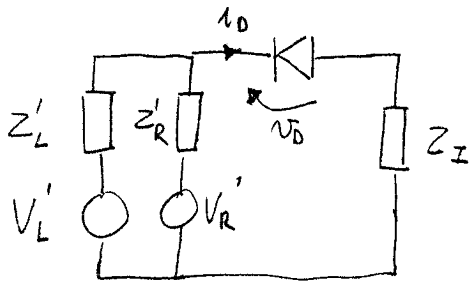




Inseriamo ora anche il generatore a RF, assumendo $V_R' << V_L'$ $(\alpha V_R << 1)$ considerando lo schema a lato.

Assumiamo $Z_I(\omega_R) = Z_I(\omega_L) = 0$ e

$Z_L'(\omega_I) = Z_R'(\omega_I) = 0$ mentre sono diversi da zero $Z_{L0}' = Z_L'(\omega_L)$,

$Z_{R0}' = Z_R'(\omega_R)$ e $Z_{I0} = Z_I(\omega_I)$

Poichè ω_R e ω_L sono molto più vicine tra loro, allora $Z_L'(\omega_R)$ e $Z_R'(\omega_L)$ saranno finite e non nulle. Assumendo per semplicità che siano reali, poniamo, per il seguito,

$$Z_{L0} = \frac{Z_{L0}' \, Z_R'(\omega_L)}{Z_{L0}' + Z_R'(\omega_L)} \qquad V_L = V_L' \, \frac{Z_R'(\omega_L)}{Z_{L0}' + Z_R'(\omega_L)}$$

e analoghe per Z_{R0}, V_R. V_L, Z_{L0} e V_R, Z_{R0} sono gli equivalenti di Thevenin della rete di alimentazione rispettivamente a ω_L e ω_R. Ovviamente $Z_R'(\omega_L)$ e $Z_L'(\omega_R)$ devono essere grandi e quindi i corrispondenti filtri devono essere realizzati in modo opportuno, così come Z_I.

Nella maglia del diodo saranno presenti segnali a $\omega_R, \omega_L, \omega_I$. La tensione $v_D(t)$ sarà allora del tipo (supponiamo $V_B = 0$)

$$v_D(t) = v_{DR}(t) + v_{DL}(t) + v_{DI}(t)$$

La corrente sarà allora

$$I_D(t) = I_S\left(e^{\alpha v_D} - 1\right) = I_S\left[e^{\alpha v_{DL}}\, e^{\alpha v_{DR}}\, e^{\alpha v_{DI}} - 1\right]$$

Se αV_R è piccolo, possiamo assumere piccolo anche αv_{DR}, αv_{DI} ottenendo

$$I_D(t) \simeq I_S\left[e^{\alpha v_{DL}}\left(1 + \alpha v_{DR} + \alpha v_{DI}\right) - 1\right]$$

$$= I_S\left[e^{\alpha v_{DL}} - 1\right] + I_S\, e^{\alpha v_{DL}}\, \alpha\, (v_{DR} + v_{DI})$$

Il primo termine è la corrente a ω_L (e armoniche) calcolata durante l'analisi a ω_L. Il secondo termine è invece lineare in v_{DR} e v_{DL}.

Questo risultato è equivalente alla analisi a piccolo segnale di un circuito elettronico, salvo che ora il "punto di lavoro" varia nel tempo con frequenza ω_L.

Pertanto, una volta ottenuto (con l'Harmonic Balance) il punto di lavoro a frequenza ω_L, il diodo diventa un componente lineare con relazione i-o

$$i_D(t) = I_S\, e^{\alpha v_{DL}}\, \alpha \cdot \left[v_{DR}(t) + v_{DI}(t)\right] \qquad (1)$$

(essendo $i_D(t) = I_D(t) - I_{DL}(t)$)

Questo componente lineare è non-dispersivo (avendo trascurato la C_j) ma <u>tempo-variante</u>. Infatti la relazione precedente è quella di ~~un~~ un resistore con conduttanza

$$G_d(t) = I_s e^{\alpha V_{DL}} \cdot \alpha$$

variabile nel tempo a frequenza ω_L.

Poichè $v_{DL}(t) = V_{DL} \cos \omega_L t$ allora $G_d(t)$ può essere espresso in serie di Fourier

$$G_d(t) = I_s \alpha \left[I_0(\alpha V_{DL}) + 2 I_1 (\alpha V_{DL}) \cos \omega_L t + \dots \right]$$

$$= g_0 + g_1 \cos \omega_L t + \dots$$

Sostituendo nella (1) e conservando solo termini a ω_R, ω_L, si trova

$$i_D(t) = g_0 V_{DR} \cos \omega_R t + g_0 V_{DI} \cos \omega_I t +$$

$$g_1 \cos \omega_L t \, V_{DR} \cos \omega_R t + g_1 \cos \omega_L t \, V_{DI} \cos \omega_I t$$

$$= \left(g_0 V_{DR} + \frac{1}{2} g_1 V_{DI} \right) \cos \omega_R t +$$

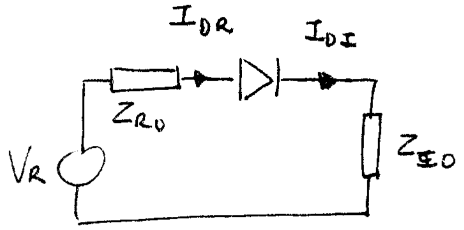
$$+ \left(g_0 V_{DI} + \frac{1}{2} g_1 V_{DR} \right) \cos \omega_I t + \dots$$

Il diodo pilotato a ω_L produce quindi una conversione di frequenza $\omega_R \rightleftarrows \omega_I$ mediante il termine $\frac{1}{2} g_1$ che nel seguito indicheremo con g_c (conduttanza di conversione)

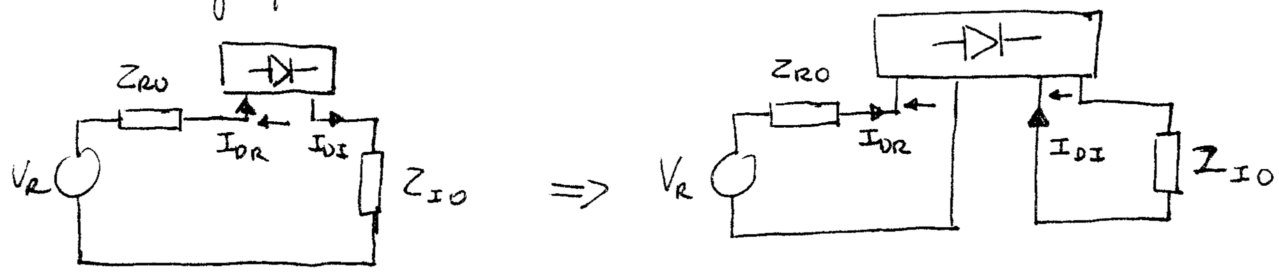
Le equazioni precedenti, posto $i_D(t) = I_{DR} \cos\omega_R t + I_{DI} \cos\omega_I t$, possono essere scritte nella forma

$$
\begin{aligned}
I_{DR} &= g_0 V_{DR} + g_c V_{DI} \\
I_{DI} &= g_c V_{DR} + g_0 V_{DI}
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

~~Se consideriamo~~ dove le correnti scorrono come nel circuito a lato.



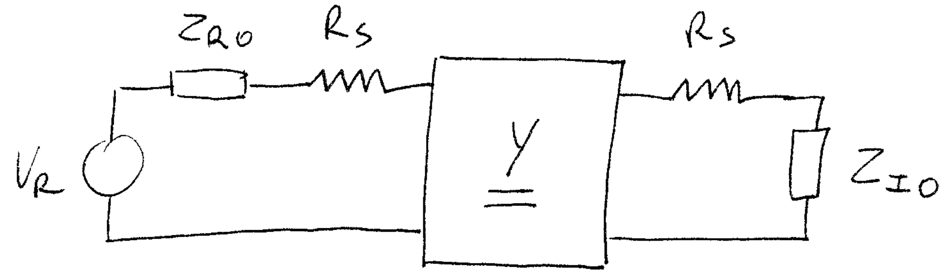
Poichè le frequenze ω_R e ω_I sono completamente indipendenti nel resto nel circuito, possiamo duplicare il circuito, considerando le due frequenze, e collegandole tramite il diodo



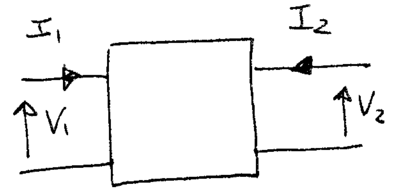
(Si ricordi che le impedenze sono dipendenti dalla frequenza)

Possiamo anche inserire R_S tenendo conto che è in serie al diodo a <u>entrambe</u> le frequenze e quindi va posta in entrambe le maglie.

A questo punto possiamo distendere la rete, sostituendo al diodo una rete due-porte (standard, salvo che le due porte sono a frequenze diverse)



Per calcolare $\underline{\underline{Y}}$ occorre ricordare la convenzione sulle matrici $\underline{\underline{Y}}$



Risulta $I_1 = I_{DR}$ e $I_2 = -I_{DI}$, $V_1 = V_{DR}$, $V_2 = -V_{DI}$

e quindi

$$I_1 = g_0 V_1 - g_c V_2$$

$$-I_2 = g_c V_1 - g_0 V_2 \Rightarrow I_2 = -g_c V_1 + g_0 V_2$$

In definitiva

$$\underline{\underline{Y}} = \begin{pmatrix} g_0 & -g_c \\ -g_c & g_0 \end{pmatrix}$$

Il mixer è quindi modellato come una rete due-porte resistiva. Tale modello è detto infatti "mixer resistivo" (e evidentemente è una buona approssimazione se C_j è effettivamente trascurabile, alle frequenze di interesse)