

REALIMENTACIÓN CORRIENTE-SERIE
PARAMETROS IMPEDANCIA [Z]

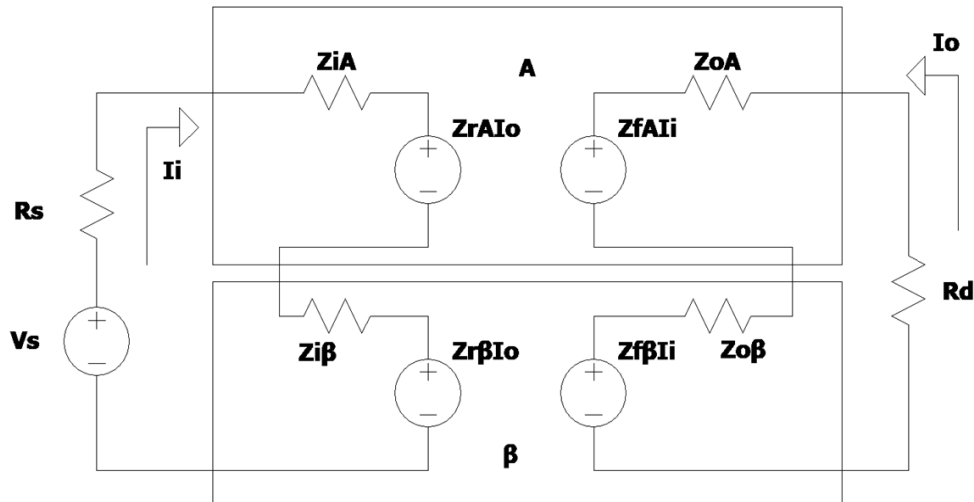


Fig. 1

- 1) $V_s = (R_s + Z_{iA} + Z_{i\beta}) I_i + (Z_{rA} + Z_{r\beta}) I_o$
- 2) $0 = (Z_{fA} + Z_{f\beta}) I_i + (Z_{oA} + Z_{o\beta} + R_d) I_o$

A través de las ecuaciones representadas en 1) y 2) tenemos un sistema realimentado. Recordemos que, siguiendo el teorema de los cuadripolos, tenemos representados a la izquierda una malla de entrada y a la derecha una malla de salida (Fig. 1) de dicho sistema realimentado.

En este caso en particular, es un sistema denominado Corriente-Serie ó también llamado Serie-Serie. Significa que se toma una muestra de corriente “conformando una malla de salida del sistema considerado, incluyendo la carga dinámica R_d ” y “se reinyecta una tensión realimentada V_f en forma serie”.

Nos debe quedar en claro que, al aparecer, al menos, una transferencia inversa “r” estamos ante un sistema realimentado, por lo que debemos realizar un par de aclaraciones:

- A) Sabemos que ambos cuadripolos (el del amplificador y el de la malla de realimentación β) tienen transferencia directa. Por lo visto en el curso de Aplicada I sabemos que en el cuadripolo amplificador tenemos los elementos activos que permiten amplificar la señal, mientras que en el cuadripolo de realimentación β , tenemos elementos pasivos, que, en amplificación lineal, estarán compuestos de uno, dos y hasta tres resistores a lo sumo. Por lo tanto, podemos inferir que la transferencia directa del amplificador es mucho mayor que la transferencia directa de la malla de realimentación β ($Z_{fA} \gg Z_{r\beta}$).
- B) De la misma manera ambos cuadripolos poseen transferencia inversa. El cuadripolo β toma la señal de salida amplificada y la reinyecta hacia la entrada a través de elementos pasivos. Para el caso del amplificador, también toma la señal de salida amplificada, pero, el valor de sus parámetros

inversos son mucho menores (se puede corroborar con el parámetro hre, para el caso del emisor común en los BJT) y, en su momento fueron despreciados. Por todo esto se consideró tanto a los dispositivos bipolares como unipolares como unidireccionales, por lo que podemos afirmar que $Zr\beta \gg ZrA$.

Por lo tanto, agrupamos las impedancias de entrada y de salida como:

$$Zis = Rs + ZiA + Zi\beta \quad \text{y} \quad Zos = ZoA + Zo\beta + Rd$$

(Ver que Rd está en serie!!!), quedando las ecuaciones 1) y 2) de la siguiente forma:

$$1) \quad Vs = Zis Ii + Zr\beta Io$$

$$2) \quad 0 = ZfA Ii + Zos Io$$

Buscamos $Gmsf = \frac{Io}{Vs}$; operando con la ecuación 2), despejamos Ii y reemplazamos en la ecuación 1) para luego hallar la $Gmsf$.

$$-ZfA Ii = Zos Io, \quad Ii = -\frac{Zos}{ZfA} Io, \quad \text{en 1) } Vs = -\frac{Zis Zos}{ZfA} Io + Zr\beta Io;$$

Agrupando y llevando la ecuación a la forma:

$$Af = \frac{A}{1+\beta A}; \quad \text{obtenemos la transconductancia del sistema realimentado como sigue:}$$

$$Gmsf = \frac{\frac{-ZfA}{Zis Zos}}{1 + Zr\beta \frac{-ZfA}{Zis Zos}}; \quad Gms = \frac{-ZfA}{Zis Zos}; \quad \beta = Zr\beta$$

En la Fig. 2 se muestra el circuito que representa el modelo de lazo abierto (circuito ficticio) representado con la ecuación Gms .

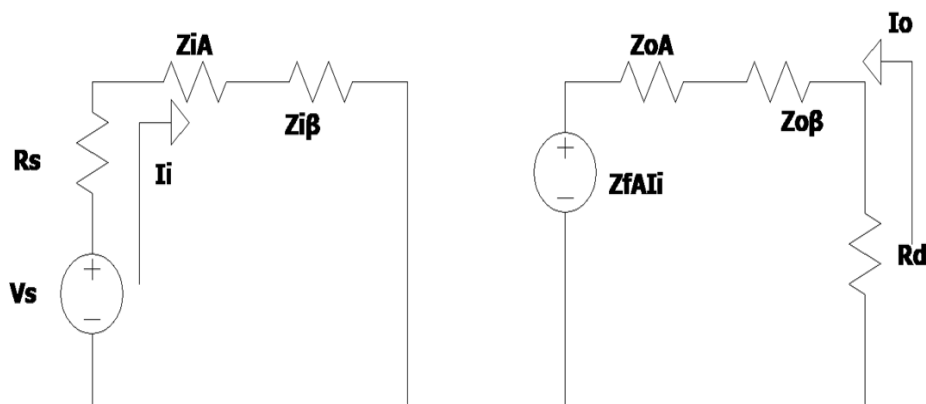


Fig. 2

Impedancia de entrada realimentada del sistema (Z_{isf})

Para hallar esta impedancia utilizaremos nuevamente el circuito de la Fig.1, ya unilateralizado, en conjunto con las ecuaciones que lo representan.

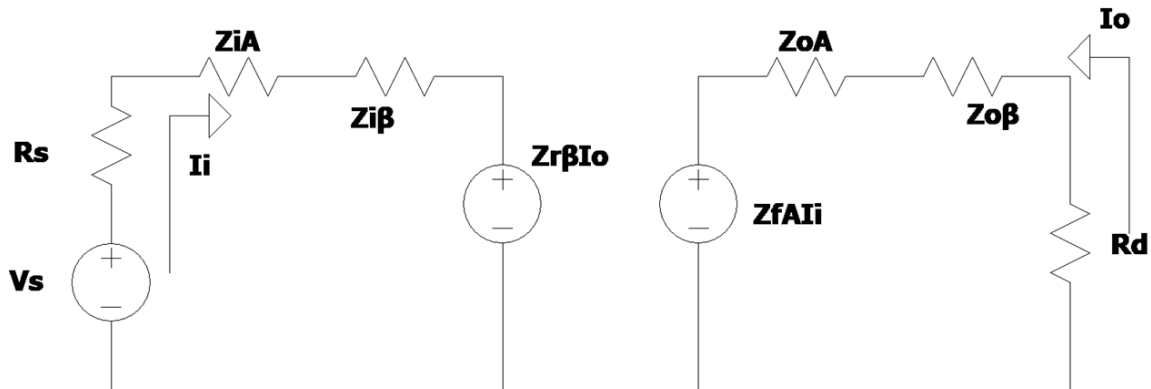


Fig. 1

$$1) V_s = Z_{is} I_i + Z_r \beta I_o$$

$$2) 0 = Z_f A I_i + Z_{os} I_o$$

Buscamos la relación $Z_{isf} = \frac{V_s}{I_i}$; para este análisis despejaremos de la ecuación 2) el valor de I_o , para luego reemplazarlo, en la ecuación 1) y, operando llegar a un valor de Z_{isf} que ponga de manifiesto su incremento en función del parámetro D frente a la Z_{is} sin realimentar del amplificador básico.

$$\text{De 2) } -I_o = \frac{Z_f A}{Z_{os}} I_i; \text{ reemplazando en 1) } V_s = Z_{is} I_i + Z_r \beta \frac{-Z_f A}{Z_{os}} I_i$$

Utilizando la expresión de la $G_{ms} = \frac{-Z_f A}{Z_{is} Z_{os}}$; despejamos

$$\frac{-Z_f A}{Z_{os}} = G_{ms} Z_{is}; \beta = Z_r \beta \text{ y, reemplazando en la 1) y operando, obtenemos:}$$

$$V_s = Z_{is} I_i + Z_r \beta G_{ms} Z_{is} I_i = I_i [Z_{is}(1 + \beta G_{ms})]; D = 1 + \beta G_{ms}$$

$Z_{isf} = Z_{is} D$, trabajando con modelos resistivos puros nuestra expresión se transforma en:

$$R_{isf} = R_{is} D$$

Impedancia de salida realimentada del sistema (Z_{of})

Recordemos que el procedimiento de cálculo de esta impedancia se vió en Aplicada I, por lo que, nuevamente tomando como base el circuito realimentado de la Fig. 1 unilateralizado, reemplazaremos la R_d (resistencia dinámica del sistema) por un generador ficticio de prueba V_x y, en la entrada reemplazando el generador V_s por su impedancia interna que es igual a cero y hallaremos la relación entre V_x e I_o , denominada $Z_{of} = \frac{V_x}{I_o}$, que quedará en paralelo con la carga dinámica y nos dará:

$$* Z_{osf} = \frac{Z_{of} R_d}{Z_{of} + R_d}$$

Del circuito de la Fig. 3, obtenemos las siguientes ecuaciones, manteniendo el criterio que nos aporta el teorema de los cuadripolos.

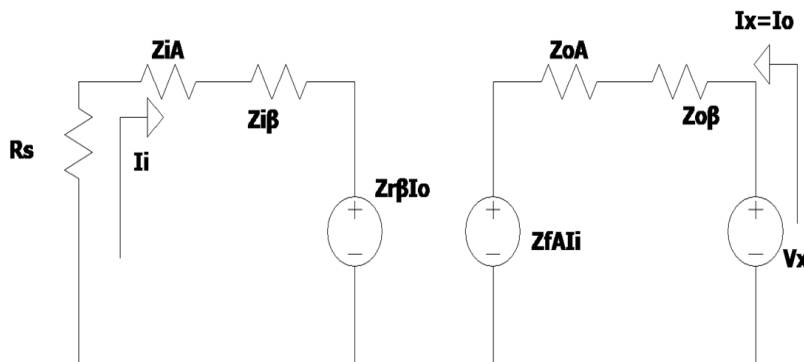


Fig. 3

$$3) 0 = Z_{is} I_i + Z_r \beta I_o$$

$$4) V_x = Z_f A I_i + (Z_o A + Z_o \beta) I_o ; \text{ denominamos } Z_o = Z_o A + Z_o \beta$$

De la ecuación 3) despejamos $I_i = \frac{-Z_r \beta I_o}{Z_{is}}$ y reemplazando en la ecuación 4) tenemos:

$$V_x = \frac{-Z_f A Z_r \beta I_o}{Z_{is}} + Z_o I_o , \text{ operando llegamos a la siguiente expresión:}$$

$$Z_{of} = Z_o - \frac{Z_f A Z_r \beta}{Z_{is}} ; \text{ donde } Z_o = Z_{os} | R_d = 0 ; \text{ de la ecuación}$$

$$G_{ms} = \frac{-Z_f A}{Z_{is} Z_{os}} \text{ definimos } g_m = G_{ms} | R_d = 0 ; g_m = \frac{-Z_f A}{Z_{is} Z_o} \text{ y } \beta = Z_r \beta$$

Reemplazando llegamos a la expresión de Z_{of}

$$Z_{of} = Z_o + Z_o \beta g_m = Z_o (1 + \beta g_m) ; \text{ donde } (1 + \beta g_m) \neq D!!!$$

Al tomar una muestra de corriente a través de una malla de salida, surge que $R_{of} \gg R_d$. Por lo que podemos decir que $R_{of} \cong R_o D$.

En esta topología, la etapa que muestrea corriente, siempre es un RE sin puentear con transistores bipolares ó un RS sin puentear para el caso de transistores unipolares. En ambos casos se demuestra que $R_o \gg R_d$, tal como se vió en Aplicada I.

A través del circuito de la Fig.4 y del esquema del amplificador ideal de transconductancia veremos los resultados de las aproximaciones detalladas en los párrafos precedentes.

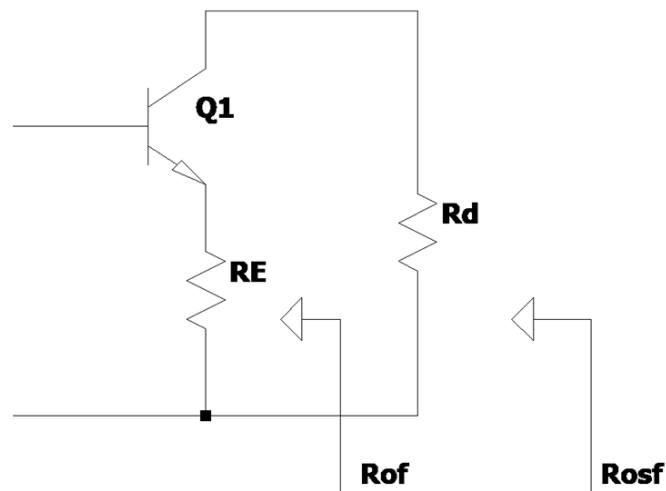


Fig.4

Del circuito anterior tenemos que: $* Rosf = \frac{R_{of} R_d}{R_{of} + R_d}$ y en base al esquema de la Fig.3 nos quedaba que $R_{of} = R_o(1 + \beta g_m)$, con la ayuda del esquema del amplificador ideal de transconductancia respecto de su salida de la Fig.5, tendremos las siguientes relaciones.

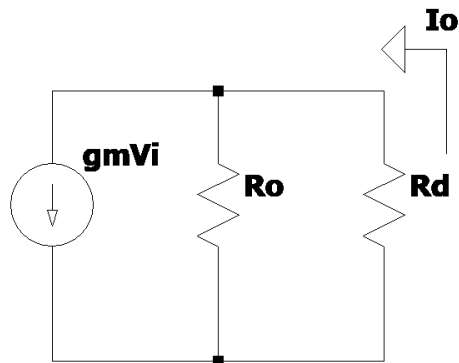


Fig.5

En base a * $Rosf = \frac{Ro(1+\beta gm)Rd}{Ro(1+\beta gm)+Rd} = \frac{RoRd(1+\beta gm)}{(Ro+Rd)(1+\frac{\beta gmRo}{Ro+Rd})} = Ros \frac{(1+\beta gm)}{(1+\beta gm \frac{Ro}{Ro+Rd})}$

Tomando el circuito de salida de la Fig.5 hallamos:

$I_o = gmVi \frac{Ro}{Ro+Rd}$, por lo que si $Ro \gg Rd$, tendremos que $Gms \cong gm$

por lo tanto $Rof \cong Ro D$ y de la ecuación de $Rosf = Ros \frac{(1+\beta gm)}{(1+\beta Gms)}$, en donde el denominador si, es D , pudiéndose simplificar con el numerador, quedaría que, finalmente $Rosf \cong Rd$