

Compensazione in frequenza degli amplificatori retroazionati

G. Palumbo

DIEES

(Dipartimento di Ingegneria Elettrica Elettronica e dei Sistemi)

UNIVERSITA' DI CATANIA



Amplificatore a due poli

- La funzione di trasferimento del guadagno d'anello di un amplificatore reale ha in genere più di un polo
- La presenza di più di un polo può determinare instabilità nella risposta

Funzione di trasferimento del guadagno d'anello a due poli

$$T(s) = \frac{T_o}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}$$

Funzione di trasferimento dell'amplificatore retroazionato

$$G_F(s) = \frac{G_{Fo}}{1 + 2\frac{\xi}{\omega_o}s + \frac{s^2}{\omega_o^2}} = \frac{G_{Fo}}{\left(1 + \frac{s}{p_{F1}}\right)\left(1 + \frac{s}{p_{F2}}\right)}$$

$$\omega_o = \sqrt{p_1 p_2 (1 + T_o)}$$

Pulsazione di oscillazione in risonanza

$$\xi = \frac{p_1 + p_2}{2\omega_o} \approx \frac{1}{2\sqrt{T_o}} \left(\sqrt{\frac{p_1}{p_2}} + \sqrt{\frac{p_2}{p_1}} \right)$$

Fattore di smorzamento

$$p_{F1,2} = \omega_o \left(\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1} \right)$$

Poli del sistema retroazionato

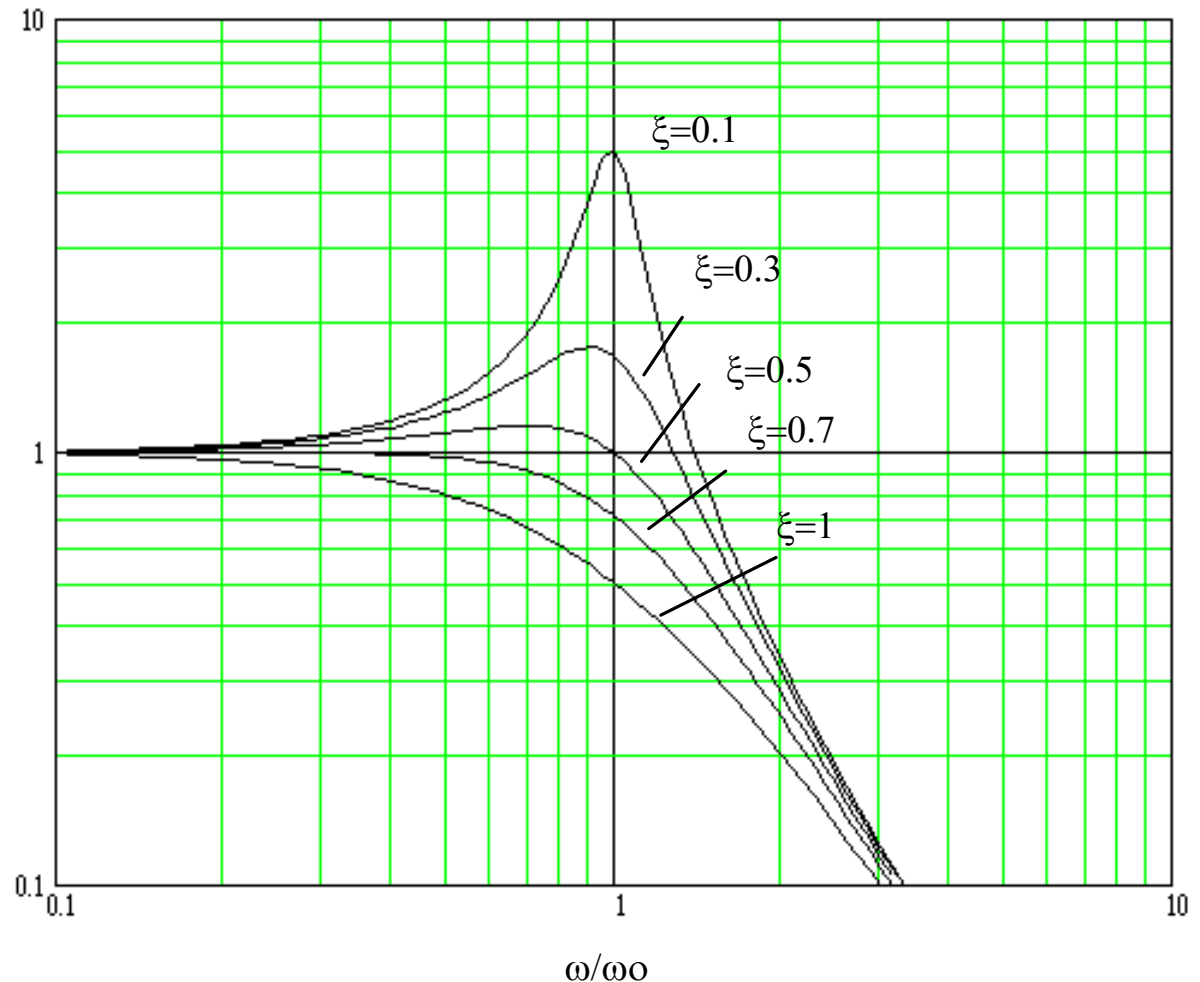
Risposta in frequenza dell'amplificatore retroazionato normalizzata a ω_o

Frequenza picco

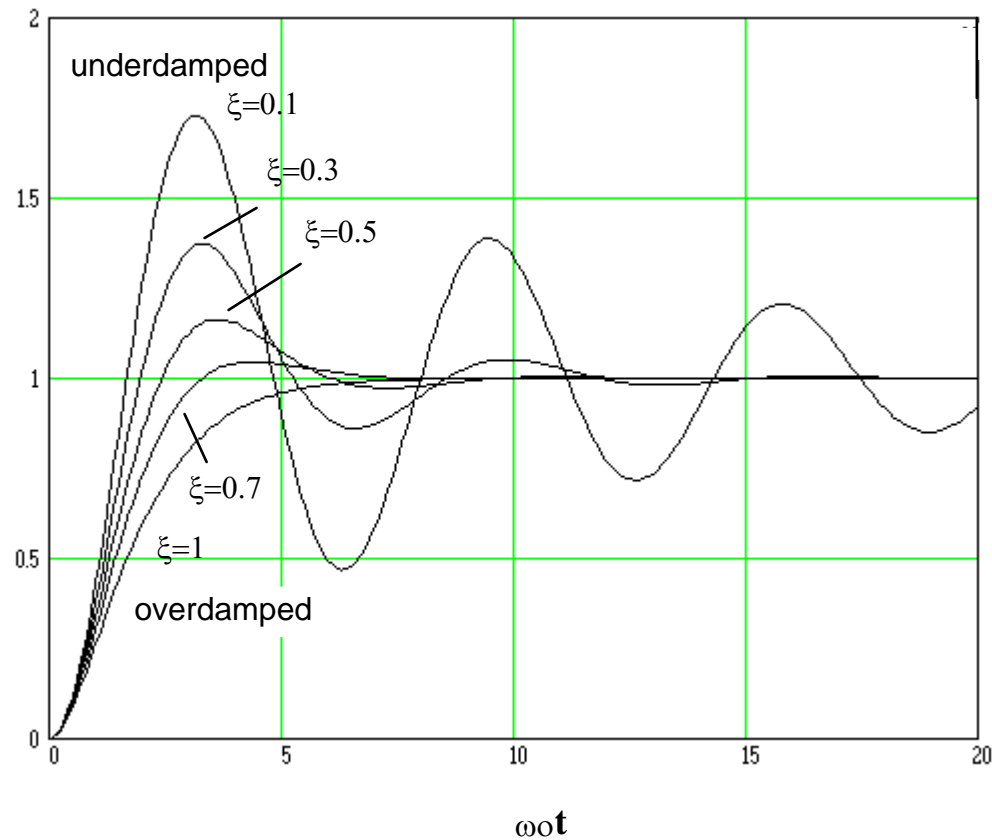
$$\omega_{cp} = \omega_o \sqrt{1 - 2\xi^2}$$

Ampiezza picco

$$G_{Fp} = G_{Fo} \frac{1}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}}$$



Risposta al gradino dell'amplificatore retroazionato in funzione di $\omega_o t$



$$x_o(t) = \left\{ 1 - \left[\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2} \omega_o t) + \cos(\sqrt{1-\xi^2} \omega_o t) \right] e^{-\xi \omega_o t} \right\} G_{oFu}(t)$$

Rappresentazione tramite fattore di separazione

- Per analizzare e progettare amplificatori retroazionati è più conveniente utilizzare un nuovo parametro

$$K = \frac{p_2}{\omega_{GBW}} = \frac{p_2}{T_o p_1}$$

Fattore di separazione

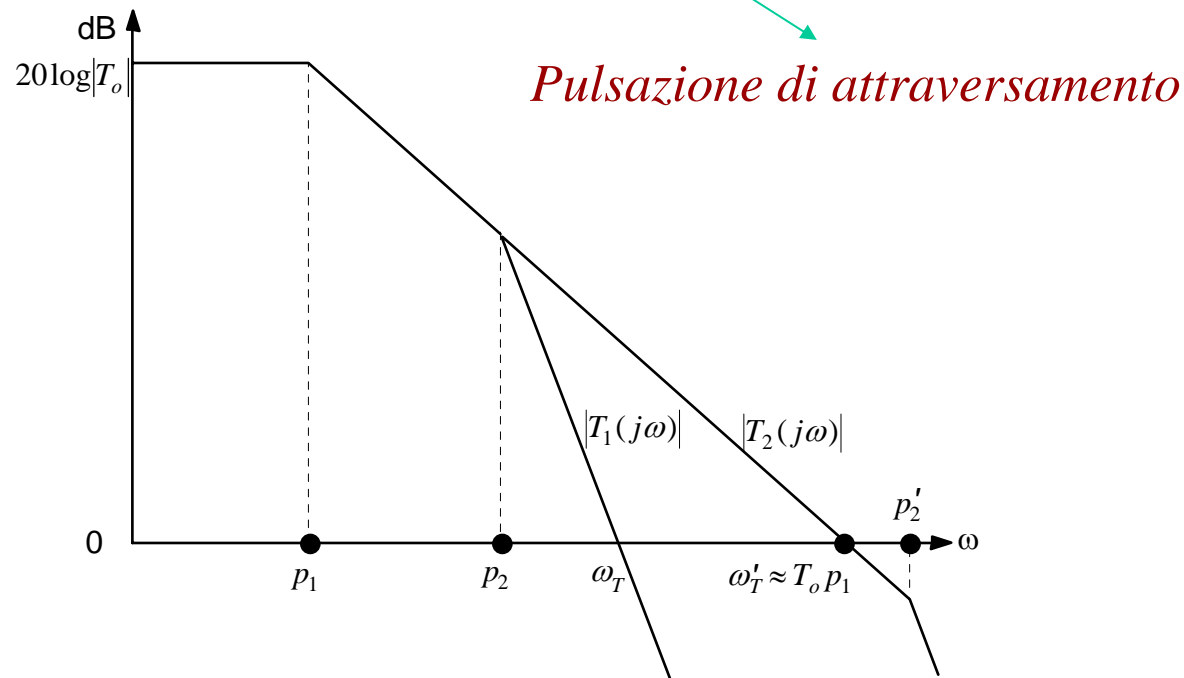
Prodotto banda-guadagno

- Il fattore di separazione è strettamente legato al margine di fase (parametro del guadagno d'anello che indica il grado di stabilità dell'amplificatore)

- Frequenza del secondo polo maggiore del prodotto banda-guadagno,

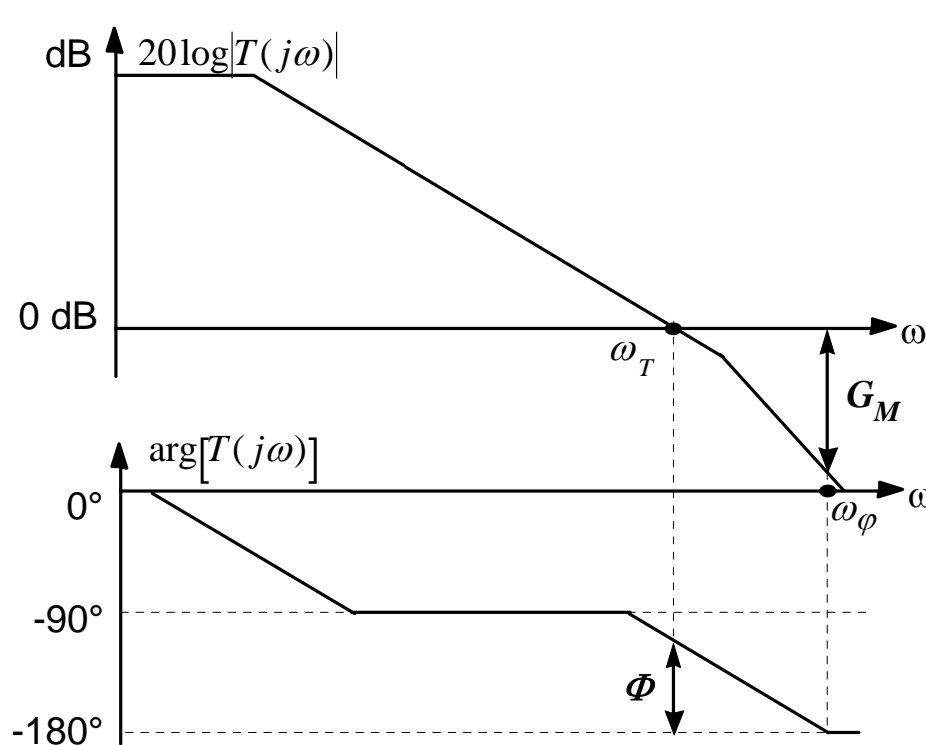


$$\omega_T = \omega_{GBW}$$



Margine di fase dell'amplificatore retroazionato

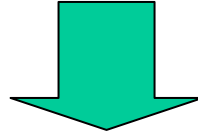
$$\Phi = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega_T}{p_1} - \tan^{-1} \frac{\omega_T}{p_2} = \tan^{-1} \frac{p_1}{\omega_T} + \tan^{-1} \frac{p_2}{\omega_T}$$



$$K \approx \tan \phi$$

$$\omega_o = p_1 \sqrt{KT_o(1+T_o)} \approx \omega_{GBW} \sqrt{K}$$

$$\xi = \frac{1 + KT_o}{2T_o \sqrt{K}} \approx \frac{\sqrt{K}}{2}$$



$$G_F(s) = \frac{G_{Fo}}{1 + \frac{s}{\omega_{GBW}} + \frac{s^2}{\omega_{GBW}^2 K}} = \frac{G_{Fo}}{1 + s' + \frac{s'^2}{K}}$$

$$p_{F1,2} = \omega_{GBW} \left[\frac{K}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{K}{4} - 1 \right) K} \right]$$

- La funzione di trasferimento è rappresentata solo con parametri del guadagno d'anello

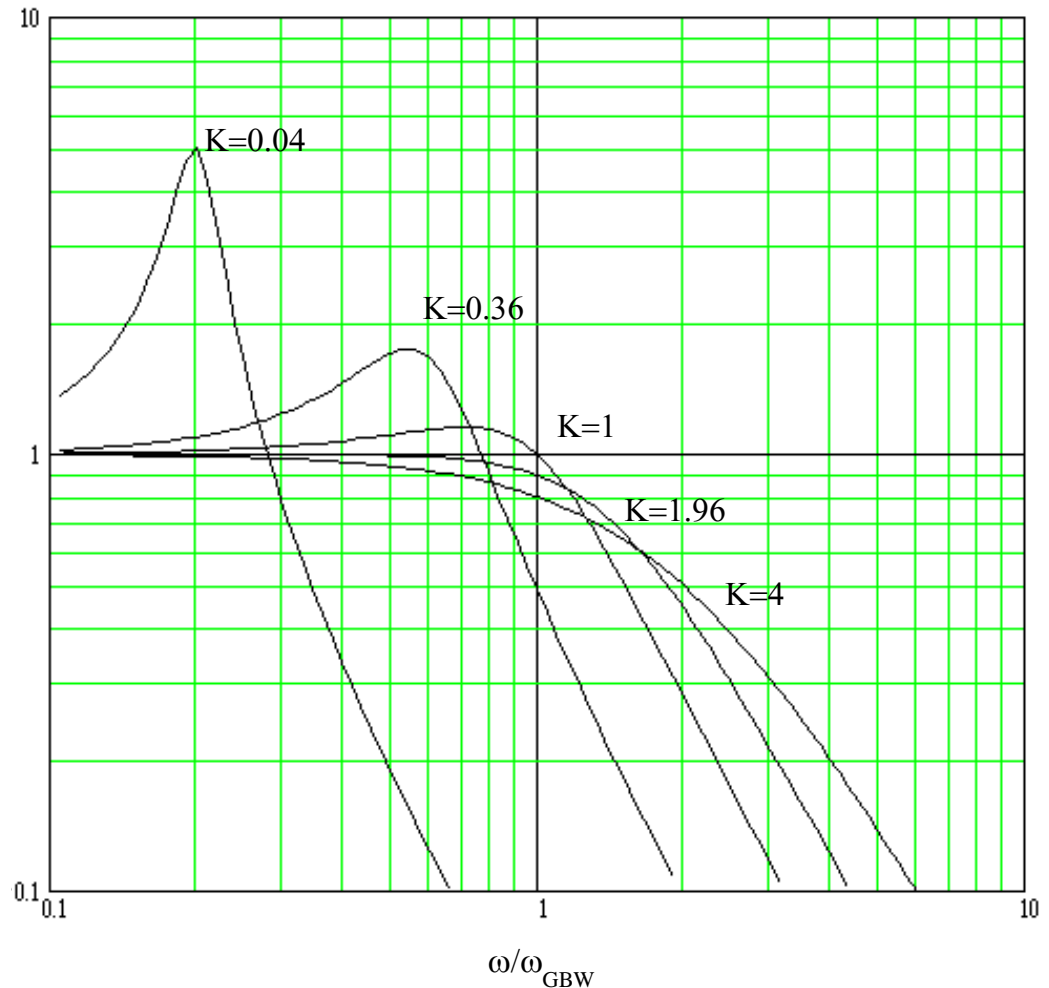
Risposta in frequenza dell'amplificatore retroazionato normalizzata a ω_{GBW}

Frequenza picco

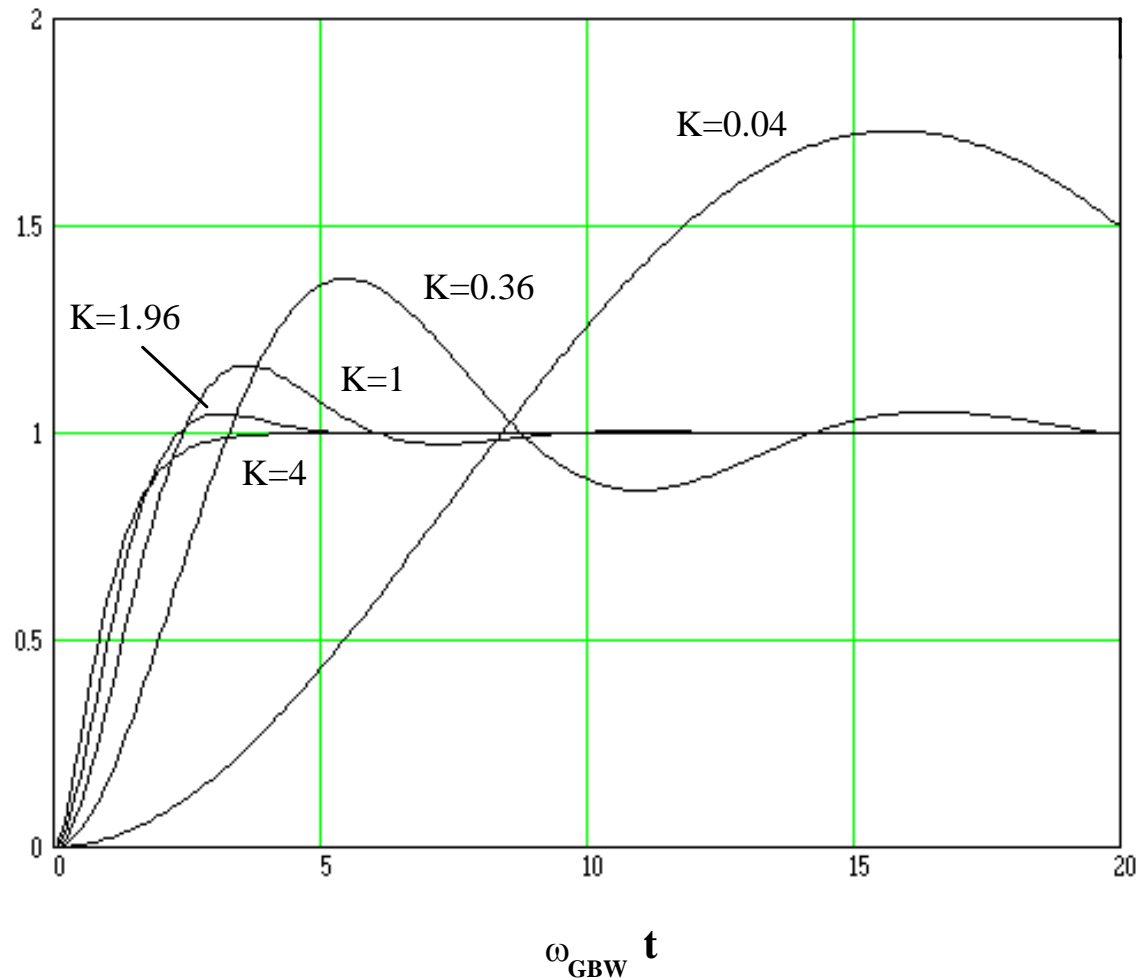
$$\omega_{cp} = \omega_{GBW} \sqrt{K(1-K)}$$

Ampiezza picco

$$G_{Fp} = \frac{2}{\sqrt{K(4-K)}} G_{Fo}$$



Risposta al gradino dell'amplificatore retroazionato in funzione di $\omega_{GBW}t$



$$x_o(t) = \left\{ 1 - \left[\sqrt{\frac{K}{4-K}} \sin \left(\sqrt{K - \frac{K^2}{4}} \omega_{GBW} t \right) + \cos \left(\sqrt{K - \frac{K^2}{4}} \omega_{GBW} t \right) \right] e^{-\frac{K}{2} \omega_{GBW} t} \right\} G_{oF} u(t)$$

$$D = e^{-\pi \sqrt{\frac{K}{4-K}}}$$

Ampiezza del picco
(dipende solo da K)

$$t_p = \frac{2\pi}{\omega_{GBW} \sqrt{4K - K^2}}$$

Tempo in cui si ha il picco

- L'ampiezza del picco consente di fissare il margine di fase (fattore di separazione) in funzione del settling time (1% di settling richiede $K=2.73$, $\Phi=70^\circ$)

Amplificatore con due poli ed un doppietto polo-zero

- La conversione da uscita differenziale a singola con specchio di corrente introduce un doppietto
- Compensazioni polo-zero non ideali introducono dei doppietti

Guadagno d'anello a due poli con doppietto polo-zero

$$T(s) = T_o \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} \cdot \frac{1 + \frac{s}{z_d}}{1 + \frac{s}{p_d}}$$

Margine di fase

$$\phi = \tan^{-1} \frac{p_2}{\omega_T} + \tan^{-1} \frac{p_d}{\omega_T} - \tan^{-1} \frac{z_d}{\omega_T}$$



$$\phi = \tan^{-1} \frac{p_2}{\omega_{GBW}} + \tan^{-1} \frac{p_d}{\omega_{GBW}} - \tan^{-1} \frac{z_d}{\omega_{GBW}}$$

➤ Utilizzando la relazione

$$\tan(a + b + c) = \frac{\tan a + \tan b + \tan c - \tan a \tan b \tan c}{1 - \tan a \tan b - \tan a \tan c - \tan b \tan c}$$

$$\tan(\phi) = K \left[1 + \frac{\left(K + \frac{1}{K} \right) \omega_{dn} \Delta}{\left(1 + \omega_{dn}^2 \right) \sqrt{1 - \Delta} - K \omega_{dn} \Delta} \right]$$

$$\omega_{dn} = \frac{\omega_d}{\omega_{GBW}}$$

*Frequenza media del doppietto
normalizzato al prodotto banda-
guadagno*

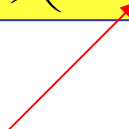
$$\omega_d = \sqrt{p_d z_d}$$

Frequenza media del doppietto

$$\Delta = \left(1 - \frac{z_d}{p_d} \right)$$

*Ampiezza del doppietto
normalizzata al suo polo*

Funzione equivalente a due poli

$$T(s) = T_o \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_{2eq}}\right)}$$


Polo equivalente che garantisce lo stesso
margine di fase

$$p_{2eq} = K \left[1 + \frac{\left(K + \frac{1}{K}\right) \omega_{dn} \Delta}{\left(1 + \omega_{dn}^2\right) \sqrt{1 - \Delta} - K \omega_{dn} \Delta} \right] \omega_{GBW}$$

- Il secondo termine nella parentesi rappresenta la deviazione del secondo polo equivalente rispetto il vero secondo polo
- La deviazione è massima per $\omega_{dn}=1$ (massima deviazione quando il doppietto è a cavallo dell'attraversamento)
- Nel caso in cui possiamo compensare muovendo il secondo polo, la sua posizione può essere fissata tramite il secondo polo equivalente

$$p_2 = \omega_{GBW} \tan(\phi) \left(\frac{1 + \omega_{dn}^2 - \frac{\Delta}{\sqrt{1-\Delta}} \frac{\omega_{dn}}{\tan(\phi)}}{1 + \omega_{dn}^2 + \frac{\Delta}{\sqrt{1-\Delta}} \omega_{dn} \tan(\phi)} \right)$$

- In genere, quando il secondo polo è fissato, per fissare il polo dominante (ovvero il prodotto band-guadagno)

$$\tan(\phi) = \frac{1}{\omega_{GBW}} \frac{\omega_{GBW}^2 (p_2 + \Delta p_d) + p_2 \omega_{dn}^2}{\omega_{GBW}^2 + \omega_d^2 - p_2 \Delta p_d}$$



$$\tan(\phi) \omega_{GBW}^3 - (p_2 + \Delta p_d) \omega_{GBW}^2 + \tan(\phi) (\omega_{dn}^2 - p_2 \Delta p_d) \omega_{GBW} - p_2 \omega_{dn}^2 = 0$$



$$(2p_2 + p_d) \omega_{GBW}^2 + \left[\tan(\phi) (p_2 + p_d) p_d - \frac{3p_2^2}{\tan(\phi)} \right] \omega_{GBW} + \left(\frac{p_2^2}{\tan^2(\phi)} - 2p_d^2 \right) p_2 = 0$$

Amplificatore con tre poli

$$T(s) = T_o \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right) \left(1 + \frac{s}{p_3}\right)}$$

Margine di fase

$$\phi = \tan^{-1} \frac{p_2}{\omega_{GBW}} + \tan^{-1} \frac{p_3}{\omega_{GBW}} - 90^\circ$$

$$\tan(a + b) = \frac{\tan(a) + \tan(b)}{1 - \tan(a)\tan(b)}$$

$$\tan(a + 90^\circ) = -\frac{1}{\tan(a)}$$

$$\frac{1}{\omega_{GBW}^2} - \tan(\phi) \left(\frac{1}{p_2} + \frac{1}{p_3} \right) \frac{1}{\omega_{GBW}} - \frac{1}{p_2 p_3} = 0$$

Al fine della compensazione possiamo determinare il prodotto banda-guadagno

$$\frac{1}{\omega_{GBW}} = \frac{\tan(\phi)}{2} \left(\frac{1}{p_2} + \frac{1}{p_3} \right) \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4}{\tan^2(\phi)} \frac{p_2 p_3}{(p_2 + p_3)^2}} \right]$$



$$\frac{1}{\omega_{GBW}} \approx \tan(\phi) \left(\frac{1}{p_2} + \frac{1}{p_3} \right)$$

Funzione equivalente a due poli

$$T(s) = T_o \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_{2eq}}\right)}$$

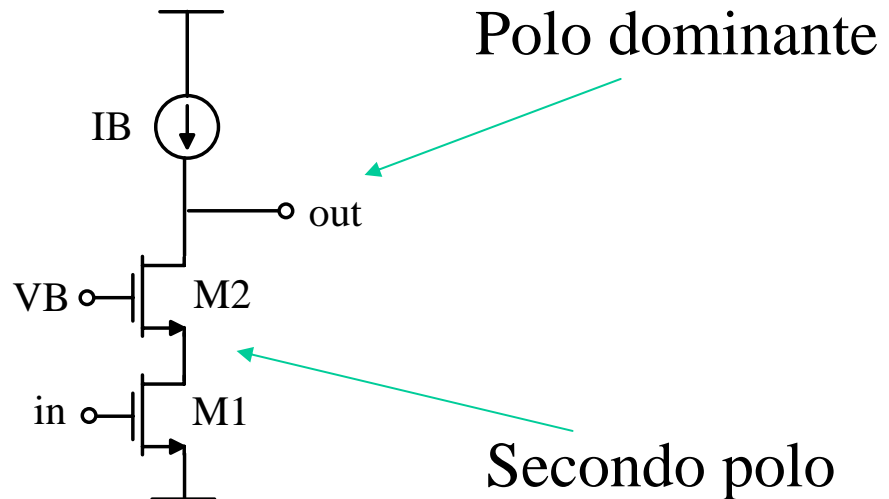
$$p_{2eq} = \frac{p_2 p_3}{p_2 + p_3}$$

La costante di tempo del secondo polo equivalente è pari alla somma delle costanti di tempo relative al secondo ed al terzo polo

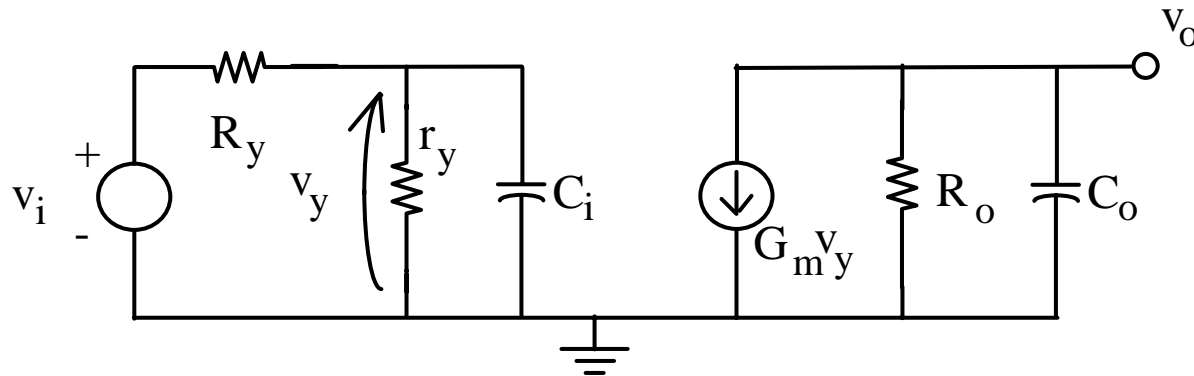
Compensazione a polo dominante

- Si usa negli amplificatori a singolo stadio (due poli con uno dominante)
- Si basa sulla riduzione solo della pulsazione di attraversamento (ovvero del polo dominante)

Esempio:
stadio cascode



Modello semplificato per la compensazione a polo dominante



$$A(s) = \frac{A_o}{1 + a_1 s + a_2 s^2} = \frac{A_o}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}$$

$$A_o = -\frac{r_y}{R_y + r_y} G_m R_o$$

$$a_1 = \tau_1 + \tau_2 = r_y \parallel R_y C_i + R_o C_o$$

$$a_2 = \tau_1 \tau_2 = (r_y \parallel R_y) R_o C_i C_o$$

- Generalmente il polo dominante è sul nodo d'uscita

$$p_1 = \frac{1}{R_o C_o}$$



$$\tan(\phi) = \frac{p_2}{|A_o| p_1} = \frac{1}{G_m R_o} \frac{R_y C_i}{R_o C_o}$$

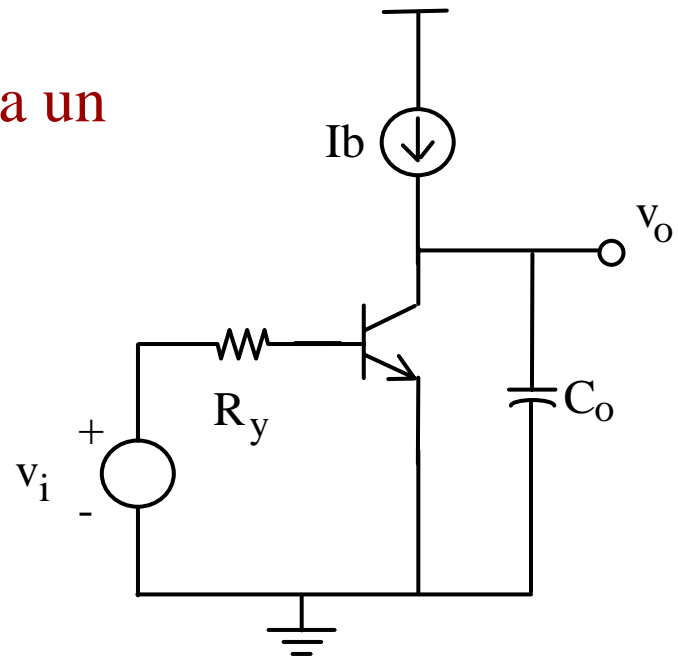
$$p_2 = \frac{1}{(r_y \parallel R_y) C_i}$$

- Per ottenere il margine di fase richiesto si aumenta la capacità del nodo d'uscita
- *La banda ottenibile è settata dal secondo polo*

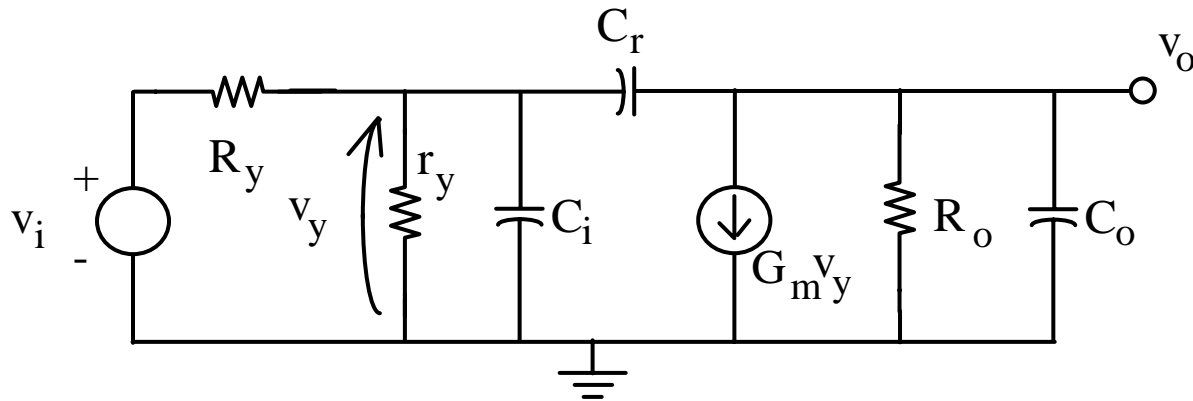
Compensazione Miller

- Si usa negli amplificatori a due stadi
- Si basa sull'effetto di separazione dei poli

Esempio: **amplificatore pilotato da un generatore non ideale**



Modello semplificato per la compensazione Miller



$$A(s) = A_o \frac{1 + b_1 s}{1 + a_1 s + a_2 s^2}$$

$$A_o = -\frac{r_y}{R_y + r_y} G_m R_o$$

$$a_1 = r_y \parallel R_y C_i + R_o C_o + (r_y \parallel R_y + R_o + r_y \parallel R_y G_m R_o) C_r$$

$$b_1 = -\frac{C_r}{G_m}$$

$$a_2 = (r_y \parallel R_y) R_o C_o \left[C_i + \left(1 + \frac{C_i}{C_o} \right) C_r \right]$$

➤ Ipotizzando poli separati

$$p_1 \approx \frac{1}{a_1}$$

$$p_2 \approx \frac{a_1}{a_2}$$



$$p_1 = \frac{1}{R_o(C_o + C_r) + r_y \parallel R_y [C_i + (1 + G_m R_o) C_r]}$$

$$p_2 = \frac{R_o(C_o + C_r) + r_y \parallel R_y [C_i + (1 + G_m R_o) C_r]}{(r_y \parallel R_y) R_o C_o \left[C_i + \left(1 + \frac{C_i}{C_o} \right) C_r \right]}$$

- In entrambi i poli è presente il termine

$$(1 + G_m R_o) C_r$$

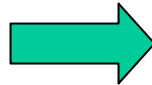
- Tale termine determina rappresenta il guadagno in tensione del secondo stadio (a meno del termine 1)
- La presenza di tale termine determina l'*effetto Miller*
- I due poli possono essere riscritti

$$p_1 = \frac{1}{r_y \parallel R_y [C_i + (1 + G_m R_o) C_r]}$$

$$p_2 = \frac{C_i + (1 + G_m R_o) C_r}{R_o C_o \left[C_i + \left(1 + \frac{C_i}{C_o} \right) C_r \right]}$$

- Si può compensare incrementando il condensatore C_r
- Si aumenta la separazione tra i poli, poiché entrambi i poli si spostano in direzione opposta (pole splitting)
- Il polo dominante sarà determinato nel nodo interno proprio dal condensatore C_r

$$p_{1c} = \frac{1}{r_y \parallel R_y (G_m R_o C_r)}$$



$$\omega_{GBW} = \frac{1}{R_y C_r}$$

- Il secondo polo sarà in uscita

$$p_{2c} = \frac{G_m}{C_o + C_i}$$

- Per valutare il margine di fase bisogna tenere conto dello zero nel semipiano destro (riduce il margine di fase)

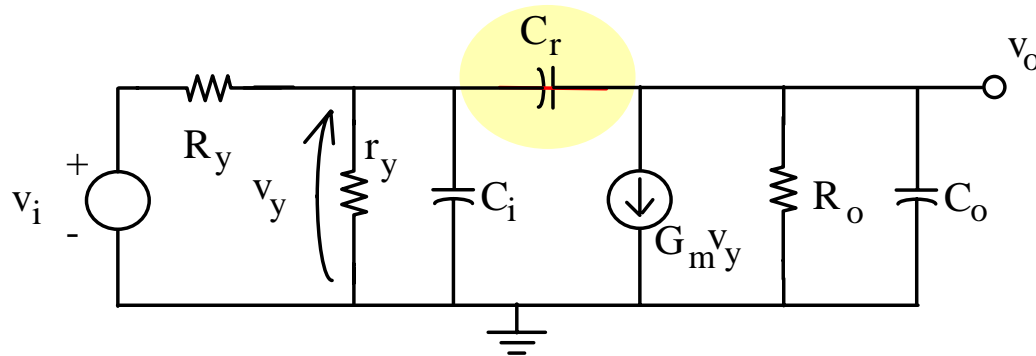
$$z = \frac{G_m}{C_r}$$

- Per elevati valori della transconduttanza, lo zero sarà a frequenze molto maggiori del prodotto banda guadagno e può essere trascurato
- Esistono tecniche per eliminare lo zero nel caso in cui non può essere trascurato

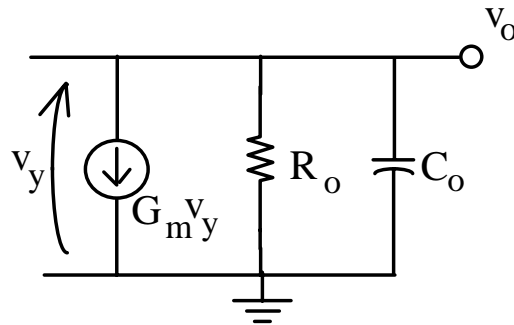
$$\tan(\phi) = G_m R_y \frac{C_r}{C_o + C_i}$$

Interpretazione fisica del pole splitting

- Il polo dominante deriva semplicemente dall'applicazione del teorema di Miller (incremento della capacità in retroazione pari a circa il guadagno tra i due nodi)
- Sotto l'ipotesi di polo dominante dovuto alla capacità in retroazione a frequenze elevate (prossime all'attraversamento) il condensatore in retroazione può considerarsi un corto circuito

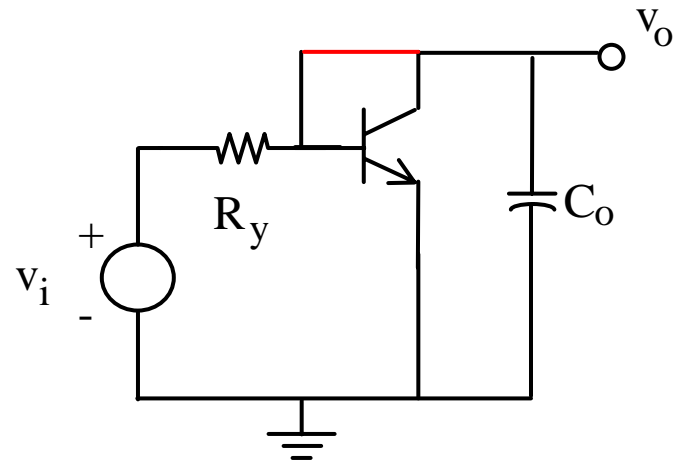


- Ad elevate frequenze la resistenza del nodo d'uscita è pari alla transconduttanza dell'amplificatore (transistore connesso a diodo)

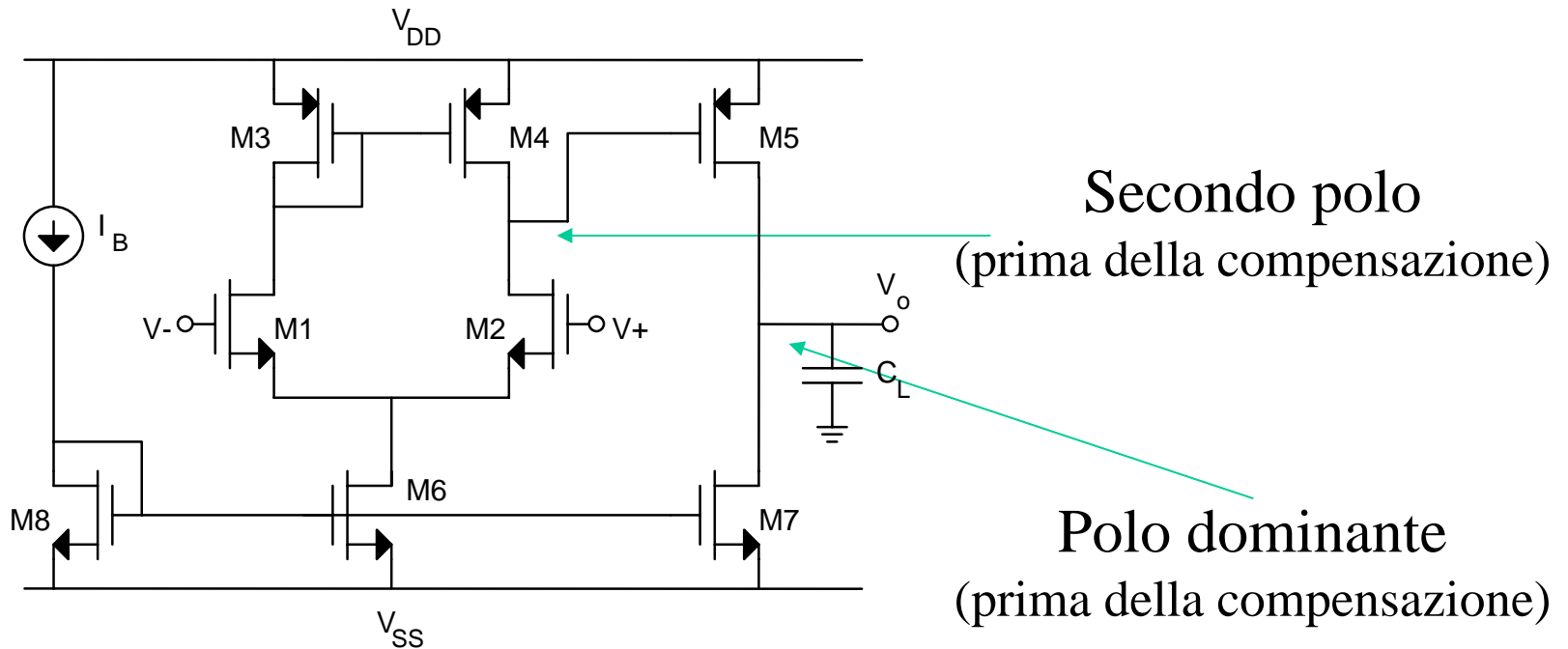


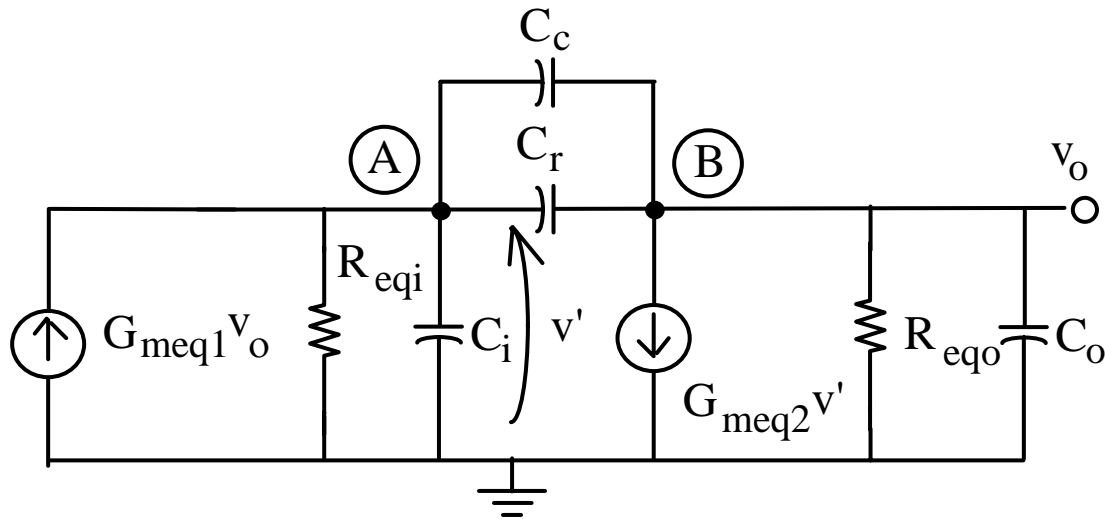
Resistenza del nodo d'uscita

$$R_o + \frac{1}{G_m} \approx \frac{1}{G_m}$$



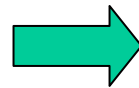
OTA a due stadi





$$A_o = G_{meq1} R_{eqi} G_{meq2} R_{eqo}$$

$$p_{1C} \approx \frac{1}{R_{eqi} G_{meq2} R_{eqo} (C_r + C_c)}$$



$$\tan(\phi) = \frac{G_{meq2}}{G_{meq1}} \frac{C_r + C_c}{C_o + C_i}$$



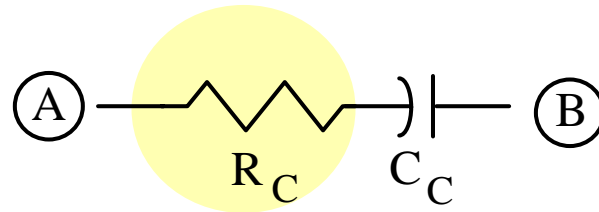
$$p_{2C} \approx \frac{G_{meq2}}{(C_o + C_i)}$$

$$C_c = \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} \tan(\phi) (C_o + C_i) - C_r$$

Tecniche di compensazione dello zero nel semipiano destro

- Lo zero nasce dalla presenza di un cammino diretto tra i nodi **A** e **B**
- La rottura del cammino diretto elimina lo zero
- Le tecniche per eliminare lo zero sono:
 - ★ con resistenza di nulling
 - ★ con buffer di tensione
 - ★ con buffer di corrente

Resistenza di nulling



- E' l'approccio più conosciuto (proposto nel 1978)
- La presenza della resistenza modifica la posizione dello zero

$$z_r = \frac{1}{\left(\frac{1}{G_{meq2}} - R_c \right) C_c}$$

- Uguagliando R_r a G_{meq2}
(si elimina lo zero)



$$\omega_{GBW} = \frac{G_{meq2}}{\tan(\phi)(C_o + C_i)}$$

- Si può settare R_r per fare sì che lo zero risultante compensi il secondo polo

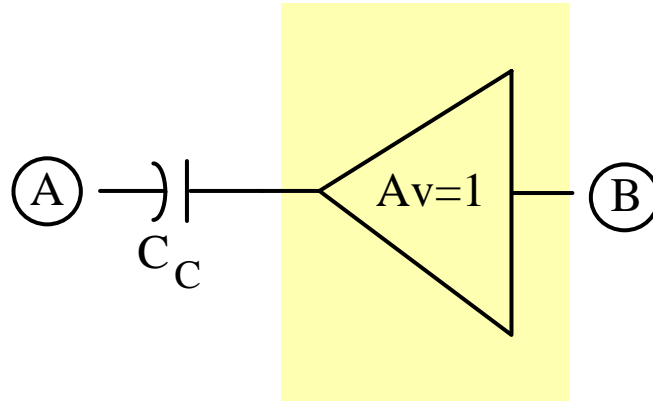
Nuovo secondo polo

$$p_{2C} = \frac{1}{R_C C_C}$$



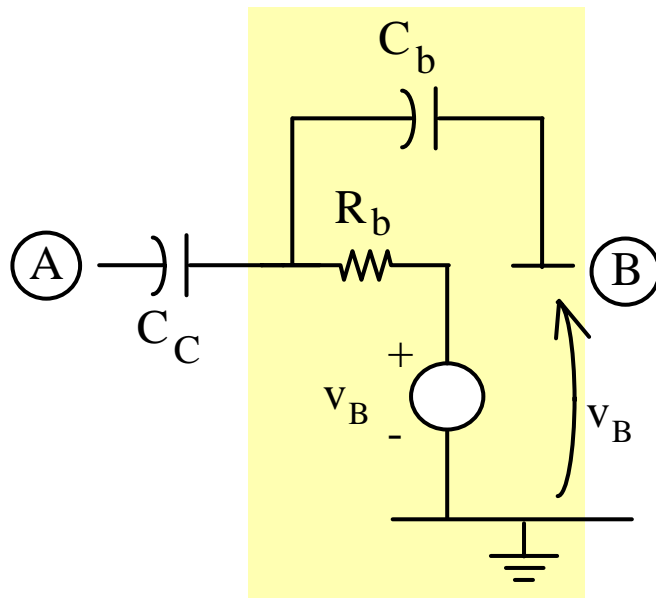
$$\omega_{GBW} = \frac{1}{\tan(\phi)R_C C_C}$$

Buffer di tensione



- Primo approccio proposto (1976)
- Con buffer ideale la banda è equivalente a quella non ottimizzata con resistenza di nulling (a meno della C_i)
- In genere riduce la dinamica d'uscita dell'amplificatore

- I buffer reali hanno una resistenza d'uscita e capacità parassite che in genere non possono esser trascurate
- Ai fini della compensazione l'errore di guadagno è trascurabile



$$p_{2C} = \frac{G_{meq2}}{C_o + C_b G_{meq2} R_b}$$

$$p_{3C} = \frac{1}{(C_i + C_b) R_b}$$

$$z_{1C} = \frac{1}{C_C R_b}$$

$$z_{2C} = -\frac{G_{meq2}}{C_b}$$

- Lo zero nel semipiano destro z_{2c} è a frequenze molto alte (trascurabile)
- Si può compensare secondo polo con zero nel semipiano sinistro

$$R_b = \frac{C_o}{G_{meq2}(C_C - C_b)} \approx \frac{C_o}{G_{meq2}C_C}$$

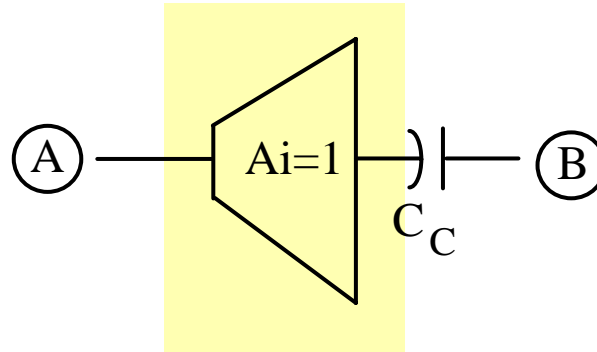


$$C_C = \sqrt{\tan(\phi) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} (C_i + C_b) C_o}$$

$$\omega_{GBW} = \frac{G_{meq1}}{\sqrt{\tan(\phi) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} (C_i + C_b) C_o}}$$

- Il prodotto banda guadagno è inversamente proporzionale alla media geometrica tra $C_i + C_b$ e C_o

Buffer di corrente



- Proposta nel 1983, non è molto frequente per la difficile implementazione
- Bisogna distinguere il caso di buffer ideale da quello reale
- Soluzione efficiente sia per la banda che per il PSRR

➤ Con **buffer ideale**

$$p_{2c} = \frac{G_{meq2}}{C_i \left(1 + \frac{C_o}{C_C} \right)}$$

$$C_C = \tan(\phi) \frac{G_{meq1}}{2G_{meq2}} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4G_{meq2}}{\tan(\phi)G_{meq1}} \frac{C_o}{C_i}} \right) C_i \approx \tan(\phi) \frac{G_{meq1}}{2G_{meq2}} C_i + \sqrt{\tan(\phi) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} C_i C_o}$$



*Confrontabile al
buffer di tensione
ottimizzato*

$$C_C = \sqrt{\tan(\phi) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} C_i C_o}$$

In genere si può
ulteriormente
semplificare

➤ Con **buffer reale**

➤ Bisogna garantire almeno che

$$R_b \leq \frac{1}{2G_{meq1}}$$

➤ l'uguale rappresenta una condizione di ottimo

$$C_C \approx h \frac{G_{meq1}}{2G_{meq2}} C_i + \sqrt{\left(h + \frac{1}{2}\right) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} C_i C_o} \quad h = \frac{2 \tan(\phi) - 1}{2 + \tan(\phi)}$$

In genere si può
ulteriormente
semplificare

$$C_C \approx \sqrt{\left(h + \frac{1}{2}\right) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} C_i C_o}$$

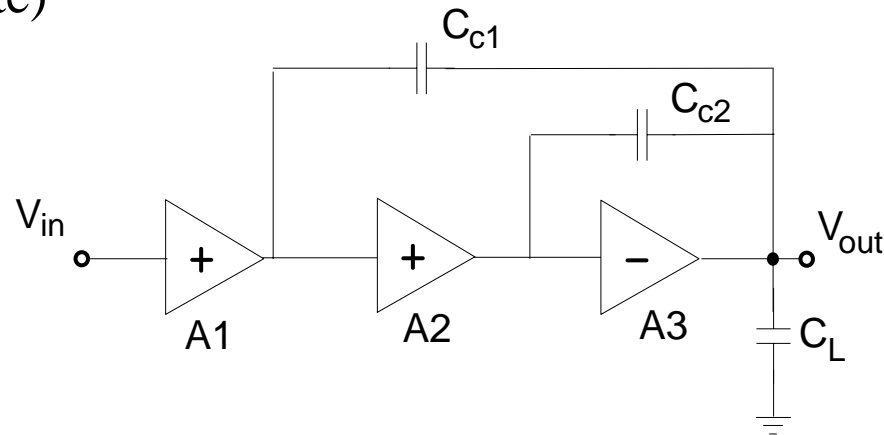
➤ Prodotto banda guadagno

$$\omega_{GBW} \approx \frac{G_{meq1}}{\sqrt{\left(h + \frac{1}{2}\right) \frac{G_{meq1}}{G_{meq2}} C_i C_o}}$$

- Il prodotto banda guadagno è maggiore che nel caso ideale
- Sembra maggiore che con ottimizzazione con buffer di tensione, ma è meno efficiente (a pari banda richiede più transconduttanza cioè dissipazione e/o area)

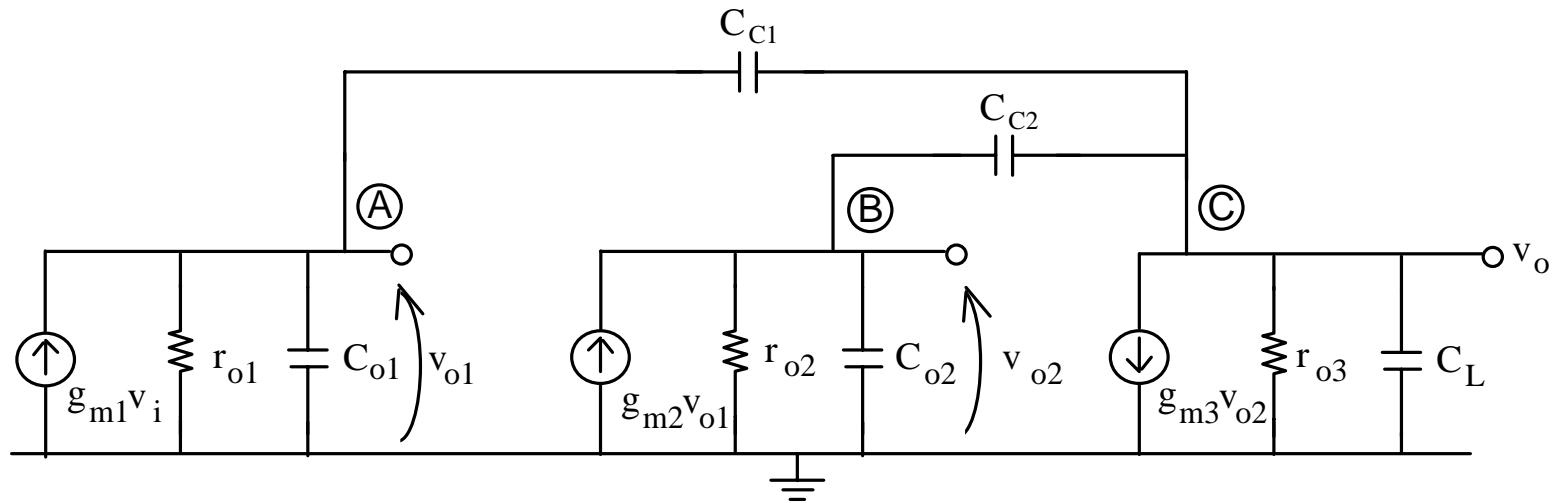
Compensazione Nested Miller

- Si usa per compensare amplificatori a tre stadi di guadagno (con i primi 2 stadi non invertenti e l'ultimo invertente)



- E' una compensazione Miller ripetuta due volte
- Anche per tale compensazione vi può essere l'esigenza di eliminare zeri nel semipiano sinistro

Modello di piccolo segnale



$$A(s) = A_o \frac{1 - \frac{C_{C2}}{g_{m3}} s - \frac{C_{C1} C_{C2}}{g_{m2} g_{m3}} s^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left[1 + \left(\frac{1}{g_{m2}} - \frac{1}{g_{m3}}\right) C_{C2} s + \frac{C_{C2} C_L}{g_{m2} g_{m3}} s^2\right]}$$

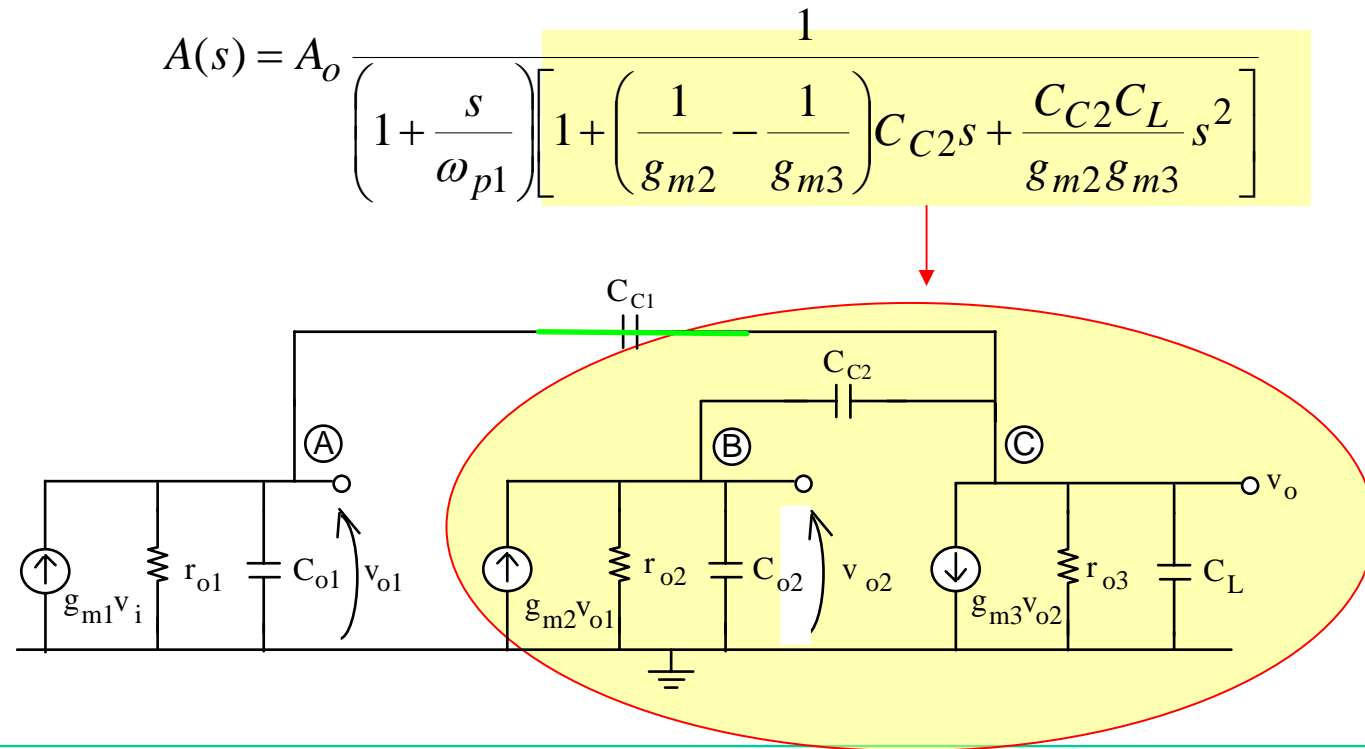
$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{r_{o1} g_{m2} r_{o2} g_{m3} r_{o3} C_{C1}}$$

$$\omega_T \approx \frac{g_{m1}}{C_{C1}}$$

Assenza di zeri

(buffer di tensione o corrente, approccio multipath Miller, zeri ad alta frequenza)

- Per frequenza superiori a quella di transizione il secondo ed il terzo stadio sono in un feedback unitario



- Guadagno ad anello aperto solo del secondo e terzo stadio (**amplificatore interno**)

$$A_{oi} = \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}r_{o3}}{1} \quad \longrightarrow \quad \omega_{Ti} \approx \frac{g_{m2}}{C_{C2}}$$

$$\omega_{p1i} \approx \frac{1}{r_{o2}g_{m3}r_{o3}C_{C1}}$$

$$\omega_{p2i} \approx \frac{g_{m3}}{C_L}$$

- Per evitare overshoot nella risposta in frequenza dell'amplificatore interno, **$\omega_{p2i} / \omega_{Ti} \geq 2$** (margine di fase interno $\geq 64^\circ$)

$$C_{C2} = 2 \frac{g_{m2}}{g_{m3}} C_L$$

➤ Margine di fase di tutto l'amplificatore

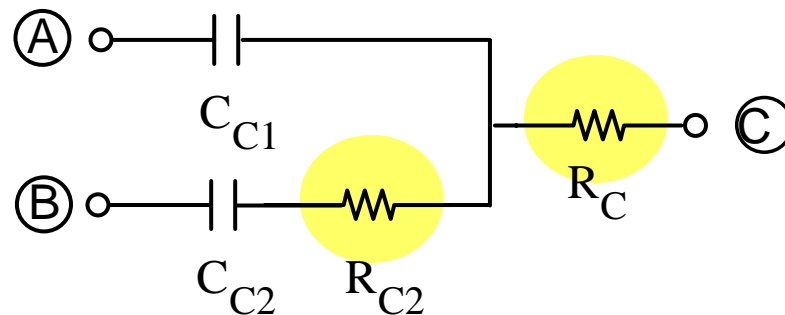
$$\tan(\phi) = \tan \left(90^\circ - \tan^{-1} \frac{\frac{\omega_T}{\omega_{Ti}}}{1 - \frac{\omega_T^2}{\omega_{Ti}\omega_{p2i}}} \right) \approx \frac{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_T}{\omega_{Ti}} \right)^2}{\frac{\omega_T}{\omega_{Ti}}}$$



$$C_{C1} = \left[\tan(\phi) + \sqrt{\tan^2(\phi) + 2} \right] \frac{g_{m1}}{g_{m3}} C_L$$

Rete con resistenze di nulling

- Per Nested Miller, l'estensione dell'approccio tradizionale è di difficile applicazione
- Con qualche modifica la rete di compensazione risulta semplice ed efficiente
- Si ottiene un notevole miglioramento in termini di prodotto banda guadagno (e quindi slew rate)



Funzione di trasferimento

$$A(s) = A_o \frac{1 + \left[R_C C_{C1} + \left(R_{C2} + R_C - \frac{1}{g_{m3}} \right) C_{C2} \right] s + \frac{(1 + g_{m2} R_{C2}) g_{m3} R_C - 1}{g_{m2} g_{m3}} C_{C1} C_{C2} s^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left[1 + \left(R_{C2} + \frac{1}{g_{m2}} - \frac{1}{g_{m3}} \right) C_{C2} s + \frac{1 - g_{m2} R_C}{g_{m2} g_{m3}} C_{C2} C_L s^2 \right]}$$

We can equate coefficients of second order polynomials

$$R_C = \frac{1}{g_{m3}}$$

$$R_{C2} = \frac{g_{m3} - g_{m2}}{g_{m2} g_{m3}} \frac{C_L}{C_{C1}}$$

$$C_{C2} = \frac{g_{m2}}{g_{m3} - g_{m2}} C_{C1}$$





$$A(s) = A_o \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)}$$

- La relazione richiede solamente il matching di condensatori e transconduttanze
- il valore di C_{C1} si può determinare per massimizzare il prodotto banda guadagno
- Il valore di C_{C1} deve essere definito con attenzione, e deve essere certamente maggiore di tutte le capacità parassite

Bibliografia

- **Palumbo - S. Pennisi, *Feedback Amplifiers: Theory and Design*, Kluwer Academic Publisher, January 2002.**
- ✓ G. Giustolisi - G. Palumbo, "An Approach to Test the Open-Loop Parameters of Feedback Amplifiers", *IEEE Trans. on CAS part I*, Vol. 46, No. 7, pp. 864-868, January 2002.
- ✓ G. Palumbo - S. Pennisi, "Design Methodology and Advances in Nested-Miller Compensation", *IEEE Trans. on CAS part I*, Vol. 49, No. 7, pp. 893-903, July 2002.
- ✓ G. Palmisano - G. Palumbo, "Analysis and Compensation of Two-Pole Amplifiers with a Pole-Zero Doublet", *IEEE Trans. on CAS part I*, Vol. 46, No. 7, pp. 864-868, July 1999.
- ✓ G. Palmisano - G. Palumbo, "A Novel Representation for Two-Pole Feedback Amplifiers", *IEEE Trans. on Education*, Vol. 41, No. 3, pp. 216-218, August 1998.
- ✓ G. Palmisano - G. Palumbo, "A Compensation Strategy for two-stage CMOS Opamp Based on Current Buffer", *IEEE Trans. on CAS part I*, Vol. 44, No. 3, pp. 257-262, March 1997.
- ✓ G. Palmisano - G. Palumbo, "An optimized compensation strategy for two-stage CMOS opamp", *IEEE Trans. on CAS part I*, vol.42 n.3, pp.178-182, March 1995.