0,707	-1	-1
sen φ <sub>a</sub>	0	-0,707	-0,707	0	0

con lo que reemplazando en la expresión (X.9. ) se obtiene el siguiente resultado:

$$/ A_f / = \frac{10^5}{/ 1 + 10 \cdot (1 + j 0) /} = 10^4 \quad \text{equivalentes a 80 dB}$$

valor este último coincidente con la recta de realimentación.

Para 20 KHz. los valores obtenidos con el uso de la figura X.13. son los que se transcriben en la tercera columna de la tabla antes referida por lo que reemplazando en la ecuación (X.9.) se obtiene:

$$/ A_f / = \frac{10^5}{/ 1 + 10 \cdot (0,707 - j 0,707) /} = \frac{10^5}{(8,07^2 + 7,07^2)^{0,5}} = 10^4 \quad \text{equivalentes a 80 dB}$$

valor este último que nuevamente coincide con la recta de realimentación.

Por su parte para 200 KHz. con los valores de la misma tabla / A<sub>f</sub> / resulta:

$$/ A_f / = \frac{10^4}{/ 1 + 1 \cdot (-0,707 - j 0,707) /} = \frac{10^4}{(0,293^2 + 0,707^2)^{0,5}} = 13065 \quad \text{equivalentes a 82,32 dB}$$

vale decir un valor que supera en 2,32 dB a la recta de realimentación. Más precisamente, se observaría en / A<sub>f</sub> / la existencia de un pico de ganancia debido a la presencia de la realimentación positiva, vale decir que alrededor de la frecuencia para la cual / β . A / = 1 la realimentación se hace positiva y esto hace que la ganancia a lazo cerrado sea superior a la ganancia de lazo abierto.

Luego más arriba en frecuencia, por ejemplo para 2 MHz.:

$$/ A_f / = \frac{100}{/ 1 + 0,01 \cdot (-1 + j 0) /} = 100 \quad \text{equivalentes a 40 dB}$$

valor este último coincidente con la ganancia a lazo abierto del amplificador básico, cosa que se vuelve a repetir para 20 MHz.. Este resultado nos indica que la curva de respuesta a lazo cerrado para frecuencia menores a aquella en la que / β . A / = 1 es coincidente con la recta de realimentación (como ya vimos en frecuencias bajas y medias A<sub>f</sub> = (1/β) si A es lo suficientemente grande) mientras que para frecuencia mayores a dicha frecuencia la respuesta a lazo cerrado es coincidente con la respuesta a lazo abierto o del amplificador básico.

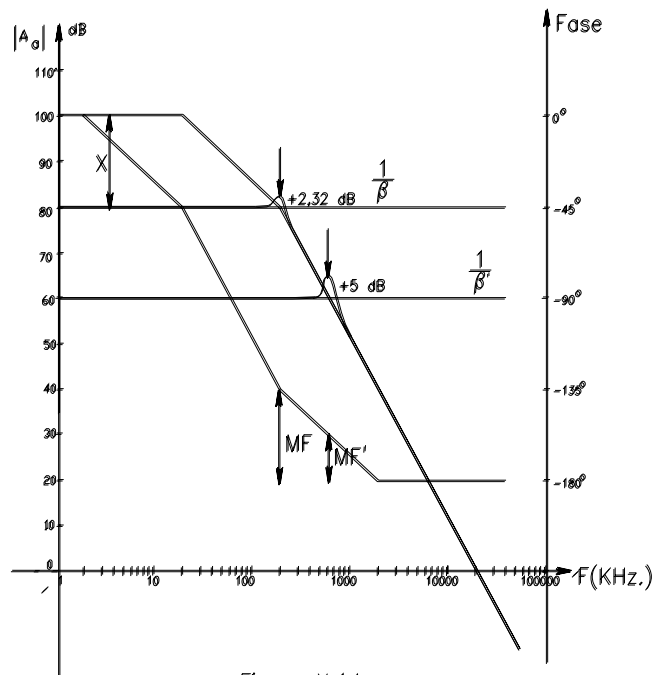


Figura X.14.

Este resultado puede comprobarse gráficamente en la figura X.14., en donde además se ha representado la respuesta a lazo cerrado para el caso del mismo amplificador que tuviera una cantidad de realimentación mayor y por lo tanto un margen de estabilidad o Margen de Fase de tan solo 30 °. En este caso el pico de la ganancia a lazo cerrado a la frecuencia en que el  $\beta \cdot A / = 1$  es de aproximadamente 5 dB y como ya se ha dicho el sistema se considera inestable. Si se continúa aumentando la realimentación y para el caso en que tenga lugar la condición de oscilación dicho pico de ganancia alcanza el valor infinito constituyéndose en un dispositivo amplificador indeseable.

Volviendo el caso de  $\beta_{max} = 0,0001$  de acuerdo con el formato de la curva de respuesta en frecuencia a lazo cerrado puede comprobarse que la frecuencia de corte  $F_{hf}$  (a lazo cerrado) es un poco más alta que 200 KHz. resultado éste coherente con la propiedad de la realimentación negativa relativa a que se mejora el ancho de banda en D veces ya que al ser  $X = 20$  dB en frecuencias medias,  $D = 11$  y por lo tanto:

$$F_{hf} = D \cdot F_h = 11 \cdot 20 = 220 \text{ KHz.}$$

### X.7.- ESTABILIDAD DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Retomemos el tema de la estabilidad ahora considerando a los amplificadores operacionales como amplificador básico de un sistema realimentado, tal como se consideró en el ejemplo del párrafo precedente. En dicho sistema puede constatarse que trabajando con el amplificador operacional 748 sin ningún tipo de compensación, la máxima cantidad de realimentación que puede introducirse es de  $\beta = 0,0001$  en cuyo caso la diferencia de retorno máxima con la que puede operarse es de tan solo 11 veces.

Existe un buen número de aplicaciones en donde resulta necesario operar con una mayor diferencia de retorno y en casos particulares (a menudo muy frecuentes) llegar a trabajar con  $\beta = 1$ . De realizarse ello con el mismo amplificador básico considerado en el ejemplo anterior y sin ningún tipo de compensación, se estarían realizando circuitos amplificadores inestables.

Por ello en la especialidad se cuenta con otro tipo de amplificadores operacionales, tal como el 741, cuyo circuito esquemático, como ya dijéramos es totalmente coincidente al 748, solo que dispone internamente en el integrado de una capacidad de 30 pF conectada entre la entrada y la salida de la segunda etapa tal como se muestra una vez más en la figura X.15. Dicha capacidad constituye el circuito de compensación y su magnitud es tal que

permite introducir la mayor cantidad de realimentación tal que el amplificador posee ganancia a lazo cerrado unitaria y el usuario no debe preocuparse por la estabilidad.

El precio que se paga para acceder a dicha facilidad es el sacrificio en el ancho de banda ocasionado por la técnica de compensación, cuando se utiliza al amplificador operacional como amplificador básico de un sistema realimentado con una transferencia a lazo cerrado superior a la unidad.

La configuración circuital de la compensación adoptada en este caso se fundamenta en la limitación tecnológica de integrar valores de capacidad superiores a unos 50 pF en el interior del mismo circuito integrado monolítico. Ubicando dicha capacidad  $C = 30 \text{ pF}$  como se observa en la figura X.15. se está recurriendo al efecto multiplicador de Miller necesario para desplazar el polo originalmente ubicado alrededor de 20 KHz. a una frecuencia de tan solo 5 Hz. y cancelar el polo que según el análisis precedente, en el 748 se ubica alrededor de la frecuencia de 328 KHz. De modo tal que la curva de respuesta en frecuencia del 741, tal como la suministran los diferentes fabricantes se presenta como se indica en la figura X.16.

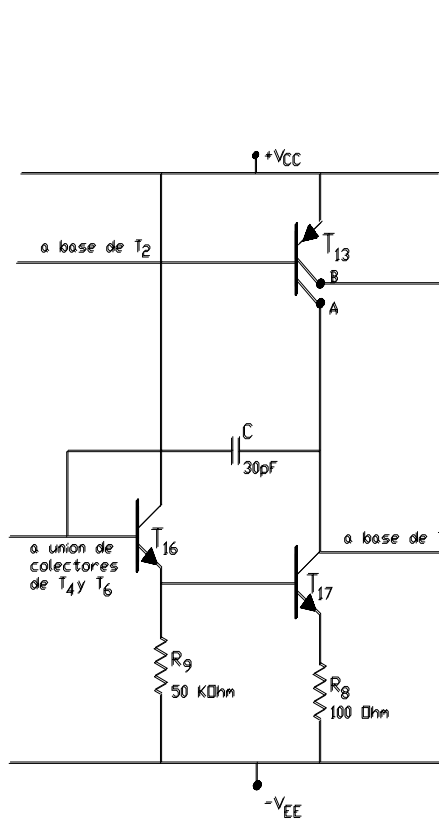


Figura X.15.

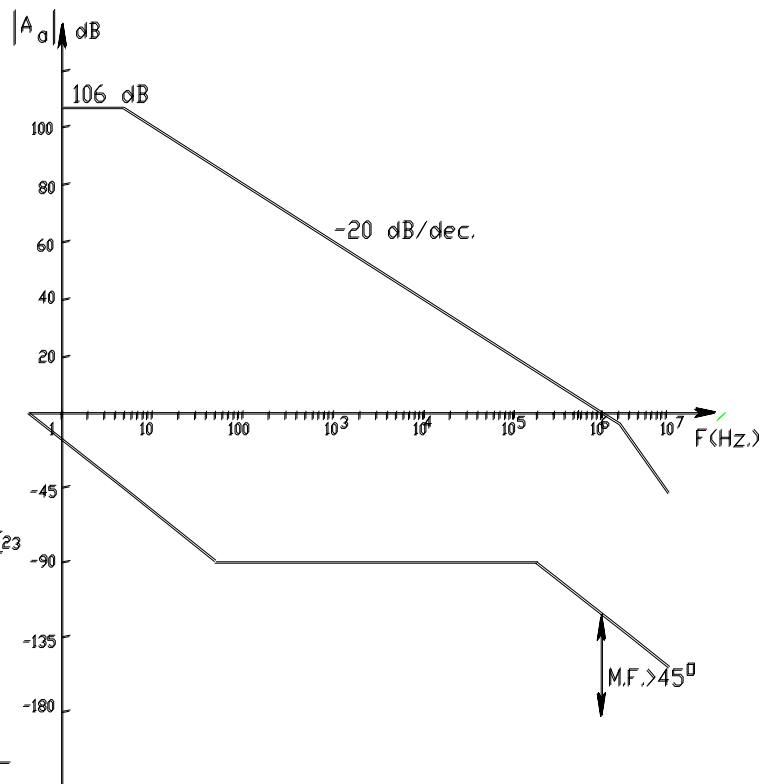


Figura X.16.

Efectivamente, si consideramos el efecto Miller, el capacitor  $C = 30 \text{ pF}$  se refleja sobre la entrada de la segunda etapa en forma proporcional a la ganancia de la misma. De acuerdo con los cálculos realizados en el Capítulo V, la ganancia de esta segunda etapa resultó ser 454 veces por lo que la capacidad reflejada resulta ser:

$$C_i = C \cdot A_{V2} = 30 \cdot 10^{-12} \cdot 454 = 13,61 \text{ nF}$$

Por otra parte en el mismo Capítulo V se determinó que la resistencia dinámica de carga de la primera etapa, es decir la resistencia de descarga de dicho capacitor  $C_i$ , era la resultante del paralelo de la  $R_{o1} = 6,5 \text{ MOhm}$  con la  $R_{i2} = 5,44 \text{ MOhm}$  cuyo resultado es de aproximadamente  $2,96 \text{ MOhm}$ , por lo que la constante de tiempo de descarga del mismo es:

$$\tau_{Ci} = C_i \cdot (R_{o1} // R_{i2}) = 13,61 \cdot 10^{-9} \cdot 2,96 \cdot 10^6 = 40,3 \text{ mseg.}$$



Este circuito asociado al capacitor de compensación, además de cancelar el segundo polo que se ubicaba en 328 KHz. A consecuencia de la constante de tiempo de descarga recién determinada, produce el corrimiento del polo dominante desde 19 KHz. Hasta una frecuencia determinada por su inversa, es decir:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot (R_{o1} // R_{i2})} = \frac{1}{6,28 \cdot 40,3 \cdot 10^{-3}} = \frac{1000}{253,12} = 4 \text{ Hz. aproximadamente.}$$

que es responsable de introducir la quebradura en el comportamiento en frecuencia que muestra la figura X.16.

En dicha figura puede comprobarse que la ganancia se hace 0 dB ( uno) para la frecuencia de 1 MHz. coincidente con la definición del producto ganancia por ancho de banda que fuera analizado en el Capítulo V. Como consecuencia de ello para una ganancia a lazo cerrado unitario el margen de fase resultante es superior a 45 grados motivo por el cual mientras la red de realimentación sea resistiva pura el sistema realimentado será siempre estable si el amplificador básico se resuelve con un amplificador operacional tipo 741.

X.7.1.- Error Dinámico como función de la Frecuencia:

Consideraremos dos ejemplos de aplicación de amplificadores realimentados en base al Op.Amp. 741 como amplificador básico. Por un lado el Amplificador Operacional Seguidor que se indica en la figura X.17.a) y cuyo principio de funcionamiento fue oportunamente revisado en el apartado VIII.2.1. del presente trabajo, con la particularidad de que ahora  $R_s = R = R_1 = 0$  y el Amplificador Operacional No Inversor con ganancia a lazo cerrado de 26 dB tal como lo indica la figura X.17.b).

En la figura X.18. se han reproducido la Curva de Respuesta Asintótica de Bode correspondiente al Op.Amp 741 indicándose en el mismo las Rectas de Realimentación que corresponden a ambas aplicaciones. Mientras que en el Amplificador Operacional Seguidor la Recta de Realimentación pasa por el valor:

$$\beta = 1 \quad R.R_{\text{Seguidor}} = 20 \cdot \log / 1/\beta / = 0 \text{ dB}$$

para el amplificador no inversor de 26 dB de ganancia:

$$\beta' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,05 \quad R.R'_{\text{No Inversor}} = 20 \cdot \log / 1/\beta' / = 26 \text{ dB}$$

Según se vio precedentemente el segmento X, separación entre la curva de respuesta de la amplificación a lazo abierto y la recta de realimentación representa los valores del módulo del producto  $\beta \cdot A_a$  y tal como se puede apreciar en la figura X.18. varía según la frecuencia de trabajo que interese considerar.

Por otra parte la ecuación VIII.6. establece que el error dinámico que se comete al suponer que el amplificador operacional tiene características ideales es inversamente proporcional a dicho producto, por lo que deducimos que dicho error depende de la frecuencia de trabajo y aumenta a medida que se reduce la amplitud de dicho segmento X. Por ejemplo para el amplificador operacional seguidor de la figura X.17.a). a la frecuencia de 100 Hz, al ser  $X_{100} = 80 \text{ dB}$  equivalentes a  $10^4$  veces, el error  $\epsilon_{100} = 0,01 \%$ , en cambio para 1000 Hz. dicho error es de  $\epsilon_{1000} = 0,1 \%$  pudiéndose considerar en ambos casos despreciable.

Pero para el circuito amplificador operacional no inversor de la figura X.17.b). cuya ganancia a lazo cerrado y a frecuencias medias es:

$$A_{mf} = \frac{1}{\beta'} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{20}{1} = 26 \text{ dB representada por la recta de realimentación RR' en la figura X.18.}$$

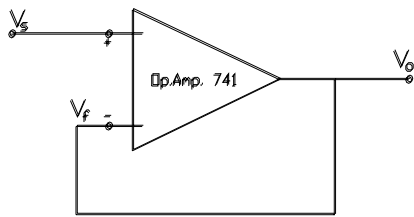


Figura X.17.a).

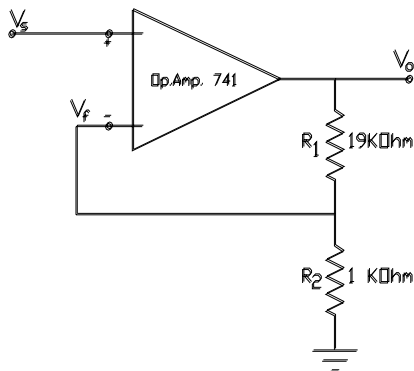


Figura X.17.b).

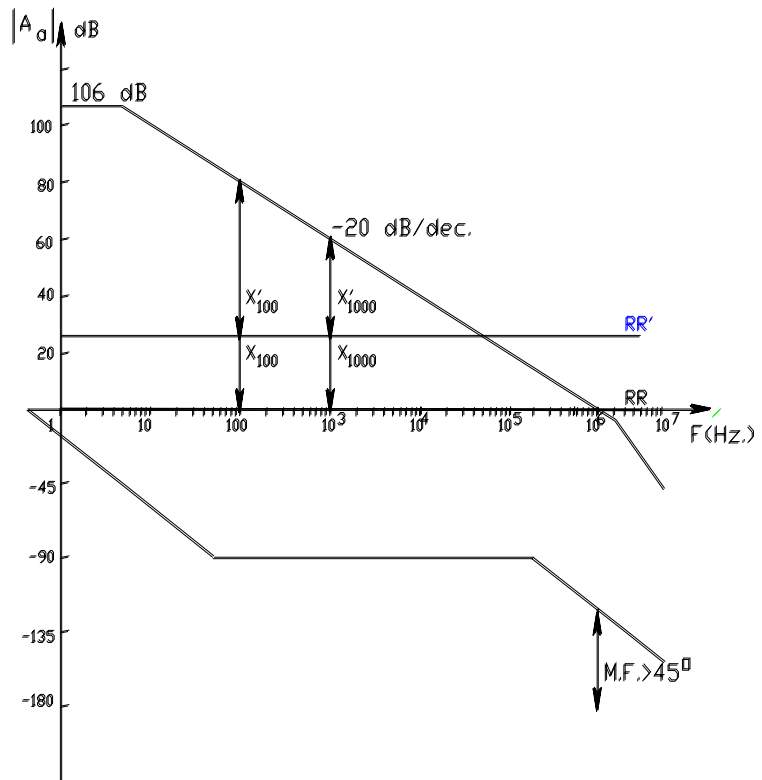


Figura X.18.

a la frecuencia de 1 KHz. presenta un error dinámico  $\epsilon'_{1000} = 2\%$  al ser  $X'_{1000} = 34\text{ dB}$  que para alguna aplicación puede resultar ya inconveniente.

De ser así cabe considerar que esta aplicación emplea una cantidad de realimentación  $\beta' = 0,05$  bastante inferior al caso del seguidor, por lo que al resolverse con el Op.Amp. 741, compensado interiormente como para permitir  $\beta = 1$ , el margen de fase resultante es de  $90^\circ$ , vale decir que comparado con el caso de utilizar el Op.Amp. 748 en este caso se está perdiendo innecesariamente ancho de banda o lo que es lo mismo se está incrementando innecesariamente el error dinámico.

Se aprecian las ventajas y desventajas de los amplificadores operacionales compensados interiormente, tal como el 741, por una parte presenta la facilidad de que al poder operar sin riesgo de oscilación en cualquier red de realimentación resistiva pura, incluso hasta  $\beta = 1$ , puede ser utilizado sin que el usuario se preocupe por la estabilidad e incluso ser utilizado por un usuario que ignore totalmente los conceptos de estabilidad y compensación. El precio que se paga por ello es que si se lo emplea con un lazo de realimentación con  $\beta < 1$  se pierde ancho de banda o se empeora el error dinámico, amén de las limitaciones en la velocidad de excursión que fueran discutidas en el Capítulo V.

Para el ejemplo de la figura X.17.b). y apelando a la familia de curvas de respuesta en frecuencia para distintos capacitores de compensación, que algún fabricante proporcione para el Op.Amp. 748, el amplificador básico de dicho sistema puede ser resuelto con mayor ventajas por un 748 compensado exteriormente con un condensador de 3 pF que el usuario debe conectar entre los terminales que el fabricante indique para tal fin en cuyo caso el error dinámico para 1 KHz. se podría conservar en un valor de 0,1 %.

### X.7.2.- Compensación Externa en Amplificadores Operacionales:

Lo dicho precedentemente puede comprobarse sobre la figura X.19. que intenta reproducir las curvas de respuesta en frecuencia del Op.Amp.  $\mu A748$  (suministradas por Fairchild Semiconductor) y sobre la cual se ha interpolado entre las características que corresponden a ganancias a lazo cerrado de valores Gain = 10 y Gain = 100

estimándose así una capacidad de compensación de 3 pF que debe ser conectada por el usuario entre los terminales 1 y 5 del circuito integrado.

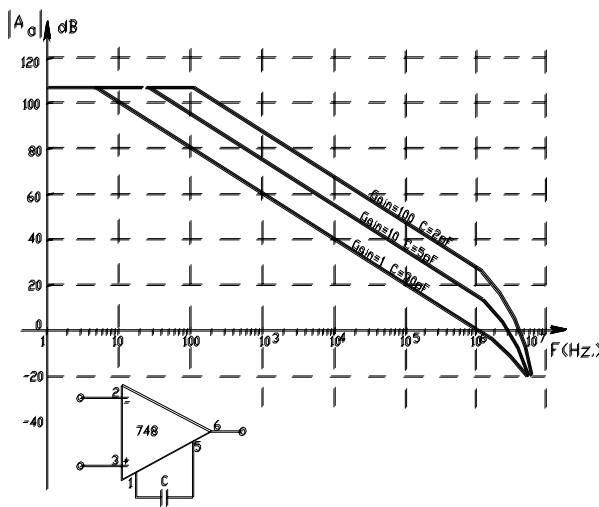


Figura X.19.

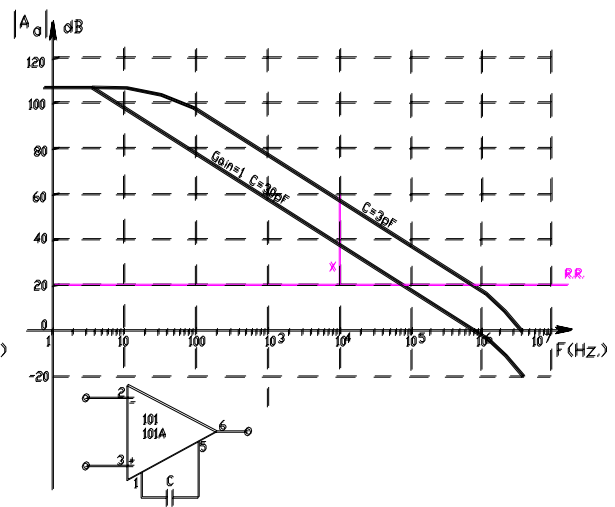


Figura X.20.

Otro amplificador operacional que comparte la misma característica de Producto Ganancia por Ancho de Banda de 1 MHz. y que también es compensado exteriormente es el Op.Amp. 101 cuya familia de curvas de respuesta en frecuencia para diferentes capacitores de compensación (tal como las suministra National Semiconductor) se aprecian en la figura X.20.

En todos los casos analizados se aprecia que existe una relación inversamente proporcional entre la frecuencia del polo dominante que agrega el capacitor de compensación y el valor de dicha capacidad de compensación, es decir:

$$F_1 = \frac{K_1}{C} \quad (X.10.)$$

de tal manera que tanto para el 748 como para el 101 (también el 301):

$$K_1 = F_1 \cdot C = 10 \text{ Hz} \cdot 30 \text{ pF} = 300 \text{ pF} \cdot \text{Hz}.$$

Esto es especialmente importante para trabajar con Op. Amp. Compensables exteriormente para los cuales los fabricantes no suministran las familias de curvas de respuesta, ya que atento a esta proporcionalidad se puede resolver la compensación siguiendo el siguiente razonamiento:

- supongamos trabajar con una ganancia a lazo cerrado que en C.C. y frecuencias medias sea de 20 dB y se requiere que a 10 KHz. el error dinámico  $\epsilon$  sea inferior a 1 %.
- sobre la figura X.20. ubicamos la correspondiente Recta de Realimentación en 20 dB y en 10 KHz. un segmento X = 40 dB ( $\epsilon = 0,01 = 1 \%$ ) y a partir de su extremo superior imaginamos una recta de -20 dB/dec. de pendiente, tal que requeriría un polo ubicado en una frecuencia  $F_1' = 100 \text{ Hz}$ .
- esto equivale a incluir una capacidad de compensación que nuevamente debe satisfacer la relación (X.10.) por lo que tomando el valor de  $K_1$  precedentemente calculado:

$$C' = \frac{K_1}{F_1'} = \frac{300 \text{ pF} \cdot \text{Hz}}{100 \text{ Hz}} = 3 \text{ pF}$$

d) debemos notar asimismo que igual resultado se obtiene haciendo  $C' = \beta \cdot C = 0,1 \cdot 30 \text{ pF} = 3 \text{ pF}$ . De

modo que generalizando, se puede decir que si C es la capacidad que compensa de modo de permitir una realimentación  $\beta = 1$ , es decir 30 pF en nuestro caso, la nueva capacidad C' necesaria para cualquier otra cantidad de realimentación menor, será:

$$C' = \beta \cdot C \quad (X.11.)$$

X.8.- APLICACIÓN DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES COMO CIRCUITO DIFERENCIADOR:

El circuito básico diferenciador utilizando un amplificador operacional se muestra en la figura X.21. Se trata de una configuración inversora en donde la señal de excitación se conecta al terminal inversor a través de un condensador C, mientras que en el lazo de realimentación, entre la salida y el terminal inversor se conecta el resistor R.

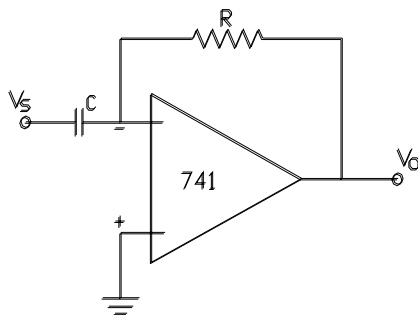


Figura X.21.

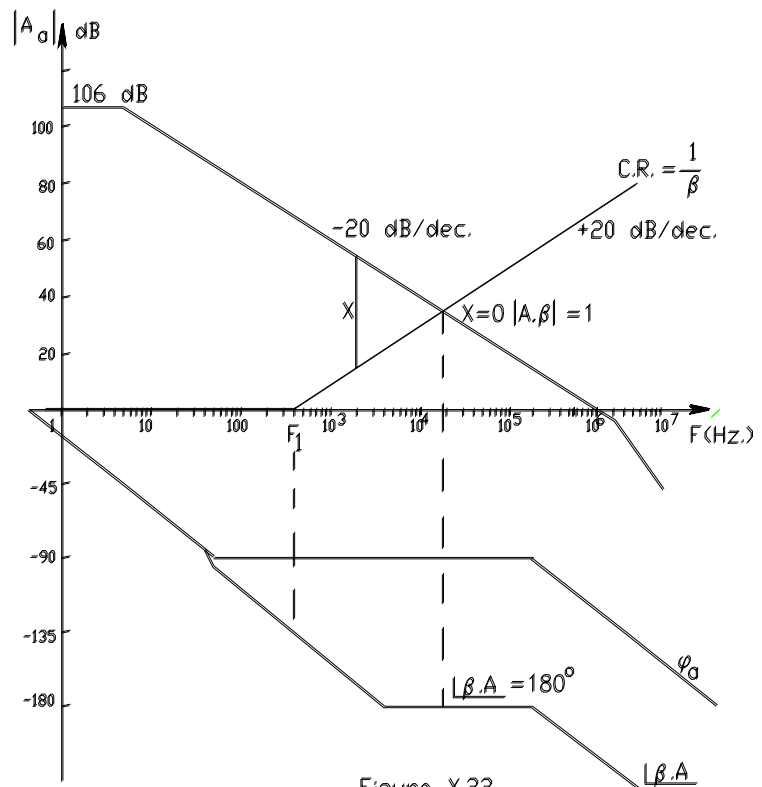


Figura X.22.

Suponiendo a un Op.Amp. ideal, el terminal inversor de esta configuración se comporta como tierra virtual por lo que la corriente I que circula por el condensador C resulta ser:

$$I = C \cdot \frac{dVs}{dt}$$

mientras que por el resistor R:

$$I = \frac{-Vo}{R}$$

y dado que la corriente que penetra al operacional es nula:

$$\frac{-Vo}{R} = C \cdot \frac{dVs}{dt} \quad \text{y en consecuencia la tensión de salida es:} \quad Vo = -C \cdot R \cdot \frac{dVs}{dt} \quad (X.12.)$$

Se observa en la expresión (X.12.) que la tensión de salida es proporcional a la derivada de la tensión de entrada, o sea que el circuito analizado se comporta como un circuito derivador o diferenciador. Como veremos a continuación, este esquema no resulta práctico ya que no es estable en razón de que no respeta un Margen de Fase mínimo superior a 45°.

Con la finalidad de llevar a cabo el análisis de la estabilidad del circuito, supondremos utilizar un Op.Amp. "inherentemente" estable, tal como el 741, aclarándose que podría emplearse cualquier otro tipo de Op.Amp., tal vez con mejores características para comportarse como diferenciador, solo que de lo que se trata ahora es estudiar como influyen los elementos reactivos cuando forman parte de la red de realimentación y entonces para mayor simplicidad es que tomamos un Op.Amp. que sabemos posee las mejores características desde el punto de vista de la estabilidad.

En consecuencia, en la figura X.22. volvemos a reproducir su curva de respuesta de amplitud y fase en función de la frecuencia y sobre el mismo diagrama iremos incorporando las características de esta nueva red de realimentación. En primer lugar ubicaremos en dicho diagrama a la Ganancia del Ruido ( $1/\beta$ ) de esta nueva red de realimentación. En tal sentido recordemos que cuando se realimentaba con una red resistiva pura, dicha representación gráfica arrojaba como resultado una Recta de Realimentación (R.R.)

Ahora, al hallarse compuesta por elementos reactivos, la gráfica de la ganancia del ruido se conformará como una Curva de Realimentación (C.R.) dado que la misma equivale a la inversa de la transferencia:

$$\beta = \frac{X_c}{X_c + R} \quad \text{con lo que en el dominio de la frecuencia compleja } s \quad \beta = \frac{1}{s \cdot C + R} = \frac{1}{1 + s \cdot C \cdot R}$$

Para un análisis con señal senoidal, llamando:

$$F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad \beta = \frac{1}{F \cdot (1 + j \frac{F}{F_1})} \quad (X.13.)$$

por lo que:

$$\frac{1}{\beta} = (1 + \frac{F^2}{F_1^2})^{0.5} \cdot e^{j\varphi_1} \quad \text{con } \varphi_1 = \text{arctag } \frac{F}{F_1}$$

lo cual expresa que ahora la malla de realimentación impone una transferencia también dependiente de la frecuencia, mas precisamente estableciendo un polo adicional en  $F_1$  que introduce una fase negativa adicional en el producto  $\beta \cdot A_a$ . A dicha frecuencia  $F_1$  la Curva de Realimentación posee un cero que hace que el segmento X no solo varíe por la variación de  $A_a$  sino también ahora por la variación de  $(1/\beta)$ .

Considerando que dicha frecuencia  $F_1$  resulte ser 400 Hz. (a título de ejemplo) dichas características se han representado en la figura X.22.. Se puede comprobar que aproximadamente a la frecuencia de 20 KHz. se produce la condición de oscilación motivo por el cual hemos adelantado que el circuito diferenciador analizado no resulta práctico.

X.8.1.- Circuito Diferenciador Estable:

Para solucionar su problema de estabilidad el circuito analizado debe ser modificado, tal como se indica en la figura X.23., con el agregado del resistor  $R_s$  en serie con el condensador que ahora llamaremos  $C_s$  en serie entre la fuente de tensión de excitación y el terminal inversor del Op.Amp.

Para este nuevo circuito la transferencia de la red de realimentación resulta:

$$\beta = \frac{R_s + X_{c_s}}{R_s + X_{c_s} + R} \quad \text{así en el dominio de la frecuencia compleja } s \quad \beta = \frac{1}{R_s + \frac{1}{s \cdot C_s} + R} = \frac{1}{1 + s \cdot C_s \cdot R_s + s \cdot C_s \cdot R}$$

En donde se ha considerado:

$$R \gg R_s$$

y si aquí llamamos:

$$F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R} \quad (X.14.)$$

$$y \quad F_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R_s} \quad (X.15.)$$

la respuesta para la señal senoidal es:

$$\beta = \frac{1 + j \frac{F}{F_2}}{1 + j \frac{F}{F_1}} = \frac{F^2}{F_1^2} \frac{(1 + \frac{j\varphi_2}{F_2^2})^{0.5}}{(1 + \frac{j\varphi_1}{F_1^2})^{0.5}} \cdot e \quad \text{con} \quad \varphi_i = \arctan \frac{F}{F_i}$$

Puede constatarse que la nueva red de realimentación, además de presentar el polo a la frecuencia  $F_1$  como la anteriormente estudiada, impone un cero a la frecuencia  $F_2$  que contribuye con una componente de fase positiva ( $\varphi_2$ ), de modo tal que en la fase del producto  $\beta \cdot A_a$  además de tenerse ( $-\varphi_a - \varphi_1$ ) aparece sumando ( $+\varphi_2$ ) como veremos tiende a mejorar la característica del margen de fase.

En consecuencia, la nueva curva de realimentación queda expresada en forma asintótica por ecuación:

:

$$C.R. = \frac{1}{\beta} = 20 \cdot \log \left( 1 + \frac{F^2}{F_1^2} \right)^{0.5} - 20 \cdot \log \left( 1 + \frac{F^2}{F_2^2} \right)^{0.5}$$

así por ejemplo si consideramos una frecuencia  $F_1 = 1000$  Hz (que constituye simplemente un ejemplo numérico que facilita la exposición pero que puede ser no práctico), y consideramos que  $R = 10 \cdot R_s$  ( $F_2 = 10$  KHz.) la curva de respuesta en frecuencia del amplificador operacional superpuesta con la correspondiente a la ganancia del ruido y con la de fase del producto  $\beta \cdot A_a$  se han ejecutado en la figura X.24.

En dicha figura se puede comprobar que ahora  $X = 0$  dB, que implica que el módulo del producto  $\beta \cdot A_a$  resulta unitario, se produce ahora en una frecuencia de 100 KHz., frecuencia para la cual el margen de fase es de  $90^\circ$ , vale decir que el circuito resulta estable.

La transferencia de señal de este circuito la analizamos estudiando la corriente  $I$ , que como sabemos -dadas las características ideales del Op.Amp. debe ser la misma en ambas ramas de la red de realimentación:

$$I = \frac{-V_o}{R} = \frac{V_s}{R_s + \frac{1}{s \cdot C_s}} ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s + \frac{1}{s \cdot C_s}} = \frac{-R}{R_s \cdot (1 + \frac{1}{s \cdot C_s \cdot R_s})} ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R \cdot s}{R_s \cdot (s + \frac{1}{C_s \cdot R_s})}$$

y recordando la definición de  $F_2$  : (X.16.)

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R}{R_s} \cdot \frac{jF}{jF + F_2} = \frac{R}{R_s} \cdot \frac{F_2}{1 + j \frac{F}{F_2}} \quad \text{y pasándola a dB:}$$

$$|A_{af}|_{dB} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \frac{F}{F_2} - 20 \cdot \log \left( 1 + \frac{F^2}{F_2^2} \right)^{0.5}$$

$$\varphi_{af} = 180^\circ + 90^\circ - \text{arctag} \frac{F}{F_2}$$

cuyo módulo hemos representado también en la figura X.24. ( con línea de trazos) observándose que por debajo de la frecuencia  $F_2$  el dispositivo deriva, mientras que por encima de dicha frecuencia amplifica las cantidad  $(-R / R_s)$  en nuestro ejemplo -10 veces o 20 dB (por encima de dicha frecuencia el condensador se comporta como un cortocircuito y la configuración se asimila al amplificador operacional inversor). Visto de otro modo la curva de respuesta en frecuencia es compatible con la de un filtro pasa altos.

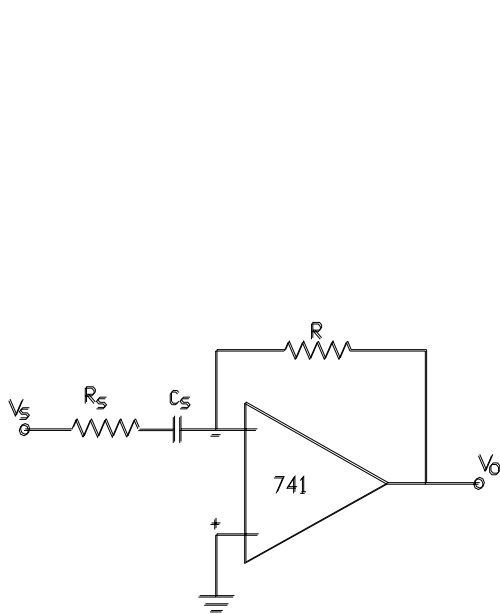


Figura X.23.

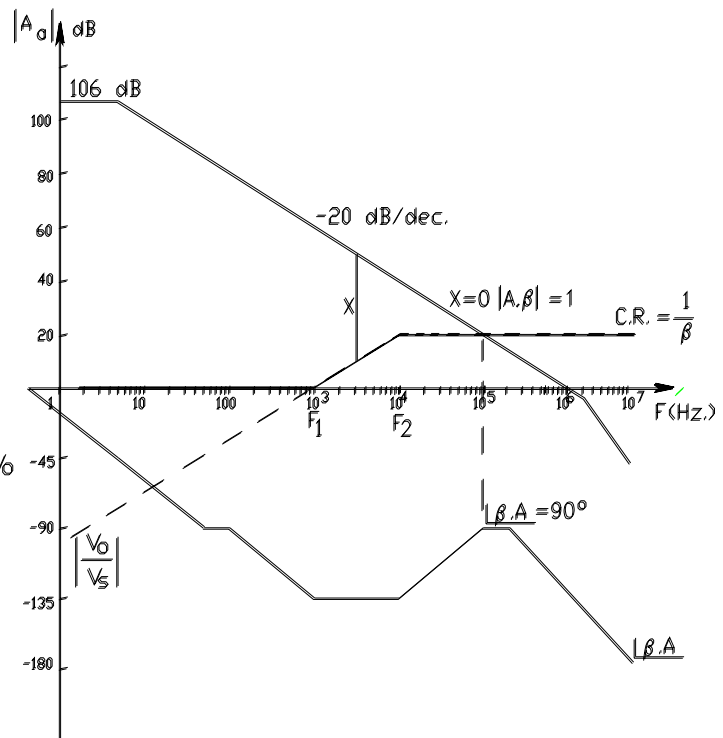


Figura X.24.

Volviendo a la expresión (X.16.) si incorporamos una señal de excitación tipo onda cuadrada, de amplitud A y cuyo semiperíodo sea lo suficientemente grande ( 1 mseg. por ejemplo) comparado con la constante de tiempo

$$C_s \cdot R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_1} = \frac{1}{6.28 \cdot 1000} = 0,16 \text{ mseg.}$$

tal como la indicada en la figura X.25.a). Para el estudio dentro de un semiperíodo puede ser considerada como un escalón unitario de amplitud A, es decir que expresada en el dominio de la frecuencia compleja "s" o transformada resulta ser  $V_s(s) = (A/s)$ , y en consecuencia en el mismo dominio la tensión de salida será:

$$V_o(s) = \frac{R}{R_s} \cdot \frac{A}{(s + \omega_1)} = \frac{-B}{(s + \omega_1)} \quad \text{con} \quad B = \frac{R}{R_s} \cdot A$$

por lo que antitransformando según el mismo procedimiento ya utilizado en el párrafo IX.14., la función temporal de la tensión de salida es:

$$V_o = -B \cdot e^{-\omega_1 \cdot t}$$

y se ha representado en la figura X.25.b). con diferente factor de escala de tensiones comparada con la X.25.a). Una probable aplicación del circuito en este caso sería resultado de emitir un pulso en su salida cada vez que se produzca un cambio de estado en la entrada.

Otro ejemplo clásico es el procesamiento de la señal triangular, tal como la representada en la figura X.26.a) cuya expresión, valida en el intervalo de tiempo 0 - t<sub>1</sub> es:

$$V_s = -V_M + 2 \cdot V_M \cdot \frac{t}{t_1}$$

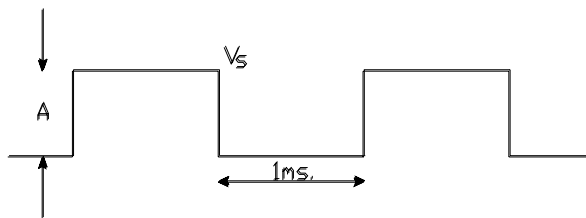


Figura X.25.a).

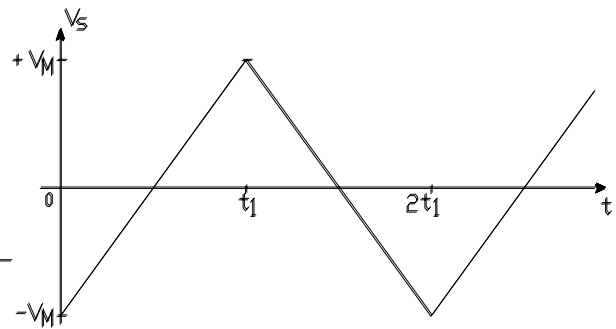


Figura X.26.a).

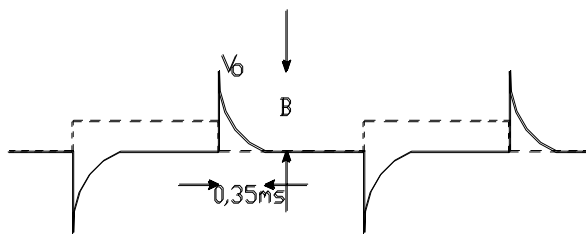


Figura X.25.b).

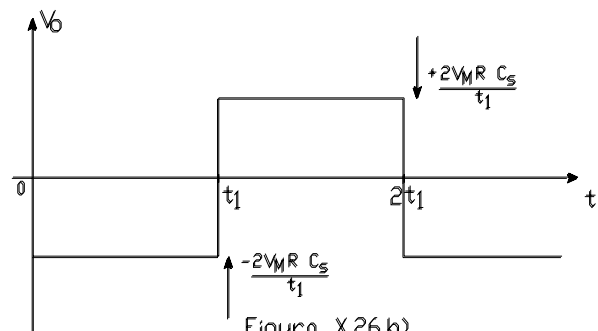


Figura X.26.b).

y dado que:

$$V_o = -R \cdot C_s \cdot \frac{dV_s}{dt} \quad \text{en el intervalo precitado la tensión de salida es} \quad V_o = -R \cdot C_s \cdot \left( 2 \cdot \frac{V_M}{t_1} \right)$$

En el semiperíodo siguiente, es decir entre t<sub>1</sub> y (2 · t<sub>1</sub>) la señal de excitación cambia de signo y/o de polaridad por lo que la salida es igual en magnitud pero de signo opuesto, generándose una señal de onda cuadrada cuya amplitud varía con la pendiente de crecida de la señal triangular de entrada, tal como se indica en la figura X.26.b).

Por ejemplo si la señal triangular tuviese una frecuencia de 4 KHz. y una amplitud máxima de 0,5 V y fuese aplicada a un circuito diferenciador en el que C<sub>s</sub> = 0,0047 μF ; R<sub>s</sub> = 2,2 KOhm y R = 22 KOhm, dado que:

$$F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R} = \frac{1}{6,28 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^3} = 1,54 \text{ KHz.}$$



$$F_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R_s} = \frac{1}{6,28 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \cdot 2,2 \cdot 10^3} = 15,4 \text{ KHz.}$$

se ve que la frecuencia de la señal de excitación es inferior a la frecuencia  $F_2$  por lo que la misma se ve diferenciada obteniéndose a la salida una señal tipo onda cuadrada cuyo semiperíodo y amplitud máxima resultan ser:

$$t_1 = \frac{1}{2 \cdot F_{\text{triang}}} = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,125 \text{ ms.}; \quad V_{\text{om}} = \frac{2 \cdot R \cdot C_s \cdot V_M}{t_1} = \frac{2 \cdot 22 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5}{0,125 \cdot 10^{-3}} = 0,83 \text{ V}$$

Un circuito diferenciador práctico resulta ser el indicado en la figura X.27. en el cual puede observarse el agregado del condensador C en paralelo con R y el circuito paralelo  $C_p$  y  $R_p$  conectado entre el terminal no inversor y tierra. Estos agregados, respecto del circuito ya analizado tienen como objetivo prever la contribución a la inestabilidad del segundo polo del amplificador operacional (ver figura X.24. por encima de 2 MHz. aproximadamente) así como la compensación del Offset de corriente respectivamente ( $C_p$  anula el ruido térmico generado en  $R_p$ ).

La transferencia de este circuito es:

$$I = \frac{-V_o}{R} = \frac{V_s}{R_s + \frac{1}{s \cdot C_s}}; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{1 + s \cdot C \cdot R} \cdot \frac{1}{R_s \cdot (1 + \frac{1}{s \cdot C_s \cdot R_s})}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C \cdot R} \cdot \frac{s \cdot C_s \cdot R_s}{1 + s \cdot C_s \cdot R_s} \quad (\text{X.17.})$$

con lo que llamando:

$$F_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad (\text{X.18.}) \quad \text{y} \quad F_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R_s} \quad (\text{X.19.})$$

dicha transferencia para una señal de excitación senoidal es:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{F}{F_3}} \cdot \frac{j \frac{F}{F_2}}{1 + j \frac{F}{F_2}} \quad \text{y pasándola a dB:}$$

$$/A_{\text{af}}/_{\text{dB}} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \frac{F}{F_2} - 20 \cdot \log \left( 1 + \frac{F^2}{F_2^2} \right)^{0,5} - 20 \cdot \log \left( 1 + \frac{F^2}{F_3^2} \right)^{0,5}$$

$$\varphi_{\text{af}} = 180^\circ + 90^\circ - \text{arctag} \frac{F}{F_2} - \text{arctag} \frac{F}{F_3}$$

En esta última expresión, los tres primeros términos son coincidentes a los que se obtuvieron en el estudio del circuito anterior y representados gráficamente se vio ya el resultado que arrojaban. El último de los términos, resultante de la existencia de un nuevo polo en la frecuencia  $F_3$ , que produce un efecto sobre la estabilidad idéntico al que se vio para el polo en  $F_2$ , es decir que este nuevo polo mejora el Margen de Fase y para que este efecto tenga

lugar antes de la frecuencia del segundo polo del Op.Amp. elegiremos como su frecuencia de ubicación a la frecuencia de 50 KHz., es decir  $F_3 = 50 \text{ KHz.}$

Así el capacitor C debe ser:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_3 \cdot R} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 22 \cdot 10^3} = 144,8 \text{ pF}$$

El diagrama resultante se ha representado en la figura X.28. El circuito diferencia para señales de entrada cuya frecuencia se ubica por debajo de  $F_2$ , entre  $F_2$  y  $F_3$  amplifica según la relación  $(-R/R_s)$  mientras que como veremos más adelante, por encima de la frecuencia  $F_3$  integra.

En realidad el circuito paralelo entre  $C_p$  y  $R_p$  en un estudio de mayor precisión se vería que empeora la estabilidad, por este motivo el capacitor  $C_p$  se agrega solo si  $R_p$  ( $R_p = R/R_s$ ) adquiere valores significativos (superiores a 5 KOhm por ejemplo) con el objeto de derivar a masa el ruido de origen térmico generado en dicha  $R_p$  que para dichos ordenes de magnitud ya comienza a ser importante. Para fijar su valor se considera que su reactancia a la frecuencia de la señal a derivar, por ejemplo  $F_1$  sea despreciable frente al valor de  $R_p$ , es decir:

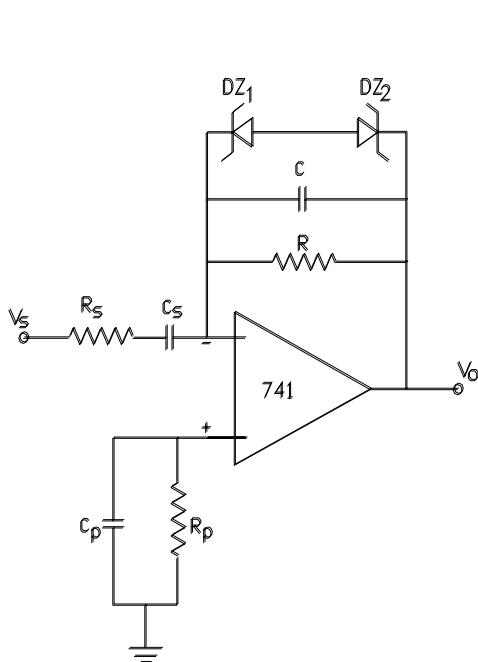


Figura X.27.

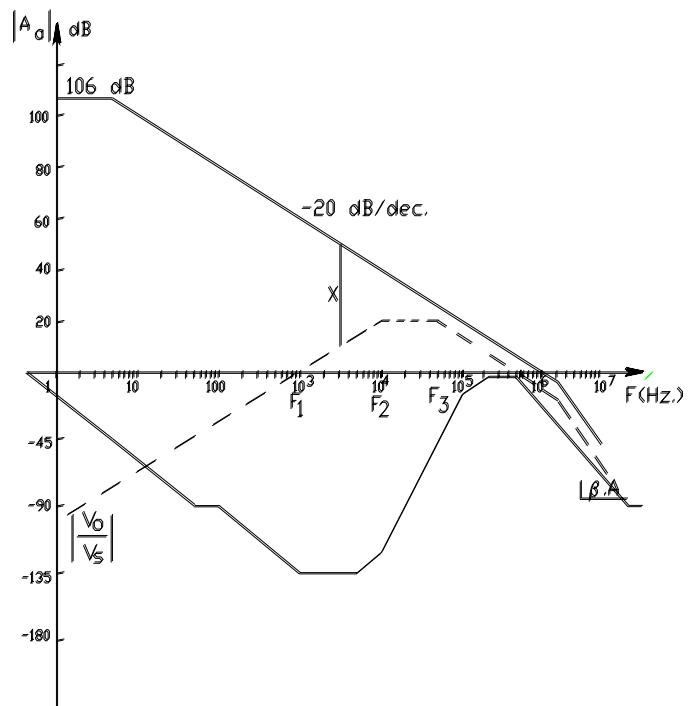


Figura X.28.

$$X_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_1 \cdot C_p} = \frac{R_p}{10} \quad \text{por lo tanto} \quad C_p = \frac{1}{0,628 \cdot F_1 \cdot R_p}$$

El efecto de la mejora en la estabilidad se comprueba observando que en la figura X.28. la fase del producto  $\beta \cdot A_a$  por encima de la frecuencia  $F_3$  solo puede alcanzar el valor de  $90^\circ$  como máximo aunque en realidad si se considerara el efecto que produce el circuito  $C_p // R_p$  la misma sería algo mayor.

En el rango de frecuencias en que el circuito deriva se verificó que la tensión de salida es:

$$V_o = -R \cdot C_s \cdot \frac{dV_s}{dt} \quad \text{por lo que en el intervalo precitado la amplitud máxima de la tensión de salida } V_{om} \text{ al resultar}$$

proporcional a la pendiente de trepada de la señal de excitación, puede ser excesiva en comparación con la tensión de alimentación del Op.Amp., en cuyo caso al saturarse la etapa de salida se produciría una deformación. Por ejemplo si  $V^+ = V^- = 15$  Volt, tomando un factor de seguridad de 3 Volt se podría interpretar un  $V_{om} = 12$  Volt, por lo que la pendiente máxima de la señal de entrada para funcionamiento lineal sería:

$$\left(\frac{dV_s}{dt}\right)_{\max} = \frac{V_{om}}{R \cdot C_s} = \frac{12}{22 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} = 0,116 \text{ Volt}/\mu\text{seg.}$$

Para prevenir este efecto en el circuito se han agregado los diodos Zener  $DZ_1$  y  $DZ_2$  en paralelo con el lazo de realimentación ( $C // R$ ) que impiden que la salida llegue a tal valor de  $V_{om}$ . Además este circuito limitador de protección establece un camino directo de descarga del condensador  $C$  que permitiría revertir una eventual carga abrupta ocasionada por ruidos o señales espurias, evitando así que la salida omita la reproducción de las variaciones presentes en la entrada.

X.8.2.- Ejemplo de Proyecto de un circuito Diferenciador Operacional:

Supongamos la necesidad de procesar una señal de forma triangular con pendiente de crecida y de disminución cuyo valor máximo es de  $\pm 0,1$  V/ $\mu$ seg. para la cual la amplitud máxima de la onda cuadrada que el circuito debe proporcionar a la salida sea de  $\pm 10$  Volt tal como se muestra en la figura X.29.

Para tal fin se debe utilizar un amplificador operacional tipo 108 compensado exteriormente mediante un capacitor de 3 pF. cuyas principales características son :  $V_{io} = 2$  mV (máx.) -  $I_{io} = 0,2$  nA (máx.) -  $R_{id} = 30$  MOhm y con dicho condensador de compensación presenta una curva de respuesta en frecuencia tal como la indicada en la figura X.30. con sendos polos ubicados en las frecuencias de 20 Hz. y 2 MHz. y un producto ganancia por ancho de banda  $F_u = 3$  MHz.

- a) para permitir una excursión de salida  $V_{om} = 10$  V como la solicitada, con un factor de seguridad o margen de unos 3 V adoptamos una tensión de alimentación  $V^+ = V^- = 15$  V que se encuentra dentro del rango permitido por el Op.Amp. utilizado;
- b) como corriente por la red de realimentación  $I_f = V_{om}/R$  se puede adoptar un valor normalmente por debajo del mA. A título de ejemplo tomaremos  $I_f = 0,5$  mA, por lo cual:

$$R = \frac{V_{om}}{I_f} = \frac{10 \text{ V}}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ KOhm}$$

- c) atento la ecuación (X.12.)

$$C_s = \frac{V_{om}}{R} \cdot \frac{dt}{dV_s} = \frac{10}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^6} = 5 \text{ nF}$$

que es un valor aceptable dado que la recomendación es que sea inferior a 1  $\mu$ F, seguramente para que no resulte inconveniente producir su descarga;

- d) en consecuencia la frecuencia del polo de  $\beta$  ( $F_1$ ) es:

$$F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3} = 1.592 \text{ Hz.}$$

- e) y el circuito de compensación que conectamos en el terminal no inversor es:

$R_p = R = 20$  KOhm a efectos de minimizar el Offset de corriente, mientras que  $C_p$  debe presentar una reactancia despreciable a la frecuencia  $F_1$  por lo tanto:

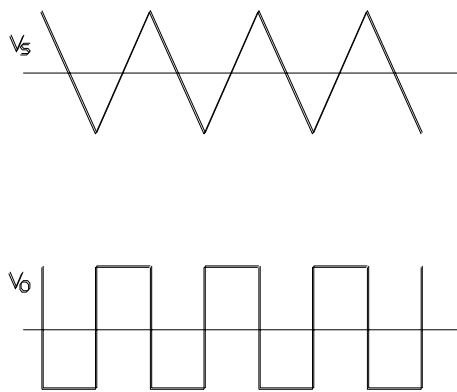


Figura X.29.

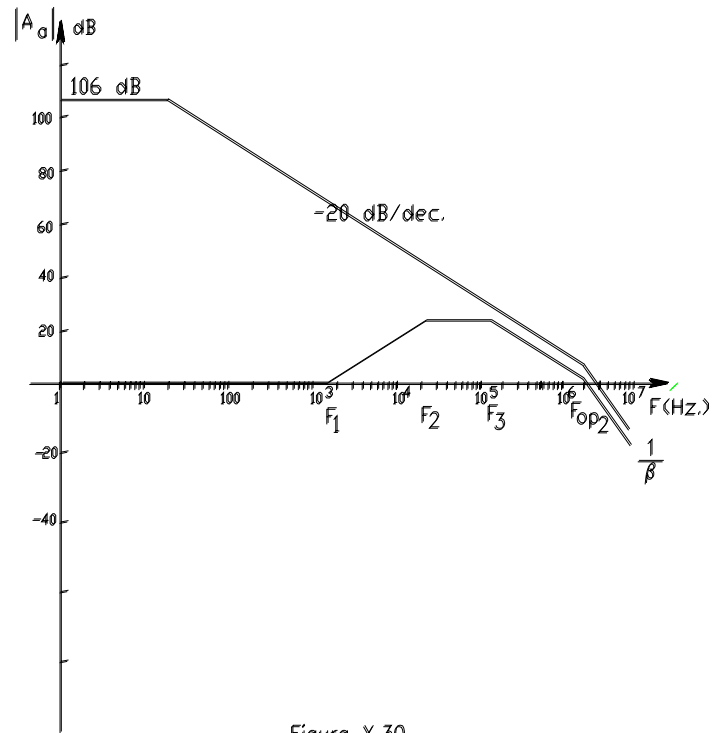


Figura X.30.

$$X_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_1 \cdot C_p} = \frac{R_p}{10} \quad \text{con lo que} \quad C_p = \frac{1}{0,628 \cdot F_1 \cdot R_p} = \frac{1}{0,628 \cdot 1592 \cdot 2 \cdot 10^4} = 50 \text{ nF}$$

debiéndose asegurar que la resistencia de pérdidas de este condensador sea por lo menos 100 veces mas grande que  $R_p$  es decir 2 MOhm en nuestro caso (capacitores de poliestireno);

f) a fin de determinar las frecuencias de los ceros de  $\beta$  ( $F_2$  y  $F_3$ ) es aconsejable identificar una frecuencia central ubicada entre  $F_1$  y la frecuencia del segundo polo del Op.Amp. ( $F_{op2}$ ) o bien entre  $F_1$  y  $F_u$  cuando dicho Op.Amp. permite realimentación hasta ganancia a lazo cerrado unitaria. Por ello determinamos la media geométrica entre ellos:

$$F_{cent} = (F_1 \cdot F_{op2})^{0,5} = (1592 \cdot 2 \cdot 10^6)^{0,5} = 56,44 \text{ KHz.}$$

Luego en razón de que el valor cuadrático del ruido es proporcional al ancho de banda ( $F_3 - F_2$ ) se puede tomar una banda  $F_3 = 10 \cdot F_2$  o bien  $F_3 = 4 \cdot F_2$  no mucho más. Para esta última alternativa las separaciones respecto de la frecuencia central previamente determinada será:

$$F_2 = \frac{F_{cent}}{2} \quad \text{y} \quad F_3 = 2 \cdot F_{cent} \quad \text{por lo que} \quad F_2 = \frac{56,44}{2} = 28,22 \text{ KHz.} \quad \text{y} \quad F_3 = 2 \cdot 56,44 = 112,88 \text{ KHz.}$$

g) Cálculo de  $R_s$ :

$$R_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot F_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \cdot 28,22 \cdot 10^3} = 1.129 \text{ KOhm.}$$

h) Cálculo de C:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_3 \cdot R} = \frac{1}{6,28 \cdot 112,88 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 70 \text{ pF.}$$

En la misma figura X.30 se ha representado la correspondiente curva de realimentación resultante, en donde se ha tenido en cuenta que:

$$20 \cdot \log \left( \frac{R}{R_s} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{20.000}{1.129} \right) = 25 \text{ dB}$$

X.9.- APLICACIÓN DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES COMO CIRCUITO INTEGRADOR:

Consideremos el circuito con amplificador operacional que se muestra en la figura X.31. Dada la característica de Tierra Virtual verificada para el terminal inversor, en esta configuración se tiene que la corriente por la resistencia R es la misma que por el condensador C. Así:

$$I = \frac{V_s}{R_s} \quad ; \quad I = -C \cdot \frac{dV_o}{dt}$$

por lo que igualando:

$$\frac{V_s}{R_s} = -C \cdot \frac{dV_o}{dt} \quad \text{por lo que} \quad dV_o = - \frac{1}{C \cdot R_s} \cdot V_s \cdot dt \quad \text{de modo que integrando en ambos miembros}$$

$$V_o = - \frac{1}{C \cdot R_s} \cdot \int V_s \cdot dt \quad (X.20.)$$

comprobándose que la tensión de salida  $V_o$  es proporcional a la integral de la tensión de entrada y la constante de proporcionalidad es la inversa de la constante de tiempo  $(-C \cdot R_s)$ .

A fin de estudiar la estabilidad de este dispositivo consideramos la transferencia de su red de realimentación:

$$\beta = \frac{R_s}{R_s + X_c} \quad \text{así en el dominio de la frecuencia compleja } s \quad \beta = \frac{s \cdot C \cdot R_s}{1 + s \cdot C \cdot R_s}$$

entonces, llamando

$$F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_s} \quad (X.21.) \quad \text{y para una excitación senoidal}$$

$$\beta = \frac{j \frac{F}{F_s}}{1 + j \frac{F}{F_s}} \quad (X.22.)$$

Se observa que esta nueva red de realimentación posee un cero en el origen, además del polo a la frecuencia  $F_s$ . Esto hace que ya para frecuencias muy bajas la transferencia  $\beta$  introduce una componente de fase positiva de  $+90^\circ$  la que recién se llega a compensar mutuamente con la correspondiente al polo a una frecuencia una década más arriba de la frecuencia  $F_s$  de dicho polo por lo que la única componente de fase del producto  $\beta \cdot A_a$  en ese entorno de frecuencias es la correspondiente al polo del Op.Amp. arrojando un margen de fase no inferior a  $90^\circ$  vale decir un dispositivo totalmente estable.

Además si conjuntamente con la respuesta en frecuencia del Op.Amp. representamos la curva de realimentación de este circuito obtenemos el resultado indicado en la figura X.32. pudiéndose notar que el segmento X solo puede anularse a frecuencias del orden de la de transición del Op.Amp. ( $F_u$ ) concluyéndose que se trata de un circuito estable.

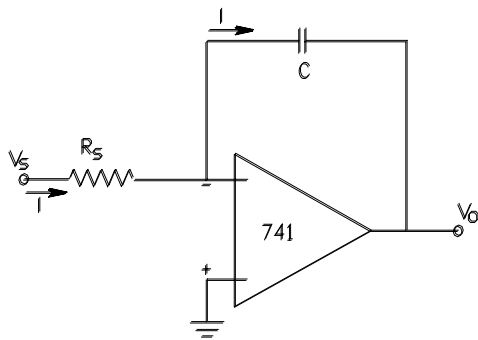


Figura X.31.

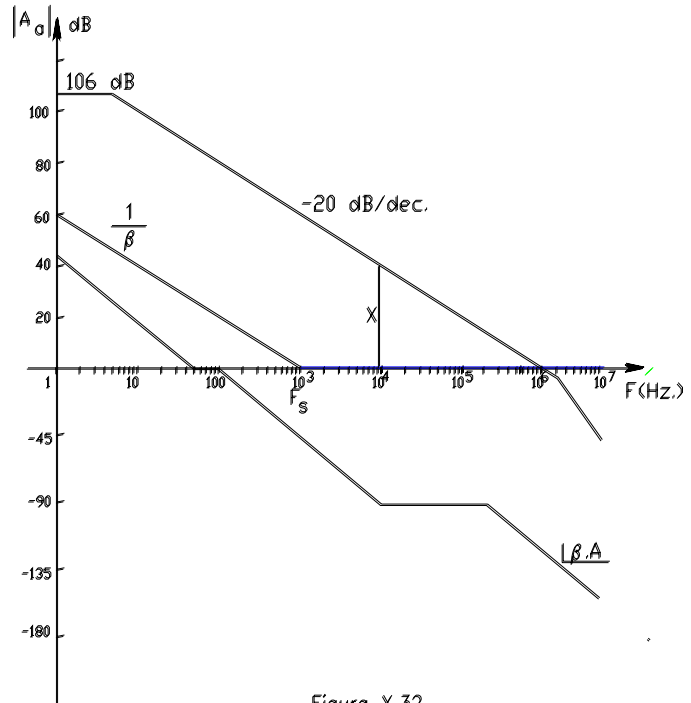


Figura X.32.

Sin embargo el circuito tal cual fue presentado no se utiliza ya que transcurrido el transitorio de excitación el capacitor se carga a la máxima  $V_s$  y mantiene su carga produciendo una  $V_o$  constante aún si se desconecta la fuente de excitación. Por dicha razón se utiliza un circuito integrador práctico que responde a la topología indicada en la figura X.33. con el agregado del resistor R, en paralelo con C de manera de permitir la descarga de C.

Un nuevo estudio de la estabilidad nos lleva a los siguientes resultados

$$\beta = \frac{R_s}{R_s + Z_c} \quad \text{así en el dominio de la frecuencia compleja } s \quad \beta = \frac{R_s}{R + \frac{R_s + s \cdot C \cdot R \cdot R_s}{1 + s \cdot C \cdot R}} = \frac{R_s}{R + R_s + \frac{s \cdot C \cdot R \cdot R_s}{1 + s \cdot C \cdot R}}$$

Sacando factor común  $R_s$  en el numerador y  $(R + R_s)$  en el denominador:

$$\beta = \frac{R_s}{R + R_s} \cdot \frac{1 + s \cdot C \cdot R}{1 + s \cdot C \cdot R_s} \quad \text{en donde se ha considerado que } R \gg R_s$$

y si aquí llamamos:

$$F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_s} \quad \text{(X.23.)}$$

$$y \quad F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad \text{(X.24.)}$$

la respuesta para la señal senoidal es:

$$\beta = \frac{R_s}{R + R_s} \cdot \frac{1 + j \frac{F}{F_1}}{1 + j \frac{F}{F_s}} \quad \text{(X.25.)}$$

$$R + R_s \quad \frac{F}{1 + j \frac{F}{F_s}}$$

Desde el punto de vista de la fase del producto  $\beta \cdot A$ , nuevamente  $\beta$  introduce una fase positiva debido al cero ubicado ahora en la frecuencia  $F_1$ , de tal manera que una década por encima de esta frecuencia, la fase de este cero se cancelará con la correspondiente al polo del Op.Amp, quedando únicamente la fase del polo de  $\beta$  que solo puede llegar a  $-90^\circ$  una década por encima de su frecuencia  $F_s$ . La Curva de Realimentación y la transferencia a lazo abierto del Op.Amp. se representan en la figura X.34. que como en el caso anterior tienen en cuenta también al segundo polo del Op.Amp. pero que sin embargo muestran un Margen de Estabilidad superior al mínimo de  $45^\circ$ .

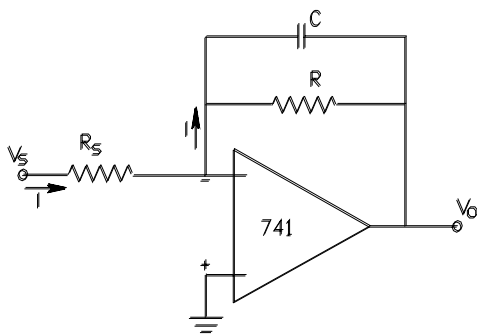


Figura X.33.

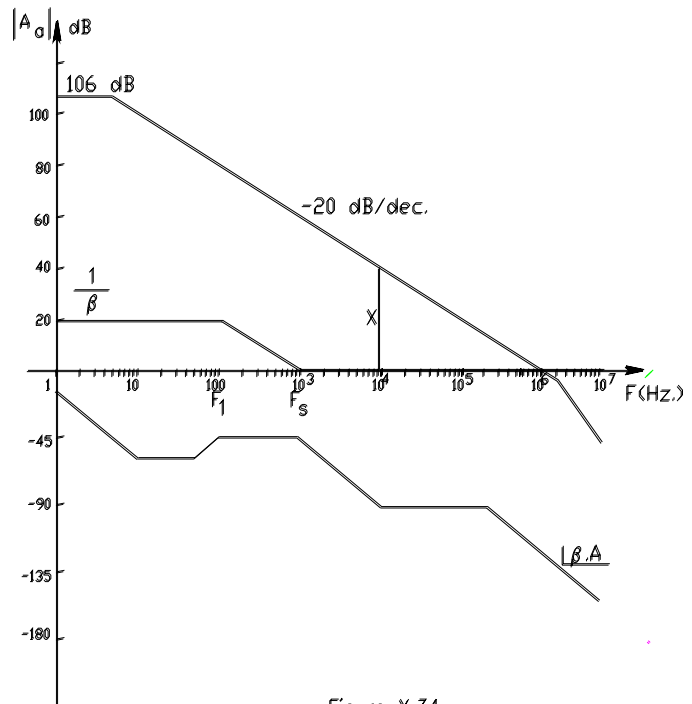


Figura X.34.

Por debajo de la frecuencia  $F_1$  el condensador  $C$  puede considerarse un circuito abierto y en consecuencia el dispositivo solo amplifica según la relación entre  $R$  y  $R_s$ , recién por arriba de esta frecuencia el circuito amplifica e integra.

Como conclusión al efecto que sobre la estabilidad producen los condensadores incluidos en la red de realimentación puede comprobarse que los condensadores tipo  $C_s$  ubicados en serie con el terminal inversor empeoran la estabilidad, mientras que los tipo  $C$  ubicados en el lazo de realimentación, es decir entre la salida y el terminal inversor contribuyen mejorando las condiciones de estabilidad del dispositivo.

**X.16.- ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL CIRCUITO INTEGRADOR  
MEDIANTE SIMULACIÓN CON PSPICE**

**(P.GONZALEZ GALLI)**



