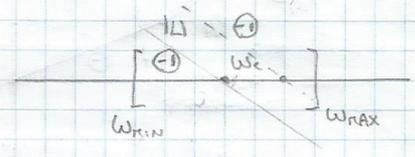


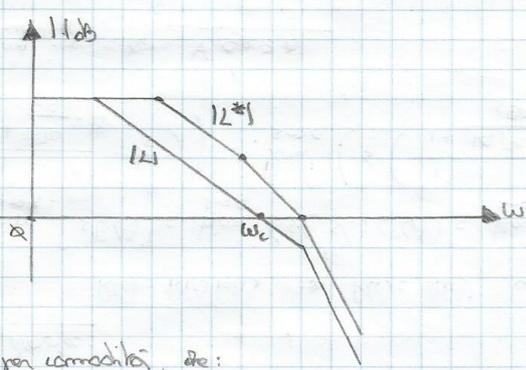
il valore di ω_c sarà tanto più prossima al valore asintotico di -90° , quanto più lontano da ω_c interverranno i cambiamenti di pendenza del diagramma del modulo. Quindi:



Si noti infatti che il diagramma asintotico della fase si ottiene dal diagramma asintotico del modulo moltiplicando la pendenza dei vari tratti per 90° . Quindi bisogna includere una p.d.t. d'angolo tale da:

- 1) $|L|$ ha p. a asse dB con un ampio tratto a pendenza -1;
- 2) In bassa frequenza ($\omega \rightarrow 0$) il diagramma asintotico di $|L|$ deve avere la stessa pendenza di quella di $|L^*|$ e deve essere al di sopra di asse 0, tutto al più, coincidendo (se esiste un limite inferiore per $|T|$);
- 3) In alta frequenza ($\omega \rightarrow \infty$) il diagramma asintotico di $|L|$ deve avere pendenza negativa non inferiore in valore assoluto, alla somma algebrica della pendenza del diagramma $|L^*|$ e del tipo ga da regolare.

Quindi:



NB: • Per essere più precisi con le traccie dei diagrammi, è meglio usare la CARTA SEMILOGARITMICA, e il REGOLO DELLE FASI.

Si noti che per comodità, che:

$$\omega_c = 2 \text{ rad/volt}$$

Quindi:

$$\varphi_{pm} = 180^\circ - |\varphi_c| = 180^\circ - \dots = 68^\circ$$

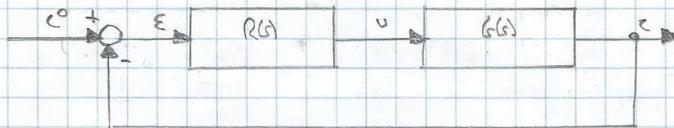
Perciò:

$$L(s) = \frac{10000}{\left(1 + \frac{s}{0,002}\right) \left(1 + \frac{s}{10}\right)^2} = \frac{10000}{(1+500s)(1+0,1s)^2}$$

$$\tilde{R}(s) = \frac{L(s)}{L^*(s)} = \frac{(1+0,1s)(1+0,1s)}{(1+500s)(1+0,1s)^2} = \frac{(1+0,1s)}{(1+500s)(1+0,1s)}$$

$$R(s) = \tilde{R}(s) \tilde{L}(s) = 20 \frac{(1+0,1s)(1+s)}{(1+500s)(1+0,1s)}$$

3) Si consideri:



con: $G(s) = \frac{k}{s(1+s)}$

Progettare un controllore tale che:

- 1) $\epsilon_{ss} = 0$ quando $c^0(t) = s c^0(t)$
- 2) $\omega_c \geq 2 \text{ rad/s}$
- 3) $\varphi_m \geq 45^\circ$

3) Progetto statico:

$R(s) = \tilde{R}(s) \tilde{P}(s) \Rightarrow R(s) = \tilde{R}(s)$ con $\tilde{R}(s) = \frac{\sqrt{1R}}{s g_R}$

$$\begin{aligned} \epsilon_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} [s E(s)] = \lim_{s \rightarrow 0} (s (S(s) C^0(s))) = \lim_{s \rightarrow 0} (s \left(\frac{1}{1+L(s)} C^0(s) \right)) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \left(\frac{1}{1 + \frac{\sqrt{1R}}{s g_R} \cdot \frac{k}{s(1+s)}} \cdot \frac{1}{s} \right) \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \left(\frac{1}{1 + \frac{k \sqrt{1R}}{s^2 g_R (1+s)}} \right) \right) = \lim_{s \rightarrow 0} \left(s \left(\frac{s^2 g_R (1+s)}{s^2 g_R (1+s) + k \sqrt{1R}} \right) \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \dots = 0 \quad \forall g_R \geq 0 \end{aligned}$$

Quindi per $g_R = 0 \Rightarrow \epsilon_{ss} = 0$ - si richi inoltre che:

$g_L = g_R + g_C \Rightarrow g_L = g_C$ in quanto $g_R = 0$

↓
siccome: $g_C = 1 \Rightarrow g_L = 1$

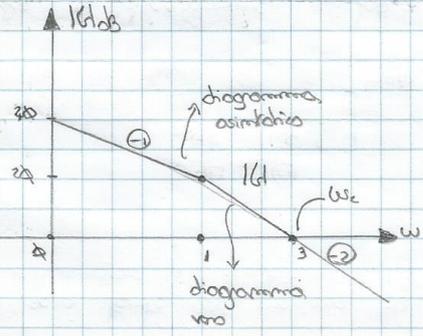
Per compatibilità consideriamo $\tilde{R}(s) = 1$

Progetto dinamico:

$L(s) = R(s) \cdot G(s) = \tilde{R}(s) \tilde{P}(s) G(s)$

↓
 $L(s) = \tilde{R}(s) G(s)$ in quanto $\tilde{R}(s) = 1$.

Quindi:



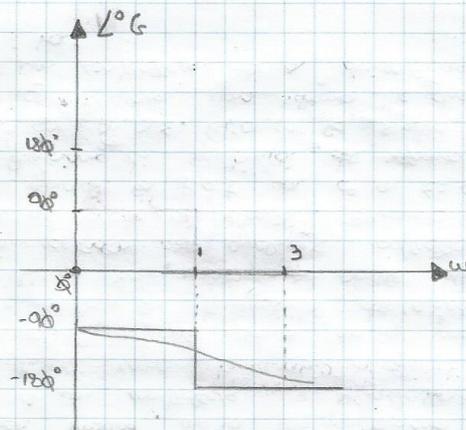
$G(s) = \frac{k}{s(1+s)} = \frac{k}{s} \frac{1}{(1+s)}$
↓
 $g_C = 1$

Si richi che $\omega_c > \omega_c \text{ requisiti}$.

Per: $\varphi_m = 18,5^\circ$ (INSUFFICIENTE).

Diagramma delle fasi:

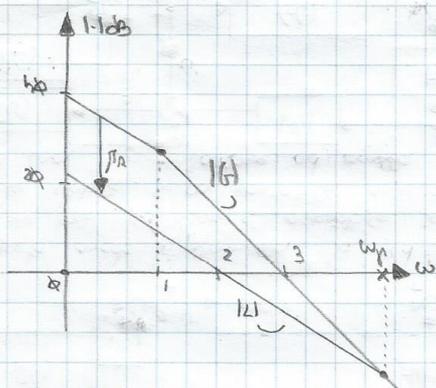
(63)



$$\varphi_{pm} = 180^\circ - |-90^\circ - 71,5^\circ| = 18,5^\circ$$

Si può però modificare il diagramma del modulo, supponendo che:

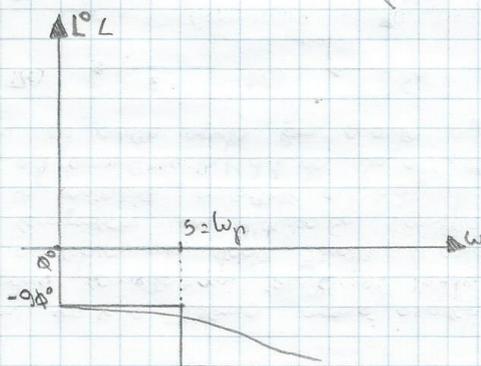
$$\omega_c = 2 \text{ rad/udt};$$



Si noti che per $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow |L| < |G|$ perché non c'è nessun vincolo per $|L|$.

$$\varphi_{pm} = 180^\circ - |\varphi_L| = 180^\circ - |111,8^\circ| = 68,2^\circ$$

$$NB: |\varphi_L| = |-90^\circ - 21,8^\circ| = 111,8^\circ$$



$$L(s) = \frac{2}{s(1+0,2s)}$$

$$R(s) = \tilde{R}(s) = \frac{L(s)}{G(s)} = \frac{2}{s(1+0,2s)} \cdot \frac{s(1+s)}{1+s} = \frac{1+s}{1+0,2s} \quad 0,2$$

Da tutti questi esempi si capisce l'importanza di un buon progetto di un controllore. Vediamo ora di definire il concetto di inseguimento del segnale nei sistemi di controllo ad anello aperto. Consideriamo il seguente sistema a blocchi:





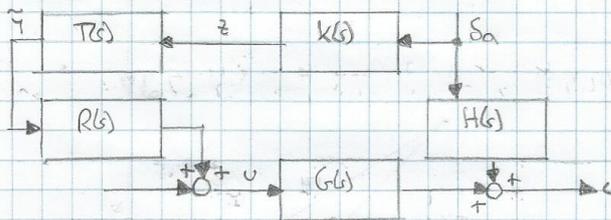
(14)

$F_0(s) = 1 \Rightarrow R(s)G(s) = 1$

\Downarrow
 $R(s) = 1/G(s)$

NB: $F_0(s) =$ p.d.t da c^a a c .

Attenzione che se il sistema non è asintoticamente stabile (sistema $G(s)$ solo integrato), $R(s)$ produce cancellazioni illegittime. Nessun sistema di controllo ad anello aperto, in questo caso, è asintoticamente stabile. Inoltre è ovvio che un sistema di controllo non ha possibilità di attenuare i disturbi. Compensare un disturbo d_a significa esercitare un'azione di controllo in grado di rendere la variabile controllata c indipendente da d_a . Nel caso di sistemi LTI ciò equivale ad annullare la p.d.t da d_a a c . Se si può misurare d_a , è possibile con un controllore ad anello aperto fare quanto appena detto.

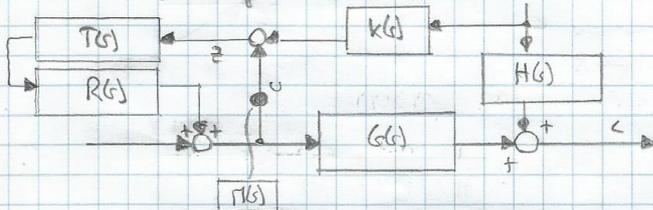


La p.d.t da d_a a c è:

$\frac{H(s) + K(s)T(s)R(s)G(s)}{1 - T(s)R(s)G(s)}$

\Downarrow
 $R(s) = - \frac{H(s)}{K(s)T(s)G(s)}$

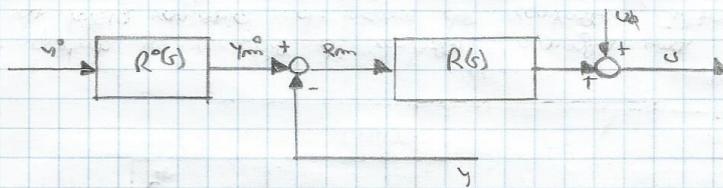
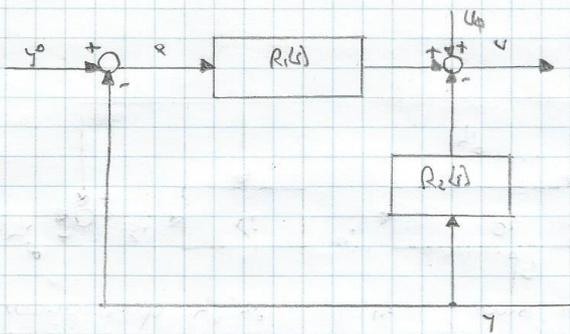
In questo modo si annulla la p.d.t da d_a a c . Simili ad altre soluzioni è realizzabile se e solo se $R(s)$ è asintoticamente stabile. Se la variabile misurata z dipende da u , oltre che da d_a , il controllore necessita una compensazione ad anello chiuso. Questo è raramente realizzabile in pratica:



$\frac{H(s) + K(s)T(s)R(s)G(s)}{1 - T(s)R(s)G(s)}$

\Downarrow
 $R(s) = \frac{H(s)}{T(s)[H(s)R(s) - K(s)G(s)]}$

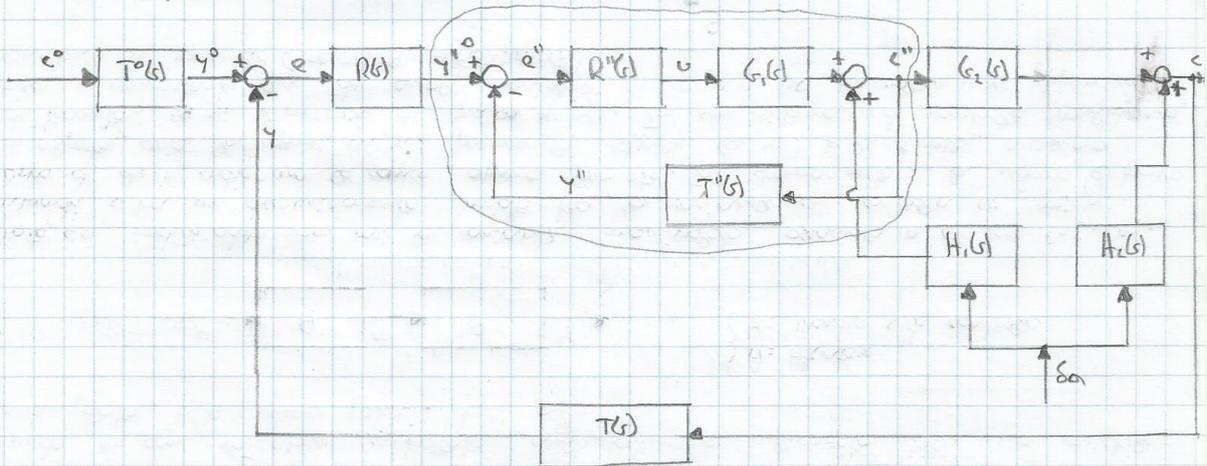
Si ricordi che intrinsecamente la compensazione è non robusta. Simili inoltre che la compensazione è un'operazione che comporta la realizzazione di un controllore e l'installazione di un trasduttore dedicato. Spesso i disturbi strutturati sono correlabili e quindi è inevitabile il ricorso ad un controllore ad anello chiuso. È frequente tuttavia che in presenza di disturbi additivi misurati convenientemente aumentare la tempertività dell'azione di controllo ad anello chiuso con l'aggiunta di un controllore ad anello aperto. Si ha quindi un modello misto. I sistemi di controllo nei quali il controllore è descritto da un'unica p.d.t viene detto "a un grado di libertà". Abbiamo visto che in alcuni sistemi a blocchi, $T(s) = T^0(s)$, e quindi la p.d.t da c^a a c è $c^a \rightarrow c$ coincide con quella da d_a a c . della ante funzione di sensibilità del sistema di controllo. Essa coincide anche con la p.d.t da d_a a c . Quando lo spetto di c^a è confinato alle bassissime frequenze è meglio usare uno schema "a due gradi di libertà". Si ricordi in merito a sistema di un controllore PID a "derivazione di uscita" graficamente si ha:



Questi due sistemi sono equivalenti se:

$$R(s) = R_1(s) + R_2(s) \quad , \quad R^0(s) = \frac{R_1(s)}{R_1(s) + R_2(s)}$$

Tipicamente si ha $R_2(s) = 0 \Rightarrow R^0(s) = 1$. In questo modo è possibile implementare le soglie y_m^0 come andamento desiderato di y , sia pur modificato dal blocco $R^0(s)$. Si noti che è possibile usare due controllori in cascata, aumentando così le proprietà. Più precisamente quando non è troppo costoso misurare e trasmettere altre orecchie variabile controllata c , esiste una variabile controllata c'' intermedia della quale si può essere conveniente usare due controllori in cascata.

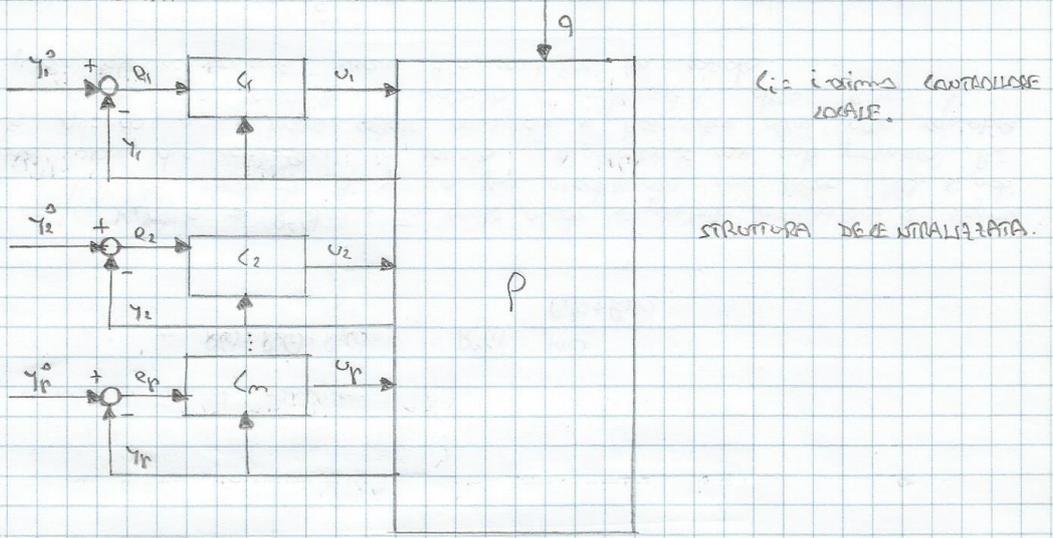


Come si può facilmente notare, il controllore R'' può aumentare la rapidità di risposta di c'' e la sua immunità ai disturbi. c'' viene detta **VARIABILE DI CONTROLLO SECONDARIA**, mentre y'' viene detta **VARIABILE DI CONTROLLO AUSILIARIA**. Si noti che l'anello di controllo secondario può semplificare notevolmente il progetto del controllore primario.

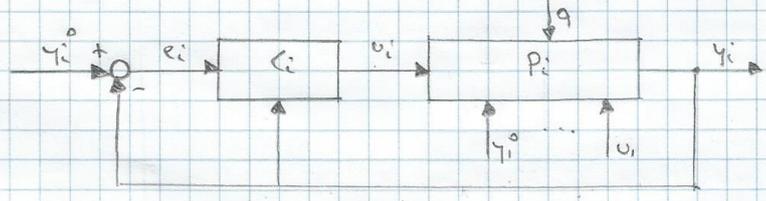
Analizziamo ora i problemi di controllo MULTIVARIABILI. Essi sono caratterizzati dalla presenza di più variabili controllate (denom. z), e da più variabili di controllo. Per studiare questi si usano i metodi già usati per i sistemi monovariabili. L'impostazione più frequente per "spezzare" un problema di controllo multivariabile in una sequenza di controlli monovariabili è la SCRIPPOSIZIONE ERISTICA. Vediamo come funziona tale scomposizione. Ad ogni variabile controllata viene associata una variabile manipolata in modo che ogni variabile controllata risulti interamente influenzata dalla sua variabile manipolata, e le resta possibile dalle altre.



Fatta ciò, indiciamo con m_i la variabile manipolata associata a z_i con $i=1, \dots, m$. Quindi si ha un accoppiamento inibito tra la variabile di controllo z_i e m_j . Dopo di che si archiveranno le coppie appena formate. Tale archiviazione si fa usando il tempo di risposta, ossia la coppia (z_i, y_i) precede la coppia (z_j, y_j) se la durata massima di transizione su y_i è minore di quella su y_j . In un sistema di controllo multivariabile è importante dire da quali variabili di ingresso al controllore può dipendere la variabile di controllo (STRUTTURA INFORMATIVA).



Si noti che quando le variabili di controllo, o meglio una variabile di controllo dipende da tutte le variabili di ingresso del controllore, si ha una STRUTTURA INFORMATIVA CENTRALIZZATA, altrimenti si ha una STRUTTURA INFORMATIVA DECENTRALIZZATA. La scomposizione eristica si basa su un modello decentralizzato. Si noti che i controllori locali C_i possono essere determinati in sequenza, implementando i controllori già fissati, e considerando $y_1^o, y_2^o, \dots, u_1, u_2, \dots$ come variabili indipendenti in ante.

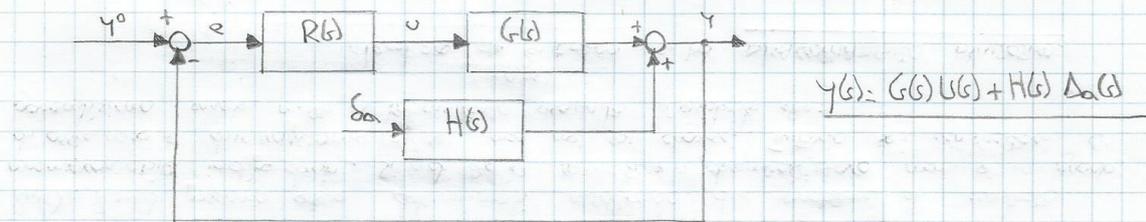


Un controllore multivariabile realizza il DISACCOPIAMENTO se:

(67)

y_i indipendente da y_k^0 , $\forall k \neq i, \forall y^0 \in Q$

Questa condizione di disaccoppiamento non dice nulla sulle ampiezze degli anelli. Imporre questa condizione vuol dire scomporre un problema di controllo multivariabile in più problemi di controllo monovariabile indipendenti tra loro. Ad esempio:



Siano: U, Y due vettori bidimensionali, Δ una scalare, G e H matrici di dimensioni compatibili. Sia inoltre:

$$U(s) = R(s)E(s), \quad E(s) = Y^0(s) - Y(s)$$

dove $R(s)$ è una matrice 2×2 . Si ha che:

$$F(s) = \frac{L(s)}{I + L(s)} \quad \text{con } L(s) = G(s) \cdot R(s)$$

$$Y(s) = G(s)U(s) = G(s)R(s)E(s) = L(s)(Y^0(s) - Y(s)) \Rightarrow Y(s) + L(s)Y(s) = L(s)Y^0(s)$$

Quindi:

$$F(s) = (I + L(s))^{-1} L(s)$$

$$(I + L(s))Y(s) = L(s)Y^0(s)$$

NB: $\frac{Y(s)}{Y^0(s)} = F(s)$. Date: $Y(s) = L(s)E(s)$, $Y(s) = Y^0(s) - E(s) \Rightarrow L(s)E(s) + E(s) = Y^0(s)$

Da:

$$Y(s) = L(s)E(s) = L(s)(I + L(s))^{-1} Y^0(s)$$

$$E(s) = (I + L(s))^{-1} Y^0(s)$$

$$F(s) = L(s)(I + L(s))^{-1}$$

Quindi $F(s)$ è diagonale se e solo se $L(s)$ è diagonale. Si noti infatti che

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}}_{R(s)} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}}_{E(s)}; \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1^0 \\ y_2^0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

Quindi:

$$F(s) = \frac{L(s)}{I + L(s)}$$

$$\text{con } L(s) = G(s) \cdot R(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}R_{11} + G_{12}R_{21} & G_{11}R_{12} + G_{12}R_{22} \\ G_{21}R_{11} + G_{22}R_{21} & G_{21}R_{12} + G_{22}R_{22} \end{bmatrix}$$

Però:

