PROGETTAZIONE DI SISTEMI MIXED SIGNAL

[Fotocopie di Appunti]

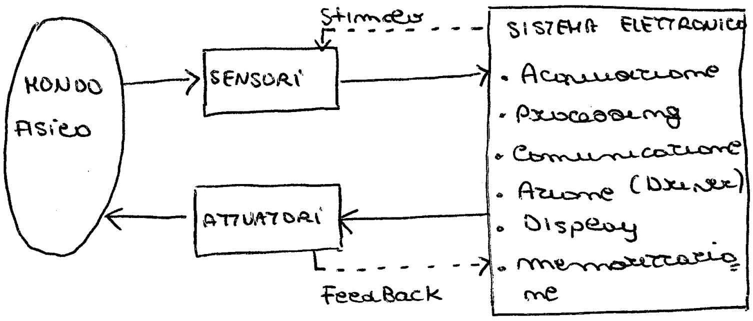
A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE: Paolo Bruschi (http://www.iet.unipi.it/p.bruschi/)

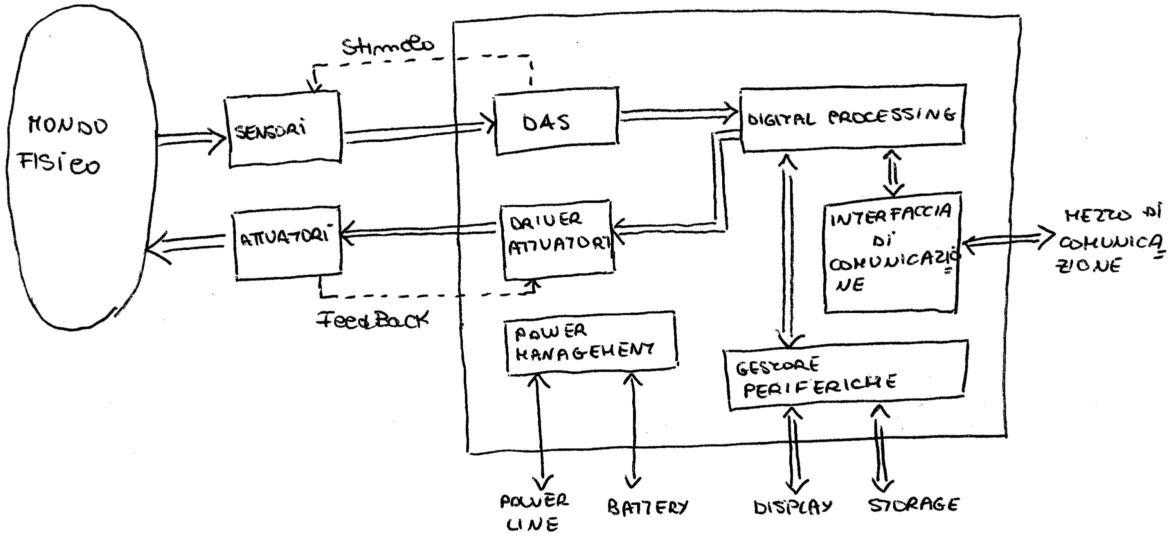
LINK AL CORSO ANNO 2017/2018: http://docenti.ing.unipi.it/~a008309/mat_stud/MIXED/

FREQUENTAZIONE: Consigliata.

SISTEMA ELETTRONICO : SCHEMA A BLOCCHI

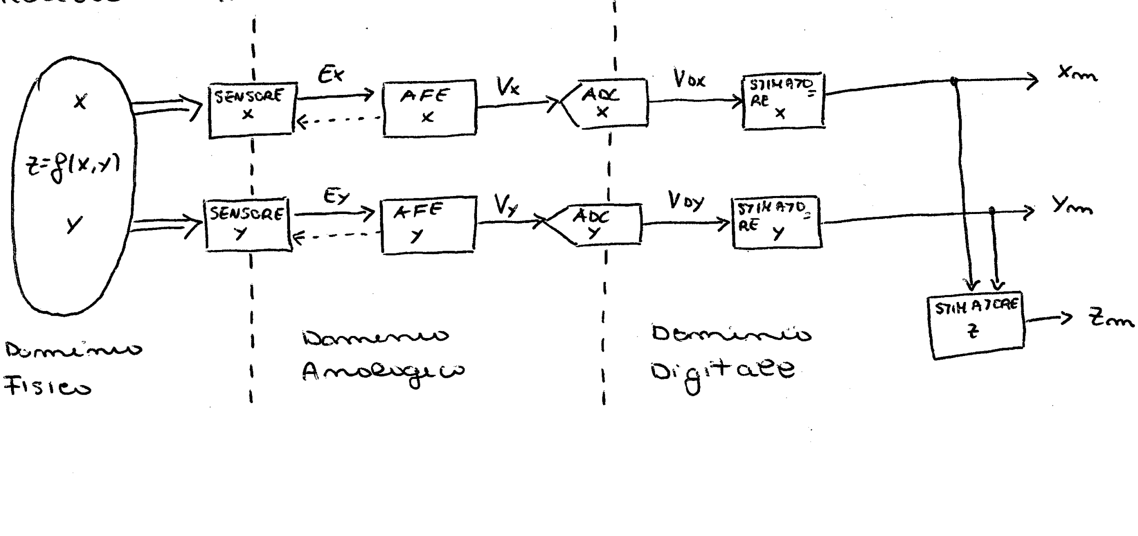


Sensore ≡ Trasduttore



DAS (Data Acquisition System)
Ha il compito di ricavare informazioni dal mondo fisico misurando quantità fisico-chimiche di interesse.

PROCESSO DI ACQUISIZIONE :



SENSORE: Interagisce con la quantità fisica X generando una quantità elettrica Ex.

AFE (ANALOG FRONT END) o INTERFACCIA: Converte la quantità elettrica Ex in un segnale Vx.
Include molte funzioni, tra cui conversione, amplificazione, filtraggio e compensazione della temperatura.
Per alcune categorie di sensori produce lo stimolo necessario al funzionamento.
Per sensori con risposta non lineare, produce una linearizzazione della risposta

ADC: Produce una rappresentazione digitale di Vx.
VxD è un codice.

STIMATORE: Implementa un algoritmo numerico al fine di convertire VxD in una stima di x.

SEGNALI

Si occupano di trasportare informazione.
Segnali analogici sono continui in ampiezza mentre quelli digitali sono discreti in ampiezza.

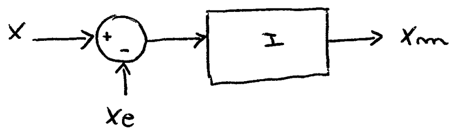
I segnali digitali sono tempo discreto mentre quelli analogici possono essere sia tempo continuo che tempo discreto (SWITCHED CAP SYSTEM).

www.alessandropaghi.it

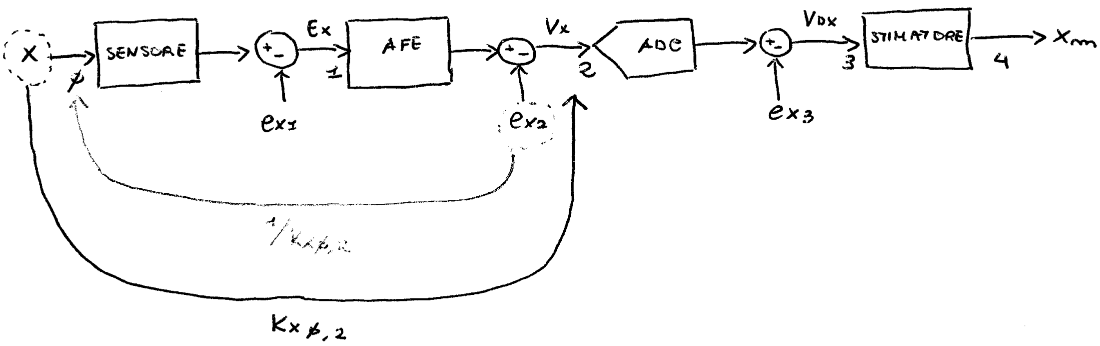
PRESTAZIONI DEL SISTEMA

Le prestazioni del DAS si valutano in termini di $X_e = X - X_m$.

Trattiamo il DAS come un sistema identità (I) con un'addizione di disturbo $-X_e$ in input.



X_e è la somma dei contributi di tutti i blocchi.



Si definisce la sensibilità : $K_{x\,i,j} = \dfrac{\partial V_{out\,j}}{\partial V_{out\,i}}$

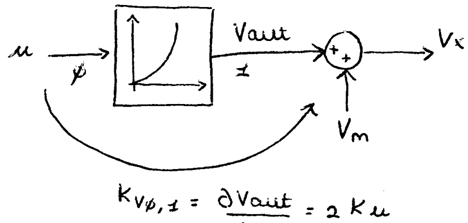
Che può essere interpretata anche come la variazione minima di input che provoca una variazione di output.

Ogni errore è riferito all'input (Porta ø) attraverso la propria sensibilità:

$$X_{e\,i} = \frac{e_{x\,i}}{K_{x\,\phi,i}} \qquad \text{con} \qquad K_{x\,\phi,i} = \frac{\partial V_{out\,i}}{\partial X}$$

www.alessandropaghi.it

Se la risposta del sistema è non lineare la sensibilità non è costante per il campo di valori che l'input può assumere.



$V_{out} = K \cdot u^2$

$$K_{V\phi,1} = \frac{\partial V_{out}}{\partial u} = 2Ku$$

Il rumore V_m riportato in ingresso vale:

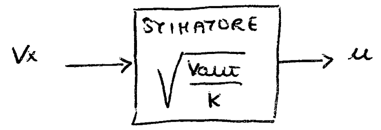
$$u_e = \frac{V_m}{K_{V\phi,1}} = \frac{V_m}{2K \cdot u}$$

Risulta che l'accuratezza della misura varia per via del fatto che è presente una relazione di non linearità tra IN ed OUT

$u \to \phi \Rightarrow u_e \to \infty$

$u \to \infty \Rightarrow u_e \to \phi$

Soluzione: provvedere all'inversione dell'equazione nello stimatore;



RRORE SULLE GRANDEZZE DERIVATE

$z = f(x,y) \rightarrow z_m = f(x_m, y_m)$ dopo il processo di acquisizione

$x_m = x - x_e$

$y_m = y - y_e$

$\rightarrow z_m = f(x_m, y_m) = f(x - x_e, y - y_e)$

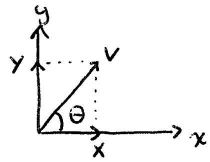
Supponendo che l'errore sia ridotto, posso applicare la scomposizione di Taylor al 1° ordine:

$$z_m = f(x,y) - \frac{\partial f}{\partial x} x_e - \frac{\partial f}{\partial y} y_e = z - \left(\frac{\partial f}{\partial x} \cdot x_e + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot y_e\right)$$

$$z_e = \frac{\partial f}{\partial x} \cdot x_e + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot y_e$$

$$\rightarrow z_m = z - z_e$$

Esempio:



$$\theta = \text{arctan}(x,y) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) & \text{se } x \geq 0 \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \pi & \text{se } x < 0,\ y > 0 \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) - \pi & \text{se } x < 0,\ y < 0 \end{cases}$$

$$\theta_e = \frac{d\theta}{dx} \cdot x_e + \frac{d\theta}{dy} \cdot y_e$$

$$\frac{d\theta}{dx} = \frac{1}{1 + \left(\frac{y}{x}\right)^2} \cdot \left(-\frac{y}{x^2}\right) \quad ; \quad \frac{d\theta}{dy} = \frac{1}{1 + \left(\frac{y}{x}\right)^2} \cdot \frac{1}{x} \quad \rightarrow \theta_e = -\frac{1}{x^2+y^2} \cdot y \cdot x_e + \frac{1}{x^2+y^2} \cdot x \cdot y_e$$

L'errore di un asse è pesato per un contributo che è determinato dall'altro asse.

Supponendo x_e, y_e indipendenti (acquisizione su canali separati)

$$\rightarrow \sigma_{\theta e}^2 = \sigma_{xe}^2 \cdot \frac{y^2}{(x^2+y^2)^2} + \sigma_{ye}^2 \cdot \frac{x^2}{(x^2+y^2)^2}$$

nel caso in cui $\sigma_{xe} = \sigma_{ye} = \sigma$ (canali realizzati con stessa tecnologia)

$$\sigma_{\theta e}^2 = \sigma^2 \cdot \frac{x^2+y^2}{(x^2+y^2)^2} = \sigma^2 \cdot \frac{1}{x^2+y^2} \rightarrow \sigma_{\theta e} = \frac{\sigma}{\sqrt{x^2+y^2}} = \frac{\sigma}{\|V\|}.$$

www.alessandropaghi.it

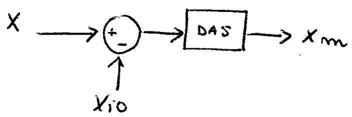
TIPOLOGIE DI ERRORI

ERRORI QUASI STATICI

Sono errori che possono essere considerati costanti per tutto il tempo di osservazione del sistema.

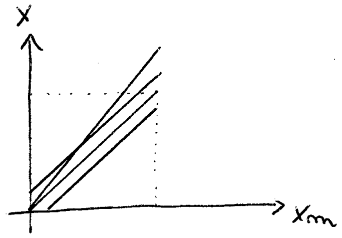
- ERRORE DI OFFSET

$X = X_{io}$: $X_m = \emptyset$



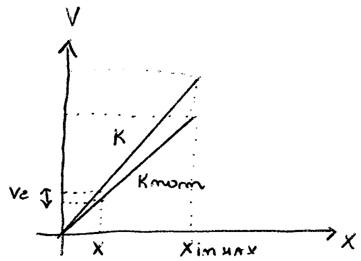
L'errore di offset ha una componente sistematica ed una casuale: circuiti diversi hanno offset diversi.

- ERRORE DI GUADAGNO (GAIN)



- Caratteristica Ideale
- Presenza di offset
- Presenza di errore di guadagno

Dopo la correzione dell'offset risulta:



nel caso nominale: $V = K_{nom} \cdot X$

nel caso reale: $V = (K_{nom} + K_e) \cdot X$

$$V = K_{nom} \cdot X + K_e \cdot X$$

Sono in possesso di informazioni solo su K_{nom}:

$$X_m = \frac{V}{K_{nom}} = X + \frac{K_e}{K_{nom}} \cdot X = X - X_e$$

$$X_e = -\frac{K_e}{K_{nom}} \cdot X$$

X_e dipende dal valore che assume l'ingresso X e dall'errore relativo sul guadagno.

www.alessandropaghi.it

Ridurre l'errore di Guadagno:

1) Progettare un K come rapporto di grandezze omogenee ottenendo un guadagno adimensionale

es. $K = \frac{R_1}{R_2}$, $K = \frac{C_1}{C_2}$

La realizzazione con la stessa tecnologia riduce l'errore al solo errore di matching tra i componenti.

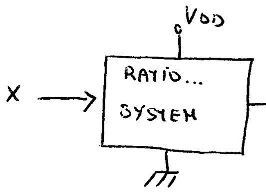
Anche le variazioni dovute alla temperatura agiscono allo stesso modo sui due termini.

2) utilizzare costanti riproducibili con semplicità.

es. $K = \frac{R_1}{R_2} \cdot G$

SISTEMI RAZIOMETRICI

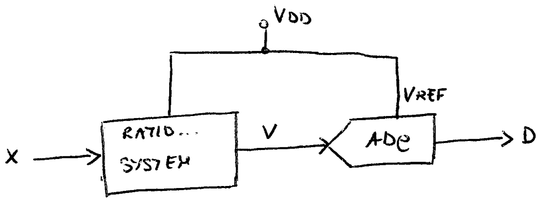
Sistema lineare in cui il guadagno è proporzionale alla tensione di alimentazione V_{DD}.



$V = X \cdot K$, $K = \alpha \cdot V_{DD}$

La tensione di alimentazione è generalmente ottenuta da regolatori di tensione che non sono precisi quanto i regolatori per riferimenti.

Questo sistema si presta ad essere accoppiato con ADC:



$V = X \cdot K$, $K = \alpha \cdot V_{DD}$

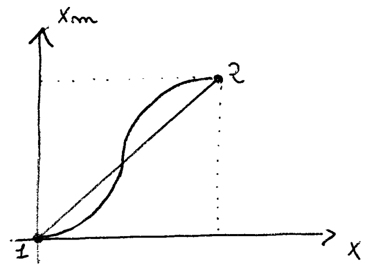
$D = 2^n \cdot \frac{V}{V_{REF}}$, $V_{REF} = V_{DD}$

$\rightarrow D = 2^n \cdot \frac{\alpha V_{DD}}{V_{DD}} \cdot X = 2^n \alpha \cdot X$

www.alessandropaghi.it

La dipendenza dalla tensione di alimentazione è scomparsa: non è necessario utilizzare un regolatore di tensione ad alta precisione.

- ERRORE DI NON LINEARITÀ



1 e 2 sono gli EDP: End Point Line.

Si cerca di far coincidere $EDP_{ideali} \equiv EDP_{reali}$

L'errore su X_m dipende chiaramente dal valore assunto da X.

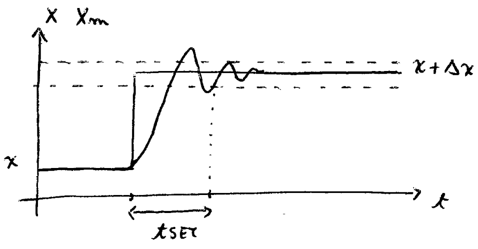
Soluzioni:

- utilizzare uno stimatore in grado di avere una f. d. t. inversa.
- in alternativa utilizzare un'approssimazione lineare.

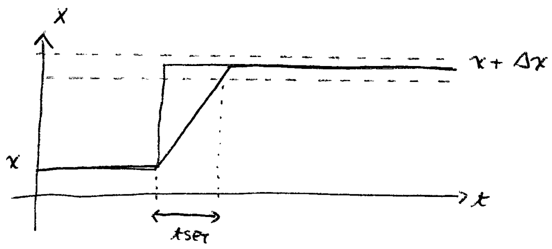
ERRORI DINAMICI

Sono legati alla velocità di risposta del sistema di acquisizione e si presentano durante il transitorio.

Si valuta la risposta del DAS ad una variazione a gradino:



(a)



(b)

Δx: ampiezza del gradino.

www.alessandropaghi.it

t_{SET}: SETTLING TIME

È il tempo di assestamento entro $\pm 1\%$ di Δx

Le ragioni di questa attesa nella risposta sono da ricondurre alla presenza di elementi inerziali.

Per un sistema che rimane in regime di linearità (a), che accade per segnali in ingresso di ampiezza ridotta e variazione lenta:

$$t_{SET} = \frac{1}{B_S}$$

Questa espressione è precisa per una precisione di $\pm 1\%$ di Δx con risposta del tipo Butterworth del secondo ordine.

In caso di risposta del primo ordine:

$$t_{SET} = \frac{1}{B_S} \cdot 0,73$$

Per un sistema che esce dalla linearità (b), che accade per segnali in ingresso di ampiezza elevata:

$$t_{SET} = \frac{0,99 \cdot \Delta x}{S_r} \sim \frac{\Delta x}{S_r}$$

Utilizzando una precisione di $\pm 1\%$ di Δx.

N.B: In questo caso t_{SET} dipende dall'ampiezza del gradino Δx.

www.alessandropaghi.it

RUMORE (NOISE)

Col termine rumore si intende un qualsiasi tipo di segnale additivo non desiderato.

In particolare col termine rumore si indicano errori casuali derivanti da fenomeni microscopici all'interno dei blocchi del DAS.

Col termine interferenza si intendono disturbi elettromagnetici dovuti ad accoppiamenti con elementi esterni al circuito.

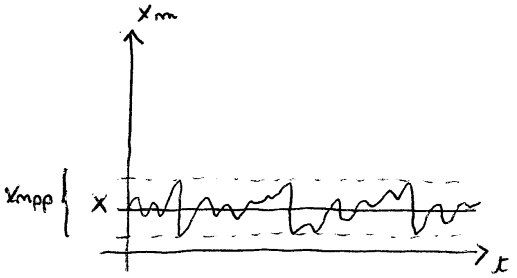
Il DAS effettua un campionamento della grandezza misurata: il campione dovrà essere il più possibile fedele al valore che la grandezza assume in quel determinato istante temporale.

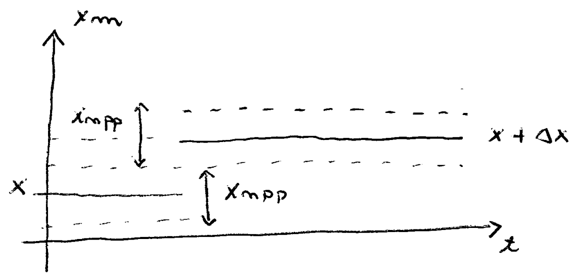
Precisione (Accuracy): determina quanto il valore misurato discosta dal valore reale.

$x_m = x - x_e$, x_e : accuratezza.

Risoluzione: minima differenza tra due valori che l'input può assumere che possono essere distinti

Il rumore determina la risoluzione.





www.alessandropaghi.it

Per ridurre il rumore sarebbe necessario prelevare più campioni ed effettuare una media.
Spesso questo non è possibile a causa di specifiche sui tempi di risposta di un sistema.

Il minimo valore che può assumere Δx, affinché due campioni siano distinguibili è x_{mpp}.

$\Delta x = x_{mpp}$

x_{mpp} determina la risoluzione del sistema.

Data la $S_x(f)$ come ricavo x_{mpp}?

$$\langle x_m \rangle^2 = \int_{Banda} S_x(f)\, df$$

L'errore casuale dovuto al rumore si distribuisce secondo la Gaussiana.
Selezionando la Gaussiana per un intervallo $\pm 2\sigma_{x_m}$ ottengo una probabilità del 95,4 % di avere un campione.

$x_{mpp} \sim 2 \cdot 2\sigma_{x_m} = 4 \cdot \sigma_{x_m} = 4 x_{RMS}$

$\sigma_{x_m} = \sqrt{\langle x_m \rangle^2}$

N.B. Se la banda si riduce accade che si riduce il rumore ma aumenta l'errore dinamico.

$B \downarrow \Rightarrow x_{mpp} \downarrow$, $t_{SET} \uparrow$

www.alessandropaghi.it

ACCURATEZZA TOTALE DEL DAS

Negli usi pratici l'accuratezza indica la differenza tra valore misurato e valore che assume l'ingresso in un certo istante.

Generalmente l'accuratezza non tiene conto di sorgenti di rumore.

Dobbiamo determinarla in funzione del rumore, come somma dell'errore massimo statico più il massimo contributo di errore.

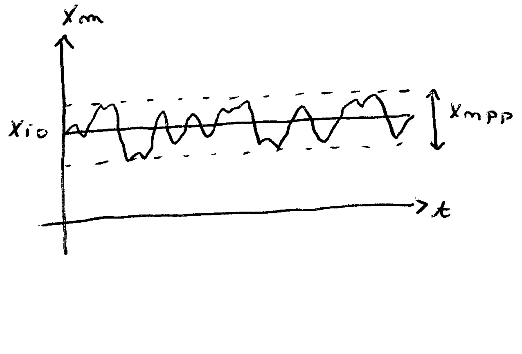
Il rumore e l'errore di offset possono essere considerati errori additivi.

Definiamo DL (DETECTION LIMIT) come la minima grandezza che riesco a misurare.

Per $X=\phi$, errori sul guadagno ed errori di non linearità non influenzano X_m.

X_m è influenzata solo da errore di offset e rumore:

$$X_m = X - X_e = -X_e$$

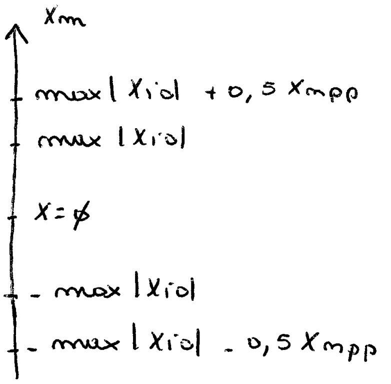


La situazione descritta si riferisce ad un singolo dispositivo in cui consideriamo l'offset una quantità conosciuta.

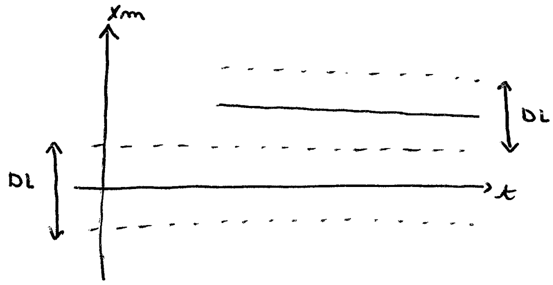
In molti casi l'offset di un sistema non può essere misurato e perciò è generalmente dato in termini $[\max X_{io}, -\max X_{io}]$.

www.alessandropaghi.it

Da cui risulta che :



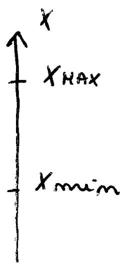
$$DL = 2\max|X_{i0}| + X_{mpp}$$



Per $X_m \geq DL$ possiamo sicuramente affermare che $X \neq \emptyset$.

RANGE DINAMICO

È inteso come l'intervallo di valori che può assumere la grandezza in esame.

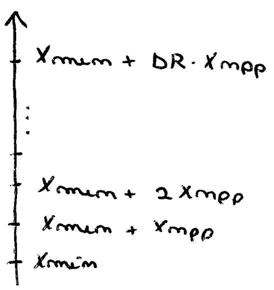


Escursione : $X_{FS} = X_{MAX} - X_{min}$

Range Dinamico : $DR = \dfrac{X_{FS}}{X_{mpp}}$

altra definizione operativa :

$$DR = \frac{X_{MAX\,RMS}}{X_{min\,RMS}} = SNR$$



L'escursione può essere quantizzata in DR intervalli ampi X_{mpp}.

In termini di bit : $n = \log_2(DR)$.

www.alessandropaghi.it

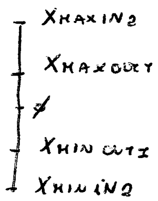
In una cascata di blocchi:

$$x \rightarrow \boxed{DR1} \rightarrow \boxed{DR2} \rightarrow \boxed{DR3} \rightarrow$$

$$DR_{TOT} \le \min(DR1, DR2, DR3)$$

Nel caso in cui, per esempio, l'uscita del blocco 1 non sfrutti tutta la dinamica di ingresso del blocco 2, risulta.

$$DR_{TOT} < \min(DR1, DR2, DR3).$$



NOTA BENE:

calcolare σ (deviazione standard)

Caso 1) Canali di acquisizione preesistenti

Si analizzano tanti campioni e si trova il valore quadratico medio. Si sottrae la media e a quel punto si fa la radice: $\sigma = \sqrt{\langle x-m\rangle^2} = \sqrt{\langle x^2\rangle - \langle x\rangle^2}$

m: valor medio.

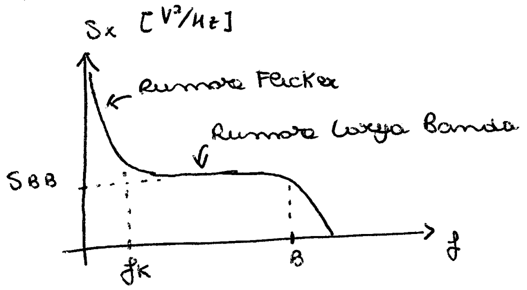
Caso 2) Canali di acquisizione da progettare:

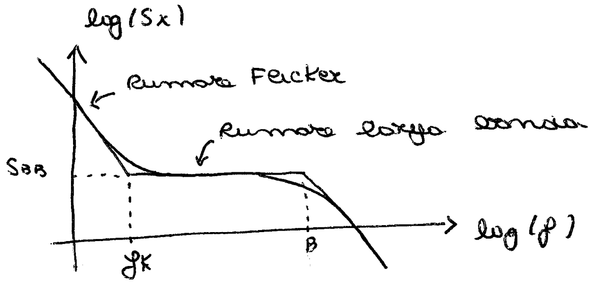
Definisco una risoluzione ed una stima del vettore e ricavo σ: $\sigma_v = \Delta v \cdot |V|$. (applicato al caso del vettore precedente).

ORMULE PRATICHE PER IL CALCOLO DEL RUMORE

Risoluzione : $\Delta x = x_{mpp} = 4\, x_{mRMS} = 4 \sqrt{\int_{\text{Banda Segnale}} S_x(f)\, df}$

Spettro di Rumore :

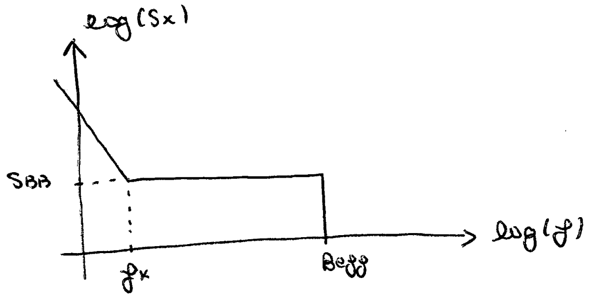




f_K: frequenza di corner

B : Banda del sistema

Si utilizza questa semplificazione



Per un sistema a polo dominante con una risposta del 1° ordine :

$B_{eff} = \frac{\pi}{2} \cdot B \sim 1{,}5 \cdot B$

Più cresce l'ordine della risposta e più $B_{eff} \sim B$.

Componente Flicker : S_{xF}

$$S_{xF}(f) = \left.\frac{K_f}{f^{\gamma}}\right|_{\gamma=1} = \frac{K_f}{f}$$

$S_x(f) = S_{xF}(f) + S_{BB}$.

Supponendo di avere un segnale limitato in banda tra f_{min} ed f_{MAX} : $f_{MAX} - f_{min} = B_S$.

La banda del canale di lettura deve essere uguale a B_S → una banda maggiore produrrebbe un incremento del rumore rms degradando la risoluzione del

15

$$X_{mRMS} = \sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{MAX}} S_{XF}(f)\, df + \int_{f_{min}}^{f_{MAX}} S_{BB}(f)\, df}$$

$$\int_{f_{min}}^{f_{MAX}} S_{BB}(f)\, df = S_{BB} \cdot (f_{MAX} - f_{min})$$

$$\sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{MAX}} S_{BB}(f)\, df} = \sqrt{f_{MAX} - f_{min}} \cdot \sqrt{S_{BB}} = X_{mRMS\,BB}$$

$$\int_{f_{min}}^{f_{MAX}} S_{XF}(f)\, df = \int_{f_{min}}^{f_{MAX}} \frac{K_f}{f}\, df = K_f \ln\left(\frac{f_{MAX}}{f_{min}}\right) = K_f \cdot 2{,}3 \cdot \log_{10}\left(\frac{f_{MAX}}{f_{min}}\right)$$

$$= K_f \cdot 2{,}3 \cdot N_{DEC}$$

$N_{DEC} = \log_{10}\left(\frac{f_{MAX}}{f_{min}}\right)$ è il numero di decadi della banda del segnale.

$$\sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{MAX}} S_{XF}(f)\, df} = X_{mRMS\,F}$$

$$\rightarrow X_{mRMS} = \sqrt{X_{mRMS\,F}^2 + X_{mRMS\,BB}^2}$$

$$[K_f] = [x]^2$$

Da questa trattazione risulta che: $f_{MIN} = \emptyset \rightarrow X_{mRMS\,F} \rightarrow \infty$.

La continua sembra generare un rumore infinito.

In realtà questo è un falso problema: il fatto che un segnale sia continuo in un intervallo temporale infinito è un'astrazione.

Noi considereremo che un segnale sia costante per il nostro intervallo di tempo di osservazione, che è un periodo limitato.

T_{OBS}: tempo di osservazione

$$f_{min} \sim \frac{1}{T_{OBS}}$$

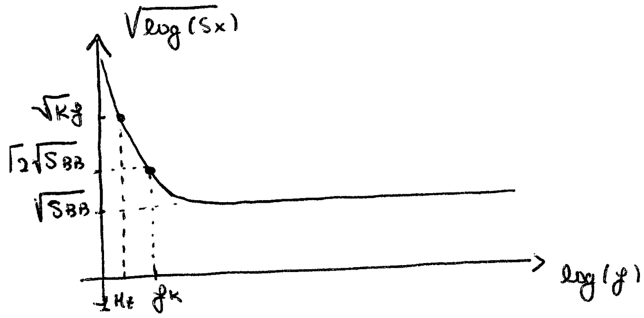
$f_{min} \to \emptyset \Rightarrow T_{OBS} \to \infty$ che chiaramente non è osservabile.

I volte i datasheet riportano S_{xF} per una banda a bassa frequenza $(0,1 \div 10)\ Hz$

$\to T_{OBS} = (1 \div 10)$ sec

fornendo x_{mpp} dovuto sia a S_{xF} che a S_{BB}

Si conosce sperimentalmente il valore di K_f:



f_K: $S_{xF}(f_K) = S_{BB}$

$$\frac{K_f}{f_K} = S_{BB}$$

$$\to K_f = S_{BB} \cdot f_K$$

1) $f = f_K \to S_{xF} = S_{BB}$

$S_x = 2 \cdot S_{BB}$

$\sqrt{S_x} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{S_{BB}}$

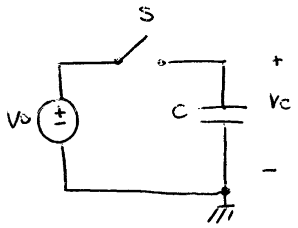
2) $f = 1\ Hz$

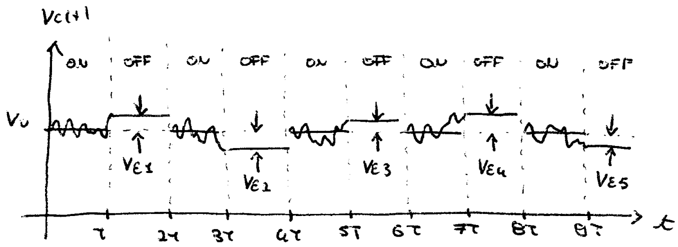
$K_f = f \cdot S_{xF}(f)$

$\sqrt{K_f} = \sqrt{S_{xF}(1\,Hz)}$

RUMORE $\frac{kT}{C}$

Questo tipo di rumore viene prodotto ogni volta che una tensione viene campionata con un condensatore.





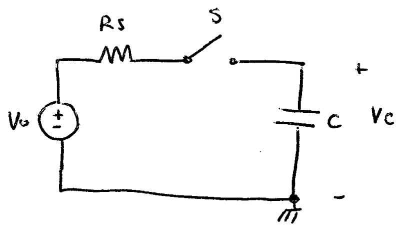
V_0 = cost

Quando lo switch è off: $V_C(mT) = V_0 + V_\varepsilon$, con V_ε errore casuale.

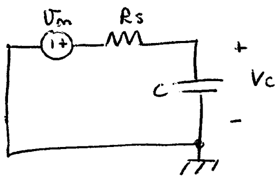
-> $V_\varepsilon = V_C(mT) - V_0$

$\langle V_\varepsilon \rangle^2 = \frac{kT}{C}$

Le ragioni di esistenza del rumore $\frac{kT}{C}$ derivano dal fatto che $V_0 \neq$ cost perché è affetto da rumore termico della resistenza di sorgente di cui si non abbiamo tenuto conto.



Quando S ≡ ON, considerando solo il rumore di R_S:



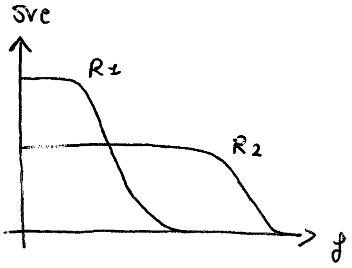
$S_{V_n} = 4kTR_S$

V_n è però filtrato dal filtro LP del 1° ordine composto da R_S e da C:

$$S_{V_C} = S_{V_n} \cdot \frac{1}{1+\left(\frac{f}{f_P}\right)^2} \quad , \quad f_P = \frac{1}{2\pi RC}$$

www.alessandropaghi.it

$$\langle V_{mc}\rangle^2 = \int_{\emptyset}^{\infty} S_{vc}(f)\,df = \frac{kT}{C}$$



$R_1 > R_2 \Rightarrow S_{vc}(f=\emptyset)\uparrow$ se $R\uparrow$

Per $R=\emptyset \Rightarrow S_{vc}\to\emptyset$, $B\to\infty$

$\Rightarrow \langle V_c\rangle^2 = \frac{kT}{C}$

$V_c = V_o + V_\varepsilon$

$Q_c = Q_o + Q_\varepsilon$

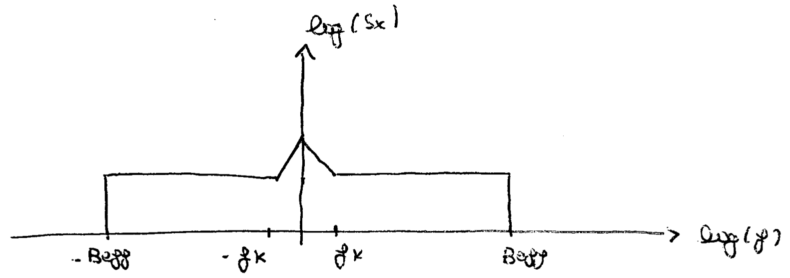
$\to Q_\varepsilon = V_\varepsilon \cdot C$

$\langle Q_\varepsilon\rangle^2 = \langle V_\varepsilon\rangle^2 \cdot C^2 = kT\cdot C$

$\frac{kT}{C}$ rappresenta il minimo rumore ottenibile durante un campionamento.

DENSITÀ SPETTRALE DI POTENZA DI RUMORE COMPLETA

Rappresentazione bilatera della densità spettrale di rumore



$X_{mTOT} = X_m + X_{io}$ (rumore additivo totale)

$\uparrow$ Rumore $\uparrow$ Offset

X_{io} può essere considerato un processo stocastico, composto da un segnale DC con valore casuale.

Funzione di correlazione:

$$R_{X_{mTOT}}(\tau) = \langle X_{mTOT}(t)\, X_{mTOT}(t-\tau) \rangle$$

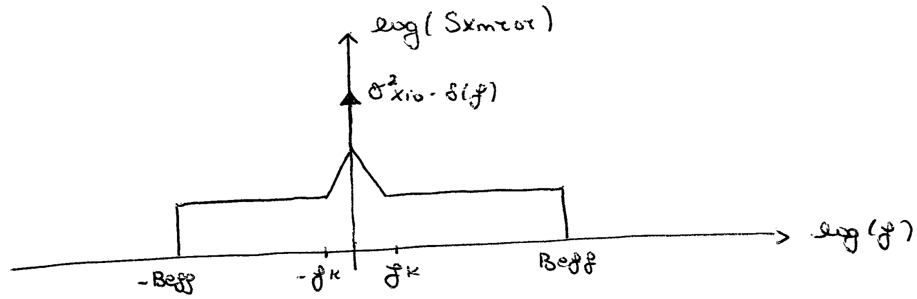
$$= \langle (X_m(t) + X_{io})\, (X_m(t-\tau) + X_{io}) \rangle$$

$$= \langle X_m(t)\, X_m(t-\tau) \rangle + \langle X_{io}^2 \rangle + \langle X_{io}\, \cancel{X_m(t-\tau)} \rangle + \langle \cancel{X_m(t)}\, X_{io} \rangle$$

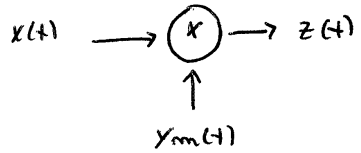
Offset e rumore possono essere considerati indipendenti:

$$R_{X_{mTOT}}(\tau) = R_{X_m}(\tau) + \sigma^2_{X_{io}}$$

$$S_{X_{mTOT}} = S_{X_m} + S_{io} \quad \text{con} \quad S_{io} = \sigma^2_{X_{io}} \cdot \delta(f)$$



MODULAZIONE DI PROCESSI STOCASTICI



$x(t)$: processo stocastico

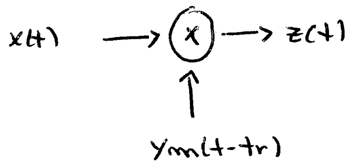
$y_m(t)$: segnale deterministico.

L'obiettivo è determinare $S_z(f)$ ovvero la PSD di $z(t)$.

$y_m(t) = A \cdot \cos(\omega t + \theta)$ segnale deterministico.

In questo caso $z(t)$ risulterebbe essere un processo non stazionario.

Al fine di ottenere $z(t)$ come un processo stazionario è necessario che y_m sia un processo stocastico.



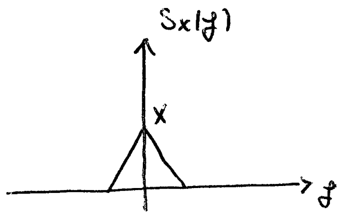
$x(t)$: processo stocastico

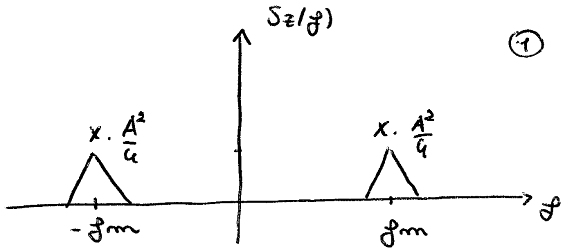
$y_m(t-t_r)$: processo stocastico

$t_r \in (-\infty, +\infty)$ è un ritardo casuale del segnale y_m.

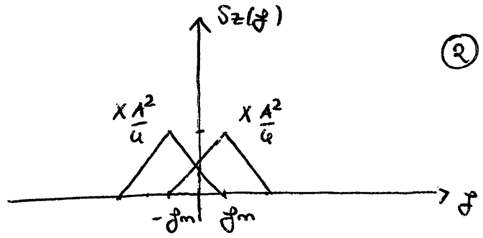
$$y_m(t-t_r) = A \cdot \cos(\omega(t-t_r)+\theta) = A\cos(\omega t - \omega t_r + \theta) = A\cos(\omega t + \theta')$$

con $\theta' = \theta - \omega t_r$ fase casuale del segnale y_m.





$$S_z(f) = \frac{A^2}{4}\left[S_x(f-f_m) + S_x(f+f_m)\right]$$

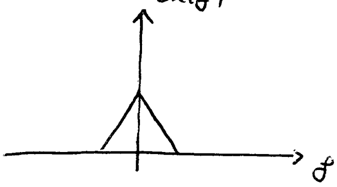


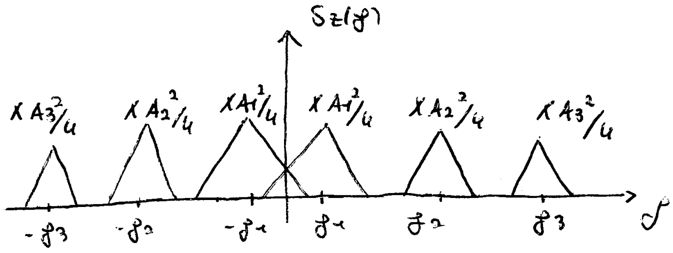
www.alessandropaghi.it

$$y_m(t) = \sum_{k=1}^{M} A_k \cdot \cos(\omega_k t + \theta_k)$$

$$\rightarrow y_m(t-t_r) = \sum_{k=1}^{M} A_k \cos(\omega_k (t-t_r) + \theta_k)$$

$$= \sum_{k=1}^{M} A_k \cos(\omega_k t + \theta'_k) \quad ; \theta'_k = \theta_k - \omega_k t_r$$





$$S_z(f) = \sum_{k=1}^{M} \frac{A_k^2}{4} \left[S_x(f-f_k) + S_x(f+f_k) \right]$$

La fase θ_k non ha effetto sulla PSD risultante.

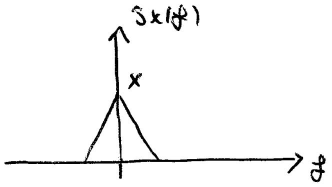
$$y_m(t) = \sum_{k=1}^{M} A_k \cdot \cos(\omega_k t + \theta_k) = \sum_{k=-M}^{M} C_k \cdot e^{j\omega_k t} \qquad \begin{pmatrix} \omega_{-k} = \omega_k \\ C_{-k} = C_k^* \end{pmatrix}$$

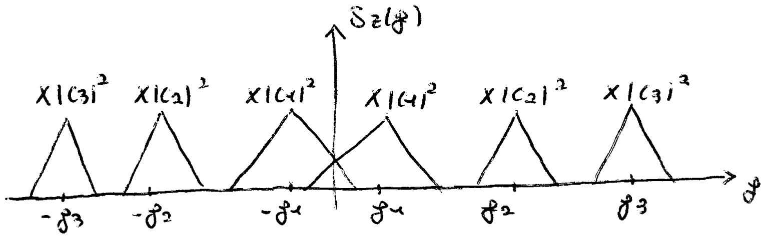
Che deriva da:

$$A_k \cdot \cos(\omega_k t + \theta_k) = C_k e^{j\omega_k t} + C_k^* e^{-j\omega_k t} \quad ; \quad C_k = \frac{1}{2} A_k e^{j\theta_k}$$

$$|C_k| = \frac{A_k}{2}, \quad \measuredangle C_k = \theta_k$$

Equivalentemente risulta:

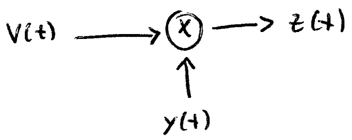




$$S_z(f) = \sum_{k=1}^{M} |C_k|^2 \left[S_x(f-f_k) + S_x(f+f_k) \right]$$

www.alessandropaghi.it

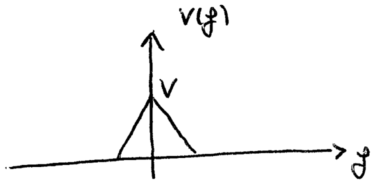
nel caso di modulazione di segnale deterministico si parla di spettro e non di PSD.
Il segno assunto dai coefficienti C_k adesso ha significato.

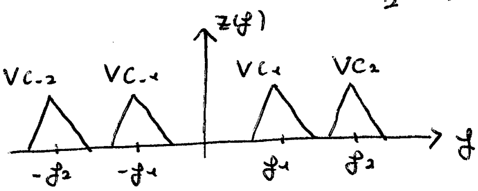


$v(t)$, $y(t)$: segnali deterministici

$$y(t) = \sum_{k=1}^{K} C_k \, e^{j\omega_k t}$$

$$C_k = \frac{1}{2} V_k \, e^{j\theta_k}$$





RELAZIONE TRA SEGNALI TEMPO DISCRETO (TD) E TEMPO CONTINUO (TC

I segnali TD assumono significato solo in un certo numero di istanti numerabili.

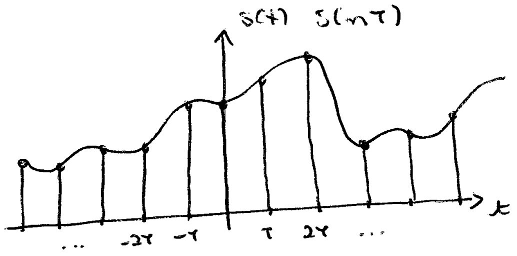
Tipicamente questi istanti sono separati dal medesimo tempo di campionamento

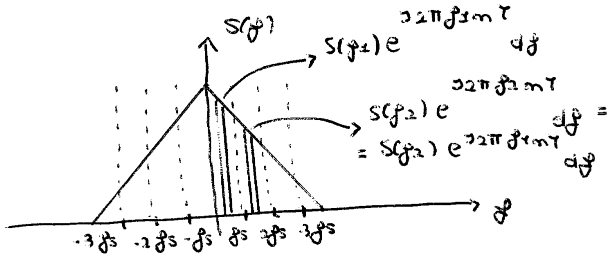
T: tempo di campionamento

f_s: frequenza di campionamento

Un segnale DT può essere il risultato di un campionamento di un segnale TC.

Bisogna però ricordare che qualunque sequenza di valori costituisce un segnale TD.





$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)\, e^{j2\pi f t}\, df$$ FOURIER TRASFORM

$$s(mT) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)\, e^{j2\pi f m T}\, df$$ DISCRETE FOURIER TRASFORM

Lo stesso $S(f)$ del CT può essere utilizzato per il DT.

In particolare:

$f = -\infty \Rightarrow f = +\infty$

$f_2 = f_1 + f_s$: f_2 ed f_1 producono la stessa identica sequenza.

Il loro contributo può essere valutato nel seguente modo:

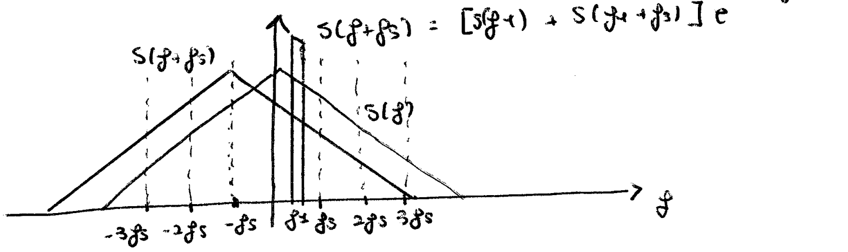
www.alessandropaghi.it

$f_1 \; : \; S(f_1)\, e^{j2\pi f_1 nT}\, df$

$f_2 \; : \; S(f_2)\, e^{j2\pi f_2 nT} = S(f_2)\, e^{j2\pi f_1 nT}\, df$

$f_1 + f_2 \; : \; [\, S(f_1) + S(f_2)\,]\, e^{j2\pi f_1 nT}\, df$

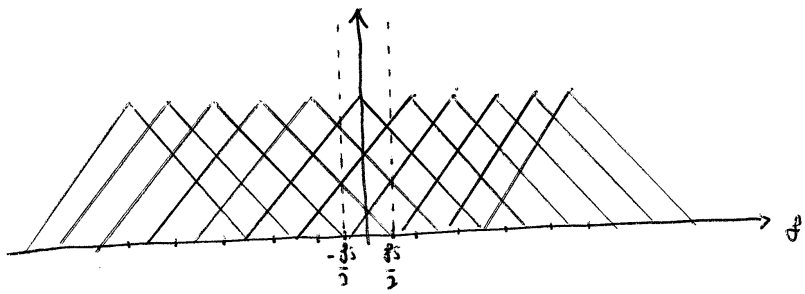
È equivalente a sommare lo spettro $S(f)$ con una replica traslata di $-f_s$.



A questo punto il contributo di f_2 è stato considerato.
Stesso ragionamento può essere ripetuto per ulteriori frequenze multiple di f_s.

La DFT di un DT ottenuto da un CT può essere ottenuta sommando repliche di $S(f)$ traslate di f_s.

La somma sarà poi valutata nell'intervallo $[-f_s/2 \, ; \, f_s/2]$.



www.alessandropaghi.it

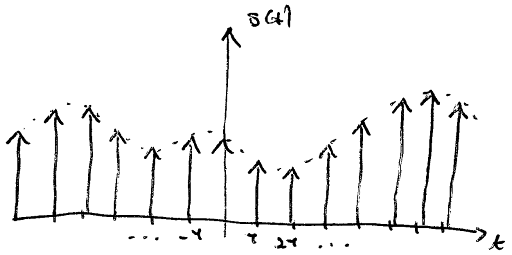
RICOSTRUZIONE DI UN SEGNALE TC PROVENIENTE DA UN SEGNALE TD

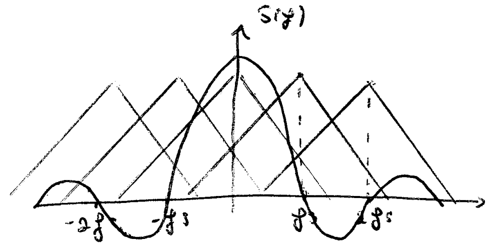
Da un segnale TC è possibile ottenere un segnale TD con due metodi:

- Delta Sampled Signal: CT deriva moltiplicando il segnale TD per una sequenza infinita di δ.

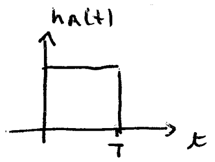
- Sampled & Hold: CT deriva campionando il segnale TD e mantenendolo per un certo intervallo temporale.

Il segnale Delta Sampled può essere considerato il limite di un segnale rettangolare veramente breve.

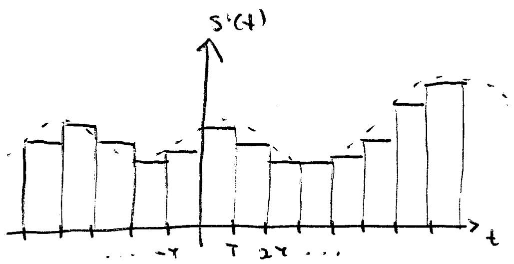


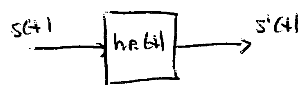


Il segnale S&H può essere ottenuto dalla convoluzione di un segnale δ sampled con una funzione rettangolare $h_R(t)$:



NRZ: Non return to Zero





Questo corrisponde a moltiplicare $S(f)$ spettro del δ sampled signal per: $\tau \cdot e^{-j\pi f \tau} \cdot \text{sinc}(\pi f \tau)$.

Dopo il passaggio il segnale nel dominio della frequenza risulta:

$$\cancel{\tau}\, e^{-j\cdot\pi f t} \,\text{sinc}(\pi f \tau) \cdot \frac{1}{\cancel{\tau}} \cdot \left(\sum_{m=-\infty}^{+\infty} S(f - m f_s) \right)$$

$\uparrow$

deriva dal campionamento a δ.

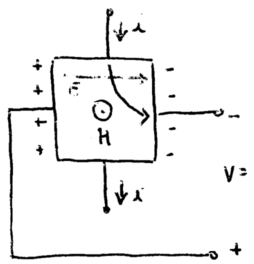
www.alessandropaghi.it

AFE (ANALOG FRONT END) — INTERFACCIE PER SENSORI

CLASSIFICAZIONE SENSORISTICA IN BASE ALLA GRANDEZZA DI OUT

$$x \rightarrow \boxed{\text{SENSOR}} \rightarrow E_x$$

E_x	TIPO DI SENSORE	X
V	Termoelettrici	Differenza di temperatura
		Flussimetri
		Ricevitori IR
		Concentrazione Gas
	Elettrochimici	Concentrazione Gas
	Sensori di Hall	Campo magnetico
	Piezoelettrici	Forza
R	RTD, Termistori	Temperatura
	Piezoresistori	Deformazione
	Chemiresistori	Concentrazione GAS
	Magnetoresistori	Campo magnetico
	Fotoresistori	Intensità luminosa

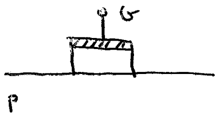


$V = K \cdot H$

Q CCD (ottico)

Intensità radiazioni nel visibile

È un dispositivo costituito da un MOS



non avendo drain e source, applicando un gradino di tensione ↑ al gate e mandando in inversione il MOS accade che non si raggiunge immediatamente l'inversione ma si ha uno stato di svuotamento e non si ha la carica libera proveniente da DRAIN e SOURCE.

Qui bisogna aspettare carica dal substrato oppure carica generata per generazione termica.

Risulta che, a causa della lentezza del processo, per frazioni di secondo è possibile non avere alcuna carica di inversione.

Se la luce colpisce il dispositivo si forma carica per generazione: lacune attratte dal campo elettrico verso il bulk mentre gli elettroni permangono sotto al gate.

In realtà il dispositivo misura l'integrale di intensità luminosa.

La carica viene raccolta utilizzando condensatori adiacenti e facendo shiftare la carica fino ad un determinato terminale.

Sensore radiazione ionizzante

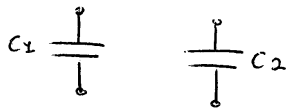
Radiazione ionizzante o particelle ad alta energia.

www.alessandropaghi.it

I	Fotodiodi.	Radiazione IR, visibile, UV.
C	Sensori Capacitivi meccanici	Accelerazione Pressione Velocità angolare
	Sensori capacitivi chimici	Concentrazione GAS.

CONFIGURAZIONE DI SENSORI CAPACITIVI:

Configurazione Differenziale:

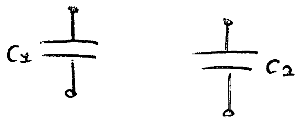


$C_1 = C_0 + \Delta C(x)$

$C_2 = C_0 - \Delta C(x)$

$\Delta C(x) = f(x)$

Configurazione Pseudo Differenziale:



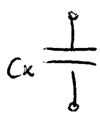
$C_1 = C_0 + \Delta C(x)$

$C_2 = C_0$

$\Delta C(x) = f(x)$

In entrambe le configurazioni C_1 e C_2 sono realizzati con la stessa tecnologia, perciò C_0 dipendono nello stesso modo da processo e temperatura.

Configurazione Unipolare:



$C_x = C_0 + \Delta C(x)$ $\qquad$ $\Delta C(x) = f(x)$

$\Delta C_{FS} = | C(x_{MAX}) - C(x_{MIN}) |$

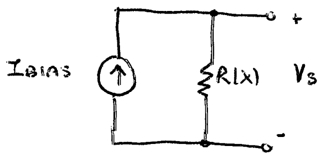
$C_0 \gg \Delta C_{FS}$.

Se inseriamo un condensatore $C_R = C_0$ per rendere la configurazione differenziale bisogna ricordare che C_0 non dipende nello stesso modo da processo e T.

www.alessandropaghi.it

CONVERSIONE DI UN SENSORE CON USCITA RESISTIVA IN USCITA DI TENSIONE

Metodo semplice:



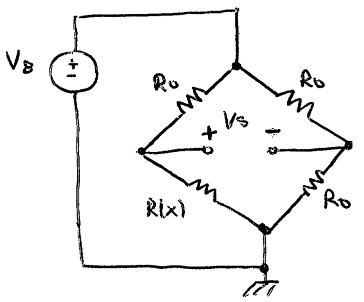
$V_S = I_{BIAS} \cdot R(x)$

$R(x) = R_0 + \Delta R(x)$, $\Delta R(x) = f(x)$

$\rightarrow V_S = I_{BIAS} R_0 + I_{BIAS} \Delta R(x)$

La presenza di $I_{BIAS} \cdot R_0$ peggiora la qualità del segnale fornito dal sensore.

Metodo a Ponte di Wheatstone:



$V_S = \dfrac{\Delta R(x)}{2R_0} \cdot V_B$ con $\Delta R(x) \ll R_0$.

$$V_S = \left(\frac{R_0 + \Delta R(x)}{R_0 + \cancel{\Delta R(x)} + R_0} - \frac{R_0}{R_0 + R_0} \right) \cdot V_B$$

$$= \frac{R_0 + \Delta R(x) - R_0}{2R_0} \cdot V_B = \frac{\Delta R(x)}{2R_0} \cdot V_B$$

www.alessandropaghi.it

INTERFACCIE AFE IN FUNZIONE DI E_x

E_x	AFE	
V	IN. AMPL.	
R	IN. AMPL.	← necessario che AFE fornisca lo stimolo in corrente
I	TIA	
C	TIA CHARGE AMPLIFIER	← necessita di una conversione C -> I
Q	CHARGE AMPLIFIER	

IN. AMPL : Amplificatore da Strumentazione.

TIA : Trans-Impedance Amplifier.

ANALISI IN. AMPL.

Caratteristiche Primarie:

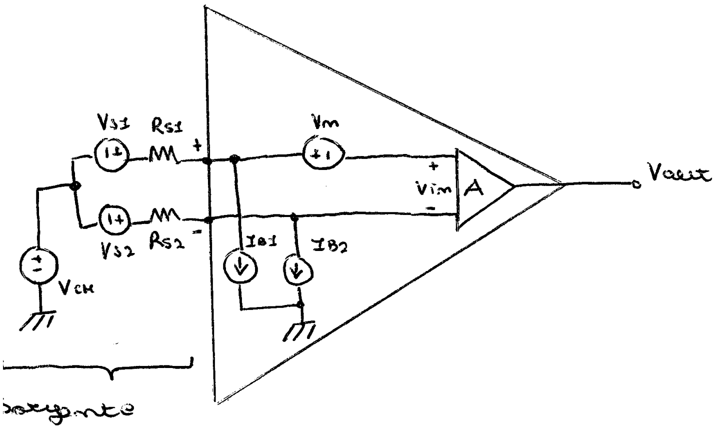
- guadagno noto con precisione
- Elevata impedenza di ingresso
- Ingresso differenziale

Caratteristiche Secondarie:

- Offset piccolo
- I_{BIAS} piccola
- Rumore di tensione e corrente in input ridotto
- elevato CMRR (> 80 dB)

www.alessandropaghi.it

Caratterizzazione :



sorgente
di tensione
differenziale.

V_m : Equivalente di errore di offset e rumore.

$V_m := V_{m_{TOT}}$

$$V_{im} = V_{CM} + V_{S1} - I_{B1} R_{S1} - V_m - (V_{CM} + V_{S2} - I_{B2} R_{S2})$$

$$= \underbrace{V_{S1} - V_{S2}}_{\text{tensione differenziale} \to \text{segnale utile}} \underbrace{- R_{S1} I_{B1} + R_{S2} I_{B2} - V_m}_{\text{Disturbo}} = V_{S1} - V_{S2} - V_e$$

$$V_e = R_{S1} I_{B1} - R_{S2} I_{B2} + V_m .$$

DC : $V_e = R_{S1} I_{B1} - R_{S2} I_{B2} + V_{IO}$

Se $R_{S1} = R_{S2} = R_S$: $V_e = V_{IO} + R_S (I_{B1} - I_{B2})$

$= V_{IO} + R_S I_{IO}$

con $I_{IO} = I_{B1} - I_{B2}$ corrente di offset.

Per il rumore, ovvero per $\omega > \emptyset$:

$$S_{Ve} = S_{Vm} + R_{S1}^2 S_{Ib1} + R_{S2}^2 S_{Ib2}$$

valido nel caso di non correlazione tra V_m, I_{b1}, I_{b2}.

www.alessandropaghi.it

nel caso in cui:

$R_{S1} = R_{S2} = R_S$

$S_{Ib1} = S_{Ib2} = S_{Ib}$

$\rightarrow S_{Ve} = S_{Vn} + 2 R_S^2 S_{Ib}$

nel caso di correlazione tra I_{b1} ed I_{b2}:

$S_{Ve} = S_{Vn} + R_S^2 \left(S_{Ib1} + S_{Ib2} - 2 S_{Ib1/Ib2} \right)$

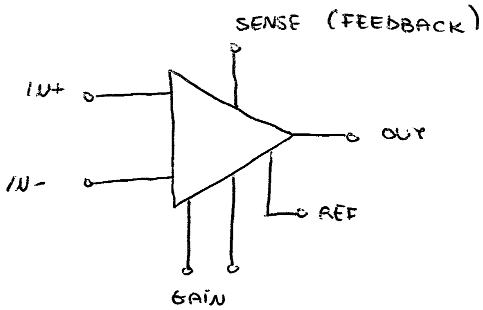
nel caso di correlazione piena: $S_{Ib1/Ib2} = S_{Ib1} = S_{Ib2}$

$\rightarrow S_{Ve} = S_{Vn}$

nel caso di correlazione S_{Ve} si riduce migliorando le prestazioni del sistema.

nella trattazione appena effettuata è stato trascurato il rumore dovuto ad R_{S1} ed R_{S2}.

Amplificatore da strumentazione General Purpose



GAIN : necessari al fine di settare il guadagno.

Solitamente si introduce una resistenza R_G al fine di mutare il guadagno del primo stadio di amplificazione. (G)

REF : consente di shiftare la tensione di out di un valore costante.

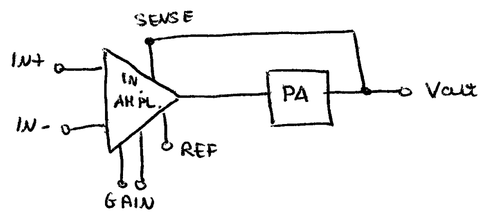
È un ingresso a bassa resistenza -> è necessario usare un riferimento anch'esso a bassa resistenza.

$$V_{out} = G \cdot V_{in} + V_{REF} \quad \text{con} \quad V_{in} = V_{IN+} - V_{IN-}$$

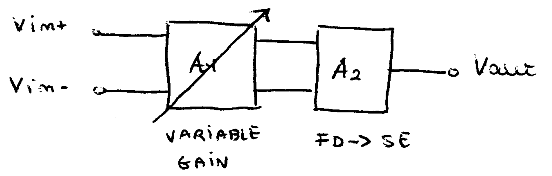
SENSE : utilizzato per ridurre errori di non linearità o distorsioni introdotti da uno stadio successivo a IN. AMPL.

-> Consente di inserire lo stadio successivo all'interno della catena di reazione ottenendo benefici in termini di aumento della precisione dell'uscita

es:



Struttura di un' IN. AMPL.



A_2 solitamente uguale ad 1: si occupa solo della conversione FD->SE.

V_{nRTI} : Rumore riportato in ingresso

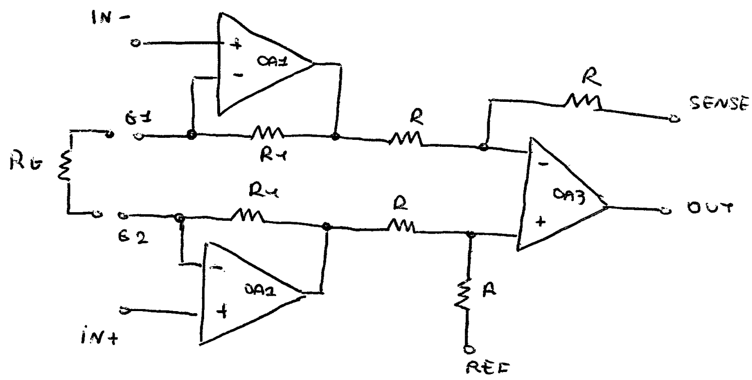
$$V_{nRTI} = V_{n1} + V_{n2}/A_1$$

V_{n1} : offset di ingresso

V_{n2} : offset di uscita

$V_{n2} \sim (6 \div 10)\, V_{n1}$.

Schema circuitale



$$G = 1 + 2\frac{R_1}{R_G}.$$

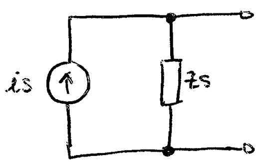
Il terminale REF è connesso ad un resistore che varia la f.d.t. di OA3.

VREF deve essere una sorgente a bassa impedenza per non variare le caratteristiche del sistema (degrado CMRR, etc.)

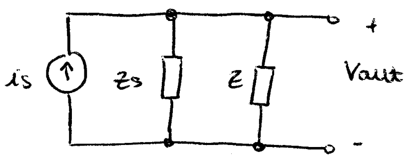
TIA (TRANS-IMPEDENCE AMPLIFIER)

Sono utilizzati per leggere l'output di sensori che forniscono in uscita una corrente o una grandezza facilmente convertibile in una corrente

Equivalente di Norton di un sensore:



Il modo più semplice per convertire una corrente in una tensione è inserire una resistenza:



$$V_{out} = i_s \cdot \frac{Z_s}{Z + Z_s} \cdot Z = i_s \cdot \frac{Z}{1 + \frac{Z}{Z_s}}$$

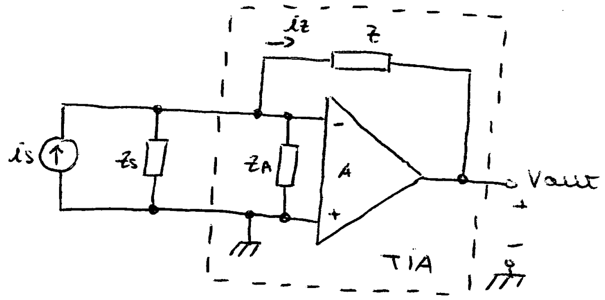
Il nostro target è ottenere $V_{out} = i_s \cdot Z$.

Se $\left|\frac{Z}{Z_s}\right| \ll 1 \rightarrow |Z| \ll |Z_s|$

risulta $V_{out} \sim i_s \cdot Z \left(1 - \frac{Z}{Z_s}\right)$, $\left|\frac{Z}{Z_s}\right| = \epsilon_r$: Errore relativo

$|Z|$ non può essere inserita troppo piccola in maniera di mantenere $V_{out} \sim i_s \cdot Z$ accettabile e non ridurre SNR.

Si procede quindi ad utilizzare un TIA:



Z_A: impedenza di input di A.O.

Supponendo che il guadagno dell'amplificatore $A \to \infty$ e considerando valido il c.c.v. risulta:

$$V_{out} = -i_S \cdot Z$$

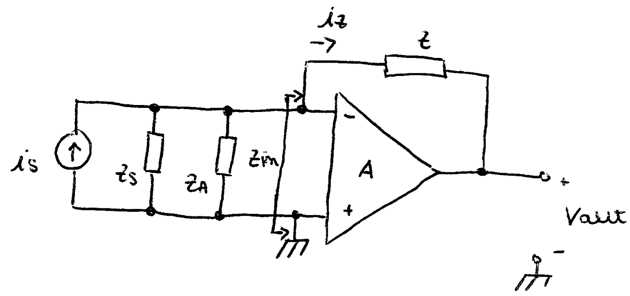
Il TIA è caratterizzato da una serie di problemi di non idealità:

1) Guadagno finito (produce $Z_A > \emptyset$);
2) Rumore;
3) Stabilità.

GUADAGNO FINITO

$i_Z = i_S$ solo se $Z_A = \emptyset$ (c.c.v. valido)

Ricordando che il c.c.v. è un'approssimazione, l'impedenza in ingresso può essere calcolata così:



$Z_T = Z_S // Z_A$

Tramite il teorema di Miller: $Z_{in} = \frac{Z}{1-K_m}$, $K_m = -A$.

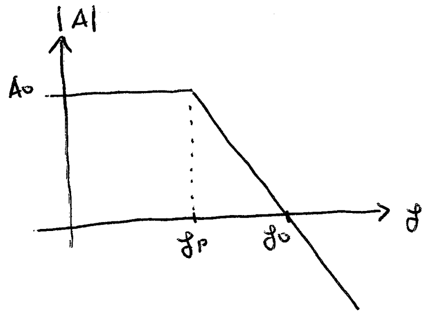
Considerando A.O. a polo dominante:

$A = A_0 \cdot \frac{1}{1+j\frac{f}{f_P}}$; f_P: frequenza del polo.

$$\rightarrow Z_{in} = \frac{Z}{1+\frac{A_0}{1+j\frac{f}{f_P}}} = \frac{Z\left(1+j\frac{f}{f_P}\right)}{1+j\frac{f}{f_P}+A_0} = \frac{Z}{1+A_0} \cdot \frac{1+j\frac{f}{f_P}}{1+\frac{jf}{f_P(1+A_0)}}$$

$f_P(1+A_0) \sim GBW$. $\quad (GBW = f_P A_0)$

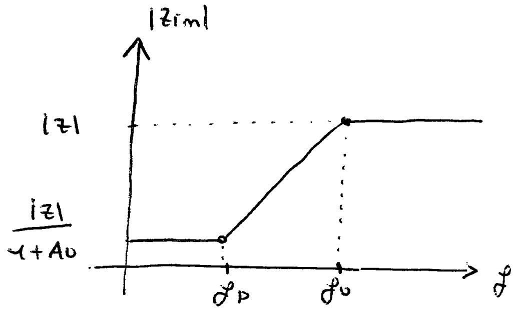
Per un A.O. a polo dominante:



$GBW = f_0$ (frequenza di transizione)

$$Z_{in} = \frac{Z}{1+A_0} \cdot \frac{1+j\frac{f}{f_P}}{1+j\frac{f}{f_0}}$$

$f = \emptyset \rightarrow Z_{in} = \frac{Z}{1+A_0}$ (valida solo in D.C.)



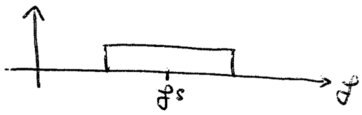
$$|Z_{in}| = \frac{|Z|}{1+A_0} \quad , \quad f < f_p$$

$f_p \sim 10\ Hz$

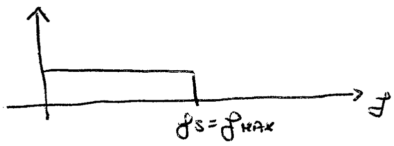
Spesso ci troviamo ad operare $f_p \ll f \ll f_0$.

Definiamo f_s la frequenza di lavoro, ovvero la frequenza del segnale in ingresso.

Per un sistema passa banda la f_s coincide con la frequenza centrale:



Per un sistema passa basso a larga banda f_s coincide con f_{MAX}:



Supponendo che: $f_p \ll f_s \ll f_0$

$$Z_{in} \sim \frac{Z}{1+A_0} \cdot J \cdot \frac{f_s}{f_p} = Z \cdot J \frac{f_s}{f_0}$$

Se $f_s = \frac{f_0}{10} \rightarrow |Z_{in}| = \frac{|Z|}{10}$

Se $f_s = \frac{f_0}{100} \rightarrow |Z_{in}| = \frac{|Z|}{100}$

risulta $V_{out} = -Z \cdot \frac{Z_r}{Z_{im}+Z_r} \cdot i_s = -Z\, i_s \cdot \frac{1}{1+\frac{Z_{im}}{Z_r}} \sim -Z i_s \left(1 - \frac{Z_{im}}{Z_r}\right)$

considerando $\left|\frac{Z_{im}}{Z_r}\right| << 1$

Si ricava $\left|\frac{Z_{im}}{Z_r}\right| = \epsilon_r$

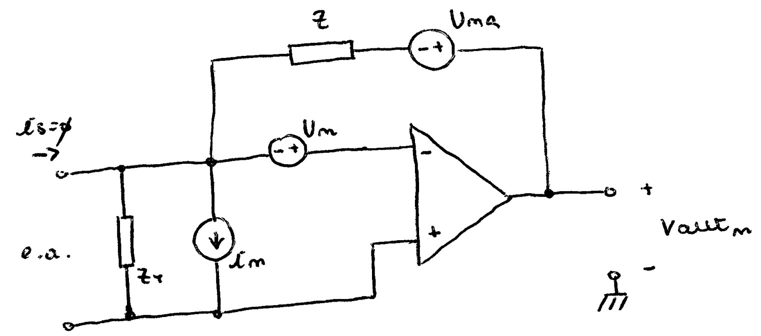
La sensibilità del sistema di acquisizione è data da

$\frac{\partial V_{out}}{\partial i_s} = -Z$ (nel caso ideale)

RUMORE

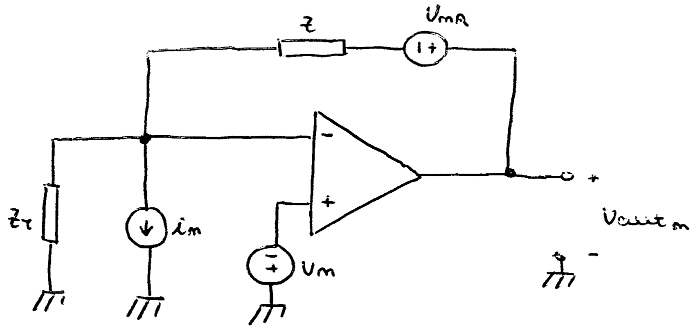
Si considerano 3 sorgenti di rumore:

- $i_n \rightarrow S_{in}(f)$ corrente di bias dell'A.O.;
- $V_n \rightarrow S_{Vn}(f)$ rumore di tensione in ingresso ad A.O.;
- $V_{nR} \rightarrow S_{VnR} = 4kT\, Re\{Z\}$ rumore termico dovuto a Z.



www.alessandropaghi.it

Trovando V_n riavuta :



Valido se considerato il c.c.v. :

$$V_{out\,n} = i_n \cdot Z - V_n \cdot \left(1 + \frac{Z}{Z_T}\right) + V_{nR}$$

i_{nRTI} : rumore termico di corrente riportato in ingresso

$$i_{nRTI} = \frac{V_{out\,n}}{-Z} = -i_n + V_n\left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_T}\right) - \frac{V_{nR}}{Z} \qquad \left(\frac{\partial V_{out}}{\partial i_s} = -Z\right)$$

i_{nRTI} viene calcolato in quanto l'input è in corrente.

$i_{nRTI} \rightarrow S_{i_{nRTI}}$

i_n dipende solo da A.O: va scelto un A.O. appropriato in modo da ridurre questo contributo di rumore

V_n dipende solo da A.O: posso comunque scegliere il valore di Z; Z_T non è modificabile in quanto è definita dal sensore e dall'A.O.

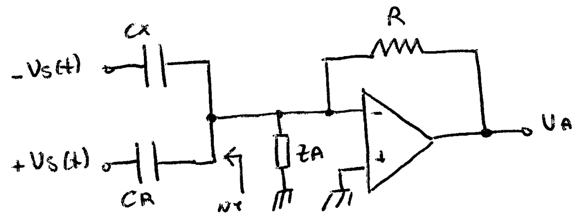
Gradirei un valore di Z elevato, ma elevare il valore di Z significa aumentare l'errore relativo.

$Z\uparrow \Rightarrow Z_{in}\uparrow \Rightarrow \epsilon_r\uparrow$

Caso assurdo $Z \rightarrow \infty$: $i_{nRTI} = -i_n + V_n/Z_T$.

TIA COME INTERFACCIA PER SENSORI CAPACITIVI

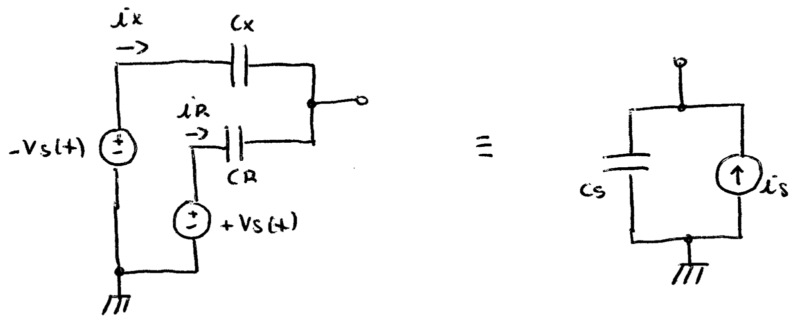
Utilizziamo un sensore capacitivo differenziale:



$$V_S(t) = V_{SM} \cdot \cos(\omega_s t)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

Schematizzo il sensore con equivalente di Norton:



$$C_S = C_X + C_R$$

$$Z_S = \frac{1}{j\omega_s C_S}$$

$$
\begin{aligned}
i_S &= i_X + i_R \\
&= -C_X \cdot \frac{d}{dt} V_S(t) + C_R \frac{d}{dt} V_S(t) \\
&= (C_X - C_R)\, V_{SM}\, \omega_s \operatorname{sen}(\omega_s t) \\
&= \Delta C\, V_{SM}\, \omega_s \operatorname{sen}(\omega_s t)
\end{aligned}
$$

$$\Delta C = C_X - C_R$$

Idealmente accade che:

$$V_A = -R \cdot i_S(t) = -R\,\Delta C\,\omega_s\, V_{SM} \operatorname{sen}(\omega_s t)$$

Si fornisce in uscita il segnale utile modulato per $\operatorname{sen}(\omega_s t)$

www.alessandropaghi.it

È necessaria una demodulazione al fine di ricavare in uscita il segnale utile Δe.

Realmente accade che:

È necessario inserire nello schema l'impedenza di ingresso Z_A dell'A.O.

$Z_T = Z_S // Z_A$

Considerando Z_A puramente capacitivo : $Z_A = \frac{1}{j\omega C_A}$

risulta $Z_T = \frac{1}{j\omega_s C_T}$ con $C_T = C_S + C_A = C_X + C_R + C_A$.

Per $f_P << f_S << f_0$ risulta: $Z_{im} \sim R \cdot j \frac{f_s}{f_0}$

$$\epsilon_r = \left| \frac{Z_{im}}{Z_T} \right| = \left| R \cdot j \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{j\omega_s C_T}{1} \right| = R \cdot \frac{f_s}{f_0} \cdot 2\pi f_s \cdot C_T$$

Definendo $f_B = \frac{1}{2\pi R C_T}$

f_B : è il polo della funzione di retroazione β che risulta essere una f.d.t. LP.

$$\rightarrow \epsilon_r = R \cdot \frac{f_s}{f_0} \cdot \frac{f_s}{f_B}$$

con : $\begin{cases} f_s < f_0 \Rightarrow \epsilon_r \downarrow \\ f_s \leq f_B \end{cases}$

$$i_{m_{RTI}} = \frac{V_{out_m}}{-R} = -i_m + V_m \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{Z_T} \right) - \frac{V_{mR}}{R} \quad , \quad Z_T = \frac{1}{j\omega_s C_T}$$

$$S_{i_{m\,RTI}} = S_{i_m} + S_{V_m} \left(\frac{1}{R^2} + \omega_s^2 C_T^2 \right) + S_{V_{mR}} \cdot \frac{1}{R^2}$$

$$= S_{i_m} + S_{V_m} \left(\frac{1}{R^2} + \omega_s^2 C_T^2 \right) + 4KTR \cdot \frac{1}{R^2}$$

$$= S_{i_m} + S_{V_m} \omega_s^2 C_T^2 \left(1 + \frac{1}{(\omega_s C_T R)^2} \right) + \frac{4KT}{R}.$$

considerando i contributi tutti scorrelati.

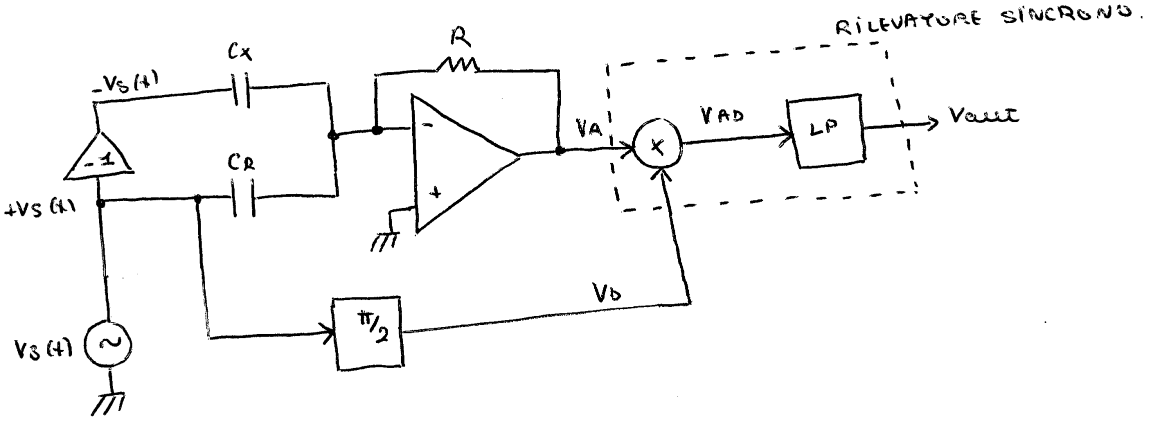
Si vede immediatamente che:

$A\uparrow \Rightarrow S_{in\,RTI}\downarrow \;,\; E_r\uparrow$

È necessario stimare l'errore in funzione della grandezza d'ingresso ΔC.

$i_{n\,RTI}$ va riportata in un equivalente rumore di capacità; per far ciò è necessario dividere $i_{n\,RTI}$ per la sensibilità relazionata alla conversione di ΔC in i_S.

Prima è necessario definire lo stadio di demodulazione.



$V_S(t) = V_{SM}\cdot\cos(\omega_S t)$

$V_D(t) = -V_{DM}\,\mathrm{sen}(\omega_S t) \quad , \quad V_{DM} \neq V_{SM}$

L'inserimento del - è un artificio matematico che semplifica la trattazione.

$V_A(t) = S(t)\cdot\mathrm{sen}(\omega_S t) \quad , \quad S(t) = -\Delta C(t)\cdot V_{SM}\cdot\omega_S R$

$V_{AD}(t) = -V_{DM}\cdot S(t)\cdot A_M\;\mathrm{sen}(\omega_S t)\,\mathrm{sen}(\omega_S t)$

Guadagno del moltiplicatore: SCALE FACTOR $[V^{-1}]$

www.alessandropaghi.it

N.B: Questo sistema prevede il passaggio di $V_S(t)$ attraverso un ampl. che guadagna -1 ed avrà un suo ritardo di fase. Il piccolo sfasamento si traduce in un errore di offset sistematico quando $\Delta C(t) = \emptyset$.

Risolvere i problemi relativi alla semplificazione della trattazione col c.c.v imperfetto.

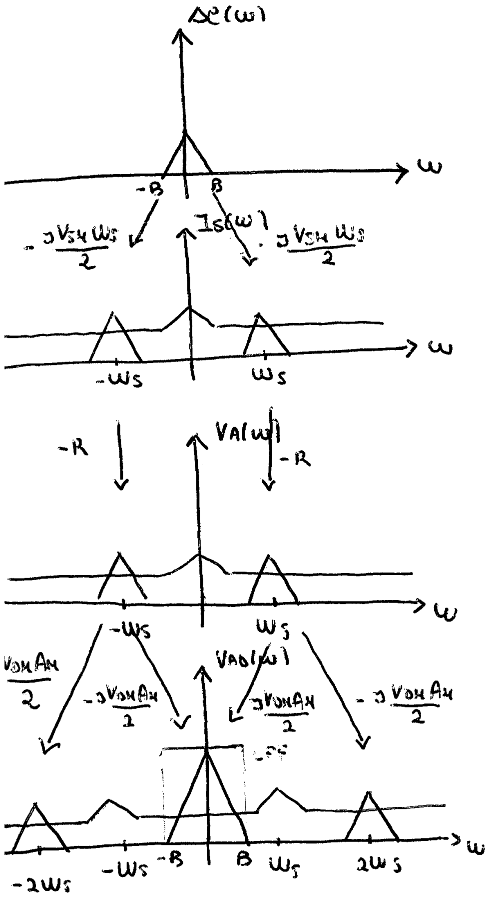
L'espressione trovata per $|Er| = R \cdot \frac{\delta s}{\delta \sigma} \cdot \frac{\delta s}{\delta \beta}$ tiene conto solo del fatto che a causa del ccv imperfetto, i_S non va tutta dentro R ma una parte finisce in Zin.

Questo calcolo non tiene conto che se voglio valutare VA non parto da $\emptyset$ ma in realtà parto da un tensione $\neq \emptyset$ a causa dell'assenza di c.c.v.

La soluzione potrebbe essere non leggere VA ma la ddp ai capi di R con un in. AMPL.

Altra soluzione deriva dal fatto che ⊗ essendo un moltiplicatore a cella di Gilbert ha ingresso differenziale -> viene automatico leggere la tensione ai capi di R.

www.alessandropaghi.it



$$i_s(t) = \Delta e(t) V_{SH}\omega_s \,\mathrm{sen}(\omega_s t)$$

$$I_s(f) = V_{SH}\omega_s \cdot \frac{1}{2j}\left[\Delta e(f+f_s) - \Delta e(f-f_s)\right]$$

$$= j\frac{V_{SH}\omega_s}{2}\left[\Delta e(f-f_s) - \Delta e(f+f_s)\right]$$

$$V_A(t) = -R\, i_s(t)$$

$$V_A(f) = -j\, R\frac{V_{SH}\omega_s}{2}\left[\Delta e(f-f_s) - \Delta e(f+f_s)\right]$$

$$V_{out} = V_{AD_{DC}} = 2 \cdot \frac{V_{OH}A_H}{2} \cdot R\frac{V_{SH}\omega_s}{2}\,\Delta e(t)$$

$$= \frac{1}{2} V_{OH}A_H R V_{SH}\omega_s \Delta e(t)$$

$$K_D = \frac{V_{OH}A_H}{2}$$

$$\rightarrow V_{out} = K_D R V_{SH}\omega_s \Delta e(t)$$

$$S_{V_{out\,m}} = 2 \cdot S_{imaxi}\frac{V_{OH}^2A_H^2}{4} \cdot R^2 = \frac{1}{2}V_{OH}^2A_H^2R^2 S_{imaxi} = 2K_D^2R^2S_{imaxi}$$

Trattazione estesa:

$$V_{AD}(t) = +R\Delta e(t) V_{SH}\omega_s \cdot V_{OH}A_H \,\mathrm{sen}(\omega_s t)\,\mathrm{sen}(\omega_s t)$$

$$= \frac{1}{2}R\Delta e(t)V_{SH}\omega_s \cdot V_{OH}A_H\left[\cos(\phi) - \cos(2\omega_s t)\right]$$

$$= \frac{1}{2}R\Delta e(t)V_{SH}\omega_s V_{OH}A_H - \frac{1}{2}R\Delta e(t)V_{SH}\omega_s V_{OH}A_H\cos(2\omega_s t)$$

$$V_{out}(t) = \frac{1}{2}R\Delta e(t)V_{SH}\omega_s V_{OH}A_H = K_D R V_{SH}\omega_s\Delta e(t)$$

www.alessandropaghi.it

N.B.: Per non avere rumore flicker in banda è necessario che: $f_S - f_K > B$.

$$K_{\Delta C, Vout} = \frac{\partial V_{out}}{\partial \Delta C} = K_D R \omega_S V_{SH}$$

$$\rightarrow S_{\Delta C m} = \frac{S_{Vout\,m}}{K_{\Delta C, Vout}^2} = \frac{S_{Vout\,m}}{(K_D R \omega_S V_{SH})^2} = \frac{1}{(\cancel{K_D}\cancel{R}\omega_S V_{SH})^2} \cdot 2\cancel{K_D^2}\cancel{R^2} S_{i\,m\,tot}$$

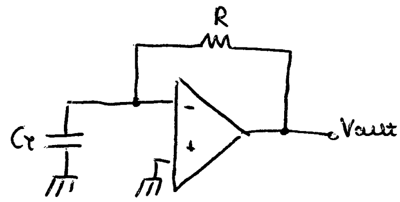
$$= \frac{2}{\omega_S^2 V_{SH}^2} S_{i\,m\,tot} = \frac{2}{\omega^2 V_{SH}^2} S_{im} + \frac{2}{V_{SH}^2} S_{vm} C_T^2 \left(1 + \frac{1}{(\omega_S C_T R)^2}\right) + \frac{4kT}{R\omega_S^2 V_{SH}^2}$$

ω_S: $\omega_S \uparrow \Rightarrow S_{\Delta C m} \downarrow$ ma $\varepsilon_r \uparrow$

V_{SH}: $V_{SH} \uparrow \Rightarrow S_{\Delta C m} \downarrow$ (limite $V_{SH} = V_{DD}$)

R: $R \uparrow \Rightarrow S_{\Delta C m} \downarrow$ ma $\varepsilon_r \uparrow$

STABILITÀ



R è l'elemento di feedback, attraverso la quale Vout viene riportato in ingresso.
A causa della presenza di C_T, R e C_T costituiscono un gruppo passa basso, per cui:

$$\beta = \frac{1}{1 + j\,f/f_\beta}$$

Il ritardo di fase introdotto da R e C_T, degrada il margine di fase dell'anello di reazione.

Per non avere oscillazioni è necessario non soddisfare le equazioni di Barkhausen per cui:

$$\begin{cases} |\beta A| > 1 \\ \measuredangle \beta A = \emptyset \end{cases}$$

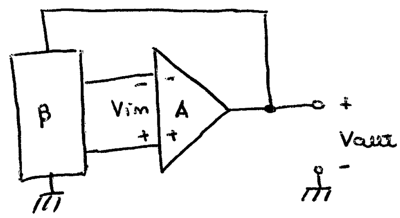
www.alessandropaghi.it

Il problema è più serio quanto più f_β < di f_0.

Al fine di ridurre la degradazione del margine di fase è necessario che $f_\beta \sim f_0$ ma questo implica bassi valori di R con un conseguente aumento di S_{ocm}.

TIA COME INTERFACCIA PER SENSORI CAPACITIVI BASATA SU AMPLIFICATORE DI CARICA A CONDENSATORI COMMUTATI

Premessa 1) Tensione di ingresso di A.O. chiuso in reazione.



$V_{in} = \beta V_{out} + V_K$

$V_{out} = A(V_{in} - V_n)$

$V_{in} = \beta A(V_{in} - V_n) + V_K$

$V_{in}(1 - \beta A) = -\beta A V_n + V_K$

$$V_{in} = -V_n \frac{\beta A}{1-\beta A} + \frac{V_K}{1-\beta A}$$

Se $|\beta A| \gg 1 \rightarrow V_{in} \sim V_n$

In questa configurazione, A.O. chiuso in reazione, in ingresso trovo la tensione di rumore.

con $V_{in} = V_{in+} - V_{in-}$

www.alessandropaghi.it

Supponiamo:

$\beta = -\beta_0$ (funzione di reazione passiva e dissipativa)

$$A = \frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_p}}$$ (A.O. a polo dominante)

$$V_{im} = V_m \frac{\frac{\beta_0 A_0}{1+j f/f_p}}{1 + \frac{\beta_0 A_0}{1+j f/f_p}} = V_m \frac{\beta_0 \cdot A_0}{1 + \beta_0 A_0 + j f/f_p} = \frac{\frac{\beta_0 A_0}{1+\beta_0 A_0}}{1 + j \frac{f}{f_p (1+\beta_0 A_0)}} \cdot V_m$$

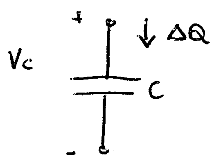
$$\sim \frac{1}{1 + j\, f/f_0'} \cdot V_m \qquad \text{con } f_0' = f_p \beta_0 A_0 = \beta_0 \cdot f_0$$

$(f_0 = GBP)$

Che cosa rappresenta V_K?

V_K tiene conto dello stato iniziale di carica di elementi capacitivi.

Premessa 2) Carica attraverso un condensatore



ΔQ: carica che attraversa C nell'intervallo $[t_i, t_f]$

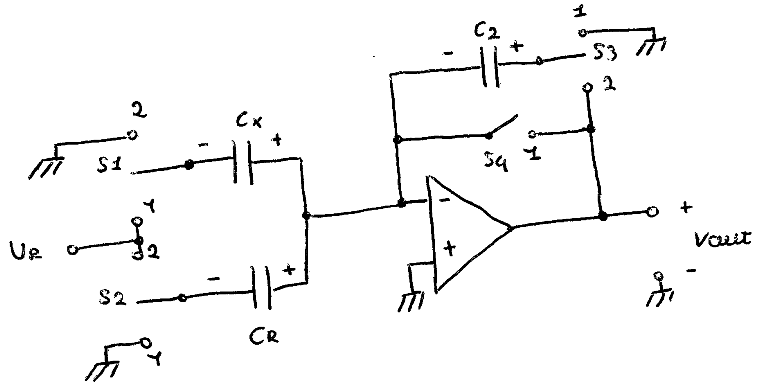
$$\Delta Q = C\left[V_c(t_f) - V_c(t_i)\right]$$

$$\rightarrow V_c(t_f) = V_c(t_i) + \frac{\Delta Q}{C}$$

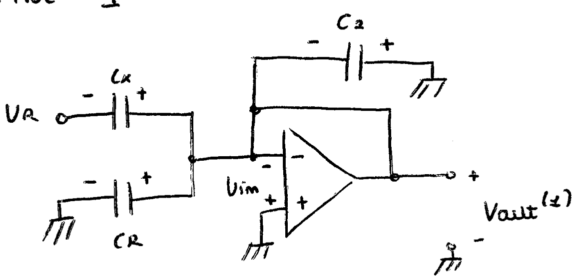
Descrizione circuitale :

$\Delta C = C_x - C_R$

V_R: tensione di riferimento costante



FASE 1



$V_{im-} = -V_m$: si astrae dal fatto che in realtà è una funzione LP.

$V_{C_2}^{(1)} = V_m^{(1)}$

$V_{C_x}^{(1)} = -V_m^{(1)} - V_R$

$V_{C_R}^{(1)} = -V_m^{(1)}$

$V_{out}^{(1)} = -V_m^{(1)}$

FASE INTERMEDIA i (TRA 1 E 2)

S_1, S_2, S_3 in posizione di non decisione i (ne 1 ne 2).

A causa del campionamento compare il rumore $\frac{KT}{C}$.

$$V_{C2}^{(i)} = V_m^{(1)} + V_{E2}$$

$$V_{Cx}^{(i)} = -V_m^{(1)} - V_R + V_{Ex}$$

$$V_{CR}^{(i)} = -V_m^{(1)} + V_{ER}$$

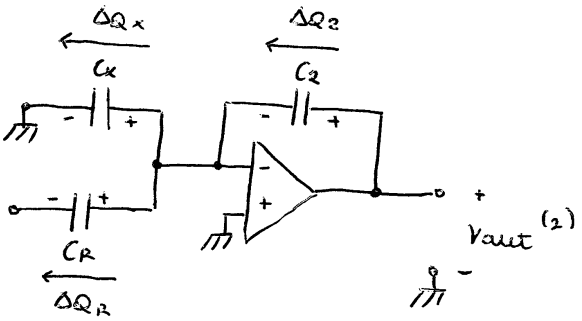
V_{E2} : rumore $\frac{KT}{C}$ di C_2

V_{Ex} : rumore $\frac{KT}{C}$ di C_x

V_{ER} : rumore $\frac{KT}{C}$ di C_R

Nell'effettuare questa analisi abbiamo considerato il rumore V_E $\left(\frac{KT}{C}\right)$ come additivo. In realtà esso può essere contenuto o parzialmente contenuto in V_m.

FASE 2



$$V_{Cx}^{(2)} = -V_m^{(2)}$$

$$V_{CR}^{(2)} = -V_m^{(2)} - V_R$$

$$V_{C2}^{(2)} = V_{C2}^{(i)} + \frac{\Delta Q_2}{C_2}$$

, C_2 a differenza di C_x e C_R conserva memoria della fase precedente.

$$\Delta Q_2 = \Delta Q_x + \Delta Q_R = C_x \left(V_{Cx}^{(2)} - V_{Cx}^{(i)}\right) + C_R \left(V_{CR}^{(2)} - V_{CR}^{(i)}\right)$$

$$= C_x \left[-V_m^{(2)} + V_m^{(1)} + V_R - V_{Ex}\right] + C_R \left[-V_m^{(2)} - V_R + V_m^{(1)} - V_{ER}\right]$$

$$V_{out}^{(2)} = -V_m^{(2)} + V_{C2}^{(2)} = -V_m^{(2)} + V_{C2}^{(1)} + \frac{\Delta Q_2}{C_2}$$

$$= -V_m^{(2)} + V_m^{(1)} + V_{E2} + \frac{C_x}{C_2}\left[-V_m^{(2)} + V_m^{(1)} + V_R - V_{Ex}\right] + \frac{C_R}{C_2}\left[-V_m^{(2)} - V_R - V_m^{(1)} - V_{ER}\right]$$

$$= \frac{C_x}{C_2}V_R - \frac{C_R}{C_2}V_R + \left(\frac{C_R}{C_2} + \frac{C_x}{C_2} + 1\right)\left(-V_m^{(2)} + V_m^{(1)}\right) + V_{E2} - \frac{C_x}{C_2}V_{Ex} - \frac{C_R}{C_2}V_{ER}$$

$$= \underbrace{(C_x - C_R)\frac{V_R}{C_2}}_{\text{segnale utile}} + \underbrace{\frac{C_R + C_x + C_2}{C_2}\left(-V_m^{(2)} + V_m^{(1)}\right)}_{\text{Rumore dovuto ad A.O.}} + \underbrace{V_{E2} - \frac{C_x}{C_2}V_{Ex} - \frac{C_R}{C_2}V_{ER}}_{\text{Rumore } kT/C}$$

Sensibilità: $K_{\Delta C, V_{out}} = \frac{\partial V_{out}}{\partial \Delta C} = \frac{V_R}{C_2}$ $\quad (C_2 \downarrow \Rightarrow K_{V_R, V_{out}} \uparrow)$

Se $V_R = V_{DD}$, questo è un sistema raziometrico.

Rumore dovuto ad A.O.:

$$C_{m\,in\,A.O.} = -\frac{C_R + C_x + C_2}{V_R}\left(V_m^{(2)} - V_m^{(1)}\right)$$

Grazie alla presenza di $(V_m^{(2)} - V_m^{(1)})$ ogni contributo di rumore costante (es. offset) viene cancellato.

I contributi di rumore a bassa frequenza ($f_{NOISE} < f_{CLK}$) possono essere considerati circa costanti nel periodo di osservazione e sono fortemente ridotti (abbattimento del rumore Flicker).

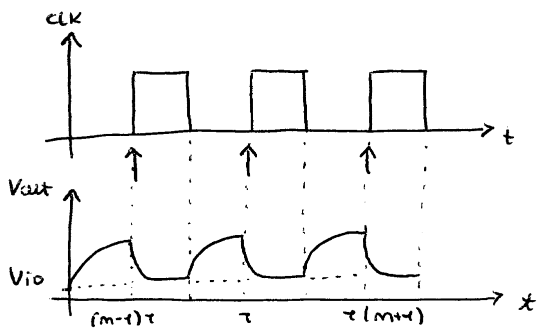
Questa tecnica di effettuare $V_m^{(2)} - V_m^{(1)}$ è l'equivalente di applicare la tecnica CORRELATED DOUBLE SAMPLING (CDS) all'A.O.

→ Ridurre C_2 non consente una forte riduzione di

www.alessandropaghi.it

Rumore $\frac{KT}{C}$:

Istante di campionamento



Ma senza effettuare il campionamento solo nella fase 2.

In particolare si procede a campionare il segnale al termine della fase, a transitorio terminato

$$C_{n\ in\ \frac{KT}{C}} = V_{E2}\cdot\frac{C_2}{V_R} - V_{Ex}\cdot\frac{C_x}{V_R} - V_{ER}\cdot\frac{C_R}{V_R}$$

$$C_{n\ in\ \frac{KT}{C}} = C_n$$

$$\langle C_n\rangle^2 = \frac{KT}{\cancel{C_2}}\,\frac{C_2^{\cancel{2}}}{V_R^2} + \frac{KT}{\cancel{C_x}}\cdot\frac{C_x^{\cancel{2}}}{V_R^2} + \frac{KT}{\cancel{C_R}}\cdot\frac{C_R^{\cancel{2}}}{V_R^2} = \frac{KT}{V_R^2}\left(C_2 + C_x + C_R\right)$$

$$C_{n\,pp} = 4\sqrt{\langle C_n\rangle^2} = \frac{4}{V_R}\cdot\sqrt{KT\,(C_2 + C_x + C_R)}$$

Valutazione del Dinamic Range (DR)

$$DR = \frac{\Delta C_{FS}}{C_{n\,pp}}$$, ΔC_{FS} dipende dal sensore utilizzato.

$$DR = \Delta C_{FS}\cdot\frac{V_R}{4\sqrt{KT\,(C_2 + C_x + C_R)}} = V_R\cdot\frac{1}{4\sqrt{\frac{KT}{\Delta C_{FS}}}}\cdot\underbrace{\sqrt{\frac{\Delta C_{FS}}{C\,(C_2 + C_x + C_R)}}}_{<1}$$

www.alessandropaghi.it

Una riflessione:

non abbiamo tenuto conto del fatto che la reazione varia dalla fase 1 alla fase 2.

Questo implica una variazione di β:

- nella fase 1: $\beta = 1$.
- nella fase 2: β è una partizione tra $C(C_X + C_R)$ e C_2.

Questo implica che V_{out} venga riportato in input in maniera differente a seconda della fase.

www.alessandropaghi.it

TECNICHE PER LA RIDUZIONE DI OFFSET E DI RUMORE A BASSA FREQUENZA

AUTO-ZERO (AZ)

Idea alla base: disconnettere il segnale all'ingresso di un amplificatore facendo comparire in input uno ϕ. In questa maniera è presente solo rumore sulla porta di ingresso. Il campionamento di quest'ultimo è necessario al fine di effettuare una successiva sottrazione con segnale in ingresso presente.

Per un generatore di V, ingresso in c.c.

Per un generatore di I, ingresso in c.a.

L'offset non è costante a causa di derive. È necessario effettuare la sua misura più volte nel tempo.

Compiendo la misura con zero in ingresso più frequentemente è possibile abbattere anche il rumore a bassa frequenza.

Negli amplificatori AZ la misura avviene con frequenza KHz -> questa procedura è più di una semplice tecnica di correzione, è una vera tecnica dinamica di riduzione di offset e rumore a bassa frequenza.

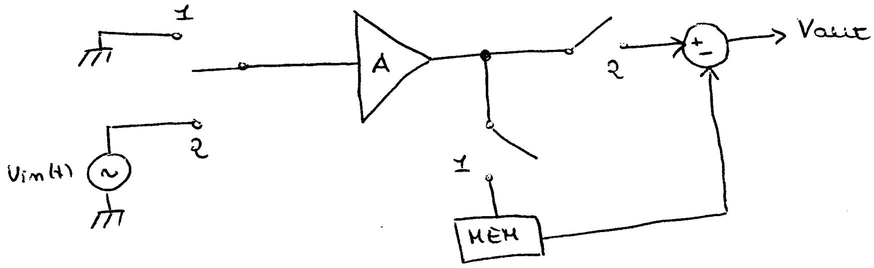
Da notare che nel momento in cui si effettua la misura si compie un campionamento di tutto il rumore, non solo dell'offset.

www.alessandropaghi.it

La tecnica prevede due fasi di funzionamento:

1) fase di autozero;

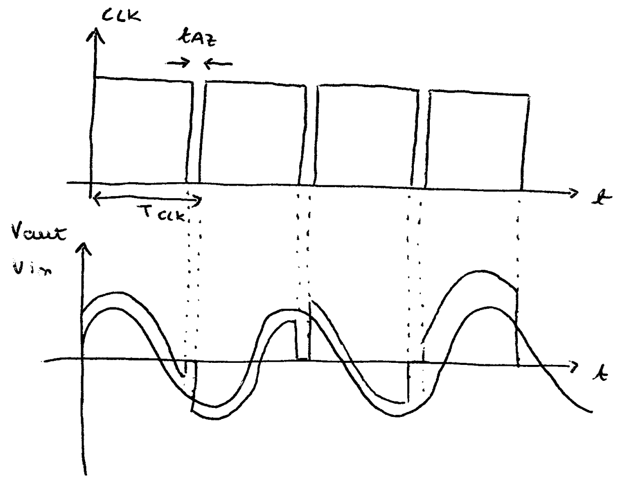
2) fase di normale funzionamento.



Per non interrompere la funzionalità del circuito, il tempo di esecuzione della tecnica AZ deve essere estremamente breve: $t_{AZ} \sim \emptyset$.

Al fine di annullare anche la componente variabile del rumore, la tecnica AZ viene ripetuta periodicamente a frequenza f_{ck}.

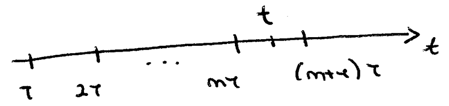
In particolar modo, AZ viene eseguita quando $CLK = \emptyset$:



$t_{AZ} \ll T_{CLK}$

Il contributo di rumore rilevato, varia ad ogni campionamento

La fase AZ è generalmente molto rapida: l'amplificatore può ancora essere trattato come un amplificatore tempo continuo (TC) se $t_{AZ} \sim \emptyset$.



$$V_{out}(t) = A(V_{in}(t) - V_n(t)) - A(-V_n(mT))$$

$$\rightarrow V_{out}(t) = A\left[V_{in}(t) - \left(V_n(t) - V_n(mT)\right)\right]$$

$$= A\left[V_{in}(t) - V_{n_{eff}}(mT)\right]$$

$$V_{n_{eff}}(mT) = V_n(t) - V_n(mT).$$

La precedente espressione indica che avviene la sottrazione di un termine discreto ad un termine continuo.

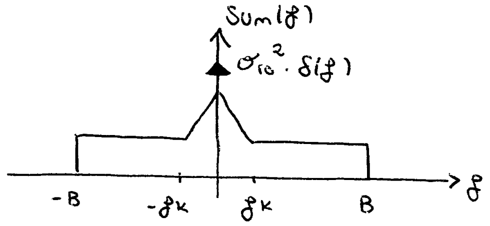
Per quanto riguarda l'offset ($f=\emptyset$) la cancellazione è perfetta. Per le componenti spettrali del rumore con $f < f_{CLK}$ avviene una cancellazione soddisfacente, mentre per le componenti con $f > f_{CLK}$ le componenti di rumore sono sostanzialmente diverse da campionamento a campionamento.

È necessario analizzare $S_{V_{n_{eff}}}(f)$.

Per semplificare la trattazione consideriamo una singola realizzazione del processo stocastico $V_n(t)$.
In questo modo $V_n(t)$ può essere considerato un segnale deterministico e pertanto trattato con la trasformata di Fourier.

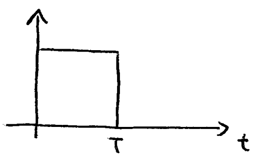
www.alessandropaghi.it

Il rumore viene chiaramente campionato e mantenuto (S & H) durante il periodo.



B : Banda Amplificatore

Il campionamento avviene poi moltiplicando per un treno di δ periodico e mantenendo (il che equivale alla convoluzione della δ con una funzione del tipo sottostante)



in frequenza : $T \cdot e^{-j2\pi f \frac{\tau}{2}} \operatorname{sinc}(\pi f \tau)$

Dal campionamento con δ risulta : $\frac{1}{T} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} V_n(f - i f_{clk})$

Da cui risulta :

$$V_n(n\tau) \rightarrow e^{-j\pi f \tau} \operatorname{sinc}(\pi f \tau) \sum_{i=-\infty}^{+\infty} V_n(f - i f_{clk})$$

Il segnale campionato ha uno spettro composto da infinite repliche di $V_n(f)$ traslate di f_{clk} l'una dall'altra.

$$V_{meas}(f) = V_n(f) - e^{-j\pi f T} \operatorname{sinc}(\pi f T) \sum_{i=-\infty}^{+\infty} V_n(f - i f_{clk})$$

$$= V_n(f) - e^{-j\pi f \tau} \operatorname{sinc}(\pi f \tau) \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{+\infty} V_n(f - i f_{clk}) - \underbrace{e^{-j\pi f \tau} \operatorname{sinc}(\pi f \tau)\, V_n(f)}_{\text{Replica a } f_{clk} = 0}$$

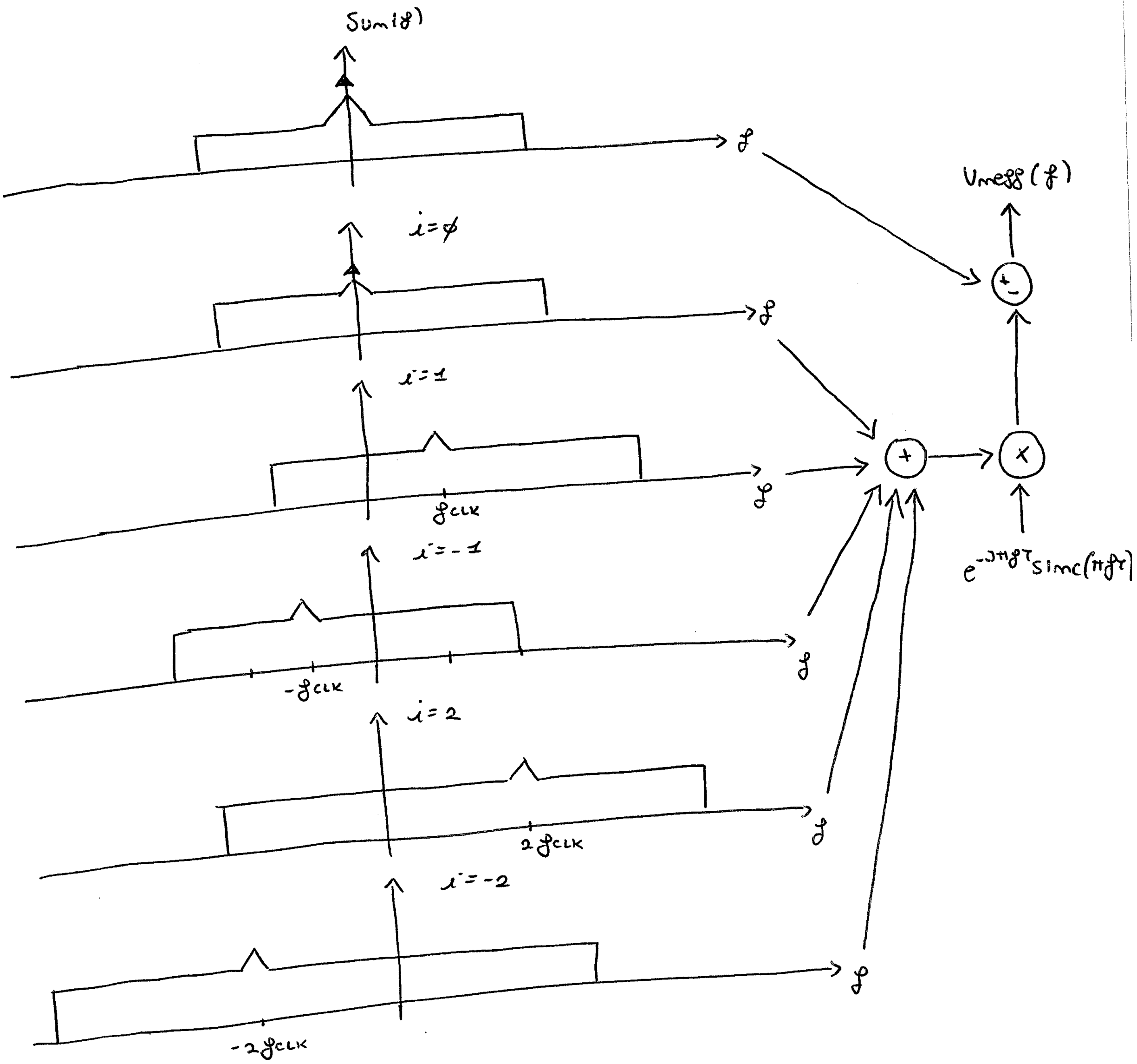
www.alessandropaghi.it

$$V_{meff}(f) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} H_i(f)\, V_m(f - i f_{CLK})$$

$$H_i(f) = \begin{cases} 1 - e^{-j\pi f\tau}\,\mathrm{sinc}(\pi f\tau) & i = 0 \\ -e^{-j\pi f\tau}\,\mathrm{sinc}(\pi f\tau) & i \neq 0 \end{cases}$$

$$H_0(f) = 1 - e^{-j\pi f\tau}\,\mathrm{sinc}(\pi f\tau)$$

$$H_1(f) = -e^{-j\pi f\tau}\,\mathrm{sinc}(\pi f\tau)$$



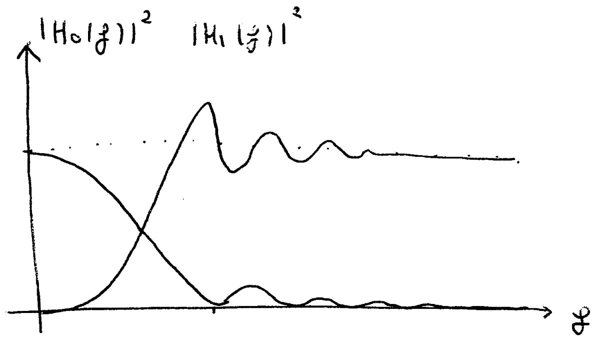
www.alessandropaghi.it

$$S_{Um}(f) = PSD\,(U_m(f))$$

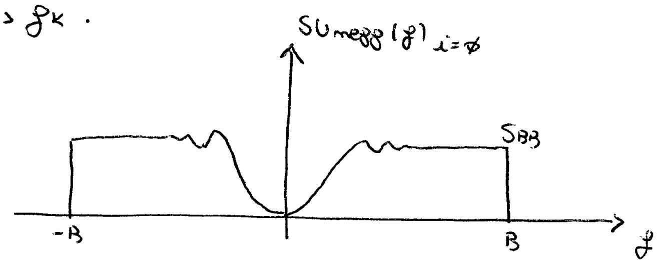
$$S_{Umeff}(f) = PSD\,(U_{meff}(f)) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |H_i(f)|^2 \cdot S_{Um}(f - i\,f_{CLK})$$

Per $i = \phi$:

$$S_{Umeff}(f)\Big|_{i=\phi} = |H_0(f)|^2 \cdot S_{Um}(f)$$

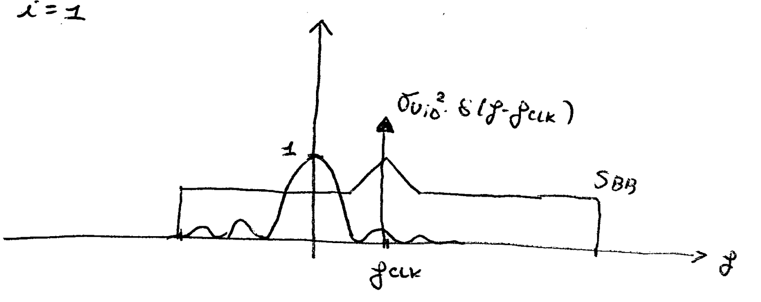


La replica a $i = \phi$ è moltiplicata per $|H_0(f)|^2$: l'offset viene cancellato ed il rumore a bassa frequenza abbattuto -> forte abbattimento del rumore flicker se $f_{CLK} > f_K$.



Le repliche a $i \neq \phi$ sono moltiplicate per $|H_i(f)|^2$:

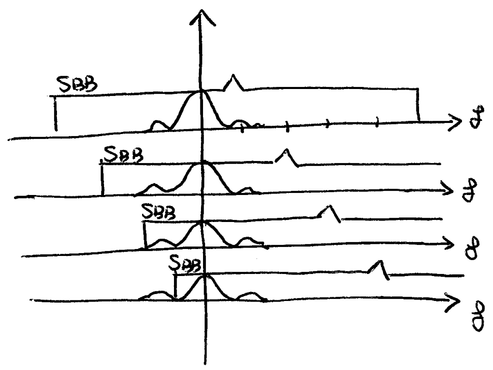
es: $i = 1$



www.alessandropaghi.it

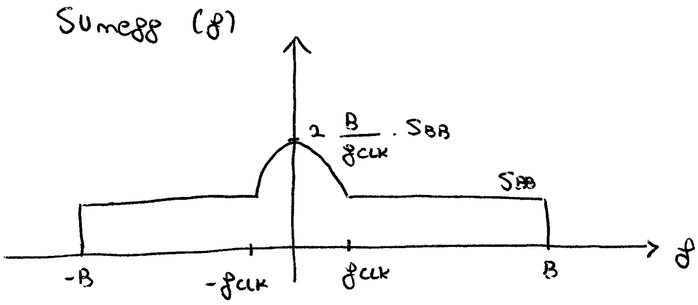
L'offset viene abbattuto, insieme al rumore ad alta frequenza. Viene preservata dal filtro $\mathrm{sinc}^2()$ una parte di densità spettrale a larga banda S_{BB} riportata su $f = 0$.

In definitiva il contributo di rumore intorno ad $f=0$ è fornito da tutte quelle repliche per cui la S_{BB} interseca l'asse delle ordinate.



Per cui risulta:

$$S_{Umeff}(f) = 2 \cdot \frac{B}{f_{clk}} S_{BB} + S_{Umeff_{i=0}}(f)$$



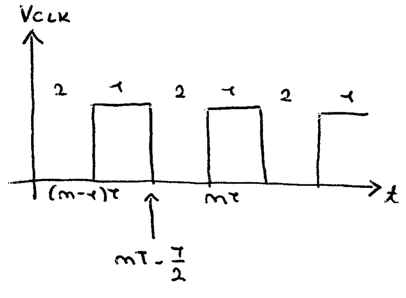
- $|f| \leq f_{clk}$: offset e rumore flicker sono stati abbattuti ed hanno lasciato il posto ad una PSD con picco $2 \frac{B}{f_{clk}} S_{BB}$. Questo fenomeno è anche noto come NOISE FOLDOVER (ripiegamento di rumore).

- $|f| > f_{clk}$: il contributo di rumore a larga banda è dovuto chiaramente alla replica per $i=0$.

Questa tecnica preserva il comportamento TC dell'Ampl. -> l'amplificatore considerato è un ampl. TC.
Nessuno impedisce di lavorare con segnali ad $f_S > f_{CLK}$.
L'Ampl. si comporta, a parte nell'istante t_{AZ}, come un amplificatore T.C.

Un Ampl. con tecnica A.Z. può sostituire un Ampl. senza tecnica A.Z. nel rispetto delle specifiche di progetto (GBW, GM, ...) con pochi accorgimenti.

CORRELATED DOUBLE SAMPLING (CDS)
Questa è una tecnica TD: sia il segnale che il rumore sono campionati.
Chiaramente non è possibile campionare il segnale senza campionare anche offset e rumore, di conseguenza offset e rumore sono campionati due volte.
La tecnica prevede due fasi:
1) Rimozione del segnale in ingresso e campionamento di offset e rumore;
2) Reintroduzione del segnale in ingresso e campionamento.



Il campionamento del rumore avviene a metà periodo $t = \frac{T}{2}$.

www.alessandropaghi.it

L'espressione dell'uscita è la seguente:

$$V_{out}(n\tau) = A\left(\underbrace{V_{in}(n\tau) - V_n(n\tau)}_{2} + \underbrace{V_n\left(nT - \frac{\tau}{2}\right)}_{1}\right)$$

V_{out} è chiaramente un segnale TD.

A differenza della tecnica AZ, in cui $t_{AZ} \sim \emptyset$, l'amplificatore AZ poteva ancora essere trattato come un Ampl. TC.

In un amplificatore CDS questo non è possibile: il risultato sarà disponibile solo al termine della fase 2, quando il secondo campione viene campionato.

Il risultato è che le componenti di rumore circa costanti nel periodo $\frac{\tau}{2}$ forniscono in uscita lo stesso contributo e si elidono.
Questo contributo che non varia in $\frac{\tau}{2}$ tra i due campioni può essere considerato CORRELATO.

Si definisce: $V_{neff}(n\tau) = V_n(n\tau) - V_n\left(n\tau - \frac{\tau}{2}\right)$

$$V_{out}(n\tau) = A\left(V_{in}(n\tau) - V_{neff}(n\tau)\right)$$

N.B: Qui campioniamo anche V_{in}: ciò significa che

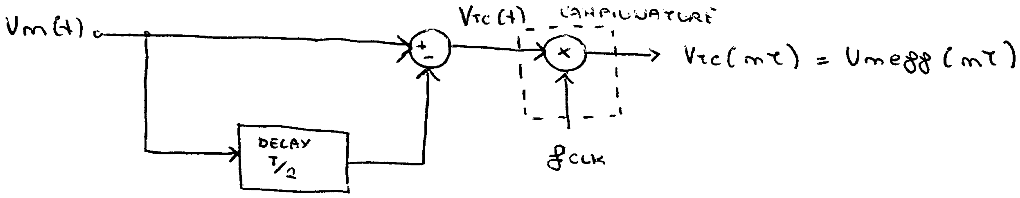
$$f_{CLK} \geq 2 f_S \quad \rightarrow f_S \leq \frac{f_{CLK}}{2} \quad \text{(T. di NYQUIST)}$$

Non posso più mettere segnali in ingresso a qualsiasi frequenza.

Gli Ampl. CDS sono amplificatori pensati per processi di natura tempo discreto (sistemi switche capacitor).

Vogliamo calcolare $S_{U_{megg}}(f) = PSD(U_{megg}(f))$

Modello per il rumore nella tecnica CDS:



$$V_{TC}(f) = U_m(f) - U_m(f)\, e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} = U_m(f)\left[1 - e^{-j\pi f T}\right]$$

$$H(f) = \frac{V_{TC}(f)}{V_m(f)} = 1 - e^{-j\pi f T} = e^{-j\pi f \frac{T}{2}}\left[e^{j\pi f \frac{T}{2}} - e^{-j\pi f \frac{T}{2}}\right] \cdot \frac{2j}{2j}$$

$$= e^{-j\pi f \frac{T}{2}} \cdot 2j \cdot \operatorname{sen}\left(\pi f \frac{T}{2}\right)$$

$$V_{TC}(f) = H(f) \cdot U_m(f)$$

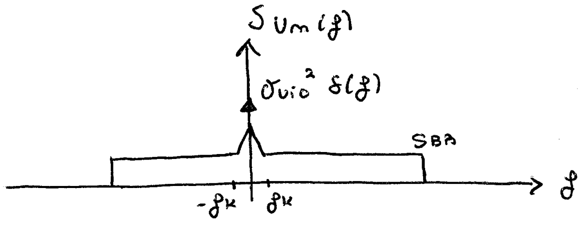
$$\rightarrow \quad S_{V_{TC}}(f) = |H(f)|^2 \cdot S_{U_m}(f) = 4\,\operatorname{sen}^2\left(\pi f \frac{T}{2}\right) S_{V_m}(f)$$

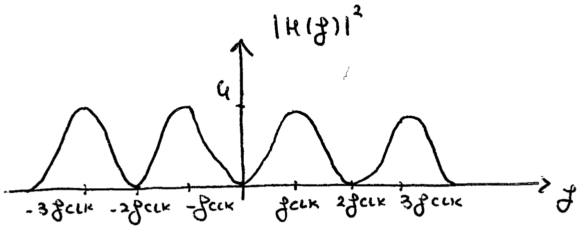
Il filtraggio tramite $\operatorname{sen}^2(\ )$ consente di abbattere l'offset ($\operatorname{sen}^2(\phi) = \phi$) e di ridurre fortemente il rumore flicker a bassa frequenza

Se $f_{CLK} \gg f_K$ è possibile assumere totale cancellazione del rumore flicker.

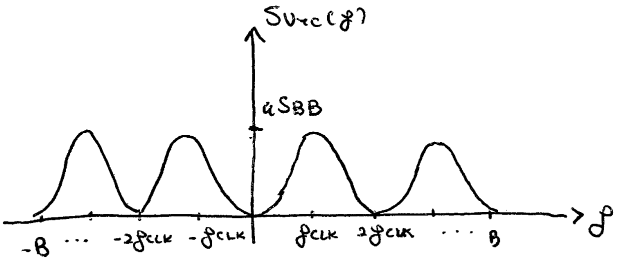
$S_{U_{megg}}(f)$ si ottiene da $U_{megg}(mT)$ la quale è ottenuta dal campionamento di $V_{TC}(t)$

www.alessandropaghi.it





$(f_K \ll f_{CLK})$



$$S_{vrc}(f) = \begin{cases} 4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\pi f \frac{T}{2}\right), & -B < f < B \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Per via del campionamento saremo interessati a valutare $S_{Umeff}(f)$ solo nell'intervallo $f \in \left[-\frac{f_{CLK}}{2} ; \frac{f_{CLK}}{2}\right]$.

Analizziamo cosa accade quando si campiona il $\mathrm{sen}^2(\,)$:
Chiaramente avremo una traslazione dello spettro $S_{vrc}(f)$ in frequenza a multipli di f_{CLK}

1°a traslazione : vale per traslazioni dispari

$$4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\pi \frac{T}{2}(f - f_{CLK})\right) = 4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\frac{\pi T}{2} f - \frac{\pi T}{2} f_{CLK}\right) \qquad \left(f_{CLK} = \frac{1}{T}\right)$$

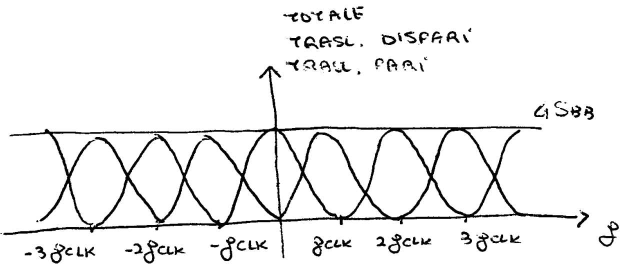
$$= 4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\frac{\pi T}{2} f - \frac{\pi}{2}\right) = 4 S_{BB} \cos^2\left(\pi \frac{T}{2} f\right)$$

2°a traslazione : vale per traslazioni pari

$$4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\pi \frac{T}{2}(f - 2f_{CLK})\right) = 4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\pi \frac{T}{2} f - \pi \frac{T}{2} 2 f_{CLK}\right)$$

$$= 4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\pi \frac{T}{2} f - \pi\right) = 4 S_{BB}\, \mathrm{sen}^2\left(\pi \frac{T}{2} f\right)$$

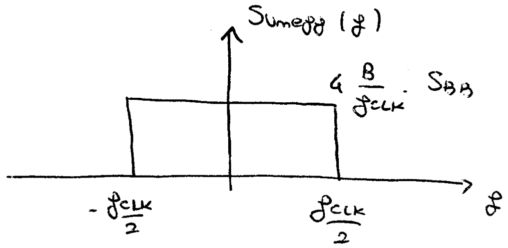
Combinando i contributi di traslazioni pari e dispari si vede che:



$$4S_{BB}\cdot \sin^2\left(\pi \frac{T}{2} f\right) + 4\, S_{BB}\cdot \cos^2\left(\pi \frac{T}{2} f\right) = 4\, S_{BB}$$

Il numero totale di repliche che da contributo è $\frac{2B}{f_{CLK}}$ ma a differenza della tecnica AZ, qui un contributo di $4S_{BB}$ è dato globalmente da due repliche.

$$S_{Umeff}(f) = 4\,\frac{1}{2}\cdot 2\,\frac{B}{f_{CLK}}\cdot S_{BB} = 4\,\frac{B}{f_{CLK}}\,S_{BB}$$



La replica ϕ non fornisce contributo ad $S_{Umeff}(f)$ se $f_{CLK} \gg f_K$, in quanto la valutazione di S_{Umeff} avviene per $f \in \left[-\frac{f_{CLK}}{2}, \frac{f_{CLK}}{2}\right]$ a causa del campionamento.

www.alessandropaghi.it

analisi del rapporto B/f_{CLK}.

Riducendo $\frac{B}{f_{CLK}}$ si riduce anche la densità spettrale di potenza di $V_{neff}(f)$, ma c'è un limite al valore di B/f_{CLK}?

AZ) Ampl. per andare a regime impiega $t_{SETTLE} \sim \frac{1}{B}$.

Questo impone un limite a t_{AZ}:

$$t_{SETTLE} \leq t_{AZ} << T$$

Supponiamo $t_{SETTLE} = t_{AZ}$:

$$\rightarrow \frac{1}{B} << T \quad \rightarrow B >> \frac{1}{T} = f_{CLK} \quad \rightarrow \frac{B}{f_{CLK}} >> 1$$

$\frac{B}{f_{CLK}}$ può raggiungere anche il valore 100.

CDS) Qui ricorda $t_{SETTLE} \sim \frac{1}{B}$ ma avevamo imposto ad inizio trattazione che il campionamento di rumore avviene a metà periodo.

Perciò $t_{CDS} = t_{SETTLE} = \frac{1}{B} = \frac{T}{2}$.

$$\rightarrow \frac{B}{f_{CLK}} = 2$$

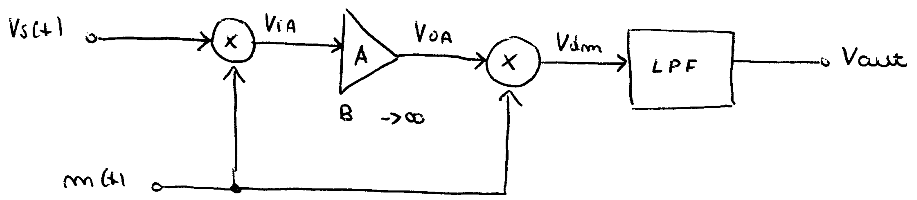
In pratica risulta $\frac{B}{f_{CLK}} \sim 3 \div 6$.

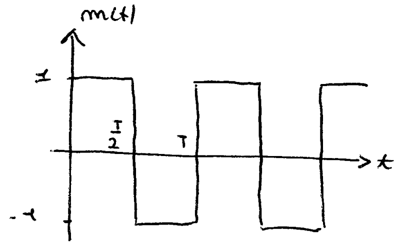
Da ricordare che $f_{CLK} \geq 2B_S$.

www.alessandropaghi.it

MODULAZIONE CHOPPER

Questa soluzione può essere utilizzata per abbattere l'errore di offset.





$T_c = 1/f_{CLK}$

DC = 50 %

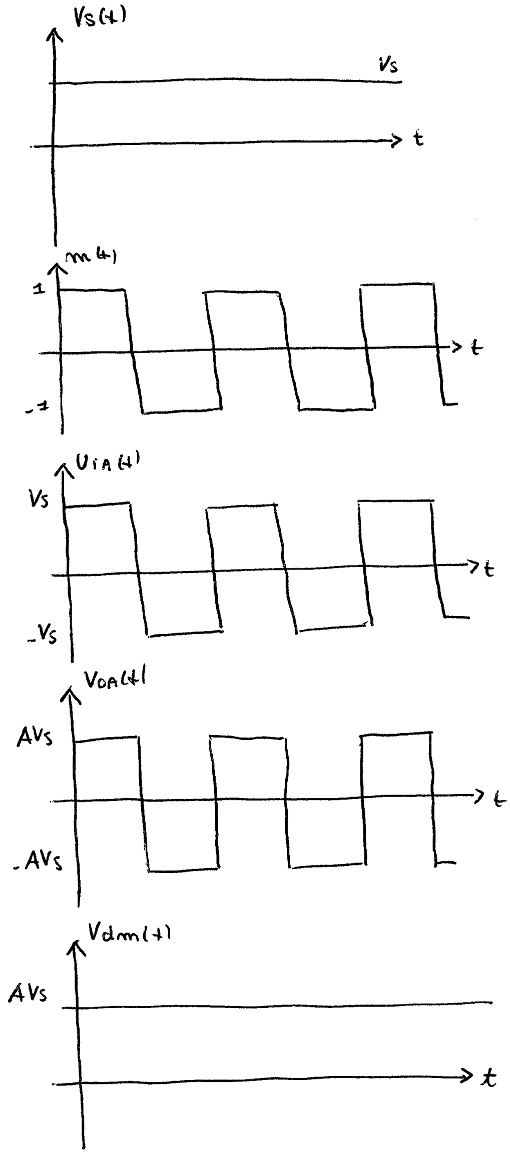
Perché m(t) è un'onda quadra e non una sinusoide?
Se utilizzassi una sinusoide avrei bisogno di un moltiplicatore analogico (es. cella di Gilbert) che è un blocco che introduce offset e rumore.
L'uso di una m(t) ad onda quadra sta nel fatto che la modulazione può essere ottenuta utilizzando solo switch, che introducono minimo rumore ed offset.

Un amplificatore che integra la modulazione chopper è chiamato "Chopper amplifier".

La modulazione chopper elimina offset e la deriva di offset.

Analisi segnale in ingresso :

$V_s \neq \emptyset$, $V_{io} = \emptyset$, suppongo $V_s = \text{cost}$



il risultato è semplicemente una replica amplificata di $V_s(t)$ -> $V_{dm}(t) = A \cdot V_s(t)$

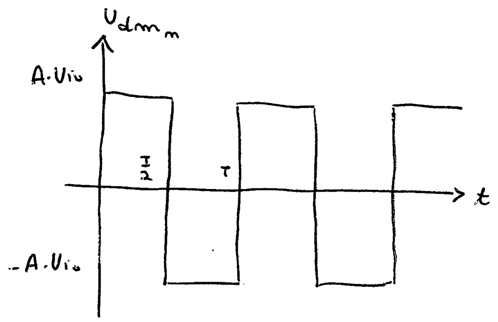
www.alessandropaghi.it

Analisi errore di offset:

$V_s = \emptyset$, $V_{io} \neq \emptyset$

L'offset non è modulato da $m(t)$ e si presenta in uscita da Ampl amplificato : $V_{io} \to A \cdot V_{io}$

L'offset in uscita da Ampl viene processato solo dal demodulatore e risulta:

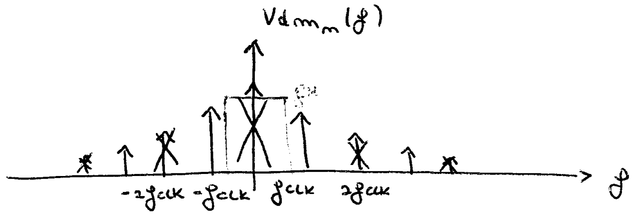


$V_{iA_m} = V_m(t)$

$V_{oA_m} = A V_m(t)$

$$V_{dm_m} = \begin{cases} A V_m(t) & \emptyset < t < \frac{T}{2} \\ -A V_m(t) & \frac{T}{2} < t < T \end{cases}$$

Questa forma d'onda V_{dm_m} è nota come OFFSET RIPPLE.
Essa non include la componente ad $f = \emptyset$, in quanto avendo DC = 50% ha valor medio nullo, ed a causa dell'alternatività non possiede le armoniche pari.



Progettando un LPF con $f_H < f_{clk}$ è possibile attenuare il contributo di errore dovuto all'offset

N.B.: $f_s < f_{clk}$ altrimenti il segnale viene tagliato.

www.alessandropaghi.it

L'analisi compiuta a pagina precedente gode di due semplificazioni fatte a priori:

1) Rumore costante nel tempo $V_n(t) = V_{n0}$;
2) Banda amplificatore infinita $B = \infty$.

Analisi modulazione Chopper nel dominio f:
analisi V_s:

Si suppone $V_n(t) = \emptyset$, $V_s \neq \emptyset$.

L'onda quadra periodica può essere scomposta in serie di Fourier secondo:

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k \, e^{j 2\pi k f_{ck} t}$$

$$\text{con} \quad C_k = \begin{cases} 2\pi/k & \text{per } k \text{ dispari} \\ \emptyset & \text{per } k \text{ pari} \end{cases}$$

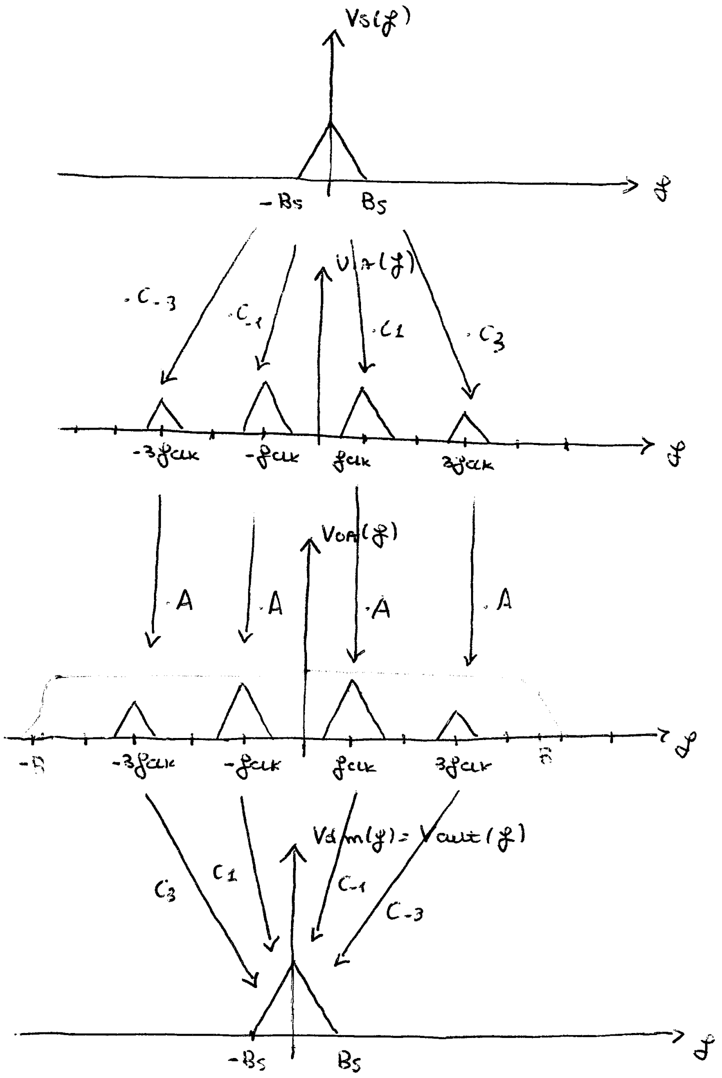
$$C_{-k} = C_k^{*}$$

inoltre risulta: $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} |C_k|^2 = 1$

$m(t)$ ha potenza unitaria.

Si analizza a pagina seguente il percorso che $V_s(f)$ compie nella catena di modulazione - demodulazione.

www.alessandropaghi.it



La replica 1 di $V_s(f)$ viene moltiplicata per C_{-1}, in quanto è la traslazione -1 della replica 1 che finisce in banda base, etc...

Da notare che ho volutamente scritto $V_{dm}(f) = V_{out}(f)$: come visto nel dominio del tempo questo significa che il segnale $V_s(t)$ viene ricostruito perfettamente in uscita amplificato di un fattore A.

$V_{dm}(f)$ non ha componenti a $f = k \cdot f_{ck}$ ed è possibile dimostrarlo.

$$V_{dm}(f) = A \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} V_s(f) \cdot C_k \cdot C_{-k} = A \cdot V_s(f) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |C_k|^2 = A \cdot V_s(f) .$$

Durante questa trattazione è stato assunto $B = \infty$.

Consideriamo adesso $B < \infty$.

alcune repliche traslate ad alta frequenza di $V_{in}(f)$ vengono abbattute dall'amplificatore.

Risulta:

$$V_{dm}(f) = A \cdot V_s(f) \cdot \sum_{k=-N}^{+N} C_k \cdot C_{-k} = A \cdot V_s(f) \cdot \sum_{k=N}^{+N} |C_k|^2$$

con N: numero di repliche in banda.

$N = B / f_{clk}$.

Le repliche ad $f > B$ sono rigettate.

Risulta pertanto:

$$V_{dm}(f) = \alpha \cdot A \cdot V_s(f)$$

$$\text{con } \alpha = \sum_{k=-N}^{+N} |C_k|^2 \leq 1.$$

N.B.: $\alpha = \alpha(T)$
Tanto più $\alpha \neq 1$, tanto più errore viene introdotto.
Errore nella costruzione di $\alpha \sim \frac{1}{100} ; \frac{1}{1000}$.

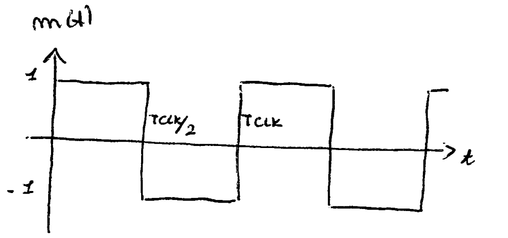
L'effetto di banda finita si traduce in una riduzione dell'amplificazione.

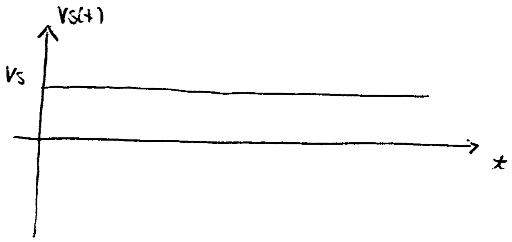
È possibile analizzare questo effetto di riduzione di guadagno anche nel dominio del tempo:

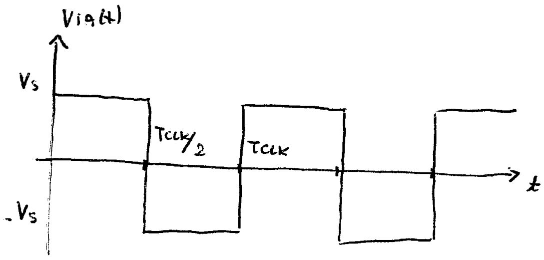
Supponiamo che l'amplificatore abbia una f.d.t. del tipo a polo dominante.

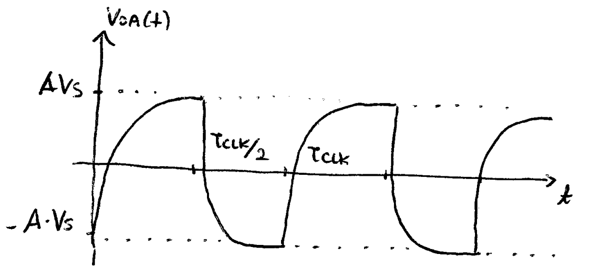
Consideriamo in ingresso $V_s(t) = cost$.

www.alessandropaghi.it

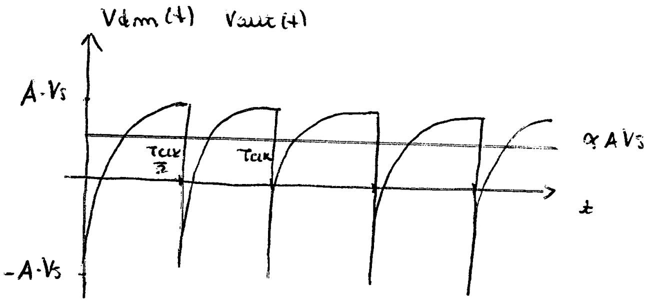






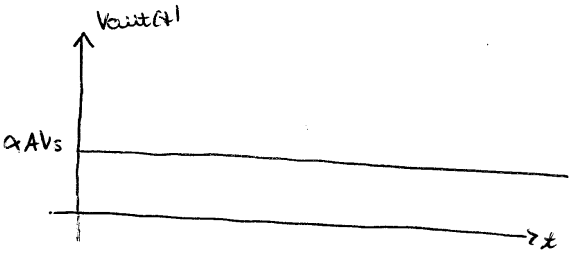


$$T_{SETTLE} \sim \frac{1}{B}.$$



Il valor medio di $V_{dm}(t)$ non è più $A \cdot V_s(t)$ come nel caso $B_A = \infty$ a causa di questi spike che la tensione assume a frequenza $f = 2 f_{clk}$.

$$\overline{V_{dm}}(t) = V_{out}(t) = \alpha \cdot A \cdot V_s.$$



In questa trattazione non abbiamo considerato la risposta in fase dell'amplificatore che inserisce un contributo di non linearità nel passaggio $V_{IA}(t) \to V_{OA}(t)$.

Si è dunque supposto:

1) fase costante;
2) guadagno A che decresce quasi istantaneamente superato il limite di banda.

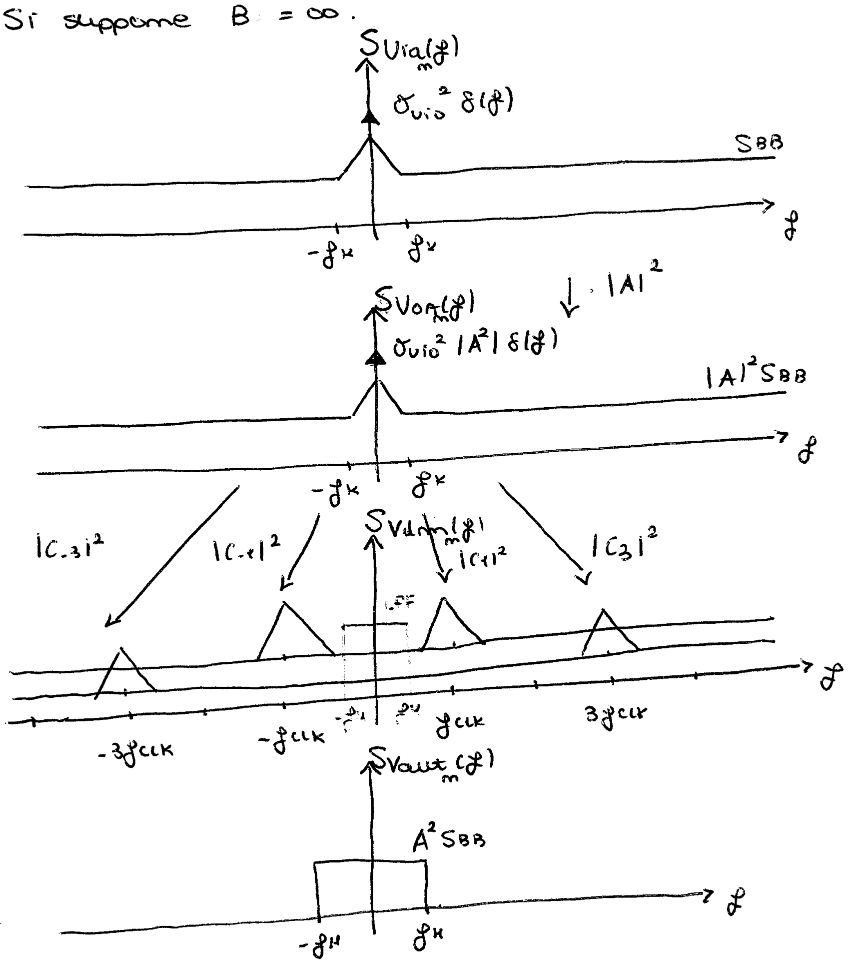
Analisi V_m:

Si suppone $V_m(t) \neq \emptyset$, $V_s = \emptyset$.

Si rimuove immediatamente l'ipotesi che il rumore sia costante nel tempo, ovvero che sia presente solamente errore di offset senza derive.

$V_{ia}(f)$ è chiaramente "sporcato" dal rumore riportato in ingresso dall'amplificatore.

Si suppone $B = \infty$.



$f_H < f_{clk} - f_K$

non è presente la replica $\emptyset$: questo consente di abbattere errore di offset e rumore flicker.

$$S_{Vout_m}(f) = A^2 \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{BB} |C_k|^2 = A^2 \cdot S_{BB}$$

Rimuovendo l'ipotesi $B \neq \infty$, risulta:

$$S_{Vout_m}(f) = A^2 \cdot \sum_{k=-N}^{+N} S_{BB} |C_k|^2$$

$$N = \frac{B}{f_{clk}} \quad , \quad \alpha = \sum_{k=-N}^{+N} |C_k|^2 \leq 1$$

$$S_{Vout_m}(f) = \alpha A^2 \cdot S_{BB}$$

In definitiva possiamo dire che:

$$V_{out} = \alpha A V_s \quad , \text{ con } \alpha = \begin{cases} 1 & \text{se } B = \infty \\ \leq 1 & \text{se } B < \infty \end{cases}$$

$$A_{eff} = \alpha A$$

$$\rightarrow V_{out} = A_{eff} \cdot V_s$$

Si procede adesso al calcolo del rumore in uscita riportato in ingresso:

$$S_{Vout_{m\,RTI}}(f) = S_{Vout_m}(f) / |A_{eff}|^2 = S_{BB}/\alpha \ .$$

$$\left(\partial V_{out}/\partial V_s = A_{eff} \right) : \text{sensibilità}$$

non è presente FOLLOWER.

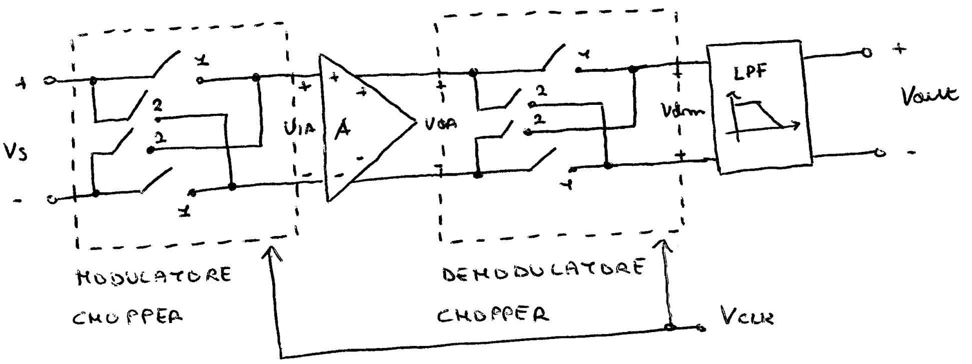
Se $B = \infty \rightarrow S_{Vout_{RTI}}(f) = S_{BB}$: è stato abbattuto errore di offset e rumore flicker.

Nel caso in cui $B < \infty \rightarrow S_{Vout_{RTI}}(f) = S_{BB}/\alpha$: il risultato non subisce comunque un sensibile peggioramento.

CIRCUITI CHE IMPLEMENTANO TECNICHE DI RIDUZIONE DELL' OFFSET.

MODULAZIONE CHOPPER

Amplificatore Chopper :



Questo amplificatore richiede ingresso differenziale ed uscita differenziale. Per avere un'uscita S.E. è necessario utilizzare un filtro apposito, che converte FD → SE.

Fase 1) $V_{iA} = V_s$; $V_{dm} = V_{OA}$

Fase 2) $V_{iA} = -V_s$; $V_{dm} = -V_{OA}$

Per la realizzazione degli switch è possibile utilizzare una tecnologia PASS GATE in modo da non ridurre il range di funzionamento.

La struttura dell'amplificatore chopper richiede inevitabilmente che l'ingresso sia differenziale. In caso contrario significherebbe che uno dei due fili è a ground -> questo compromette il funzionamento del mod/demod. chopper.

L'amplificatore considerato non può essere un A.O. perché non può avere un'amplificazione eccessiva.

Se $V_S = \emptyset$ -> $V_{iA} = V_m$ -> $V_{OA} = -A \cdot V_m$

V_m contiene un contributo costante dato dall'errore di offset. Il demodulatore si occupa di invertire semiperiodicamente la polarità di V_{OA} al fine di avere $\overline{V_{dm}} = \emptyset$.

Nel caso in cui $-A \cdot V_m = -A \cdot V_{IO}$ sia talmente grande da far saturare l'amplificatore, quando vado ad applicare un $V_S \neq \emptyset$ l'amplificatore non risponde come richiesto.

Nel caso in cui l'amplificatore non satura, l'amplificazione dell'errore di offset non deve ridurre in maniera eccessiva la dinamica di uscita che l'ampl. ha rispetto a V_S.

Supponiamo: $V_{IO} = 2\,mV$

$V_{AD_{MAX}} = 1\,V$

Se $A = 100 \rightarrow V_{AD_{V_{IO}}} = 200\,mV$ e comporta una riduzione di dinamica per V_S del 20%.

Non posso nemmeno usarlo in reazione perché riporterei in ingresso un'onda quadra: vorrei confrontare una tensione costante (V_{IO}) con un'onda quadra $\rightarrow$ non è possibile.

Origina la più grande limitazione di questo sistema:
$f_S < f_{CLK}$.

Si utilizza una soluzione multipath con due path in parallelo:

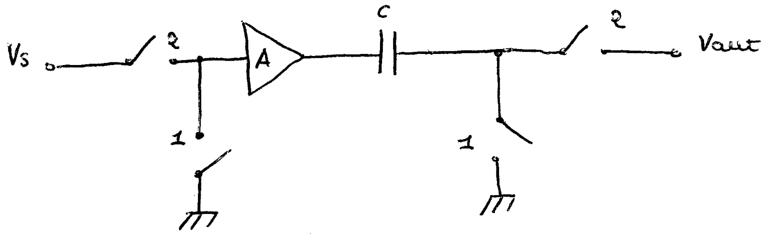
- uno in DC;
- uno ad alta frequenza.

Per il path in DC, la modulazione chopper si occupa di abbattere rumore flicker ed errore di offset, per il path ad alta frequenza questo non è importante se mi trovo nella zona SDB.

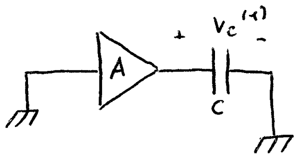
www.alessandropaghi.it

AZ E CDS

Applicazione della tecnica AZ o CDS ad un amplificatore A :

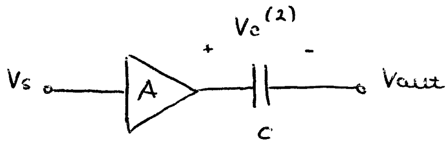


Fase 1)



$$V_c^{(1)} = -A \cdot V_n(t_c)$$

Fase 2)



$$V_c^{(2)} = V_{out}^{(2)} = A\,(V_s(t) - V_n(t)) + A\,V_n(t_c)$$

$$= A(V_s(t) - (V_n(t) - V_n(t_c)))$$

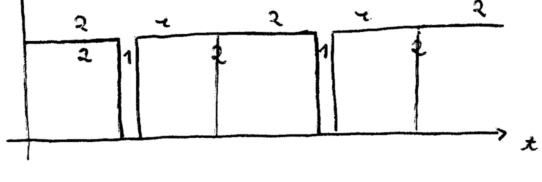
$$V_{neff}^{(2)} = V_n(t) - V_n(t_c)$$

t_c: tempo di campionamento

l'equazione : $V_{out}(t) = A\,(V_s(t) - (V_n(t) - V_n(t_c)))$ descrive il funzionamento di un amplificatore con tecnica AZ : ovvero un amplificatore TC con tensione efficace di rumore $V_{neff}(t) = V_n(t) - V_n(t_c)$.

Un amplificatore CDS può essere ottenuto semplicemente aggiungendo un blocco di campionamento al termine della fase 2.

$$V_{out}(t_{c2}) = A\,(V_s(t_{c2}) - (V_n(t_{c2}) - V_n(t_{c1})))$$



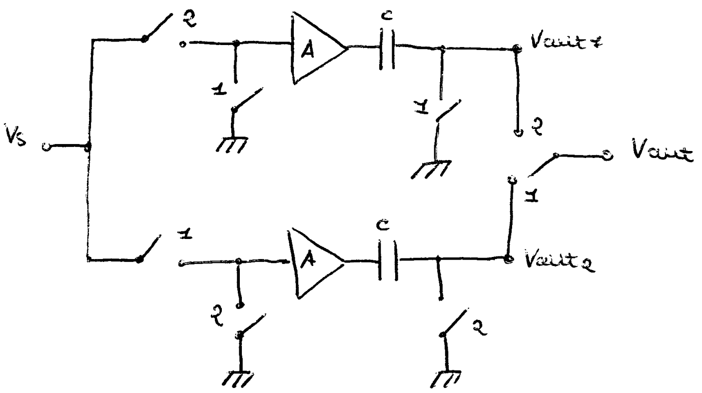
www.alessandropaghi.it

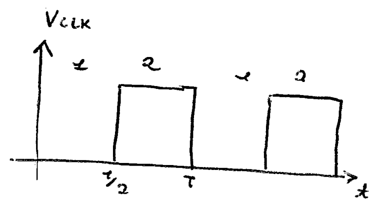
CONFRONTO TRA LE TECNICHE

Tecnica	Bs	Residuo Rumore	f_{CLK}	Caratteristiche
AZ	$B_S = B$	$2\frac{B}{f_{CLK}} S_{BB}$	$f_{CLK} \ll B$	Funzionamento Ampl. TC
CDS	$B_S < f_{CLK}/2$	$4\frac{B}{f_{CLK}} S_{BB}$	$f_{CLK} = \frac{B}{2}$	Sistema TD
CHS	$B_S < f_{CLK}$	S_{BB}	$f_{CLK}, B_S < B$	Amplificatore FD con filtro LP.

ARCHITETTURA PING PONG

Amplificatore Ping Pong:





1: Ping AZ
Pong attivo

2: Ping attivo
Pong AZ

Le due catene sono nominalmente identiche e sono degli amplificatori AZ.

Questo consente di superare il limite dell'amplificatore AZ: $f_{CLK} \ll B$.

www.alessandropaghi.it

CONCLUSIONI

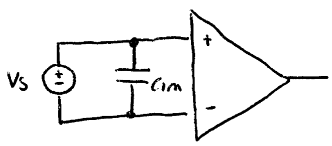
AZ) Consente di ottenere amplificatori TC.
Per ottenere migliori prestazioni in termini di rumore è possibile implementare la tecnica PING PONG.

CDS) Applicabile a circuiti analogici TD.
Se la si volesse applicare ad un segnale TC sarebbe necessario predisporre un filtro anti aliasing

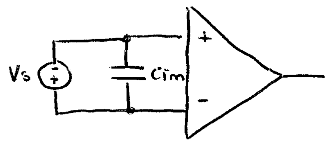
CHS) consente di ottenere le migliori prestazioni in termini di rumore residuo, a discapito di una Bs per il segnale ridotta.

Considerazioni su Zin_A:
Applicando commutazioni in ingresso ad un amplificatore si carica/scarica la capacità di ingresso Cin.
Questo comporta una riduzione di Zin.

1)



2)



nel transitorio da fase 1 a fase 2 si ha una variazione di carica ΔQ pari a:

$$\Delta Q = 2V_s \cdot C_{in}$$

ΔQ è la carica che Ampl. deve fornire alla Cin per avere inversione di polarità.

In un periodo di clock: $\Delta Q_{TOT} = 2\Delta Q$

$$I_{TOT} = \Delta Q_{TOT} \cdot f_{clock} = 4 V_s C_{in} f_{clock}$$

Ampl "vede una resistenza" ed eroga corrente:

$$R_{in} = \infty \rightarrow R_{in} \sim k\Omega .$$

www.alessandropaghi.it

MODELLI DI MOSFET E BJT RUMOROSI

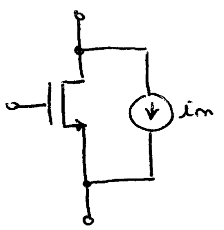
$g_m = \frac{I_{DS}}{V_{TE}}$, $I_{DS} = I_C$ nel caso del BJT

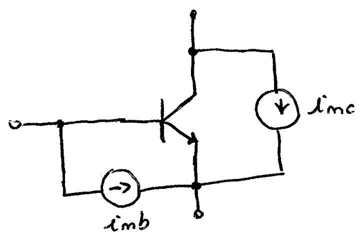
V_{TE} : tensione termica equivalente

$$V_{TE} = \begin{cases} (V_{GS}-V_t)/2 & \text{MOSFET F.I.} \\ mV_t & \text{MOSFET D.I.} \\ V_t & \text{BJT} \end{cases} \qquad m = \frac{g_{mb}}{g_m} \sim 1,2 \div 1,3$$

MOSFET RUMOROSO
Saturazione

BJT RUMOROSO
FAR





analisi rumore Larga Banda :

MOS :

Rumore Larga Banda = Rumore Termico

$$S_{In} = \frac{8}{3} KT g_m (1+m)$$

BJT :

Rumore Larga Banda = Rumore Shot

$$S_{Inc} = 2qI_C = 2qV_T \cdot g_m = 2q \frac{KT}{q} g_m = 2KTg_m$$ ← assomiglia ad un rumore termico

$$S_{Inb} = 2qI_B = 2q\frac{I_C}{\beta} = \frac{2KTg_m}{\beta}$$

a parità di g_m il BJT è meno rumoroso di un MOSFET.

a parità di $I_{DS} = I_C$, $g_{m\,BJT} > g_{m\,MOS} \rightarrow Rumore_{BJT} \overset{(?)}{>} Rumore_{MOS}$.

$$S_{Vneq} = \begin{cases} \frac{8}{3} KT g_m (1+m) \cdot \frac{1}{g_m^2} \\ 2KTg_m \cdot \frac{1}{g_m^2} \end{cases} = \begin{cases} \frac{8}{3} KT(1+m)\frac{1}{g_m} \\ 2KT \cdot \frac{1}{g_m} \end{cases}$$

$$\left(S_{Vneq} = \frac{1}{g_m^2} \cdot S_{In} \right)$$

www.alessandropaghi.it

Preferisco trattare il rumore di corrente come rumore di tensione riportato in ingresso se ho un segnale di tensione.

Adesso la situazione è cambiata:

$g_m \uparrow \Rightarrow SU_{neq} \downarrow$

$g_m \uparrow$ se $I_D \uparrow$

Analisi del Rumore Flicker:

MOS:

$$S_{In}(f) = K_f \cdot \frac{1}{f} \quad , \quad K_f = \frac{g_m^2 \, N_f}{W L}$$

Spesso si trova:

$$S_{In}(f) = \frac{K_f' \, I_{DS}^{\alpha}}{C_{ox} \, L^2} \cdot \frac{1}{f} \quad , \quad K_f = \frac{K_f' \, I_{DS}^{\alpha}}{C_{ox} \, L^2}$$

$$g_m = \sqrt{2 \beta I_{DS}}$$

$$\rightarrow K_f = \frac{2 \beta I_{DS} N_f}{W L} = 2 \mu_n C_{ox} \frac{\cancel{W}}{L} \cdot \frac{I_{DS} \; N_f}{\cancel{W} L} = 2 \mu_n C_{ox} \frac{N_f}{L^2} \cdot I_{DS}$$

Le espressioni precedenti sono equivalenti se:

$\alpha = 1$:

$$\frac{K_f'}{C_{ox} \cancel{L^2}} = 2 \mu_n C_{ox} \frac{N_f}{\cancel{L^2}} \rightarrow K_f' = 2 \mu_n C_{ox}^2 N_f$$

In conclusione: $W \cdot L \uparrow \Rightarrow S_{In}(f) \downarrow$

BJT:

$$S_{In_c}(f) = \emptyset \qquad \text{no Flicker in } I_C$$

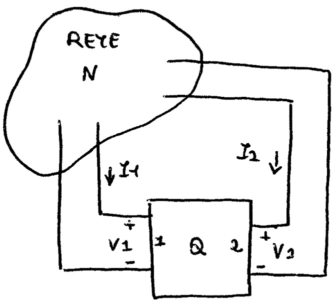
$$S_{In_b}(f) = \frac{K_f' \, I_B^{\alpha}}{f^{\gamma}}$$

Per il MOS: $SU_{neq}(f) = \dfrac{S_{In_{eq}}(f)}{g_m^2} = \dfrac{N_f}{W L} \cdot \dfrac{1}{f}$

www.alessandropaghi.it

EFFETTI DELLA VARIAZIONE DI PARAMETRI NELLA SOLUZIONE DI UNA RETE

Ci focalizziamo sull'effetto di variazione di parametri nella soluzione DC di una rete non lineare.
Va chiaramente considerata la variazione del valore del parametro piccola rispetto al valore nominale.



Estrapolo da una rete non lineare N, una sottorete non lineare in forma di rete due porte Q.

note V_1, V_2 risulta:

$$N = \begin{cases} I_1 = f_1(V_1, V_2) \\ I_2 = f_2(V_1, V_2) \end{cases} \qquad Q = \begin{cases} I_1 = g_1(V_1, V_2, P) \\ I_2 = g_2(V_1, V_2, P) \end{cases}$$

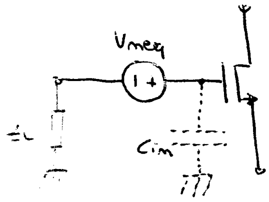
f, g sono generalmente funzioni non lineari.
P rappresenta il parametro che voglio studiare; le sue variazioni portano al mutamento della soluzione di Q.

$$P = P_0 \rightarrow P = P_0 + \Delta P$$

Se ΔP è piccolo rispetto a P_0, le variazioni che esso induce su N e Q sono ridotte ed è possibile considerare un comportamento lineare di N, Q attorno a P_0.

www.alessandropaghi.it

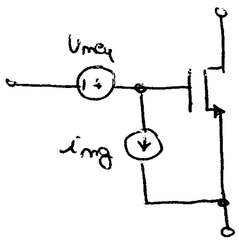
Questo significa che il MOSFET rumoroso potrebbe essere schematizzato così :



$$V_{meq} \to S_{V_{meq}} = S_{I_n}/g_m^2$$

Questo circuito non è equivalente al precedente nel caso in cui connetta il gate a massa tramite un carico Z_L.

Per verificare la totale equivalenza uso questo circuito :



$$i_{ng} = j\omega C_{in} \cdot V_{meq}$$

$$V_{meq} \to S_{V_{meq}} = S_{I_n}/g_m^2$$

$$i_{ng} \to S_{i_{ng}} = S_{V_{meq}} \cdot \omega^2 C_{in}^2$$

www.alessandropaghi.it

In altre parole è possibile utilizzare il circuito per piccoli segnali:

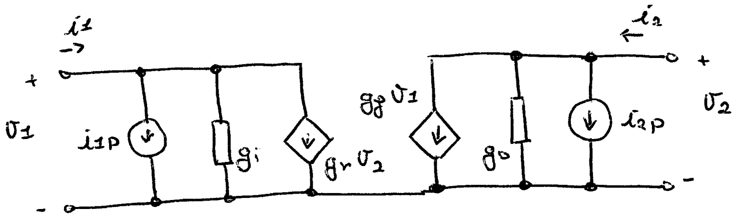
$$N: \begin{cases} i_1 = \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial V_1}\right|_{V_1,V_2} \cdot v_1 + \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial V_2}\right|_{V_1,V_2} \cdot v_2 \\ i_2 = \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial V_1}\right|_{V_1,V_2} \cdot v_1 + \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial V_2}\right|_{V_1,V_2} \cdot v_2 \end{cases}$$

$$Q: \begin{cases} i_1 = \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial V_1}\right|_{V_1,V_2,P_0} v_1 + \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial V_2}\right|_{V_1,V_2,P_0} \cdot v_2 + \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial P}\right|_{V_1,V_2,P_0} \cdot \Delta P \\ i_2 = \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial V_1}\right|_{V_1,V_2,P_0} v_1 + \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial V_2}\right|_{V_1,V_2,P_0} \cdot v_2 + \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial P}\right|_{V_1,V_2,P_0} \cdot \Delta P \end{cases}$$

$$g_i = \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial V_1}\right|_{V_1,V_2,P_0} \qquad g_r = \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial V_2}\right|_{V_1,V_2,P_0}$$

$$g_f = \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial V_1}\right|_{V_1,V_2,P_0} \qquad g_o = \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial V_2}\right|_{V_1,V_2,P_0}$$

Circuito equivalente per piccolo segnale di Q:



$$i_{1P} = \left.\dfrac{\partial g_1}{\partial P}\right|_{V_1,V_2,P_0} \cdot \Delta P$$

$$i_{2P} = \left.\dfrac{\partial g_2}{\partial P}\right|_{V_1,V_2,P_0} \cdot \Delta P$$

L'effetto di variazione di un parametro si traduce si traduce nell'aggiunta di un generatore equivalente di corrente indipendente.

www.alessandropaghi.it

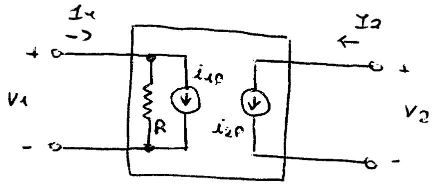
Esempi:

RESISTORE

$R \to R + \Delta R$

$I_1 = g_1 = \frac{V_1}{R}$

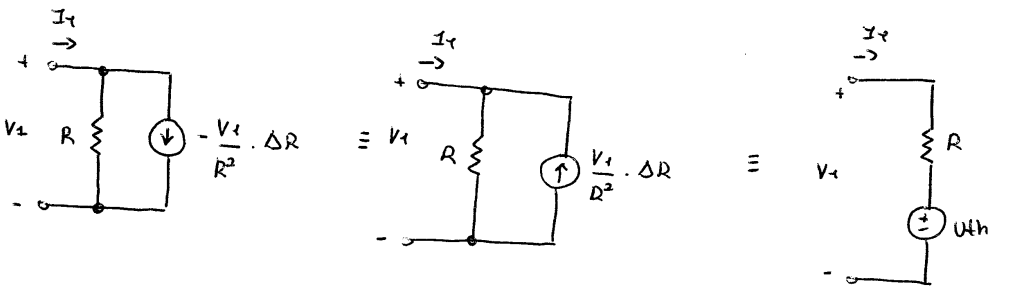
$I_2 = g_2 = \emptyset$



$$i_{1p} = \left.\frac{\partial I_1}{\partial R}\right|_{V_1, V_2, R} \cdot \Delta R = \left.\frac{\partial (V_1/R)}{\partial R}\right|_{V_1, V_2, R} \cdot \Delta R = -\frac{V_1}{R^2} \cdot \Delta R$$

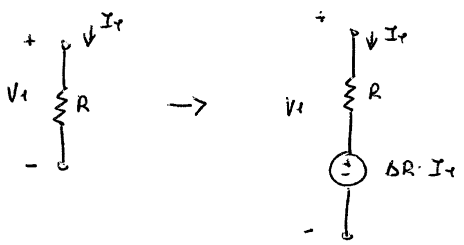
$$i_{2p} = \left.\frac{\partial I_2}{\partial R}\right|_{V_1, V_2, R} \cdot \Delta R = \emptyset$$

Risulta quindi:



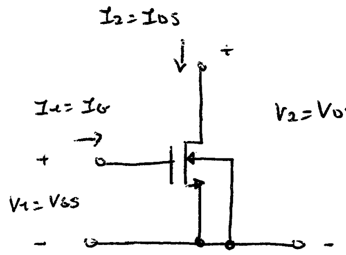
$$U_{th} = \frac{V_1}{R^2} \cdot \Delta R \cdot R = V_1 \cdot \frac{\Delta R}{R} = I_1 \cdot \Delta R$$

Uth tiene conto della variazione ΔR, come d'altronde ne tiene conto i_{1p}:



www.alessandropaghi.it

MOSFET F.I.



$$\begin{cases} \beta \to \beta + \Delta\beta \\ V_t \to V_t + \Delta V_t \end{cases}$$

$$P = \beta \wedge V_t.$$

$$I_{DS} = \beta/_2 \, (V_{GS} - V_t)^2$$

$$i_{1p} = \left.\frac{\partial I_G}{\partial P}\right|_{V_{GS}, V_{DS}, I_{DS}, \beta, V_t} = \emptyset$$

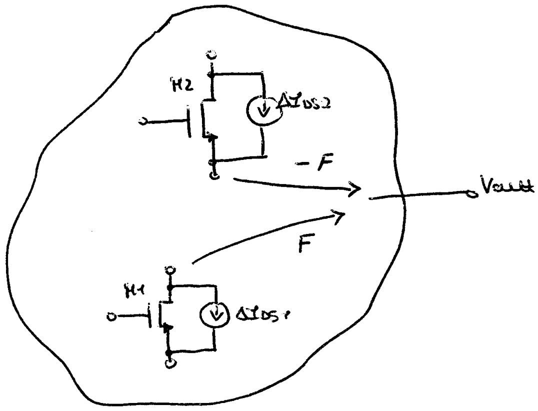
$$i_{2p} = \left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial \beta}\right|_{V_{GS}, V_{DS}, I_{DS}, \beta, V_t} \cdot \Delta\beta + \left.\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_t}\right|_{V_{GS}, V_{DS}, I_{DS}, \beta, V_t} \cdot \Delta V_t$$

$$= \frac{1}{2}(V_{GS} - V_t)^2 \Delta\beta - \beta (V_{GS} - V_t)\, \Delta V_t \qquad \frac{\partial I_{DS}}{\partial \beta} = \frac{1}{2}(V_{GS} - V_t)^2 = I_{DS}/\beta$$

$$= \frac{I_{DS}}{\beta} \cdot \Delta\beta - I_{DS} \frac{2}{V_{GS} - V_t} \cdot \Delta V_t \qquad \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_t} = -\beta (V_{GS} - V_t) = I_{DS} \cdot \frac{2}{V_{GS} - V_t}$$

$$i_{2p} = \Delta I_{DS} \to \frac{\Delta I_{DS}}{I_{DS}} = \frac{\Delta\beta}{\beta} - \frac{2}{V_{GS} - V_t} \cdot \Delta V_t$$

Si analizzano adesso gli effetti di variazione di parametri sull'uscita della rete



$$\Delta V_{out_{M1}} = F \cdot \Delta I_{DS1}$$

Le variazione dell'uscita possono anche essere elevata in quanto ΔI_{DS1} dipende criticamente dalla variazione dei parametri del MOSFET.

Si procede ad una soluzione di matching:

$$M_1 \equiv M_2$$

Consideriamo quindi

- M_1 nominalmente identico ad M_2;
- $V_{GS1} = V_{GS2}$

  $V_{DS1} = V_{DS2}$

  $I_{DS1} = I_{DS2}$ -> Stesso OP

  $V_{BS1} = V_{BS2}$

- f.d.t. tra generatori equivalenti di variazione parametriche uguali ed opposti in segno:

  $F_1 = F$; $F_2 = -F$.

$\Delta V_{out_{M_1 M_2}} = F(\Delta I_{DS1} - \Delta I_{DS2})$ Questo consente di ridurre le variazioni dell'uscita della rete.

P è un generico parametro del MOSFET:

$P_1 = P_N + \Delta P_1$

$P_2 = P_N + \Delta P_2$ P_N: valore nominale

$$i_{p1} - i_{p2} = \frac{\partial I}{\partial P} \cdot \Delta P_1 - \frac{\partial I}{\partial P} \cdot \Delta P_2 = \frac{\partial I}{\partial P}\left(\Delta P_1 - \Delta P_2\right) = \frac{\partial I}{\partial P}\left(P_1 - P_2\right) = \frac{\partial I}{\partial P} \cdot \Delta P_{12}$$

-> $\Delta P_1 - \Delta P_2 = P_1 - P_2$

Generalmente $|\Delta P_{1,2}| \ll |\Delta P_1|, |\Delta P_2|$.

Per il MOSFET risulta:

$$\Delta I_{DS1} - \Delta I_{DS2} = \Delta I_{DS_{12}} = I_{DS} \cdot \left[\frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta} - 2\frac{\Delta V_{t1,2}}{(V_{GS} - V_t)}\right]$$

con $\Delta\beta_{1,2} = \beta_1 - \beta_2$

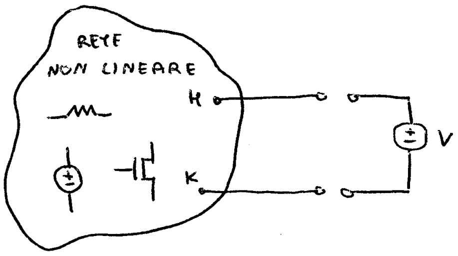
$\Delta V_{t1,2} = V_{t1} - V_{t2}$

notando che: $|\Delta\beta_{1,2}| \ll |\Delta\beta_1|, |\Delta\beta_2|$

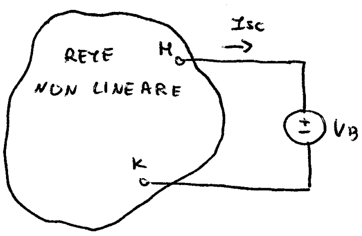
$|\Delta V_{t1,2}| \ll |\Delta V_{t1}|, |\Delta V_{t2}|$

www.alessandropaghi.it

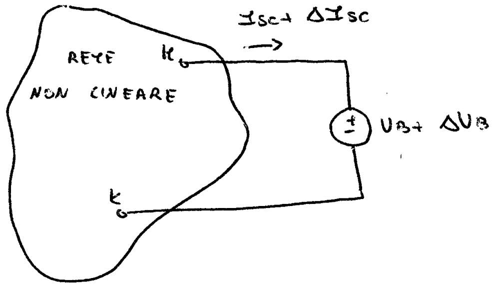
EQUIVALENTE DI NORTON GENERALIZZATO



Fase 1



Fase 2



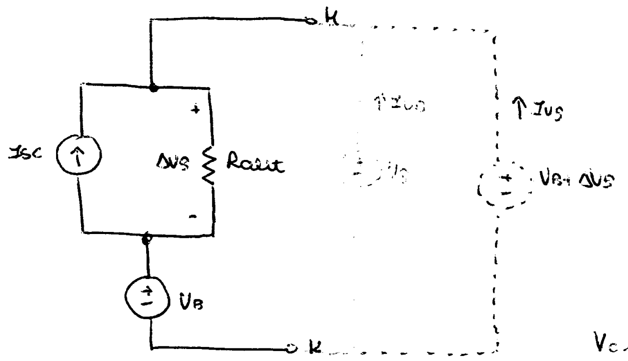
notiamo che:

nella fase 1 se V_B è esattamente uguale alla tensione presente tra i nodi H, K quando il gen. è disconnesso allora risulta $I_{sc} = \emptyset$. nel caso in cui V_B sia differente dal punto di lavoro H, K allora $I_{sc} \neq \emptyset$ e tale generatore forza $V_{HK} = V_B$.

nella fase 2, un incremento $V_B + \Delta V_B$ produce una corrente $I_{sc} + \Delta I_{sc}$

Il teorema dice che, se per certi intervalli della variazione V_B, la relazione tra V_B ed I_{sc} è lineare (ovvero il circuito risponde linearmente) è possibile modellare il circuito col seguente schema:

www.alessandropaghi.it



con $R_{aut} = -\frac{\Delta V_B}{\Delta I_{sc}}$

$V_{ca} = V_B + R_{aut} \cdot I_{sc}$.

Dimostrazione di equivalenza:

1) $I_{VB} = -I_{sc}$

2) $I_{VB} = -I_{sc} + \frac{\Delta V_B}{R_{aut}} = -I_{sc} - \Delta V_B \cdot \frac{\Delta I_{sc}}{\Delta V_B} = -I_{sc} - \Delta I_{sc}$

che dimostra l'equivalenza.

Come interpretare questo risultato:
Se V_B è la tensione che noi ci aspettiamo tra H e K, $R_{aut} \cdot I_{sc}$ rappresenta l'errore.

A differenza del teorema di Norton che fornisce la soluzione del circuito per piccoli segnali attorno al punto di lavoro, questo teorema tiene conto anche di variazioni del punto di lavoro, purchè queste consentano ancora al circuito di rispondere in maniera lineare.

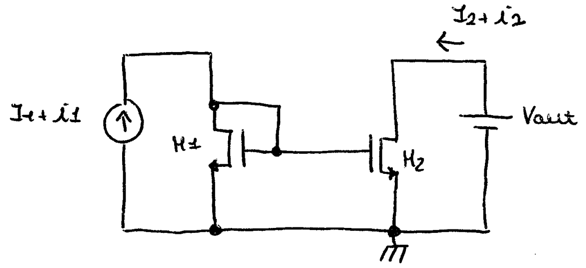
In pratica collegando un gen. con tensione che mi aspetto tra H e K e misurando I_{sc} mi faccio un'idea di quanto in realtà il punto di lavoro è diverso.

www.alessandropaghi.it

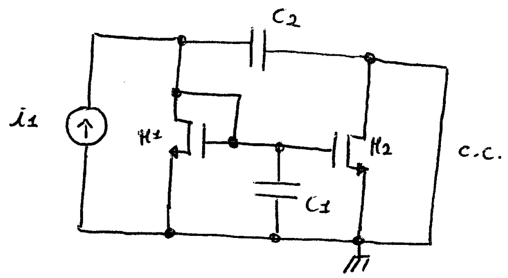
SPECCHI DI CORRENTE

SPECCHIO SEMPLICE A MOSFET

RISPOSTA IN FREQUENZA



Alle variazioni risulta:



Stiamo analizzando un caso ideale:

1) consideriamo nulla l'impedenza interna del generatore i_1 (equivalentemente infinita l'ammettenza)
   Questo evita di considerare il partitore di corrente in ingresso tra Z_s e Z_{in}.

2) Consideriamo nulla l'impedenza di carico.
   Questo evita di considerare il partitore di corrente in uscita tra Z_L e Z_{out}.
   Nel caso in cui $Z_L \ll Z_{out}$ si può considerare che tutta la corrente di c.c. fluisca sul carico.

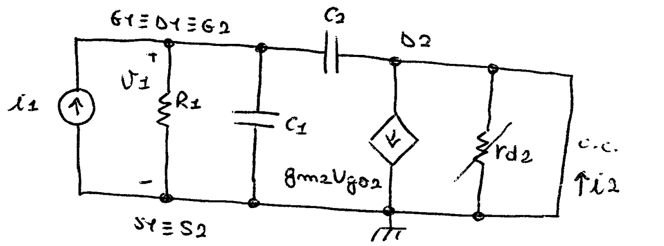
www.alessandropaghi.it

Al fine di studiare la risposta in frequenza si considerano le capacità parassite di M_1 ed M_2 le quali limitano il funzionamento del MOSFET ad alta frequenza.

$$C_1 = C_{gs1} + C_{gs2} + C_{db1}$$

$$C_2 = C_{gd2}$$

Si considera il modello equivalente di piccolo segnale di M_1 ed M_2:



$$v_1 = v_{gs1} = v_{gs2}$$

$$R_1 = \frac{1}{g_{m1}} // r_{d1} \sim \frac{1}{g_{m1}}$$

A_I : guadagno di corrente di piccolo segnale

$$A_I = \frac{i_2}{i_1}$$

$$v_1 = \frac{i_1}{g_1 + s(C_1 + C_2)} \quad , \quad g_1 = \frac{1}{R_1}$$

$$i_2 = g_{m2} v_1 - v_1 s C_2 = v_1 (g_{m2} - s C_2)$$

$$\rightarrow i_2 = i_1 \cdot \frac{g_{m2} - s C_2}{g_1 + s(C_1 + C_2)}$$

$$A_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{g_{m2} - s C_2}{g_1 + s(C_1 + C_2)}$$

www.alessandropaghi.it

$$A_1 = A_1(0) \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} = \frac{g_{m2}}{g_1} \cdot \frac{1 - s\frac{C_2}{g_{m2}}}{1 + s\frac{C_1 + C_2}{g_1}}$$

$$A_1(0) = \frac{g_{m2}}{g_1} \sim \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = K_s$$

In realtà $g_1 > g_{m1}$ quindi: $A_1(0) < \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = K_s$

$$\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{\beta_2 (V_{GS2} - V_t)}{\beta_1 (V_{GS1} - V_t)} = \frac{\beta_2}{\beta_1} = K_s \right)$$

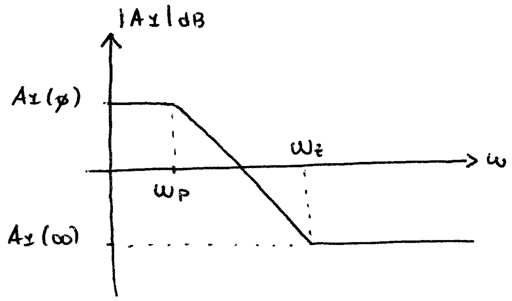
C'è un'altra cosa da notare: con l'uscita chiusa in c.c. ed $M_1 \equiv M_2$ lo specchio non guadagna 1 ma un pò meno di 1.
-> $V_{DS2} \neq V_{DS1}$ avrò un errore!

$$\omega_z = \frac{g_{m2}}{C_2}$$

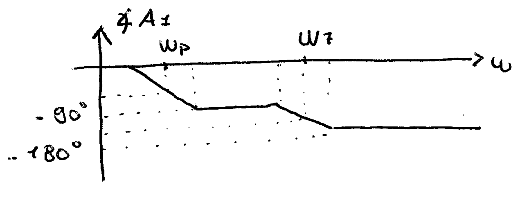
$$\omega_p = \frac{g_1}{C_1 + C_2} \sim \frac{g_{m1}}{C_1 + C_2}$$

$$A_1(\infty) = -\frac{C_2}{C_1 + C_2} < 0 \quad ; \quad |A_1(\infty)| < 1$$

Supponiamo $|A_1(0)| > 1$: $\omega_p < \omega_z$



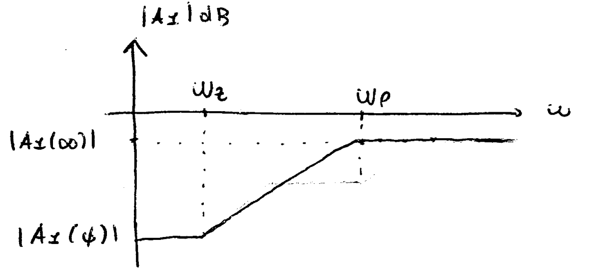
Notiamo che:
$\omega \to \infty \Rightarrow v_1 \to 0$, $g_{m2} v_1 \to 0$
da cui risulta chiaramente
$$i_2 = -i_1 \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

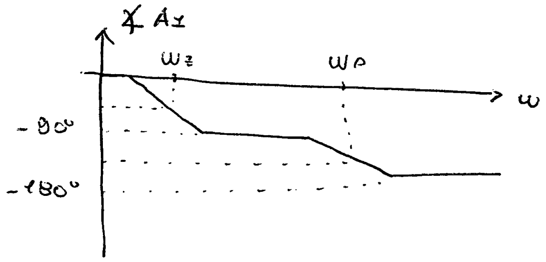


In questa situazione il limite di funzionamento dello specchio è definito dal polo ω_p.

Supponiamo $|A_1(\phi)| \ll 1 \leftarrow g_{m2} \ll g_{m1}$

Se $|A_1(\phi)| < |A_1(\infty)|$: $\omega_z < \omega_p$





In questa situazione il limite al funzionamento dello specchio è definito dallo zero ω_z.

$$\omega_p = \frac{g_{m1}}{C_1 + C_2} \quad ; \quad \underset{\substack{\uparrow \\ C_1 \gg C_2}}{C_1 + C_2 \sim C_1} \sim C_{gs1} + C_{gs2}$$

$C_{gs} \sim \frac{2}{3} C_{ox} W \cdot L$

$C_{gb} \sim C_J \cdot L_c \cdot W$

L_c : lunghezza di contatto

$L_c \cdot W$ = Area di Drain

$$\omega_p = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}(V_{GS1} - V_t)}{\frac{2}{3} C_{ox} (W_1 L_1 + W_2 L_2)} = \frac{\mu_n \cancel{C_{ox}} \frac{W_1}{L_1}(V_{GS1} - V_t)}{\frac{2}{3} \cancel{C_{ox}} \cancel{W_1} L_1 \left(1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}\right)}$$

$$= \underbrace{\frac{3}{2} \cdot \frac{\mu_n (V_{GS_1} - V_t)}{L_1^2}}_{\omega_{T1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}} = \frac{\omega_{T1}}{1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}}$$

www.alessandropaghi.it

$$f_P = \frac{\omega_P}{2\pi} = \frac{f_{T1}}{1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}}$$

Supponendo $M_1 \equiv M_2$ $(W_1 = W_2,\ L_1 = L_2) \Rightarrow f_P = \frac{f_{T1}}{2}$

In realtà $f_{P\,REAL} < f_P$ a causa delle approssimazioni che abbiamo effettuato nello sviluppo dei calcoli.

Supponendo $L_1 = L_2$:

$$\begin{cases} \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1} = \frac{W_2}{W_1} \\ K_S = \frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} = \frac{W_2}{W_1} \end{cases} \rightarrow \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1} = \frac{W_2}{W_1} = K_S .$$

Per cui risulta: $f_P \Big|_{L_1 = L_2} = \frac{f_{T1}}{1 + K_S}$

Questo significa che se intendessi amplificare $(K_S > 1)$ con $L_1 = L_2 \rightarrow W_2 > W_1$ otterrei un inevitabile riduzione della banda dettata dalla presenza di f_P.

$\omega_{T1} \propto \frac{1}{L_1^2}$: MOSFET a canale lungo hanno un inevitabile riduzione di ω_T.

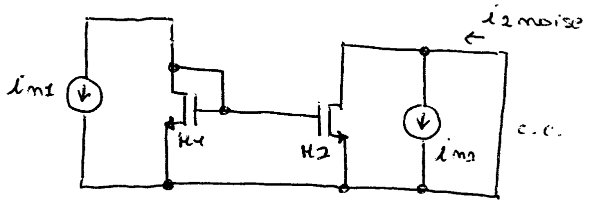
Per compensare questo effetto: $\omega_T \propto (V_{GS1} - V_t)$

Rendendo grande la tensione di over drive si riduce l'effetto di riduzione di ω_T ma si compromette la dinamica di uscita dello specchio V_{MIN}.

La riduzione della f_P comporta anche la compromissione del funzionamento in DC: la riduzione di f_P introduce contributi di fase a bassa frequenza che in reazione potrebbero causare problemi di instabilità.

RUMORE

... variazioni, considerando l'effetto dei due generatori di rumore (segnale in ingresso nullo: $i_1 = \phi$) a frequenza minore del limite di banda introdotto dal primo polo / zero (C_1 e C_2 non introducono effetto).



$$i_{2\,noise} = i_{n2} - i_{n1} A_1$$

Supponendo di lavorare ad $f < f_p$ (equivalentemente $f < f_z$ se viene prima lo zero)

$$A_1 \sim A_1(\phi)$$

$$i_{2\,noise} = i_{n2} - i_{n1} A_1(\phi) \quad \text{per } f < f_p$$

$$\sim i_{n2} - i_{n1} \cdot \frac{g_{m2}}{g_{m1}}$$

$$S_{i_{2noise}}(f) = PSD(i_{2noise}) = S_{in2}(f) + S_{in1}(f) \cdot \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right)^2$$

Componente termica di $S_{i_{2noise}}$:

$$S_{i_{m\,TERM}} = \frac{8}{3} KT g_m (1+m) \sim \frac{8}{3} KT g_m$$

$$S_{i_{2\,noise\,TERM}} = \frac{8}{3} KT g_{m2} + \frac{8}{3} KT \cancel{g_{m1}} \frac{g_{m2}^2}{g_{m1}^{\cancel{2}}} = \frac{8}{3} KT g_{m2} \left(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right)$$

$$= \frac{8}{3} KT g_{m2} \left(1 + A_1(\phi)\right)$$

www.alessandropaghi.it

In uscita troviamo il rumore termico dovuto ad M_2 amplificato di un fattore $(1+A_1(\phi)) \equiv (1+K_S)$

Componente Flicker di $S_{i_2\,noise}(f)$:

$$S_{in_{FLICK}}(f) = gm^2 \cdot \frac{Nf}{WL} \cdot \frac{1}{f}$$

$$S_{i_2\,noise\ FLICK}(f) = gm_2^2 \cdot \frac{Nf}{W_2L_2} \cdot \frac{1}{f} + \cancel{gm_1^2} \cdot \frac{Nf}{W_1L_1} \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{gm_2^2}{\cancel{gm_1^2}}$$

$$= gm_2^2\, Nf \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{W_2L_2} \cdot \left(1+\frac{W_2L_2}{W_1L_1}\right)$$

$$= gm_2^2\, Nf \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{W_2L} \left(1+\frac{W_2}{W_1}\right) \quad \text{se } L_1 = L_2 = L$$

$$= gm_2^2 \cdot Nf \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{W_2L} \left(1+K_S\right)$$

In uscita troviamo il rumore flicker dovuto ad M_2 amplificato, nel caso di $L_1 = L_2$, di un fattore

$(1+K_S) \equiv (1+A_1(\phi))$

Ricordando che: $gm = \frac{I_{DS}}{V_{TE}}$

$$gm_2 = \frac{I_{DS2}}{V_{TE2}}$$

$$S_{i_2\,noise\ TERM} = \frac{8}{3} KT \frac{I_{DS2}}{V_{TE2}} (1+A_1(\phi))$$

$$S_{i_2\,noise\ FLICK}(f) = \frac{I_{DS2}^2}{V_{TE2}^2} \cdot Nf \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{W_2L} (1+K_S)$$

Si nota immediatamente che se:

$I_{DS2} \uparrow \Rightarrow S_{i_2\,noise}(f) \uparrow$

$V_{TE2} \uparrow \Rightarrow S_{i_2\,noise}(f) \downarrow$

La migliore condizione è porsi in F.I. con alti valori di $V_{TE} = \frac{V_{GS}-V_t}{2}$

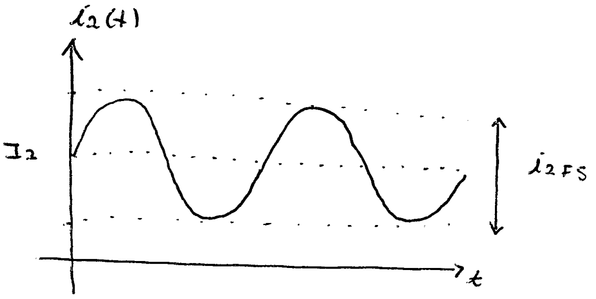
www.alessandropaghi.it

Andiamo a focalizzarci su un parametro importante nel caso in cui lo specchio venga utilizzato in una linea di processing del segnale : DR.

$$DR = \frac{i_{2FS}}{i_{2noise\,pp}}$$

i_{2FS} è l'escursione totale del segnale presente in uscita

$i_{2noise\,pp}$ è il valore picco picco del rumore in out.



I_2: punto di lavoro di $i_2(t)$

-> $i_{2FS} = \alpha \cdot I_2$, $\alpha \leq 2$

È necessario considerare che α non potrà mai raggiungere il valore $\alpha = 2$ -> in questo caso risulterebbe $i_2(t) = \emptyset$ con conseguente $g_{m2} = \emptyset$. Questo comporterebbe un abbassamento della frequenza f_z con conseguente variazione della risposta in frequenza.

In modo da garantire una moderata variazione dei parametri utilizziamo $\alpha \leq 1$.

$$i_{2noise\,pp} = 4\, i_{2noise\,RMS} = 4\sqrt{\int_{f_1}^{f_2} S_{i_{2noise}}(f)\, df}$$

Valutiamo DR^2 al posto di DR.

www.alessandropaghi.it

$$DR^2 = \frac{i_{2FS}^2}{i_{2\,noise\,pp}^2} = \frac{\alpha^2 I_2^2}{16 \int_{f_1}^{f_2} S_{i_2\,noise}(f)\,df} \qquad ; \quad f_2 - f_1 = B_s$$

Banda del segnale.

$$DR^2_{TERM} = \frac{i_{2FS}^2}{i_{2\,noise_{TERM}\,pp}^2} = \frac{\alpha^2 I_2^2}{16 \cdot \frac{8}{3} kT \frac{I_{DS2}}{V_{TE2}} \left(1 + A_1(\phi)\right) \cdot B_s} \qquad (I_2 = I_{DS2})$$

$$= \frac{3 \cdot \alpha^2 \cdot I_2 \cdot V_{TE2}}{128 \cdot kT \cdot \left(1 + A_1(\phi)\right) \cdot B_s}$$

$I_2 \uparrow \Rightarrow DR^2_{TERM} \uparrow$

Questo significa che mettendo un circuito ultra low power al fine di processare un segnale, ottengo obbligatoriamente DR bassi.

$$DR^2_{TERM} = \frac{3}{128} \cdot \frac{\alpha^2 I_2 V_{TE2}}{kT B_s \left(1 + A_1(\phi)\right)} \quad ; \quad S_{i_2\,noise\,TERM} = \frac{8}{3} kT \frac{I_{DS2}}{V_{TE2}} \left(1 + A_1(\phi)\right)$$

$I_2 = I_{DS2} \uparrow \Rightarrow DR^2_{TERM} \uparrow \quad S_{i_2\,noise\,TERM} \uparrow$

$V_{TE2} \uparrow \Rightarrow DR^2_{TERM} \uparrow \quad S_{i_2\,noise\,TERM} \downarrow$

$A_1(\phi) \uparrow \Rightarrow DR^2_{TERM} \downarrow \quad S_{i_2\,noise\,TERM} \uparrow$

$\alpha \uparrow \Rightarrow DR^2_{TERM} \uparrow$

$B_s \uparrow \Rightarrow DR^2_{TERM} \downarrow$

www.alessandropaghi.it

$$DR^2_{FLICK} = \frac{i_{2\,FS}^{\;2}}{i_{2\,NOISE\,FLICK\,PP}(f)^2} = \frac{\alpha^2 I_2^{\;2}}{16 \cdot \frac{I_{DS2}^2}{V_{TE2}^2} N_f \cdot \frac{1}{W_2 L_2}\left(1+\frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}\right) \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}$$

$$= \frac{\alpha^2 V_{TE2}^2 \, W_2 L_2}{16 \, N_f \left(1+\frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}\right) \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)} \qquad (I_2 = I_{DS2})$$

DR^2_{FLICK} è indipendente da $I_2 = I_{DS2}$.

$$DR^2_{FLICK} = \frac{1}{16} \cdot \frac{\alpha^2 V_{TE2}^2 W_2 L_2}{N_f\left(1+\frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}\right) \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)} \; ; \quad S_{i_2\,noise\,FLICK}(f) = \frac{I_{DS2}^{\;2}}{V_{TE2}^{\;2}} \cdot N_f \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{W_2 L_2}\left(1+\frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}\right)$$

$I_2 = I_{DS2} \uparrow \;\Rightarrow\; DR^2_{FLICK} = \text{cost} \qquad S_{i_2\,noise\,FLICK}(f) \uparrow$

$V_{TE2} \uparrow \;\Rightarrow\; DR^2_{FLICK} \uparrow \qquad S_{i_2\,noise\,FLICK}(f) \downarrow$

$\alpha \uparrow \;\Rightarrow\; DR^2_{FLICK} \uparrow$

$W_2 L_2 \uparrow \;\Rightarrow\; DR^2_{FLICK} \uparrow \qquad S_{i_2\,noise\,FLICK}(f) \downarrow$

Consideriamo che portare il MOS2 in F.I. significa $V_{TE2} = \frac{V_{GS2}-Ut}{2}$
aumentare l'overdrive $V_{GS2}-Ut$ significa aumentare V_{GS2}
con conseguente riduzione della dinamica di uscita.

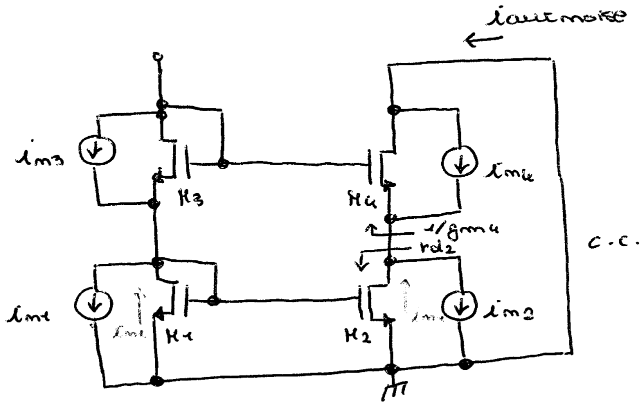
$V_{MIN2} = V_{DS\,SAT\,2} = V_{GS2}-Ut$ in F.I.

www.alessandropaghi.it

SPECCHIO CASCODE A MOSFET

RUMORE

Si consideri il circuito di piccolo segnale dello specchio cascode con sorgenti di rumore dovute ai MOSFET in assenza di segnale in ingresso. $(i_1 = \emptyset)$



Ipotesi di idealità:

1) impedenza di sorgente $Z_S = \emptyset$;

2) impedenza di carico $Z_L = \emptyset$;

$i_{n2} \neq \emptyset$, $i_{n1} = i_{n3} = i_{n4} = \emptyset$:

M_1, M_3 OFF.

$$i_{out_{noise}}(i_{n2}) = i_{n2} \cdot \frac{r_{d2}}{r_{d2} + \frac{1}{g_{m4}}} = i_{n2} \frac{r_{d2} g_{m4}}{1 + r_{d2} g_{m4}} \sim i_{n2}$$

$i_{n1} \neq \emptyset$, $i_{n2} = i_{n3} = i_{n4} = \emptyset$:

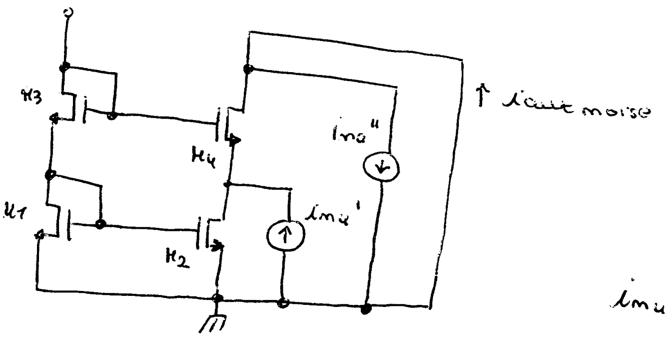
$$i_{out_{noise}}(i_{n1}) = -i_{n1} \cdot A_I \cdot \frac{r_{d2} g_{m4}}{1 + r_{d2} g_{m4}} \sim -i_{n1} A_I$$

$$i_{out_{noise}}(i_{n1}) \sim -i_{n1} A_I(\emptyset) \quad \text{per } f < f_P$$

www.alessandropaghi.it

$i_{n4} \neq \emptyset \quad , \quad i_{n1} = i_{n2} = i_{n3} = \emptyset$:

i_{n4} non è riferito a massa, si modifica il circuito nella seguente maniera:



$i_{n4} = i_{n4}' = i_{n4}''$

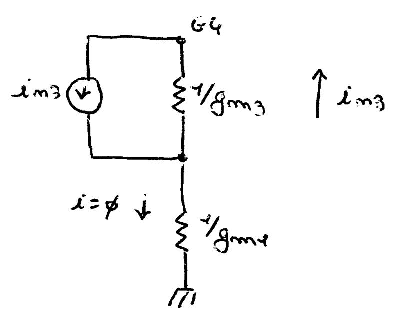
$$i_{out\,noise}(i_{n4}) = i_{out\,noise}(i_{n4}') + i_{out\,noise}(i_{n4}'')$$

$$= -i_{n4}' \cdot \frac{r_{d2}\, g_{m4}}{1 + r_{d2}\, g_{m4}} + i_{n4}''$$

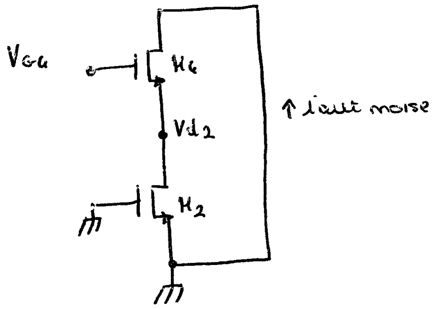
$$= i_{n4}\left(1 - \frac{r_{d2}\, g_{m4}}{1 + r_{d2}\, g_{m4}}\right)$$

$$= i_{n4} \cdot \frac{1}{1 + r_{d2}\, g_{m4}} \sim \frac{i_{n4}}{r_{d2}\, g_{m4}}$$

$i_{n3} \neq \emptyset \quad , \quad i_{n1} = i_{n2} = i_{n4} = \emptyset$:



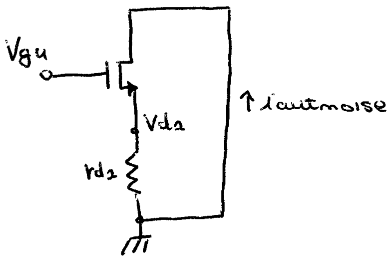
$$V_{G4} = -i_{n3} \frac{1}{g_{m3}}$$



$V_{g2} = \emptyset$

$\Rightarrow g_{m2} V_{gs2} = \emptyset$

|||



$$V_{d2} = -i_{n3} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \cdot \frac{r_{d2} g_{m4}}{1 + r_{d2} g_{m4}}$$

Deriva dalle formule note per un source follower:

$$V_{Rs} = V_{in} \cdot \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

$$i_{out\,noise}(i_{n3}) = V_{d2} \cdot \frac{1}{r_{d2}} = -i_{n3} \cdot \frac{1}{g_{m3}} \cdot \frac{\cancel{r_{d2}}\, g_{m4}}{1 + r_{d2} g_{m4}} \cdot \frac{1}{\cancel{r_{d2}}}$$

$$= -i_{n3} \cdot \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \cdot \frac{1}{r_{d2} g_{m4}}$$

Ricordando che vale la regola: $M_1 = M_3$, $M_2 = M_4$

$$\frac{g_{m4}}{g_{m3}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = A_I(\emptyset)$$

$$\rightarrow i_{out\,noise}(i_{n3}) = -i_{n3} \cdot A_I(\emptyset) \cdot \frac{1}{r_{d2} g_{m4}}$$

$i_{out\,noise}(i_{n1}) = -\,i_{n1}\,A_1(\phi)$

$i_{out\,noise}(i_{n2}) = i_{n2}$

$i_{out\,noise}(i_{n3}) = -\,i_{n3}\,A_1(\phi)\cdot\dfrac{1}{r_{d2}\,g_{m4}}$

$i_{out\,noise}(i_{n4}) = \dfrac{i_{n4}}{r_{d2}\,g_{m4}}$

M_1 ed M_2 introducono lo stesso quantitativo di rumore che introducevano nello specchio semplice a MOSFET.

M_3 ed M_4 introducono lo stesso quantitativo di rumore che introducono M_1 ed M_2 ma attenuato fortemente di un fattore $1/r_{d2}g_{m4}$.

$r_{d2}\,g_{m4} \sim 100$: fattore di attenuazione 100 per $i_{out\,noise}(i_{n3}, i_{n4})$

$(r_{d2}\,g_{m4})^2 \sim 10000$: fattore di attenuazione 10000 per $S_{i_{out\,noise}}(i_{n3}, i_{n4})$

Supponiamo $K_S = 1$:

- $V_{GS1} = V_{GS2}$
- $V_{DS1} = V_{DS2}$ ← grazie ad M_3, M_4
- $\left.\begin{matrix} W_1 = W_2 \\ L_1 = L_2 \end{matrix}\right\}\ M_1 = M_2$

$K_S = 1 \;\rightarrow\; A_1(\phi) = 1$

$i_{out\,noise}(i_{n1}) = -\,i_{n1}$

$i_{out\,noise}(i_{n2}) = i_{n2}$

www.alessandropaghi.it

Se $M_1 = M_3 \Rightarrow M_2 = M_4$

$i_{out\,noise}(i_{n3}) = -i_{n3} / r_{d2} g_{m4}$

$i_{out\,noise}(i_{n4}) = i_{n4} / r_{d2} g_{m4}$

accade che, per ogni specchio, le correnti di rumore dovute ai due MOSFET si sottraggono in uscita. Questo comporta che al rumore totale in out contribuisco: no anche gli errori di matching.

SPECCHIO CASCODE A LARGA DINAMICA AD ALTA PRECISIONE A MOSFET

nello specchio cascode precedente risulta:

$V_{in} = V_{GS1} + V_{GS3}$

$V_{min} = V_{DS2} + V_{DS_{SAT4}}$, $V_{DS2} > V_{DS_{SAT2}}$

$V_{DS4_{SAT}} = V_{GS4} - V_t$ F.T. SAT.

$V_{DS2} = V_{DS1} = V_{GS1}$

$V_{min} = V_{GS1} + V_{DS_{SAT4}}$

ciò che riduce fortemente la dinamica di uscita per basse tensioni di alimentazioni.

nello specchio cascode a larga dinamica risulta:

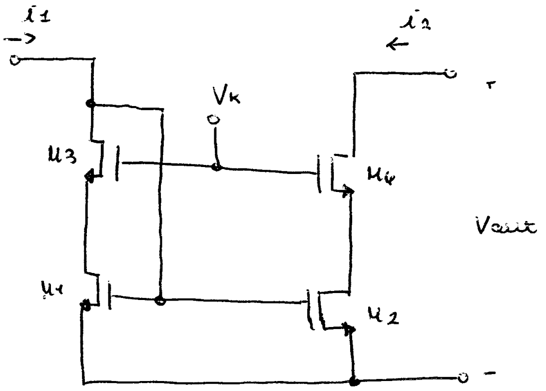
$V_{in} = V_{GS1} + V_{GS3}$

$V_{min} = V_{DS_{SAT2}} + V_{DS_{SAT4}} \sim 2\,(V_{GS} - V_t)$ F.T. SAT.

www.alessandropaghi.it

Il problema di questo specchio è la bassa precisione con la quale si ottiene i_{out} in funzione di i_{in} a causa del fatto che $V_{DS2} \neq V_{DS1}$.

Si utilizza una soluzione ad alta precisione:



All'accensione del circuito i_1 fluisce nelle capacità parassite di M3 facendo innalzare il valore V_{D3}.

$V_{D3} = V_{G1}$ e quindi nel momento in cui $V_{G1} > V_t$ lo specchio $M_1 : M_2$ entra in funzione.

M3, M4 definiscono le tensioni V_{DS1}, V_{DS2} grazie alla V_K prodotta da un circuito ausiliario.

Definiamo come in precedenza:

$M_1 = M_3$

$M_2 = M_4 \quad \rightarrow \quad \beta_4 / \beta_3 = \beta_2 / \beta_1 \quad \rightarrow \quad V_{GS3} = V_{GS4}$

$V_{DS1} = V_K - V_{GS3}$

$V_{DS2} = V_K - V_{GS4}$

$\rightarrow V_{DS1} = V_{DS2}$ che garantisce la precisione dello specchio : $K_S = \beta_2 / \beta_1$.

www.alessandropaghi.it

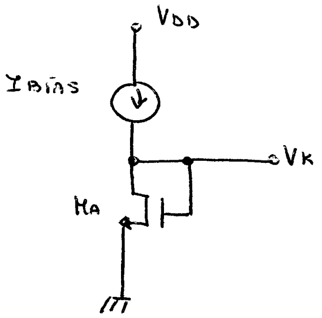
Riscritta :

$$V_{min} = V_{DS2} + V_{DS4_{SAT}}$$

a differenza dello specchio cascode in cui risulta $V_K = V_{GS_1} + V_{GS_3}$

qui il valore di V_K può essere selezionato al fine di porre $V_{DS2} = V_{DS2_{SAT}}$.

Generazione di V_K :



$V_{DS2} = V_{DS2_{SAT}} = (V_{GS} - V_t)_2$ F.I. SAT.

$V_{DS2} = (V_{GS} - V_t)_2 = V_K - V_{GS4}$

$= V_{GSA} - V_{GS4}$

$= (V_{GS} - V_t)_A + V_{tA} - (V_{GS} - V_t)_4 - V_{t4}$

$V_{t4} > V_{tA}$ a causa dell'effetto Body

$V_{tA} - V_{t4} = -\epsilon$

-> Regola di progetto:

$(V_{GS} - V_t)_2 = (V_{GS} - V_t)_A - (V_{GS} - V_t)_4 - \epsilon$ (M_1, M_2 SAT.)

$(V_{GS} - V_t)_A = (V_{GS} - V_t)_2 + (V_{GS} - V_t)_4 + \epsilon$

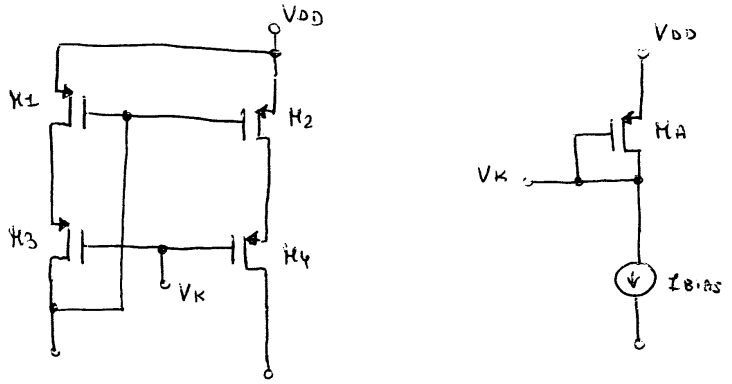
" $(V_{GS} - V_t)_A$ si fa carico dell'overdrive di M_2 ed M_4 ".

$V_{in} = V_{GS1}$

M_3 in SAT : $V_{DS3} \geq V_{GS3} - V_{t3} \rightarrow V_{D3} = V_{GS1} \geq V_K - V_{t3}$

www.alessandropaghi.it

Configurazione con MOSFET p :



Le tensioni si riferiscono rispetto a V_{DD} non ground.

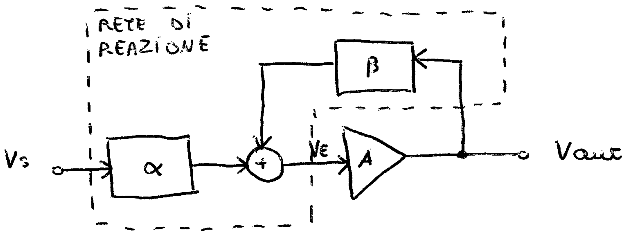
$$|V_{GS3}| = |V_K - V_{DD}| - |V_{t3}|$$

V_K riferito a V_{DD}.

www.alessandropaghi.it

APPLICAZIONE DEL TEOREMA DI SCOMPOSIZIONE NELLA PROGETTAZIONE DI ANELLI DI REAZIONE IN CIRCUITI BASATI SU A.O.

DIAGRAMMA A BLOCCHI IDEALE DI UN SISTEMA REAZIONATO
TEORIA ELEMENTARE DELLA REAZIONE



Ogni blocco è ideale ed unidirezionale.

$$\frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{\beta A}{\beta A - 1}$$

Se $|\beta A| \to \infty \Rightarrow \dfrac{V_{out}}{V_s} \sim -\dfrac{\alpha}{\beta}$ CASO IDEALE

$$\frac{\beta A}{\beta A - 1} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\beta A}} \sim 1 + \frac{1}{\beta A} \quad \text{se } \left|\frac{1}{\beta A}\right| \ll 1 \quad (|\beta A| \gg 1)$$ CASO REALE

$$\to \frac{V_{out}}{V_s} \sim -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta A}\right)$$

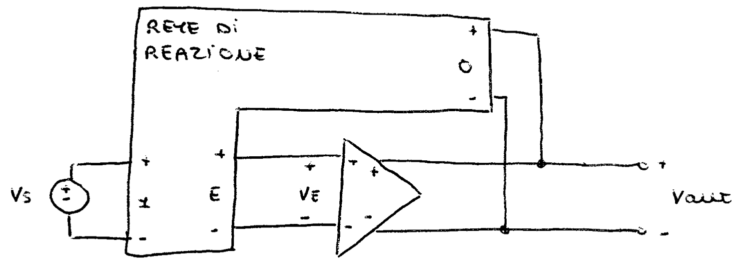
$|E_r| = \dfrac{1}{|\beta A|}$ errore relativo

mi fornisce una visione quantitativa dell'errore: una volta definito $\dfrac{\alpha}{\beta}$, mi indica quanto devo far grande A al fine di ottenere un certo errore.

$V_E \to \emptyset$ sse $A \to \infty$.

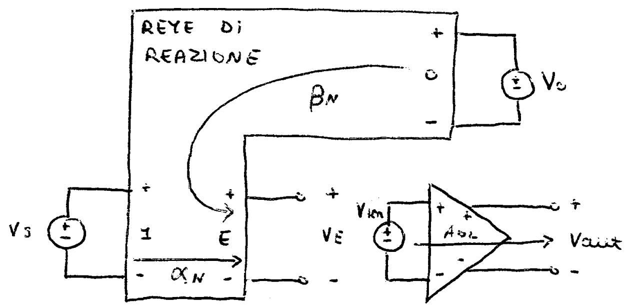
REAZIONE NEI SISTEMI ELETTRICI

L'analisi si complica in quanto è necessario trattare la bidirezionalità dei blocchi e la presenza di effetti caricanti dovuti a blocchi montati in cascata.



La rete di reazione è in generale una rete passiva.

Si disconnette adesso l'amplificatore dalla rete di reazione in modo da determinare le f.d.t. $\frac{V_E}{V_o}$ e $\frac{V_E}{V_S}$ indipendentemente dall'effetto caricante dell'A.O.



$$\alpha_N = \frac{V_E}{V_S}\bigg|_{V_o = 0}$$

$$\beta_N = \frac{V_E}{V_o}\bigg|_{V_S = 0}$$

$$A_{OL} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$V_E = V_S \cdot \alpha_N + V_o \cdot \beta_N$

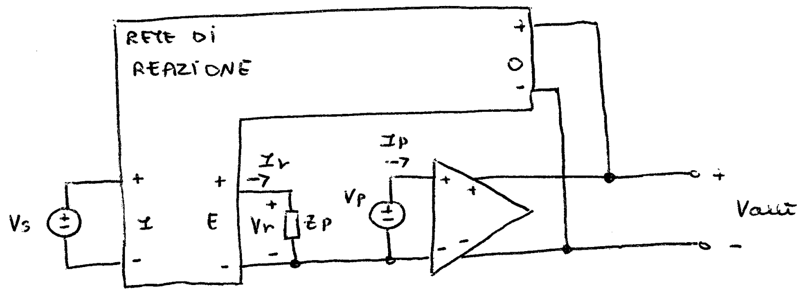
$V_{out} = A_{OL} \cdot V_{in}$

In particolar modo è necessario notare che $\alpha \neq \alpha_N$, $\beta \neq \beta_N$, $A \neq A_{OL}$ in quanto:

- il guadagno dell'A.O. dipende dall'effetto caricante della rete di reazione;

  la f.d.t. dell'anello di reazione calcolata con A.O. disconnesso è diversa dalla f.d.t. calcolata in anello chiuso.
- i blocchi non sono unidirezionali

Si utilizza il teorema di Scomposizione:



$$A = \left.\frac{V_{out}}{V_p}\right|_{V_s=\emptyset} \; ; \quad \beta = \left.\frac{V_r}{V_{out}}\right|_{V_s=\emptyset} \; ; \quad Z_I = \left.\frac{V_p}{I_p}\right|_{V_s=\emptyset}$$

$$\gamma = \left.\frac{V_{out}}{V_s}\right|_{V_p=\emptyset} \; ; \quad \alpha = \left.\frac{V_r}{V_s}\right|_{V_p=\emptyset} \; ; \quad \rho = \left.\frac{I_p}{V_s}\right|_{V_p=\emptyset}$$

$$V_p = \frac{\alpha}{1-\beta A} \cdot V_s \; ; \quad \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{Z_I} + \frac{\rho}{\alpha}(1-\beta A)$$

$$\frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{\beta A}{\beta A - 1} + \gamma$$

www.alessandropaghi.it

nel caso di A.O. unidirezionale:

$\rho = \emptyset \rightarrow Z_I = Z_P = Z_{in_{A.O.}}$

L'espressione $\frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{\beta A}{\beta A - 1} + \gamma$ è molto simile

all'espressione ricavata in precedenza per cui risultava: $\frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{\beta A}{\beta A - 1}$.

Sarebbe desiderabile che:

- $\gamma = \emptyset$ in quanto introduce un errore rispetto al valore nominale $\frac{V_{out}}{V_s} \simeq -\frac{\alpha}{\beta}$, il cui modulo non è ridotto tramite il termine βA;
- $\alpha = \alpha_N$, $\beta = \beta_N$ in modo da poter costruire la rete di reazione indipendentemente dalle caratteristiche dell'A.O.

In particolare risulta che:

$$\text{se} \begin{cases} Z_{out_{A.O.}} = \emptyset \\ Z_{in_{A.O.}} = \infty \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \gamma = \emptyset \\ \alpha = \alpha_N \\ \beta = \beta_N \end{cases}$$ (assenza di effetto caricante di A.O.)

In pratica, se $\rho = \emptyset$, è sufficiente che:

$|Z_{out_{AO}}| \ll |Z_O| \Rightarrow \begin{cases} \gamma = \emptyset \\ \alpha = \alpha_N \end{cases}$

$|Z_{in_{AO}}| = |Z_I| \gg |Z_E| \Rightarrow \beta = \beta_N$

con Z_O : impedenza vista ai capi di O quando I è chiuso in c.c. ed E è caricata con Z_P.

con Z_E: impedenza vista ai capi di E quando I è chiusa in c.c. ed O è caricata con Z_{out}.

Realizzare $|Z_{in\,A.O.}| \gg |Z_E|$ non è poi così difficile mentre è difficile rispettare $|Z_{out\,A.O.}| \ll |Z_O|$ nei moderni A.O. a basso tensione di alimentazione a causa di riduzioni sulla dinamica di uscita.

Gli stadi di out sono stadi COMMON DRAIN che mostrano $r_d \sim$ decine di $k\Omega$

$\Rightarrow \gamma \neq \phi$ ed α dipende fortemente da $Z_{out\,A.O.}$

Si definisce adesso:

$$\alpha^* = \left.\frac{V_r}{V_s}\right|_{V_o, V_p = \phi} \qquad \beta^* = \left.\frac{V_r}{V_o}\right|_{V_s, V_p = \phi}$$

α^*, β^* tengono conto dell'effetto caricante di Z_p.

Si può dimostrare che $\beta^* = \beta$ ed inoltre:

$$\frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{\alpha^*}{\beta^*} \cdot \frac{\beta^* A}{\beta^* A - 1} + \frac{\gamma}{1 - \beta^* A}$$

nel caso in cui $|\beta^* A| \to \infty \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_s} \sim -\frac{\alpha^*}{\beta^*}$

nel caso in cui $Z_{in\,A.O.} \to \infty$

$$\Rightarrow \begin{cases} \alpha^* \sim \alpha_N \\ \beta^* = \beta \sim \beta_N \end{cases}$$

In presenza di effetto caricante di $Z_{in\,A.O.}$: $Z_{in\,A.O.} \neq \infty$

$\alpha^* \neq \alpha_N$

$\beta^* \neq \beta_N$

www.alessandropaghi.it

ma risulta che:

$$-\frac{\alpha^*}{\beta^*} = -\frac{\alpha_N}{\beta_N}$$

Z_P ottenuto nella stessa maniera sia α^* che β^*.

Questo significa che:

$$\frac{V_{out}}{V_S} \sim -\frac{\alpha^*}{\beta^*} \sim -\frac{\alpha_N}{\beta_N} \qquad (|\beta^* A| \to \infty)$$

posso progettare la rete di reazione senza tener conto dell'A.O.

La presenza degli effetti carichi introdotti dall'A.O. vengono considerati per determinare l'errore rispetto al valore nominale di $\frac{V_{out}}{V_S}$ in quanto

$A(Z_{out_{A.O.}})$ e $\beta(Z_{in_{A.O.}})$

$$\alpha \underset{\uparrow}{=} \alpha^* \underset{\uparrow}{=} \alpha_N$$

$\begin{pmatrix} Z_{out_{A.O.}} = \emptyset \\ Z_{in_{A.O.}} \neq \infty \end{pmatrix}$ $\quad$ $(Z_{in_{A.O.}} = \infty)$

$$\beta \underset{\uparrow}{=} \beta^* \underset{\uparrow}{=} \beta_N$$

$\begin{pmatrix} \text{catene} \\ \text{separate} \end{pmatrix}$ $\quad$ $(Z_{in_{A.O.}} = \infty)$

www.alessandropaghi.it

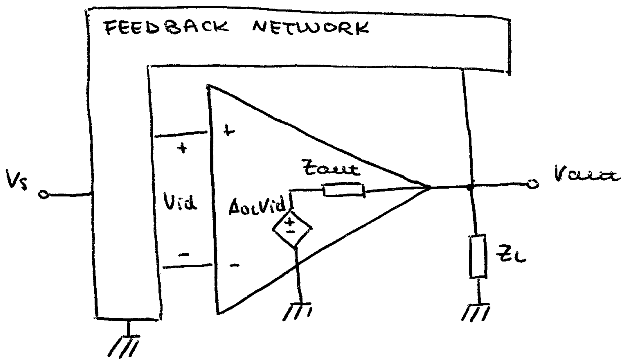
SPECIFICHE E CARATTERISTICHE A.O.

CARATTERISTICHE

A.O. è un amplificatore con le seguenti caratteristiche:

- input differenziale;
- DC gain elevato;
- Alta impedenza di ingresso per entrambi gli input;
- Stabilità per un ampio range di condizioni di reazione.

Utilizzare A.O. in reazione consente all'applicativo finale di essere veramente poco sensibile dai parametri dell'amplificatore: questo grazie al guadagno e alla resistenza di ingresso elevate.



A_{OL}: open loop gain

Dalla trattazione precedente risulta:

$$\frac{V_{out}}{V_s}(s) = H(s)$$

$$\left.\frac{V_{out}}{V_s}(s)\right|_{IDEALE} = H_{IDEALE}(s)$$

www.alessandropaghi.it

$$H_{IDEALE}(s) = -\frac{\alpha^*}{\beta^*} \sim -\frac{\alpha_N}{\beta_N} \quad , \text{ con } |\beta^* A| \to \infty$$

$$\alpha^* = \frac{V_r}{V_S}\Big|_{V_o, V_P = \emptyset}$$

$$\beta^* = \frac{V_r}{V_o}\Big|_{V_S, V_P = \emptyset}$$

$$\alpha_N = \frac{V_E}{V_S}\Big|_{V_o = \emptyset}$$

$$\beta_N = \frac{V_E}{V_o}\Big|_{V_S = \emptyset}$$

$$H(s) = -\frac{\alpha^*}{\beta^*} \cdot \frac{\beta^* A}{\beta^* A - 1} + \frac{\gamma}{1 - \beta^* A} \quad , \quad \beta^* = \beta$$

$$A = \frac{V_{out}}{V_P}\Big|_{V_S = \emptyset} = A_{OL} \cdot \frac{Z_\beta // Z_L}{Z_{out} + Z_\beta // Z_L} \qquad |A| < |A_{OL}|$$

$$\gamma = \frac{V_{out}}{V_S}\Big|_{V_P = \emptyset}$$

$$\beta = \frac{V_r}{V_{out}}\Big|_{V_S = \emptyset}$$

$$E_r = \frac{H - H_{IDEALE}}{H_{IDEALE}} = \frac{-\frac{\alpha^*}{\beta^*} \cdot \frac{\beta^* A}{\beta^* A - 1} + \frac{\gamma}{1 - \beta^* A} + \frac{\alpha^*}{\beta^*}}{-\frac{\alpha^*}{\beta^*}}$$

$$= \frac{-\frac{\alpha^*}{\beta^*}\left[\frac{\beta^* A}{\beta^* A - 1} - 1\right] - \frac{\gamma}{\beta^* A - 1}}{-\frac{\alpha^*}{\beta^*}} = \frac{-\frac{\alpha^*}{\beta^*} \cdot \frac{1}{\beta^* A - 1} - \frac{\gamma}{\beta^* A - 1}}{-\frac{\alpha^*}{\beta^*}}$$

www.alessandropaghi.it

$$= \frac{1}{\beta^* A - 1} + \frac{\beta^*}{\alpha^*} \cdot \frac{\gamma}{\beta^* A - 1} = \frac{1}{\beta^* A - 1} - \frac{\gamma}{\beta^* A - 1} \cdot \frac{1}{K_{IDEALE}}$$

$$= \frac{1}{\beta^* A - 1} \left[1 - \frac{\gamma}{K_{IDEALE}} \right] \sim \frac{1}{\beta^* A} \left[1 - \frac{\gamma}{K_{IDEALE}} \right] \qquad \text{con } |\beta^* A| >> 1$$

$$|\epsilon r| = \frac{1}{|\beta^* A|} \left| 1 - \frac{\gamma}{K_{IDEALE}} \right| \leq \frac{1}{|\beta^* A|} \left[1 + \left| \frac{\gamma}{K_{IDEALE}} \right| \right]$$

Se $\left| \frac{\gamma}{K_{IDEALE}} \right| \sim 1 \rightarrow |\epsilon r| \leq \frac{2}{|\beta^* A|}$

Se $\gamma = \emptyset \rightarrow |\epsilon r| \leq \frac{1}{|\beta^* A|}$

In ogni caso l'errore che si commette nel definire $\frac{V_{out}}{V_S}$ è dell'ordine di $\frac{1}{|\beta^* A|}$.

CONSIDERAZIONI SU R_{out}

R_{out} influenza A:

Quello che sarebbe desiderato è $R_{out} = \emptyset$.
$\rightarrow A = A_{OL}$.

$$A = \left. \frac{V_{out}}{V_P} \right|_{V_S = \emptyset} = A_{OL} \cdot \frac{Z_\beta // Z_L}{Z_{out} + Z_\beta // Z_L} = A_{OL} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_{out}}{Z_\beta // Z_L}}$$

nel caso in cui $Z_{out} > Z_\beta // Z_L$: $A < A_{OL}$.

Questo non rappresenta comunque un problema se l'A.O. viene usato in reazione a patto che:

$$|\beta A| >> 1.$$

www.alessandropaghi.it

CONSIDERAZIONI SU $I_{out\,MAX}$

$-I_{ON} < I_{out} < I_{OP}$

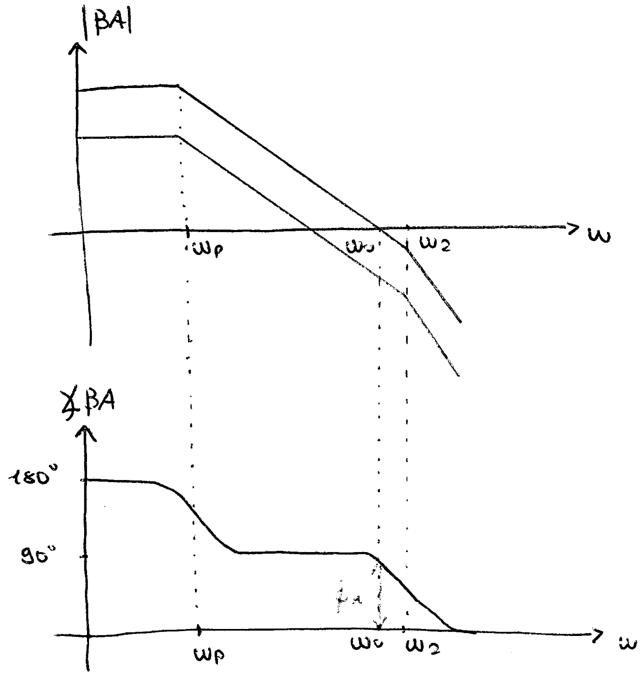
$-I_{ON}$: massima corrente che A.O. può assorbire.

I_{OP} : massima corrente che A.O. può erogare.

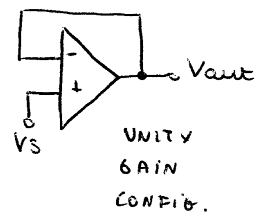
CONSIDERAZIONI SULLA STABILITA'

Ci si riferisce all'A.O. chiuso in retroazione

βA : guadagno d'anello



• $|\beta| = 1$



• $|\beta| < 1$

una specifica richiesta spesso è che A.O. sia stabile in condizione di $\beta = -1$ (unity gain condition)

$\omega = \emptyset \rightarrow \beta A < \emptyset \rightarrow |\beta A| \gg 1$

$\measuredangle \beta A = -180°$

Al fine di evitare instabilità è necessario che non risulti :

$$\begin{cases} |\beta A| > 1 \\ \measuredangle \beta A = 0 \end{cases}$$

@ $\omega = \omega_0$: $|\beta A| = 1 = 0$ dB

si definisce $\phi_M : \measuredangle \beta A \Big|_{\omega = \omega_0}$.

ω_0 : unity gain frequency.

Un margine di fase elevato è richiesto al fine di garantire la stabilità e ridurre gli effetti di overshoot e ringing nella risposta al gradino.

f_P : polo dominante di A.

f_2 : primo polo non dominante.

È necessario che $f_2 > f_0$.

nell'ipotesi $|\beta A| \gg 1$, nel caso in cui voglio progettare un A.O. in config. non inv. con guadagno A_v, risulterà che $|\beta| = \dfrac{1}{|A_v|} < 1$.

In questa situazione ω_0 decresce e di conseguenza ϕ_M aumenta.

La condizione $|\beta| = 1$ è la condizione WORST CASE.

www.alessandropaghi.it

nel caso sia presente un altro polo non dominante con $f_2 > f_0$ risulta:

$$\phi_M = \arctan\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right)$$

$$\frac{\omega_2}{\omega_0} = \sigma$$

$\sigma = 0,5 \quad -> \quad \phi_M = 26,6°$

$\sigma = 1 \quad -> \quad \phi_M = 45°$

$\sigma = 2 \quad -> \quad \phi_M = 63,4°$

$\sigma = 3 \quad -> \quad \phi_M = 71,6°$ ← Condizione progettuale ricorrente.

$\sigma = 5 \quad -> \quad \phi_M = 78,7°$

CONSIDERAZIONI SULLA VELOCITA'

Per un A.O. ci interessano due parametri:

- GBW;
- ∂r.

GBW:

$$A_{OL}(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_p}$$: A.O. a polo dominante

Se $A_0 \gg 1$ -> $\omega_0 = A_0 \cdot \omega_p$: unity gain frequency.

Ed in particolar modo risulta:

$$GBW = \frac{\omega_0}{2\pi}.$$

f_H: frequenza alla quale il guadagno si è ridotto di $-3dB$.

$f_H = \frac{GBW}{A_{V0}}$ per un non. inv.

A_{V0} : DC gain dell' amplificatore reazionato.

$f_H = \frac{GBW}{|A_{V0}|+1}$ per un inv.

S_r : slew rate : massima variazione che l'uscita può compiere nell'unità di tempo.

Se si applica un gradino di ampiezza elevata ad un A.O. chiuso in reazione la risposta è una rampa di pendenza S_r.

Se l'amplificatore percorre tutto il transitorio in slew rate accade che:

$$t_{SETTLE} = \Delta V_{out} / S_r$$

ΔV_{out} : ampiezza del gradino in uscita.

www.alessandropaghi.it

SPECIFICHE PER UN A.O.

- DC GAIN: A_0 ;
- VELOCITA': GBW, ∂r ;
- STABILITA' IN ANELLO CHIUSO: ϕ_M ;
- RUMORE RIPORTATO IN INGRESSO: $S_{V_{THERMAL}}$, $S_{V_{1/f}}(f)$;
- INPUT OFFSET VOLTAGE: σ_{Vos} ;
- POWER: $V_{DD} \cdot I_{SUPPLY}$;
- $I_{out\,MAX}$;
- CMR Input Common Mode Range
  DR Dynamic Output Range ;
- CMRR, PSRR ;
- Area su Silicio.

www.alessandropaghi.it

TOPOLOGIE A.O.

Il design di un A.O. prevede due step:

1) Scelta della topologia;

2) Sizing dei dispositivi.

Il parametro che definisce la topologia di un A.O. è il numero di stadi di guadagno

A.O. SINGOLO STADIO

Sono amplificatori con guadagno talmente elevato da poter essere considerati A.O.
Presentano un solo nodo ad alta resistenza sul quale si effettua la compensazione a polo dominante semplicemente connettendo un condensatore tra tale nodo e massa.

Se il nodo ad alta impedenza è il nodo di uscita allora si parla di OTA.

Queste topologie non adatte ad essere utilizzate con carichi resistivi a causa dell'elevata Rout vengono sempre utilizzati nel pilotare carichi capacitivi.

Possono essere introdotti stadi di cut al fine di ridurre Rout riducendo purtroppo la dinamica di uscita.

www.alessandropaghi.it

A.O. DOPPIO STADIO

Sono amplificatori con due stadi di amplificazione.
In particolare il carico allolta esclusivamente il guadagno del secondo stadio lasciando inalterato quello del primo stadio.
La compensazione è generalmente una compensazione di Miller.

A.O. TRIPLO STADIO

Sono amplificatori con tre stadi di amplificazione che si usano per ottenere guadagni estremamente elevati oppure per ottenere guadagni ragionevoli con stadi a bassa amplificazione.

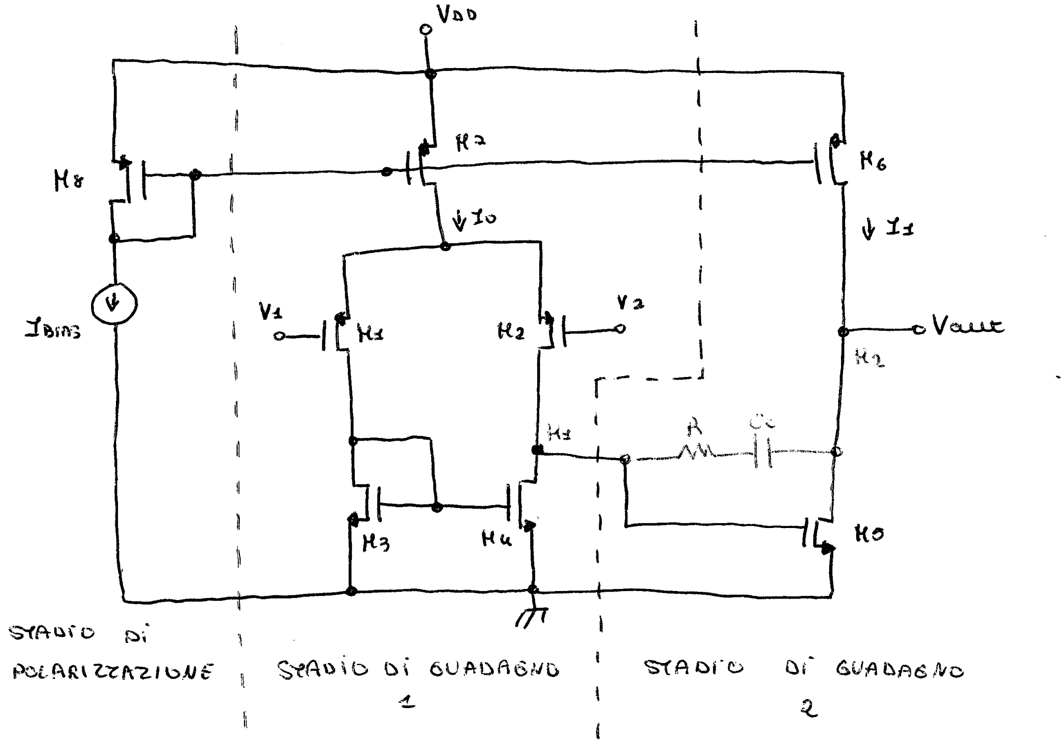
Per avere strutture con GBW elevato si costruiscono canali di lunghezza L ridotta, penalizzando il guadagno ma favorendo la banda.

Sono utilizzati anche quando uno stadio amplifica molto poco. ES: amplificatore a carico resistivo con trimming delle resistenze per azzerare l'offset.

La compensazione è una compensazione Nested Miller.

www.alessandropaghi.it

PROGETTAZIONE DI UN A.O. DUE STADI



La compensazione avviene tra gli unici due nodi ad alta impedenza M1 e M2.

V_1 : ingresso invertente

V_2 : ingresso non invertente

$$V_d = V_2 - V_1$$

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Il primo stadio è uno stadio differenziale p con carico a specchio.

Il secondo è uno stadio di uscita common source.

I body dei MOSFET p sono connessi a massa mentre i body dei MOSFET N sono connessi al source, che in questo caso coincide con massa.

www.alessandropaghi.it

Nel caso di della doppia alimentazione, $\not\!\!\!M$ viene sostituito con $V_{SS} < \emptyset$

DOF:

Escludiamo M8 che fa parte del circuito di polarizzazione.

$W_i, L_i \quad i = 1 \div 7$

I_7, I_0

R, C_c

abbiamo 18 DOF.

Vincoli di uguaglianza dei MOSFET dello stadio diff.:

$M_1 = M_2 \rightarrow L_1 = L_2$
$W_1 = W_2$

$M_3 = M_4 \rightarrow L_3 = L_4$
$W_3 = W_4$

$\rightarrow$ 14 DOF

Dipendenza di I_7 da I_0:

$$I_7 = I_0 \cdot \beta_6 / \beta_7$$

$\rightarrow$ 13 DOF

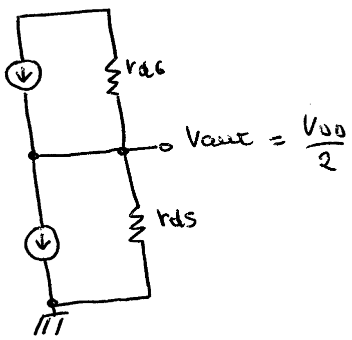
Offset sistematico nullo:

$V_1 = V_2 = \emptyset \rightarrow V_{out} = \emptyset$

Considerando lo sbilanciamento del potenziale applicato, imponiamo che:

$$V_1 = V_2 = \emptyset \rightarrow V_{out} = V_{DD}/2 .$$

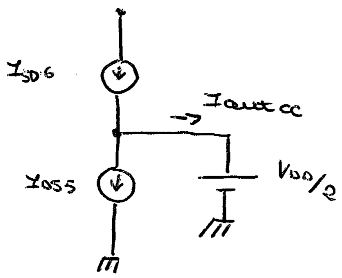
www.alessandropaghi.it



Non è però possibile determinare con precisione la tensione di uscita Vout dell'A.O, a causa del fatto che M5 ed M6 forniscono in uscita correnti di segno opposto.

Inoltre supponendo M5, M6 in saturazione, la corrente risultante dipende dal valore di V_{DS} che determina la corrente su r_d e tale effetto non può essere definito con esattezza.

Trascurando la dipendenza da V_{DS} ed applicando il teorema di Norton Generalizzato:



M5, M6 in saturazione.

$I_{out\,cc} = I_{SD6} - I_{DS5} = \emptyset$

$I_{SD6} = I_x = I_0 \cdot \beta_6/\beta_7$

nel caso in cui $V_1 = V_2 = \emptyset$ lo stadio di ingresso simmetrico è alimentato simmetricamente:

$\Rightarrow V_{D3} = V_{D4}$

ma $V_{D3} = V_{G3}$ $\rightarrow$ $V_{DS3} = V_{GS3} = V_{DS4} = V_{GS5}$

$\rightarrow V_{GS3} = V_{GS5}$

M3; M5 formano uno specchio di corrente

$I_{DS3} = I_0/2 \rightarrow I_{DS5} = \frac{I_0}{2} \cdot \beta_5/\beta_3$

$I_{outcc} = \emptyset$

$I_{DS5} = I_{SD6} \rightarrow \frac{I_0}{2} \cdot \frac{\beta_5}{\beta_3} = I_0 \cdot \frac{\beta_6}{\beta_7}$

$\rightarrow \frac{1}{2} \cdot \beta_5/\beta_3 = \beta_6/\beta_7$ condizione di offset sistematico nullo.

$\rightarrow$ 12 DOF

In realtà $I_{ucc} \neq \emptyset$ a causa della non considerazione di r_d.

Dinamica di uscita simmetrica:

M5, M6 in SAT.

$$V_{DS5_{SAT}} \leq V_{out} \leq V_{DD} - |V_{DS6_{SAT}}|$$

$$V_{DS5_{SAT}} = |V_{DS6_{SAT}}|$$

$$(V_{GS} - V_t)_5 = |V_{GS} - V_t|_6$$

$\rightarrow$ 11 DOF

Rapporto di specchio preciso:

Precedentemente abbiamo considerato:

$I_{DS5} = I_{DS3} \cdot \beta_5/\beta_3$

$I_{DS6} = I_{DS7} \cdot \beta_6/\beta_7$

Questo è vero nel caso le tensioni di soglia dei transistor siano uguali.

www.alessandropaghi.it

Per evitare ciò è necessario che:

$$L_6 = L_7$$

$$L_3 = L_5$$

-> 8 DOF.

DISCRIMINAZIONE DEI DOF:

1 DOF: R, C_c non influenzano il comportamento statico del circuito.

7 DOF: influenzano comportamento statico e dinamico del circuito.

SCELTA DEL DOF SET:

Si cerca di assegnare più DOF possibili ai MOSFET che determinano le prestazioni del circuito:

- M_1 della coppia differenziale determina il G_M dello stadio 1;
- M_5 determina il G_M dello stadio 2.

M_1 : W_1, L_1, $(V_{GS}-V_t)_1$ o I_{DS1}

M_5 : W_5, L_5, $(V_{GS}-V_t)_5$ o I_{DS5}

M_6 : L_6 in quanto influenza R_{out} e di conseguenza il guadagno dello stadio 2.

noto I_{DS}, $(V_{GS}-V_t)$ posso ricavare $\frac{W}{L}$:

$$\beta = \frac{2 I_{DS}}{(V_{GS}-V_t)^2} \rightarrow \beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \rightarrow \text{da cui ricavo } \frac{W}{L}.$$

www.alessandropaghi.it

$M_1 = M_2 \quad \rightarrow \quad M_2$ ✓

Conosco:

M_1, M_5, L_6.

M_1 ✓

M_5 ✓

$I_{DS3} = I_{SD1}$

$(V_{GS} - V_t)_3 = (V_{GS} - V_t)_5$

$L_3 = L_5$

$\rightarrow W_3 \quad \rightarrow M_3$ ✓

$M_3 = M_4 \quad \rightarrow \quad M_4$ ✓

$I_{SD6} = I_{DS5} = I_1$

$(V_{GS} - V_t)_6 = (V_{GS} - V_t)_5$

$\rightarrow W_6 \quad \rightarrow M_6$ ✓

$I_{SD7} = I_0 = 2 I_{SD1}$

$(V_{GS} - V_t)_7 = (V_{GS} - V_t)_6$

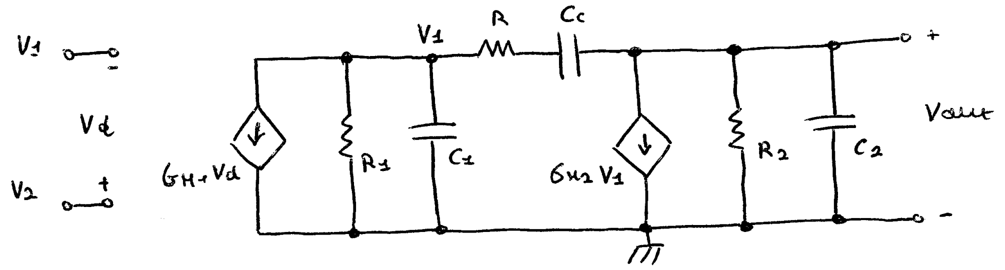
$L_7 = L_6$

$\rightarrow W_7 \quad \rightarrow M_7$ ✓

Ho dimensionato l'intero circuito.

CIRCUITO EQUIVALENTE DI PICCOLO SEGNALE

Si sostituiscono allo stadio 1 e 2 i circuiti equivalenti di Norton.



$V_d = V_2 - V_1$

$G_{M1} = g_{m1}$

$G_{M2} = g_{m5}$

$R_1 = r_{d2} // r_{d4}$

$R_2 = r_{d5} // r_{d6}$

$C_1 = C_{gs5} + C_{db2} + C_{db4}$

$C_2 = C_{db5} + C_{db6} + C_L$, C_L capacità di carico

In realtà $G_{M_1} = G_{M_1}(\omega)$ a causa dello specchio $M3 : M4$ che riduce la quantità di corrente specchiata quando $\omega \uparrow$: c'è la presenza del MIRROR POLE.

Le specifiche di un A.O. vengono fornite per $C_L = C_{LMAX}$.

www.alessandropaghi.it

DC GAIN (A_0)

$\omega = 0$

$$A_0 = \frac{V_{out}}{V_d} = (-G_{M1} R_1)(-G_{M2} R_2) = G_{M1} R_1 G_{M2} R_2$$

Se $R_L \neq 0 \rightarrow A_0 = \underbrace{(-G_{M1} R_1)}_{\text{guadagno stadio 1 inalterato}} (G_{M2} R_2 // R_L) = G_{M1} R_1 G_{M2} (R_2 // R_L)$

$$g_m = \frac{I_D}{V_{TE}} \quad ; \quad r_d = \frac{1}{\lambda I_{DS}}$$

$$A_0 = G_{M1} R_1 G_{M2} R_2 = g_{m1} (r_{d2} // r_{d4})\, g_{m5} (r_{d5} // r_{d6})$$

$$= \frac{1}{V_{TE1}} \cdot \frac{1}{\lambda_2 + \lambda_4} \cdot \frac{1}{V_{TE5}} \cdot \frac{1}{\lambda_5 + \lambda_6}$$

$(V_{GS} - V_T) \downarrow \Rightarrow V_{TE} \downarrow$ (fino al raggiungimento della debole inversione)

$L \uparrow \Rightarrow \lambda \downarrow$

Analisi alla presenza del polo introdotto da M_7: TAIL POLE.

Un A.O. viene generalmente utilizzato in reazione collegata all'ingresso invertente.

Questo significa che non stiamo agendo con un segnale differenziale, ma:

$V_d = -V_1$

$V_c = V_1/2$

www.alessandropaghi.it

La presenza di una tensione di modo comune V_C muove il potenziale di $S_1 = S_2 = D_7$ e le capacità parassite di M_1 ed M_2 influiscono sul funzionamento dello stadio di ingresso.

Inoltre non abbiamo considerato la presenza di un'impedenza di ingresso, in questo caso puramente capacitiva e pari a $C_{in} = C_{g0}/2$ $(C_{g0} = C_{g01} = C_{g02})$.
Tale capacità non viene presa in considerazione in quanto si suppone in ingresso due generatori ideali di tensione $(R_S = \emptyset)$.
Supponendo di utilizzare A.O. in reazione all'ingresso invertente, in tal caso sarebbe evidente l'effetto della C_{in}.

RISPOSTA IN FREQUENZA
Dalla presenza di 3 elementi capacitivi nel circuito equivalente di piccolo segnale, si deduce la presenza di 3 poli distinti.

Analisi semplificata:
Trascurando la presenza di R e C_C e ipotizzando poco influenti le capacità parassite che legano M_4 ed M_5 (quindi stadio 1 e stadio 2) è possibile considerare la f.d.t. dello stadio 1 indipendente dalla f.d.t. dello stadio 2 al fine del calcolo dei poli.

Sia lo stadio 1 che lo stadio 2 hanno poli dello stesso ordine di grandezza (nei due stadi sono presenti capacità e resistenze dello stesso ordine di grandezza).

La presenza di due poli molto vicini in frequenza abbatte drammaticamente il margine di fase.

C_c, montata a ponte tra lo stadio 1 e 2, riportata in ingresso per effetto Miller viene moltiplicata per il guadagno del secondo stadio, portando a bassa frequenza il polo dello stadio 1.

ω_1 : polo stadio 1

ω_2 : polo stadio 2

R è trascurabile a bassa frequenza a causa dell'elevato valore di C_c che comporta un'elevata impedenza.

a bassa frequenza risulta perciò : $K_m := -G_{M2} \cdot R_2$.

Miller consente di applicare il POLE SPLITTING: mentre ω_1 viene spostato a basse frequenze, ω_2 viene spostato ad alte frequenze.

In particolare ω_2 si sposta in alto in quanto la $R_{V_{C2}}$ diventa molto più piccola di R_2, dominando nel parallelo ed aumentando il valore di ω_2.

www.alessandropaghi.it

Non considerando la presenza di R, ad alte frequenze C_c è un c.c.

M5 si trasforma in un MOSFET connesso a diodo che mostra impedenza vista $R_{V5} = 1/g_{m5}$.

La tensione in uscita V_{out} comanda M5, che mostrando una bassa impedenza sposta ω_2 in alto.

$$R_{VC2} \sim 1/g_{m5} \ll R_2 = (r_{d5} // r_{d6})$$

$$R_{VC2} \sim \frac{1}{100} \cdot R_2$$

Prima dell'inserimento di C_c:

$\omega_1, \omega_2 \sim$ decine di Hz.

Dopo l'inserimento di C_c:

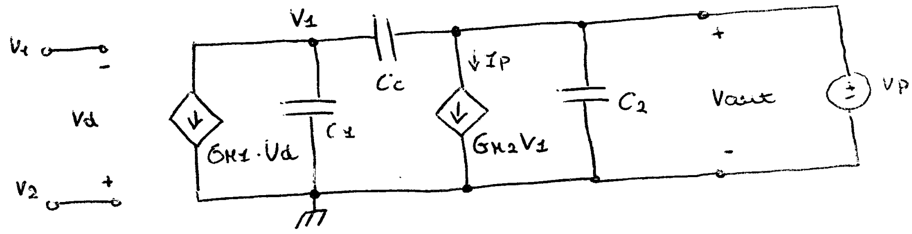
$\omega_1 \sim$ decine di Hz

$\omega_2 \sim$ MHz, decine di MHz.

Il vantaggio inoltre sta nel fatto che ad alte frequenze la resistenza di uscita di questo A.O. cala da r_d a $1/g_m$ rendendo più resistente l'amplificatore a disturbi ad alta frequenza (come accade per esempio in circuiti in cui A.O. è montato a monte di un ADC campionatore).

www.alessandropaghi.it

Calcolo dei Poli:



$V_d = \emptyset$: non voglio l'effetto dell'ingresso.

IP1) $|R| << \left|\frac{1}{\omega C_c}\right|$: posso trascurare R in serie con Cc.

IP2) $|R_1| >> \left|\frac{1}{\omega C_1}\right|$: posso trascurare R1 in parallelo a C1.

Trascuro anche R2 nel parallelo con C2 e dimostro subito perché:

Valuto Rout:

$$I_p = G_{M2} \cdot V_1 = G_{M2} \cdot V_p \cdot \frac{C_c}{C_c + C_1} \quad , \quad C_{out} = C_2 + \frac{C_c C_1}{C_1 + C_c}$$

$$R_{out} = \frac{V_p}{I_p} = \frac{1}{G_{M2}} \cdot \frac{C_c + C_1}{C_c}$$

Come avevamo precedentemente anticipato risulta:

$$|R_{out}| << |R_2| .$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_{out} \cdot C_{out}} = \left(\frac{1}{G_{M2}} \cdot \frac{\cancel{C_c + C_1}}{C_c} \cdot \frac{C_2 C_1 + C_2 C_c + C_1 C_c}{\cancel{C_1 + C_c}} \right)^{-1}$$

$$= \left(\frac{1}{G_{M2}} \cdot \left(C_2 + C_1 + \frac{C_1 C_2}{C_c} \right) \right)^{-1} = \left(\frac{1}{G_{M2}} (C_1 + C_2) \left(1 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{C_c} \right) \right)^{-1}$$

definiamo $C_{S12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

www.alessandropaghi.it

$$\omega_2 = \left(\frac{1}{G_{M2}} \cdot (C_1 + C_2) \left(1 + \frac{C_{S12}}{C_c}\right) \right)^{-1}$$

$$= \frac{G_{M2}}{C_1 + C_2} \cdot \left(1 + \frac{C_{S12}}{C_c}\right)^{-1}$$

ω_2 è dell'ordine di $\frac{G_M}{C}$ che è un pulsazione relativamente grande.

ω_1 coincide con ω_p.

A causa dell'effetto miller, C_c viene riportato in ingresso amplificato.

$$C_{M1} = C_c \, (1 - K_m)$$

$$K_m < \emptyset \; \rightarrow \; C_{M1} = C_c \, (1 + |K_m|)$$

$$|K_m| = \left| \frac{V_{out}}{V_1} \right| = G_{M2} R_2$$

$$\rightarrow C_{M1} = C_c \, (1 + G_{M2} R_2) \sim C_c \, G_{M2} R_2$$

$$\omega_1 = \left((C_1 + C_{M1}) R_1 \right)^{-1} = \frac{1}{(C_1 + C_c G_{M2} R_2) R_1}$$

IP 3) $C_{M1} >> C_1$

$$\omega_1 \sim \frac{1}{C_c \, G_{M2} R_2 \, R_1}$$

www.alessandropaghi.it

$\varphi_M = \arctan\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right)$

$$\omega_0 = \omega_p \cdot A_0 = \omega_1 \cdot A_0 = \frac{1}{C_c \cancel{G_{M2}} \cancel{R_2} \cancel{R_1}} \cdot G_{M1} \cancel{R_1} \cancel{G_{M2}} \cancel{R_2} = \frac{G_{M1}}{C_c} .$$

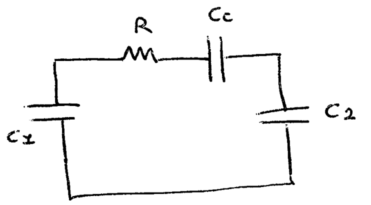
notiamo che ad alta frequenza:

$\omega \uparrow \Rightarrow V_1 \downarrow \Rightarrow G_{M2} V_1 \downarrow$

R_1 ed R_2 introducono un effetto trascurabile a causa della presenza di C_1, C_2 ~ c.c.

R non è trascurabile.

Il circuito equivalente diventa il seguente:



$$\omega_3 = \frac{1}{R\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_c} + \frac{1}{C_2}\right)^{-1}}$$

ω_3 introduce un contributo di fase che peggiora la stabilità del sistema quanto più il polo si trova a bassa frequenza.

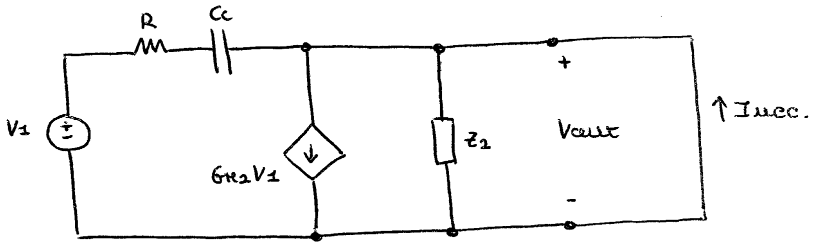
È possibile non tener conto di ω_3 nella trattazione della stabilità: questo si traduce nel richiedere

$\varphi_M = \arctan\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right)$ superiore al minimo valore necessario.

A causa della presenza di R e C_c il segnale in ingresso ha la possibilità di dirigersi direttamente in uscita.

Questo comporta l'introduzione di uno zero S_z.

Valuto la f.d.t. $\frac{V_{out}}{V_1}$ anziché $\frac{V_{out}}{V_d}$ per semplificare la trattazione:



$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \,//\, R_2$$

Valuto la corrente in uscita di c.c:

$$V_{out} = I_{ucc} \cdot Z_{out}$$

$$V_{out} = \emptyset \quad \text{se} \quad I_{ucc} = \emptyset$$

$$\rightarrow I_{ucc} = \emptyset \quad \text{se} \quad s = S_z.$$

$$I_{ucc} = G_{m2} V_1 - \frac{V_1}{R + \frac{1}{sC_c}} = V_1 \left(G_{m2} - \frac{1}{R + \frac{1}{sC_c}} \right)$$

$$= V_1 \left(G_{m2} - \frac{sC_c}{RC_c s + 1} \right) = V_1 \left(\frac{G_{m2} R C_c s + G_{m2} - sC_c}{R C_c s + 1} \right)$$

$$I_{ucc} \; (s = S_z) = \emptyset \quad \rightarrow \quad G_{m2} R C_c s_z + G_{m2} - s_z C_c = \emptyset$$

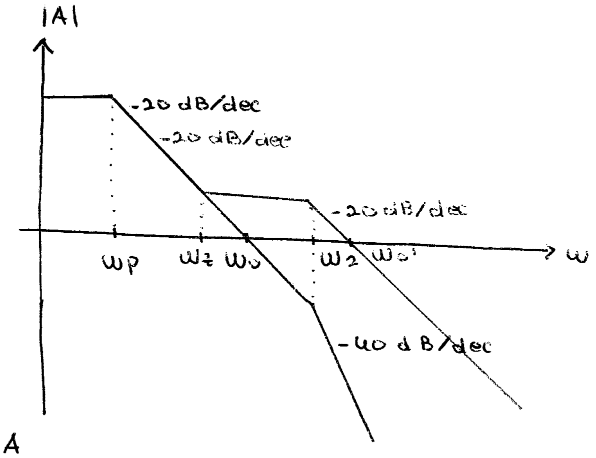
$$s_z(G_{M2} R C_c - C_c) = -G_{M2}$$

$$\rightarrow s_z = -\frac{G_{M2}}{G_{M2} R C_c - C_c} = \frac{1}{\left(\frac{1}{G_{M2}} - R\right) C_c}$$

Se $R = \emptyset$: $s_z = \frac{G_{M2}}{C_c} > \emptyset$ lo zero maggiore di zero introduce un contributo negativo di fase.

Consideriamo $\beta = -1$: $|\beta A| = |A|$, $\measuredangle A = \measuredangle \beta A + 180^\circ$.

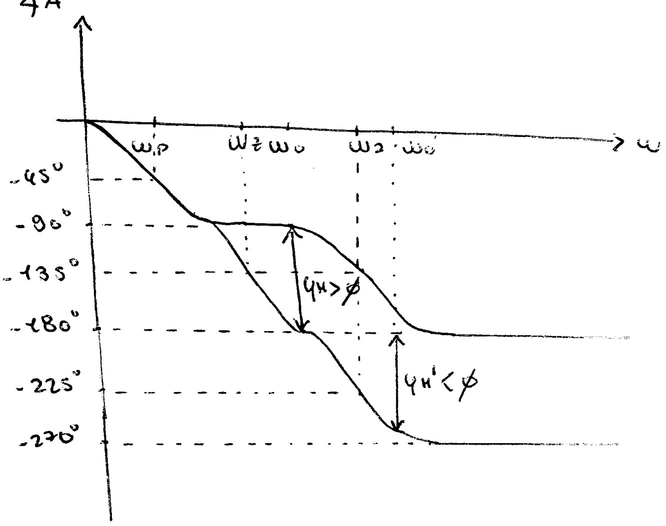
Caso peggiore per la stabilità.



$|\omega_z| = s_z$

$|\omega_z|$ è dello stesso ordine di grandezza di ω_0.

$\rightarrow \omega_0$ passa in ω_0'



• : AMPL. INSTABILE IN CONFIG. $\beta = -1$.

L'amplificatore ha un ingresso inv. ed un ingresso non inv., in particolare l'ingresso inv. di A.O. coincide con l'ingresso non inv. dello stadio 1 e l'ingresso non inv. di A.O. coincide con l'ingresso inv. dello stadio 1. Questo perché sia lo stadio 1 che lo stadio 2 hanno guadagno $<\emptyset$.

Ad alte frequenze a causa di C_c a ponte tra lo stadio 1 e 2, il c.c. di C_c porta il segnale in uscita da stadio 1 direttamente in out.

Se era presente una reazione questa si inverte di segno. Se l'amplificatore è stato realizzato bene questo fenomeno viene avvenuto a frequenze per cui il guadagno è già crollato.

Adesso poniamo $R \neq \emptyset$.

- $R = \frac{1}{G_{M2}} \rightarrow S_z = \infty$

  $R = \frac{1}{G_{M2}}$ prende il nome di ZERO NULLING RESISTOR

- $R > \frac{1}{G_{M2}} \rightarrow S_z < \emptyset$ lo zero introduce adesso un contributo di fase positiva.

  $\rightarrow$ migliora la stabilità del sistema.

- $R: \omega_z = \omega_2$ lo zero cancella il primo polo non dominante

www.alessandropaghi.it

Supponiamo adesso che $R = \frac{1}{G_{M2}}$ e $\omega_3 >> \omega_2$.

$GBW = f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ tale che $\varphi_M \sim 70°$.

$\varphi_M = \arctan\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right) \sim 70°$ sse $\sigma = \frac{\omega_2}{\omega_0} = 3$.

IP1) $C_1 << C_2, C_C$ —> C_1 composta solo da capacità parassite mentre $C_2 = C_2(C_L)$ e C_C lo sceglie il designer

IP2) $C_2 \sim C_L$

$\downarrow$

C_L contributo decisamente dominante nel determinare C_2.

$\frac{C_{S12}}{C_C}$: $C_{S12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} < C_1 << C_C$ -> $\frac{C_{S12}}{C_C} \sim \emptyset$

$$\omega_2 \sim \frac{G_{M2}}{C_1 + C_2} \sim \frac{G_{M2}}{C_2} \sim \frac{G_{M2}}{C_L}.$$

$$\omega_0 = 2\pi\, GBW = \frac{\omega_2}{\sigma} \sim \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{G_{M2}}{C_L}$$

-> $G_{M2} = 2\pi\, GBW\, \sigma\, C_L$

Per ottenere un certo GBW è necessario definire lo stadio 2.

-> $G_{M2} = g_{m5} = \frac{I_{DS5}}{V_{TE5}}$

$$\omega_0 = 2\pi\, GBW = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{I_{DS5}}{V_{TE5}} \cdot \frac{1}{C_L}$$

Quest'ultima equazione lega immediatamente GBW e consumo di corrente dello stadio 2.

Se $(V_{GS} - V_t)_5 \downarrow$ => $V_{TE5} \downarrow$

www.alessandropaghi.it

A parità di GBW, riducendo V_{TE5} è possibile ridurre I_{DS5} e quindi il consumo di corrente.

$$\omega_2 \sim \frac{G_{M2}}{C_L} = \sigma\,\omega_0 = \sigma \cdot \frac{G_{M1}}{C_C}$$

$$\rightarrow G_{M1} = \frac{G_{M2}}{\sigma} \cdot \frac{C_C}{C_L}$$

Se $C_C = C_L \rightarrow G_{M1} = \frac{G_{M2}}{\sigma} = \frac{G_{M2}}{3}$

Questa scelta di C_C mi consente di verificare facilmente IP1). Il problema è che, essendo C_L grande, C_C si troverà ad occupare molta area sul silicio.

Se A.O. pilota carichi esterni al chip, probabilmente C_L assumerà valori grandi (nF). In questo caso si sceglie $C_C < C_L$: $C_C = 0,2\,C_L$

Se $C_C = 0,2\,C_L \rightarrow G_{M1} = \frac{G_{M2}}{5 \cdot \sigma} = \frac{G_{M2}}{15}$

Progettati G_{M1} e G_{M2}, ho definito g_{m1} e g_{m5}.
Tramite I_{DS1}, I_{DS5} e $\left(\frac{W}{L}\right)_1$, $\left(\frac{W}{L}\right)_5$ ho i consumi di potenza.

W, L determinata tramite specifiche di rumore ed errore di offset.

Se $C_L < C_{LMAX}$:

- ω_0 non varia;
- $\omega_2 \uparrow$ anche ridondo IP1 ed IP2.

www.alessandropaghi.it

di conseguenza $\varphi_M = \arctan\left(\frac{\omega_2}{\omega_0}\right) \uparrow$.

nel caso in cui ip1 ed ip2 vengono a meno:

$$\omega_2 = \frac{G_{M2}}{C_1+C_2}\left(1+\frac{C_{st2}}{C_c}\right)^{-1}$$

$$C_L \downarrow \Rightarrow C_2 \downarrow,\ C_{st2} \downarrow \Rightarrow \omega_2 \uparrow.$$

$$\omega_2 = \frac{G_{M2}}{C_1+C_2}\left(1+\frac{C_{st2}}{C_c}\right)^{-1} \sim \frac{G_{M2}}{C_1+C_2}$$

Pura supposizione non fondata. $\left(\frac{C_{st2}}{C_c} \ll 1\right)$

Dall'equazione $\omega_0 = 2\pi GBW = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{I_{DS5}}{V_{TE5}} \cdot \frac{1}{C_L}$ sembra che il GBW non abbia un limite superiore e che quindi possa aumentare all'infinito aumentando I_{DS5}.

Questa equazione è valida esclusivamente sotto le ipotesi ip1 ed ip2.

Quando queste non sono più valide:

$$\omega_2 = 2\pi GBW \cdot \sigma = \frac{G_{M2}}{C_1+C_2} = \frac{g_{m5}}{C_1+C_2} = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W_5}{L_5}(V_{GS}-V_t)_5}{C_{gs5} + \cancel{C_{db2}} + \cancel{C_{db4}} + C_{db5} + C_{db6} + C_L}$$

trascurato per ipotesi.

L_5 definito da progetto:

GBW $\uparrow$ se $W_5 \uparrow$

Ma se $W_5 \uparrow$ anche le capacità parassite di M5 aumentano provocando la saturazione di GBW.

www.alessandropaghi.it

$C_{db} = L_c \cdot W \cdot C_J$ (Supponendola valida sia per p ed n MOS)

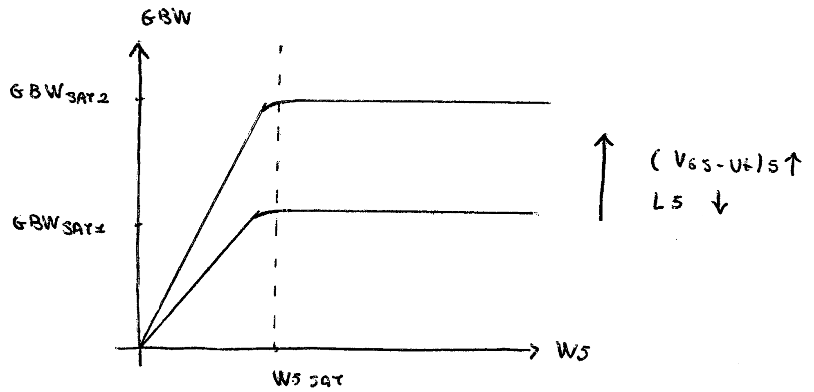
$$GBW = \frac{1}{2\pi\sigma} \cdot \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W_5}{L_5} (V_{GS}-V_t)_5}{\frac{2}{3} C_{ox} W_5 L_5 + L_c W_5 C_J + L_c W_6 C_J + C_L}$$

$$= \frac{1}{2\pi\sigma} \cdot \frac{\mu_n C_{ox} \frac{1}{L_5} (V_{GS}-V_t)_5}{\frac{2}{3} C_{ox} L_5 + L_c C_J \left(1+\frac{W_6}{W_5}\right) + \frac{C_L}{W_5}}$$

Al fine di mantenere $\beta_6 = \beta_5$ (condizione che deriva dal voler mantenere $(V_{GS}-V_t)_5 = |V_{GS}-V_t|_6$) risulta che $\frac{W_6}{W_5} = cost$.

Il valore di saturazione è dato da:

$$GBW_{SAT} = \frac{1}{2\pi\sigma} \cdot \frac{\mu_n C_{ox} \frac{1}{L_5} (V_{GS}-V_t)_5}{\frac{2}{3} C_{ox} L_5 + L_c C_J \left(1+\frac{W_6}{W_5}\right)}$$



Per $W_5 < W_{5SAT}$ vale: $GBW = \frac{1}{2\pi\sigma} \cdot \frac{I_{DSS}}{V_{TFS}} \cdot \frac{1}{C_L}$

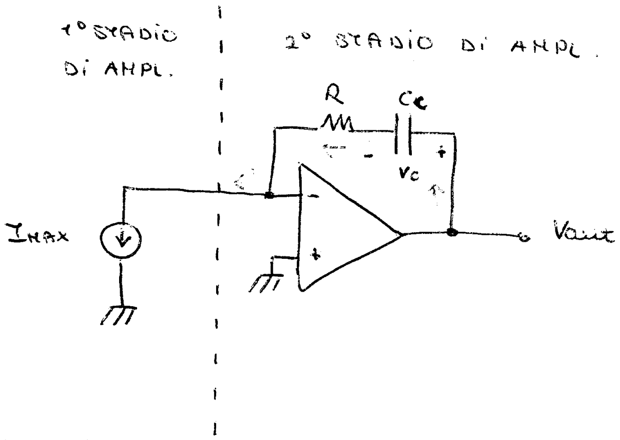
La transizione tra GBW lineare e GBW saturato avviene quando C_L e la $C_{parassite}$ assumono valore comparabile.

Per $W_5 < W_{5SAT}$: $C_L \gg \frac{2}{3} C_{ox} W_5 L_5 + L_C C_J (W_5 + W_6)$

Per $W_5 > W_{5SAT}$: $C_L \ll \frac{2}{3} C_{ox} W_5 L_5 + L_C C_J (W_5 + W_6)$

SLEW RATE

Andiamo ad analizzare il circuito equivalente dell'A.O. quando il primo stadio di amplificazione satura a causa di V_D che eccede la dinamica di ingresso:

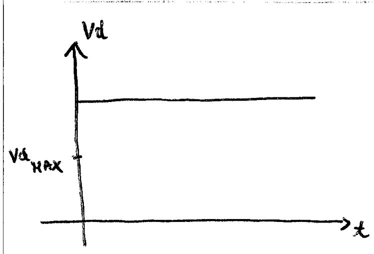


Trascuro R nell'analisi.

Il primo stadio si comporta come un generatore di corrente controllato con resistenza di uscita molto grande, tanto da poter essere trascurata nel parallelo.

Quando la V_d eccede la dinamica di ingresso, la corrente satura al valore I_{MAX}; la posso dunque schematizzare come un generatore indipendente di corrente.

Il secondo stadio risulta un integratore con perdite, a causa del guadagno finito in DC.
In realtà il piedino + dell'amplificatore che schematizza il secondo stadio non è presente.
Alle variazioni lo si può considerare posto a massa.



Se $V_d > V_{d\,MAX}$ lo stadio di amplificazione 1 satura erogando I_{MAX}.
Supponiamo, semplificando la trattazione, di poter considerare nullo il c.c.v. in ingresso allo stadio 2.

$$V_{out} = V_C = \frac{1}{C_C} \cdot \int_{\emptyset}^{t} I_{MAX}\, dt'$$

Se $I_{out_{MAX}} \geq I_{MAX} = I_0$:

$I_{out_{MAX}}$: MAX corrente che lo stadio 2 può fornire in uscita.

$$\left.\frac{dV_{out}}{dt}\right|_{MAX} = I_{MAX} \cdot \frac{1}{C_C} = S_R$$

Se l'A.O. è reattato in anello aperto, $\frac{dV_{out}}{dt} = S_R$ per tutta la durata del transitorio.

Se l'A.O. è chiuso in reazione, lo stadio di ingresso 1 rientra in zona di linearità e $\frac{dV_{out}}{dt} \downarrow$ in quanto $I_{MAX} \downarrow$.

$$I_{MAX} = I_0 = 2 \cdot I_{DS1}$$

$$S_R = \frac{I_{MAX}}{C_C} = 2\,\frac{I_{DS1}}{C_C}.$$

Per un MOSFET: $g_m = \frac{I_{DS}}{V_{TE}} \rightarrow I_{DS} = g_m \cdot V_{TE}$

$$\rightarrow S_R = 2 \cdot \frac{g_{m1} \cdot V_{TE1}}{C_C} = 2\,\omega_0 V_{TE1} \quad \text{con} \quad \omega_0 = \frac{g_{m1}}{C_C}.$$

$$S_R = 4\pi \cdot GBW \cdot V_{TE1} \quad \text{con} \quad \omega_0 = 2\pi \cdot GBW$$

SR è dunque influenzato da GBW e V_{TE1}.

In F.I.: $V_{TE1} = \frac{(V_{GS}-V_t)_1}{2}$

$(V_{GS}-V_t)_1 \uparrow \Rightarrow V_{TE1} \uparrow \Rightarrow SR \uparrow$

Un valore elevato di SR è necessario al fine di amplificare, senza introdurre distorsioni, sinusoidi di ampiezza e frequenza elevata.

Al contempo, per amplificare segnali a frequenza elevata, è necessario anche un GBW soddisfacente.

Purtroppo, nel caso in cui:

$(V_{GS}-V_t)_1 \uparrow \Rightarrow (V_{GS}-V_t)_2 \uparrow$ $\quad (M_1 = M_2)$

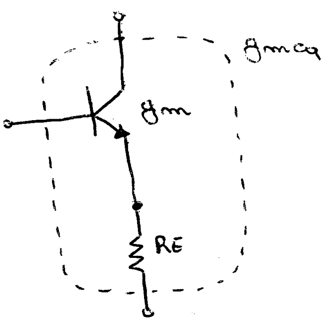
$SR \uparrow$ ma $A_0 \downarrow$.

Negli operazionali a BJT, essendo $V_{TE_{BJT}} = V_{TE_{MIN}}$, a parità di GBW con un A.O. a MOSFET risulta:

$SR_{BJT} < SR_{MOS}$.

Si utilizza, con l'inserimento di un passo di processo, i JFET per lo stadio di ingresso.

Altra soluzione consiste nell'inserire una resistenza di degenerazione sull'emettitore:



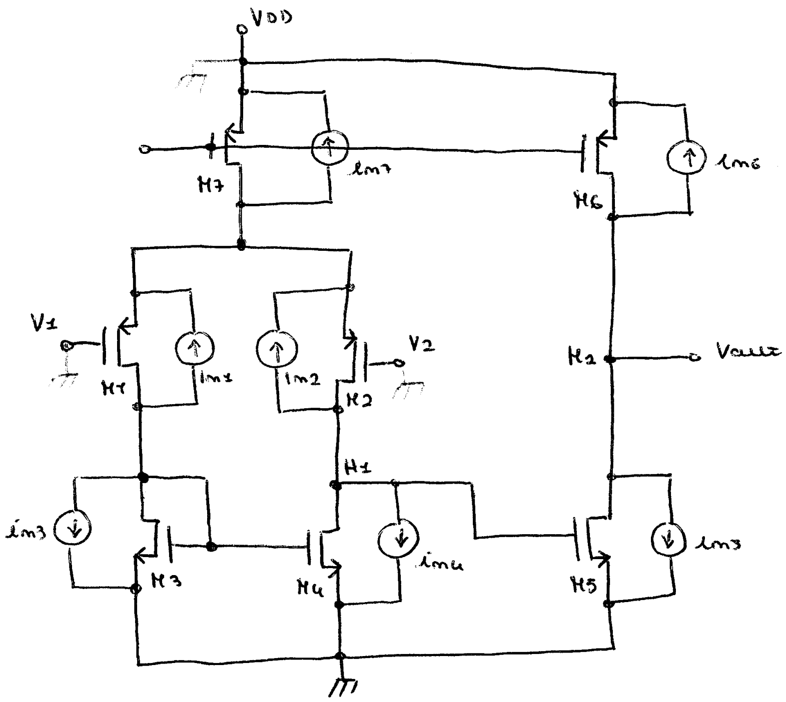
$g_{m_{eq}} = \frac{g_m}{1+g_m R_E}$

Progetto $g_{m_{eq}}$ al fine di soddisfare le specifiche su ω_0. Questo mi consente di costruire $g_m \uparrow$ che implica $I_0 \uparrow \Rightarrow SR \uparrow$.

www.alessandropaghi.it

È possibile avere lo stadio di ingresso in classe AB:
Questi stadi sono in grado di erogare in uscita una corrente molto più grande della I_{BIAS} del circuito a riposo.
Questo consente di non portare in saturazione lo stadio di ingresso fornendo, per V_d grandi, correnti via via maggiori -> A.O. ultra veloci.

ANALISI DI RUMORE



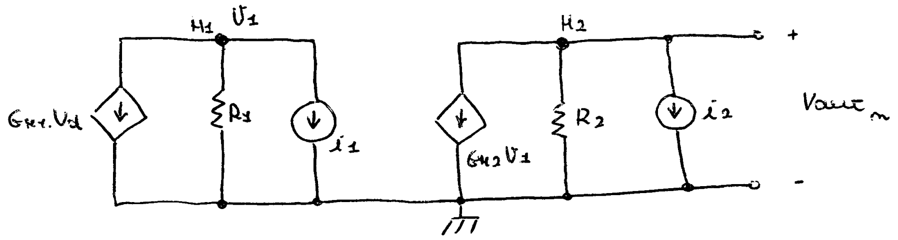
nelle situazioni, con $V_d = 0$

Si dividono le correnti in due categorie:
1) correnti che fluiscono direttamente o tramite uno specchio sul nodo M_1, trasformate in tensione di uscita da g_{m5}; (i_1)

www.alessandropaghi.it

2) correnti che ferriscono direttamente o tramite uno specchio su H_2. (i_2)

Circuito equivalente alle variazioni:



$(V_d = \phi)$

analisi di rumore rivolta a bassa frequenze: non si considerano effetti capacitivi e Cc.

$V_{out_n} = -G_{H2} \cdot V_1 \cdot R_2 - R_2 \cdot i_2$

$V_1 = -R_1\, i_1$

$\rightarrow V_{out_n} = G_{H2} R_1 R_2\, i_1 - R_2\, i_2$

$$V_{n-RTI} = \frac{V_{out_n}}{A_0}$$

In realtà la funzione che riporta in ingresso V_{out_n} è $A \neq A_0$.

Consideriamo che A contiene ω_p, ma anche $G_{H2} R_1 R_2 i_1$ contiene ω_p e quindi il contributo di questo si semplifica.

$-R_2 i_2$ non contiene ω_p e questo implica che ad alta frequenza, quando A decresce vertiginosamente, il contributo di rumore introdotto da

www.alessandropaghi.it

$- R_2 i_2$ sopEoda.

$$V_{m-RTi} = \frac{V_{out\,m}}{G_{M1} R_1 G_{M2} R_2} = \frac{\cancel{G_{M2}} \cancel{R_1} \cancel{R_2}\, i_1}{G_{M1} \cancel{R_1} \cancel{G_{M2}} \cancel{R_2}} - \frac{\cancel{R_2}\, i_2}{G_{M1} R_1 G_{M2} \cancel{R_2}}$$

$$= \frac{i_1}{G_{M1}} - \frac{i_2}{G_{M1} R_1 G_{M2}} = \frac{1}{G_{M1}} \left[i_1 - \frac{i_2}{R_1 G_{M2}} \right] \sim \frac{i_1}{G_{M1}} .$$

	i_{m1}	i_{m2}	i_{m3}	i_{m4}	i_{m5}	i_{m6}	i_{m7}
i_1	-1	1	-1	1	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
i_2	$\frac{1}{2}\ \beta_5/\beta_3$	$\frac{1}{2}\ \beta_5/\beta_3$	$\emptyset$	$\emptyset$	1	1	$-\frac{1}{2}\ \beta_5/\beta_3$

www.alessandropaghi.it

$$i_1 = -i_{n1} + i_{n2} - i_{n3} + i_{n4}$$

$$V_{n\_RTI} = \frac{(i_{n2} - i_{n1}) + (i_{n4} - i_{n3})}{G_{M1}}$$

$$i_n \rightarrow S_{in}$$

$$S_{Vn\_RTI} = \frac{S_{in2} + S_{in1} + S_{in4} + S_{in3}}{G_{M1}^2}$$

$M_1 = M_2 \rightarrow S_{in1} = S_{in2}$

$M_3 = M_4 \rightarrow S_{in3} = S_{in4}$ $\qquad S_{Vn} = S_{in} \cdot g_m^2$

$$S_{Vn\_RTI} = 2 \cdot \frac{S_{in1} + S_{in3}}{g_{m1}^2} = 2 \, \frac{g_{m1}^2 S_{Vn1} + g_{m3}^2 S_{Vn3}}{g_{m1}^2}$$

$$= 2 \left(S_{Vn1} + \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)^2 \cdot S_{Vn3} \right)$$

$$g_{m3} / g_{m1} = F$$

$$\rightarrow S_{Vn-RTI} = 2 \left(S_{Vn1} + F^2 S_{Vn3} \right)$$

$$g_m = \frac{I_D}{V_{TE}} \quad \rightarrow \quad F = \frac{I_{DS3}}{V_{TE3}} \cdot \frac{V_{TE1}}{I_{DS1}}$$

$$I_{DS1} = I_{DS3} \rightarrow F = V_{TE1} / V_{TE3}$$

Al fine di ridurre S_{Vn-RTI} è necessario che $F < 1$:

$$V_{TE3} > V_{TE1} \quad \rightarrow \quad (V_{GS} - V_t)_3 = (V_{GS} - V_t)_4 > |V_{GS} - V_t|_1 = |V_{GS} - V_t|_2$$

Solitamente si pone M1 ed M2 al limite della F.I. in modo che $|V_{GS}-V_t| \sim 100$ mV e si pone la tensione di overdrive di M3 ed M4 a qualche centinaio di mV.

Ricordando che $(V_{GS}-V_t)_3 = (V_{GS}-V_t)_5$, si perde sia dinamica di ingresso che di uscita.

RUMORE TERMICO:

$$S_{V_n} = \frac{8}{3} kT \cdot \frac{1}{g_m}$$

$$S_{V_{n-RTI}}{}_{TH} = 2\left(\frac{8}{3} kT \cdot \frac{1}{g_{m1}} + \frac{g_{m3}^{\cancel{2}}}{g_{m1}^2} \cdot \frac{8}{3} kT \cdot \frac{1}{\cancel{g_{m3}}}\right)$$

$$= 2 \cdot \frac{8}{3} kT \frac{1}{g_{m1}} \left(1 + F\right)$$

$$= 2 \cdot \frac{8}{3} kT \cdot \frac{V_{TE1}}{I_{DS1}} \left(1 + F\right)$$

Il rumore termico dei transistori della coppia d'ingresso lo ritrovo esattamente in V_{n-RTI}. $F<1$ abbatte drasticamente il contributo introdotto da M3, M4.

$I_{DS1} \uparrow \Rightarrow S_{V_{n-RTI}}{}_{TH} \downarrow$

$V_{TE1} \downarrow \Rightarrow S_{V_{n-RTI}}{}_{TH} \downarrow$

RUMORE FLICKER

$$S_{Vn}(f) = \frac{N_f}{W \cdot L} \cdot \frac{1}{f}$$

$$S_{Vn-RTI\frac{1}{f}}(f) = 2 \cdot \left(\frac{N_{fp}}{W_1 \cdot L_1} \cdot \frac{1}{f} + F^2 \cdot \frac{N_{fn}}{W_3 \cdot L_3} \cdot \frac{1}{f} \right)$$

$$= 2 \cdot \left(\frac{N_{fp}}{W_1 L_1} + F^2 \frac{N_{fn}}{W_3 L_3} \right) \cdot \frac{1}{f}$$

$F < 1$: abbatte il rumore introdotto da M_3, M_4.

$W_1 L_1 \uparrow \Rightarrow S_{Vn-RTI\frac{1}{f}}(f) \downarrow$

OFFSET

Per l'analisi dell'offset si considera valido il circuito precedente, da cui risulta:

$$V_{IO} = \frac{(i_{m2} - i_{m1}) + (i_{m4} - i_{m3})}{g_{m1}} \qquad \begin{cases} i_{m2} = i_{2p} \\ i_{m1} = i_{1p} \\ i_{m4} = i_{4m} \\ i_{m3} = i_{3m} \end{cases}$$

nominalmente risulta:

$M_1 = M_2$
$M_3 = M_4$ e stesso punto di riposo.

Per coppie di dispositivi matchati risulta:

$$i_{2p} - i_{1p} = I_{OS1} \left(\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} - 2 \frac{\Delta V_{t1,2}}{(V_{GS} - V_t)_1} \right)$$

$$i_{4m} - i_{3m} = I_{OS3} \left(\frac{\Delta\beta_{3,4}}{\beta_3} - 2 \frac{\Delta V_{t3,4}}{(V_{GS} - V_t)_3} \right)$$

Valide in F. 1.

$$\sigma_{V_{IO}} = I_{DS1} \cdot \frac{1}{g_{m1}} \left(\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} - 2 \frac{\Delta V_{t1,2}}{|V_{GS}-V_t|_1} + \frac{I_{DS3}}{I_{DS1}} \left(\frac{\Delta\beta_{3,4}}{\beta_3} - 2 \frac{\Delta V_{t3,4}}{(V_{GS}-V_t)_3} \right)\right)$$

In F. 1 : $I_{DS1} = g_{m1} \cdot V_{TE1} = g_{m1} \cdot \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{2}$

$$\sigma_{V_{IO}} = \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{2} \cdot \frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} - \Delta V_{t1,2} + \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{2} \cdot \frac{I_{DS3}}{I_{DS1}} \cdot \frac{\Delta\beta_{3,4}}{\beta_3} +$$

$$+ - \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{(V_{GS}-V_t)_3} \cdot \frac{I_{DS3}}{I_{DS1}} \cdot \Delta V_{t3,4}$$

Si comporta come un contributo di rumore di tensione.

$$F = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} = \frac{I_{DS3}}{V_{TE3}} \cdot \frac{V_{TE1}}{I_{DS1}} = \frac{I_{DS3}}{I_{DS1}} \cdot \frac{V_{TE1}}{V_{TE3}}$$

$$\sigma_{V_{IO}} = \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{2} \left[\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} + \frac{I_{DS3}}{I_{DS1}} \cdot \frac{\Delta\beta_{3,4}}{\beta_3} \right] - \Delta V_{t1,2} - F \cdot \Delta V_{t3,4}$$

$I_{DS1} = I_{DS3} \rightarrow F = \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{(V_{GS}-V_t)_3}$

$$\sigma_{V_{IO}} = \frac{|V_{GS}-V_t|_1}{2} \left[\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} + \frac{\Delta\beta_{3,4}}{\beta_3} \right] - \Delta V_{t1,2} - F \cdot \Delta V_{t3,4}$$

Considerando le variabili indipendenti:

$$\sigma_{V_{IO}}^2 = \frac{|V_{GS}-V_t|_1^2}{4} \sigma^2_{\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1}} + \frac{|V_{GS}-V_t|_1^2}{4} \cdot \sigma^2_{\frac{\Delta\beta_{3,4}}{\beta_3}} + \sigma^2_{\Delta V_{t1,2}} + F^2 \cdot \sigma^2_{\Delta V_{t3,4}}$$

$$\sigma_{\frac{\Delta\beta}{\beta}} = \frac{C_\beta}{\sqrt{W \cdot L}} \quad ; \quad \sigma_{\Delta V_t} = \frac{C_{Vt}}{\sqrt{W \cdot L}}$$

$$\sigma_{V_{IO}}^2 = \frac{|V_{GS}-V_t|_1^2}{4} \cdot \frac{C_{\beta p}^2}{W_1 L_1} + \frac{|V_{GS}-V_t|_1^2}{4} \cdot \frac{C_{\beta n}^2}{W_3 L_3} + \frac{C_{Vtp}^2}{W_1 L_1} + F^2 \cdot \frac{C_{Vtn}^2}{W_3 L_3}$$

$$\sigma_{Vio}^2 = \frac{A}{W_1 L_1} + \frac{B}{W_3 L_3}$$

$$A = \frac{|V_{GS} - V_t|_1^2}{4} \cdot C_{\beta p}^2 + C_{Vtp}^2$$

$$B = \frac{|V_{GS} - V_t|_1^2}{4} \cdot C_{\beta m}^2 + F^2 C_{Vtm}^2$$

una volta definito $|V_{GS} - V_t|_1$:

$$W_1 L_1 , W_3 L_3 \uparrow \Rightarrow \sigma_{Vio} \downarrow$$

Solitamente si definisce $|V_{GS} - V_t|_1 = |V_{GS} - V_t|_{MIN} \sim 100\ mV$.

A tal punto si costruisce $F < 1$.

S : area $M_1 + M_2 + M_3 + M_4$

$$S = 2 (W_1 L_1 + W_3 L_3)$$

Ottengo area dello stadio di ingresso minima (S_{MIN}) :

$$a = \frac{W_3 L_3}{W_1 L_1}$$

$$S = 2 W_1 L_1 (1 + a)$$

$$\sigma_{Vio}^2 = \frac{1}{W_1 L_1} \left(A + B \cdot \frac{W_1 L_1}{W_3 L_3} \right) = \frac{1}{W_1 L_1} \left(A + \frac{B}{a} \right)$$

$$\rightarrow W_1 L_1 = \frac{1}{\sigma_{Vio}^2} \left(A + \frac{B}{a} \right)$$

$$S = 2 \cdot \frac{1}{\sigma_{Vio}^2} \left(A + \frac{B}{a} \right) (1 + a) = \frac{2}{\sigma_{Vio}^2} \left(A + Aa + \frac{B}{a} + B \right)$$

www.alessandropaghi.it

S_{MIN} : $\left.\dfrac{dS}{da}\right|_{a=a_{opt}} = \phi$

$$\frac{dS}{da} = \frac{2}{\sigma_{V_{io}}^2}\left(A - \frac{B}{a^2}\right) = \phi \quad \rightarrow \quad a_{opt} = \sqrt{\frac{B}{A}}$$

$$\rightarrow \quad W_1 L_1 = \frac{1}{\sigma_{V_{io}}^2}\left(A + \sqrt{A \cdot B}\right)$$

CONSUMO DI POTENZA

$$P = V_{DD} \cdot I_{SUPPLY}$$

$$I_{SUPPLY} = I_0 + I_1 = 2\, I_{DS1} + I_{DS5}$$

$$I_{DS} = g_m \cdot V_{TE}$$

$$\rightarrow \quad I_{SUPPLY} = 2\, g_{m1} V_{TE1} + g_{m5} \cdot V_{TE5}$$

GBW :

$$\omega_0 = 2\pi \cdot GBW = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{g_{m5}}{C_L}$$

$$\rightarrow \quad g_{m5} = 2\pi \cdot GBW \cdot \sigma \cdot C_L$$

$S_{V_{m\,RTI-TH}}$:

$$S_{V_{m\,RTI-TH}} = \frac{16}{3} KT \cdot \frac{1}{g_{m1}} (1+F)$$

$$\rightarrow \quad g_{m1} = \frac{16}{3} KT \cdot \frac{1}{S_{V_{m\,RTI-TH}}} \cdot (1+F)$$

note le specifiche su GBW e $S_{V_{m\,RTI-TH}}$ ricavo g_{m1} e g_{m5}.

g_{m5})

$$I_{SUPPLY} = g_{m5} \cdot V_{TE5} \left(1 + 2 \cdot \frac{g_{m1}}{g_{m5}} \cdot \frac{V_{TE1}}{V_{TE5}} \right)$$

$$\frac{V_{TE1}}{V_{TE5}} = F \quad ; \quad \frac{g_{m1}}{g_{m5}} = r_{gm}$$

$$\rightarrow \quad I_{SUPPLY} = g_{m5} \cdot V_{TE5} \left(1 + 2 F \cdot r_{gm} \right)$$

$$r_{gm} \downarrow \Rightarrow I_{SUPPLY} \downarrow$$

g_{m1})

$$I_{SUPPLY} = 2 g_{m1} V_{TE1} \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{g_{m5}}{g_{m1}} \cdot \frac{V_{TE5}}{V_{TE1}} \right)$$

$$= 2 g_{m1} V_{TE1} \left(1 + \frac{1}{2 F \cdot r_{gm}} \right)$$

$$r_{gm} \uparrow \Rightarrow I_{SUPPLY} \downarrow$$

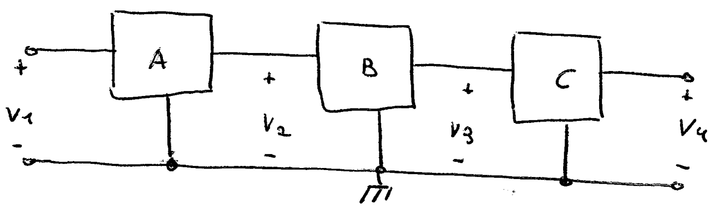
www.alessandropaghi.it

SISTEMI FULLY DIFFERENTIAL

Nei sistemi unipolari, i segnali coincidono con le tensioni tra i singoli nodi e ground.

Il ground è un nodo particolare che coincide con una delle linee di alimentazione.

Ogni input e output coincidono con un singolo terminale

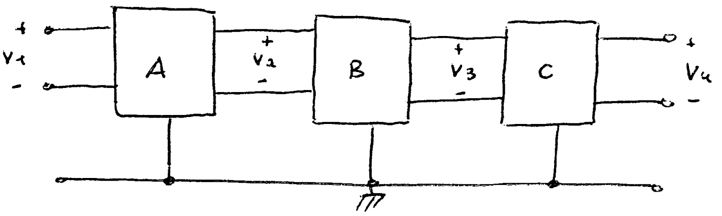


In un circuito fully differential, i segnali coincidono con differenze di potenziale tra coppie di nodi, nessuno dei quali è il ground.

Il ground è comunque necessario al fine di fornire la corrente di alimentazione ad ogni blocco.

Per ogni coppia di nodi si definisce una tensione differenziale (che trasporta informazione) e una tensione di modo comune.

Nei sistemi con singola alimentazione, l'impostazione di una tensione di modo comune diversa da zero è necessaria al fine di massimizzare la dinamica del segnale.



Ogni input ed output coincide con una coppia di terminali.

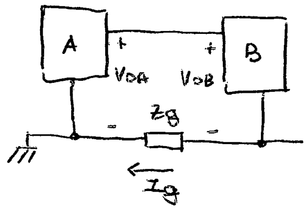
Vantaggi di un'architettura FULLY DIFFERENTIAL:

1) Eccellente immunità alle interferenze

Cause di interferenza:

a) non uniformità della linea di ground

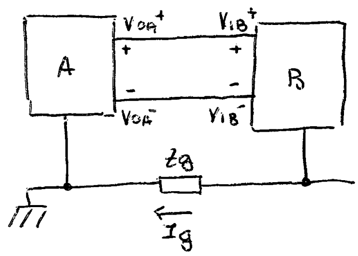
Sistema unipolare



$V_g = Z_g \cdot I_g$

$\rightarrow V_{OB} = V_{OA} - V_g$

Sistema Fully Diff.



$V_{IB}^+ = V_{OA}^+ - V_g$

$V_{IB}^- = V_{OA}^- - V_g$

$V_{IB}^+ - V_{IB}^- = V_{OA}^+ - V_{OA}^-$

Nel sistema fully diff. la tensione differenziale non viene alterata da disturbi sulla linea di ground, che producono effetto solo sulla tensione di modo comune.

Un elevato CMRR è gradito al fine di rigettare questi effetti.

(160)

b) non uniformità linea di alimentazione.

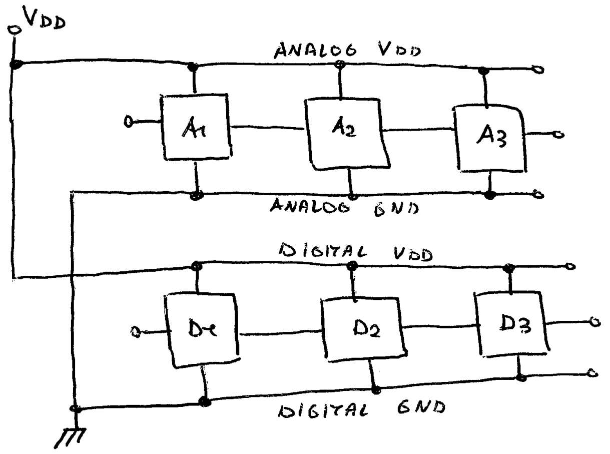
La presenza di una linea di alimentazione non uniforme attraversata da corrente comporta la presenza di una tensione di alimentazione non uniforme tra i vari blocchi.

La non uniformità della linea di alimentazione affligge ogni blocco in base al suo PSRR.

Grazie alla simmetria circuitale, variazioni di V_{DD} producono effetti di solo modo comune non interessando la tensione differenziale.

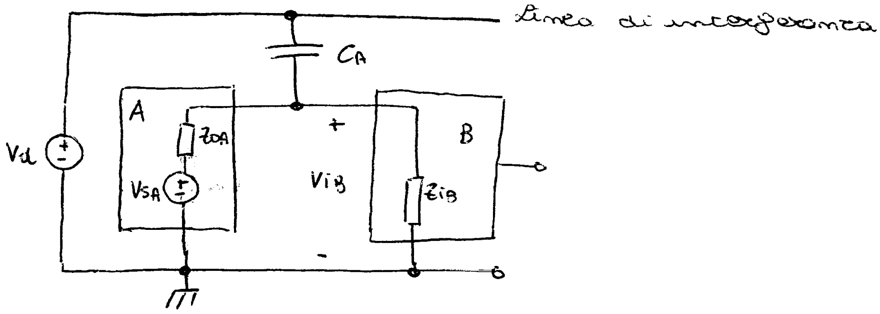
In circuiti fully diff. è facile costruire, grazie alla simmetria circuitale, blocchi differenziali con elevato CMRR e PSRR per un ampio range di frequenze.

Al fine di ridurre interferenze sulla linea di alimentazione, in un circuito mixed signal si utilizzano linee diverse per alimentare sezione analogica e sezione digitale.



c) accoppiamenti capacitivi

Sistema unipolare



V_d : segnale interferente

V_d interagisce col sistema tramite la capacità parassita C_A.

Trascuriamo l'effetto di V_{SA} : $V_{SA} = \emptyset$.

$$V_{iB}(V_d) = V_d \cdot \frac{Z_{oA} // Z_{iB}}{Z_{oA} // Z_{iB} + \frac{1}{j\omega_d C_A}} = V_d \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega_d C_A (Z_{oA} // Z_{iB})}}$$

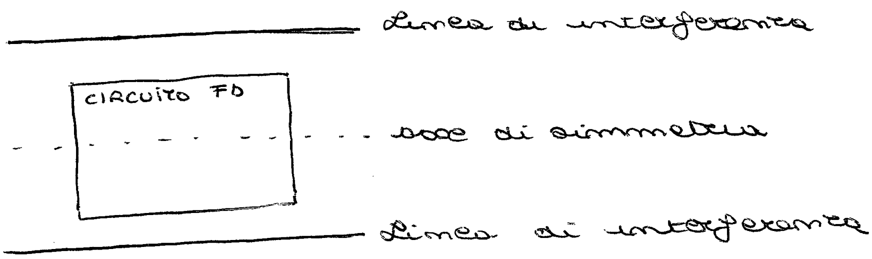
$Z_A = \frac{1}{j\omega_d C_A}$: $\quad C_A = \emptyset \rightarrow V_{iB}(V_d) = \emptyset$

$\omega_d = \emptyset \rightarrow V_{iB}(V_d) = \emptyset$

Grazie alla proprietà di simmetria, i circuiti fully diff sono più immuni rispetto ai sistemi unipolari nei confronti di questi tipi di disturbi, in quanto i nodi della coppia sono affetti nella stessa maniera dall'interferenza.

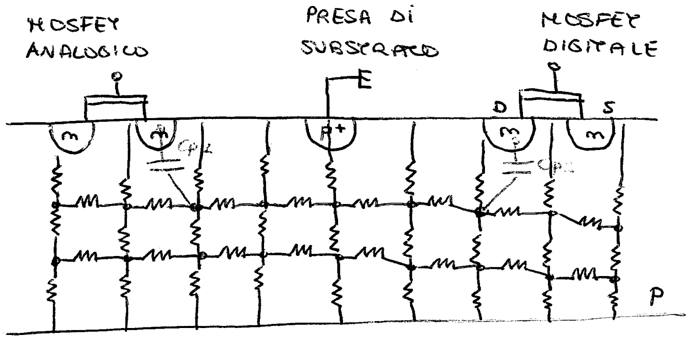
Al fine di ridurre l'interferenza è possibile duplicare la linea di segnale in modo da aumentare la simmetria.

www.alessandropaghi.it

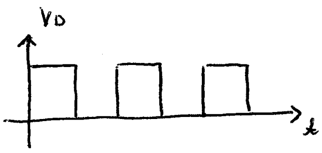


d) Rumore di substrato

Questa espressione è usata per indicare la presenza di fluttuazioni nel potenziale di substrato indotte da segnali interferenti.

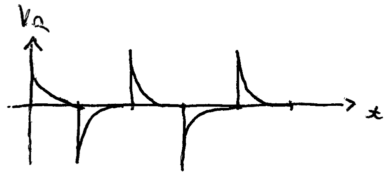


Il mosfet digitale è soggetto ad ampie e veloci variazioni di tensione.



Questo segnale si propaga nel substrato tramite $C_{p2} = C_{db2}$.

Il filtro passa alto composto da $C_{p2} + R$ modifica il segnale



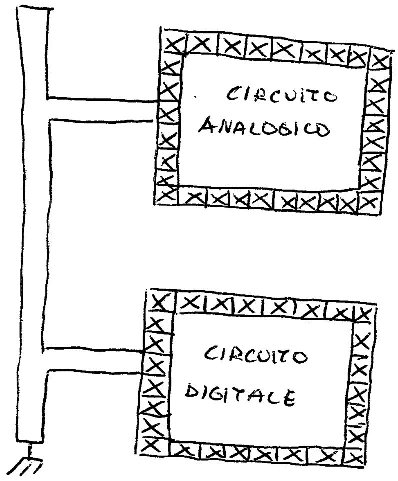
La propagazione nel substrato è accompagnata da una forte attenuazione.

Quando queste fluttuazioni raggiungono il mosfet analogico possono alterare il suo funzionamento in due maniere:

I) Iniezione nel drain / source attraverso C_{pr};

II) Variazione di V_t tramite l'effetto body.

La soluzione è utilizzo degli anelli di guardia di prese di substrato connesse a ground.



I circuiti fully diff. sono abbastanza resistenti al rumore di substrato in quanto esso si presenta in maniera quasi uniforme a larga distanza dalla sorgente di rumore, producendo quindi solo effetti di modo comune.

www.alessandropaghi.it

2) Range di uscita doppio

Per un sistema unipolare: $V_{MIN} \leq V_o \leq V_{MAX}$

$$V_{FS} = V_{MAX} - V_{MIN} < V_{DD}$$

Per un sistema fully diff: $V_{MIN} \leq V_{op} \leq V_{MAX}$

$V_{MIN} \leq V_{om} \leq V_{MAX}$

$V_{op} = V_{MIN} \rightarrow V_{om} = V_{MAX}$

$V_{op} = V_{MAX} \rightarrow V_{om} = V_{MIN}$

$$V_{FS} = 2\,(V_{MAX} - V_{MIN})$$

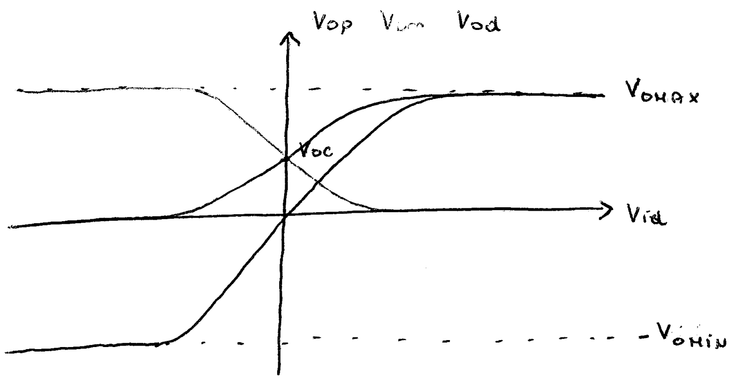
3) miglioramento della linearità

$V_{out}(V_{in}) = V_{od}(V_{in}) = V_{op}(V_{in}) - V_{om}(V_{in})$

$\rightarrow V_{out}(-V_{in}) = V_{op}(-V_{in}) - V_{om}(-V_{in})$

$= V_{om}(V_{in}) - V_{op}(V_{in}) = -V_{out}(V_{in})$

Questa particolare proprietà implica che lo sviluppo in serie di Taylor di V_{out} contenga solo termini dispari rendendo la caratteristica $V_{out}(V_{in})$ più lineare delle caratteristiche $V_{op}(V_{in})$ e $V_{om}(V_{in})$ che contengono termini di ordine pari e dispari.



$V_{om}(V_{in}) = -V_{op}(V_{in})$

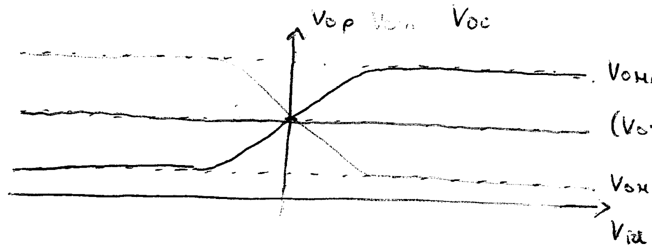
REQUISITI PER UNA CORRETTA CARATTERISTICA DI UN SISTEMA FULLY DIFFERENTIAL

È importante che tutti i segnali presenti nel circuito fully diff. abbiamo tensione di modo comune costante.

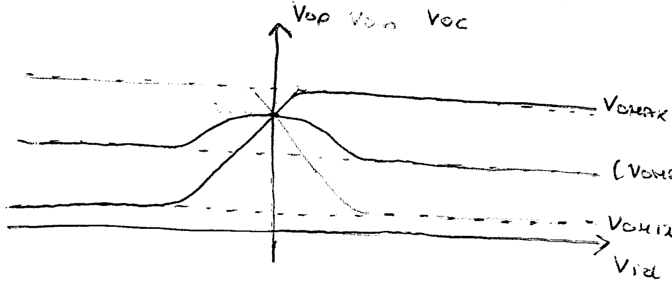
Questo è necessario al fine di garantire che il range di modo comune di input di un blocco non sia violato.

Risulta necessaria la presenza di una stabilizzazione della tensione di modo comune di output ad un certo valore.

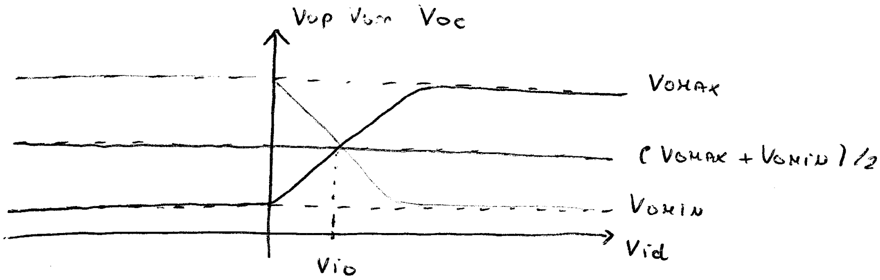
Caratteristica ideale:



$V_{oc} = \frac{V_{oMAX} + V_{oMIN}}{2}$ -> consente di massimizzare il range di linearità di Vop e Vom.



$V_{oc} \neq \frac{V_{oMAX} + V_{oMIN}}{2}$



$$V_{oc} = \frac{V_{oMAX} + V_{oMIN}}{2}$$

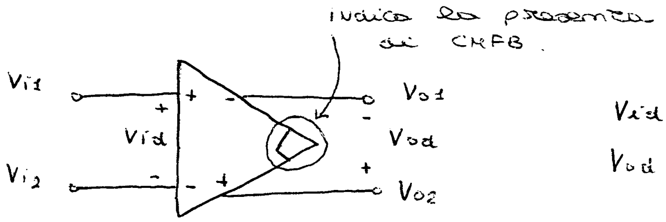
$V_{io} \neq \phi$

Quello che è veramente importante è impostare V_{oc} a metà della dinamica di output.

Spesso si utilizza un CMFB (COMMON MODE FEEDBACK).

www.alessandropaghi.it

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE FULLY DIFFERENTIAL



: $V_{oc} = V_{CMO} = cost.$

$V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$

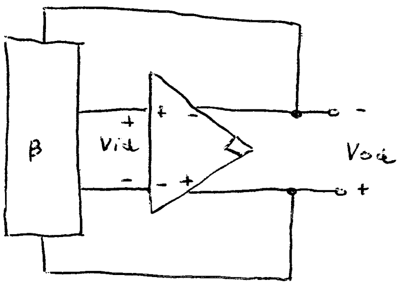
$V_{od} = V_{o2} - V_{o1}$

Equazione ideale: $V_{od} = A V_{id}$, $A \to \infty$

Equazione reale: $V_{od} = A(V_{id} - V_m)$, $A \gg 1$

CMFB : $V_{oc} = V_{CMO} = cost.$

Generica configurazione di feedback:



$V_{id} = \beta V_{od} + V_K$

$V_{od} = A(V_{id} - V_m)$

$\to V_{id} = \beta A(V_{id} - V_m) + V_K$

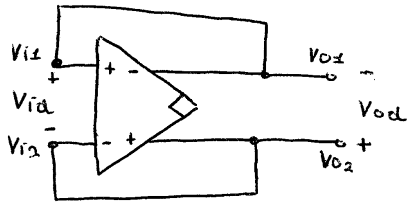
$V_{id}(1 - \beta A) = -\beta A V_m + V_K$

$$V_{id} = -V_m \cdot \frac{\beta A}{1-\beta A} + \frac{V_K}{1-\beta A}$$

$|\beta A| \gg 1 \to V_{id} \sim V_m$

www.alessandropaghi.it

Configurazione UNITY GAIN:



$V_{id} = - V_{od}$

$V_{ic} = + V_{oc}$

$\rightarrow \beta = -1$

È nota anche come configurazione di reset.

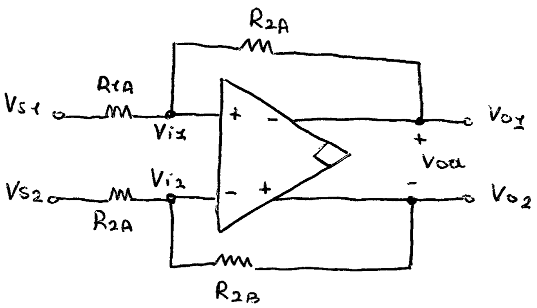
$V_{id} \sim V_m \rightarrow V_{od} = - V_m$

$V_{i1} = V_{o1} = V_{CMO} + \frac{V_m}{2}$

$V_{i2} = V_{o2} = V_{CMO} - \frac{V_m}{2}$

Bisogna notare che in assenza di un CMFB solo la tensione differenziale è nota; la tensione di modo comune è incerta.

Configurazione di reazione resistiva:



Nominalmente:

$R_{2A} = R_{2B} = R_2$

$R_{1A} = R_{1B} = R_1$

applichiamo il c.c.v. considerando $V_m \sim \emptyset$.

$$V_{i1} = V_{s1} \cdot \frac{R_{2A}}{R_{1A}+R_{2A}} + V_{o1} \cdot \frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}} = V_{o1} \cdot \frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}} + \left(1 - \frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}}\right) \cdot V_{s1}$$

$$V_{i2} = V_{s2} \cdot \frac{R_{2B}}{R_{1B}+R_{2B}} + V_{o2} \cdot \frac{R_{1A}}{R_{1B}+R_{2B}} = V_{o2} \cdot \frac{R_{1B}}{R_{1B}+R_{2B}} + \left(1 - \frac{R_{1B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right) \cdot V_{s2}$$

$$\beta_1 = \frac{R_{1A}}{R_{1A}+R_{2A}} \quad ; \quad \beta_2 = \frac{R_{1B}}{R_{1B}+R_{2B}}$$

$$V_{i1} = V_{o1} \cdot \beta_1 + (1-\beta_1) V_{s1}$$

$$V_{i2} = V_{o2} \cdot \beta_2 + (1-\beta_2) V_{s2}$$

In condizioni nominali: $\beta_1 = \beta_2 = \beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$

In condizioni reali:

$\beta_1 = \beta_m + \frac{\Delta\beta}{2}$ $\qquad$ β_m : valor medio di β

$\beta_2 = \beta_m - \frac{\Delta\beta}{2}$ $\qquad$ $\Delta\beta$: errore di matching

$$V_{i1} = V_{o1}\left(\beta_m + \frac{\Delta\beta}{2}\right) + \left(1 - \beta_m - \frac{\Delta\beta}{2}\right) V_{s1}$$

$$V_{i2} = V_{o2}\left(\beta_m - \frac{\Delta\beta}{2}\right) + \left(1 - \beta_m + \frac{\Delta\beta}{2}\right) V_{s2}$$

$$\begin{cases} V_{od} = V_{o2} - V_{o1} \\ V_{oc} = \frac{V_{o1}+V_{o2}}{2} \end{cases}$$

$$V_{i1} - V_{i2} = -V_{od}\,\beta_m + V_{oc} \cdot \Delta\beta + V_{sd}(1-\beta_m) - V_{sc}\,\Delta\beta$$

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{s1} - V_{s2} \\ V_{sc} = \frac{V_{s1}+V_{s2}}{2} \end{cases}$$

$$V_m = \emptyset \;\rightarrow\; V_{i1} - V_{i2} = \emptyset \;\rightarrow\; V_{od} = V_{sd} \cdot \frac{1-\beta_m}{\beta_m} + (V_{oc} - V_{sc}) \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_m}$$

$$A_{dd} = \frac{1-\beta_m}{\beta_m} \underset{\text{nominalmente}}{=} \frac{1-\beta}{\beta} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{cd} = \frac{V_{od}}{V_{sc}} = -\frac{\Delta\beta}{\beta_m}$$

Il mismatch $\Delta\beta$ tra partitore superiore ed inferiore, produce in V_{od} un termine proporzionale a $(V_{oc} - V_{sc})$.

$V_{oc} = V_{CMO}$ -> V_{od} è sensibile a variazioni di V_{sc}.

$$CMRR = \left| \frac{A_{dd}}{A_{cd}} \right| = \left| \frac{1-\beta_m}{\beta_m} \cdot \frac{\beta_m}{\Delta\beta} \right| = \left| A_{dd} \cdot \frac{1}{\frac{\Delta\beta}{\beta_m}} \right|$$

con $\frac{\Delta\beta}{\beta_m} \sim 0{,}01$

$\frac{\Delta\beta}{\beta_m}$ migliora se effettuato un trimming sui resistori post fabbricazione.

$V_{oc} = V_{CMO} = cost$ non influenza il CMRR in quanto è un parametro di piccolo segnale.

Nel caso in cui V_{s1}, V_{s2} sono l'output di un circuito differenziale a monte, risulta $V_{sc} = V_{CMO}'$.

$$V_{oc} - V_{sc} = V_{CMO} - V_{CMO}' = cost$$

Si traduce in un offset.

Il CMRR diventa un parametro irrilevante.

Determinare V_{ic}:

Si deve verificare che V_{ic} non ecceda il range di modo comune in input.

Si compie una trattazione meno precisa considerando $\Delta\beta = \emptyset$ -> $\beta_1 = \beta_2 = \beta_m = \beta$.

www.alessandropaghi.it

$$V_{i1} = V_{o1}\cdot\beta + (1-\beta)V_{s1}$$

$$V_{i2} = V_{o2}\cdot\beta + (1-\beta)V_{s2}$$

$$V_{ic} = \frac{V_{i1}+V_{i2}}{2} = V_{oc}\beta + (1-\beta)V_{sc} = \left(V_{oc}\cdot\frac{\beta}{1-\beta} + V_{sc}\right)(1-\beta)$$

$$V_{oc} = V_{CMO}$$

$$A_{dd} \gg 1 \implies 1-\beta_m \gg \beta_m$$

$$1 \gg 2\beta_m$$

$$\beta_m \ll \frac{1}{2}$$

$$V_{ic} \sim \left(V_{CMO}\cdot\frac{1}{A_{dd}} + V_{sc}\right)(1) \sim V_{sc}$$

Per ogni possibile valore di V_{sc}, V_{ic} rimane all'interno della dinamica di modo comune di input.

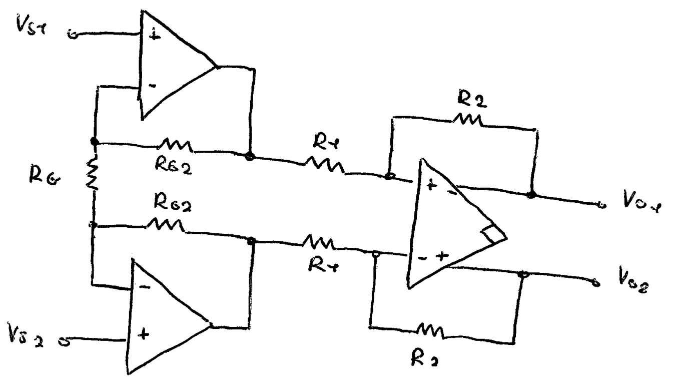
Una limitazione di questa configurazione è la bassa R_{in}.

Nel caso sia valido c.c.v: $R_{in} \sim 2R_1$ $(k\Omega)$

a causa di vincoli su rumore e banda $[R_{in}] = k\Omega$.

Queste considerazioni non rendono la configurazione interessante come in AMPL.

AMPLIFICATORE DA STRUMENTAZIONE FULLY DIFFERENTIAL



$$A_1 = 1 + \frac{2R_{G2}}{R_G} \qquad A_2 = 1$$

Il primo stadio produce guadagno A_1 ma non definisce il valore di V_{ic}.

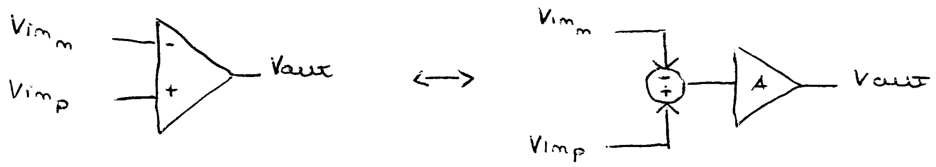
In condizioni ideali ($\Delta\beta = 0$) il secondo stadio amplifica solo il segnale differenziale reiettendo il segnale di modo comune.

$V_{OC} = V_{CMO}$ e risulta indipendente da V_{ic}.

Gli A.O. unipolari montati in config. non inv. garantiscono elevata R_{in}.

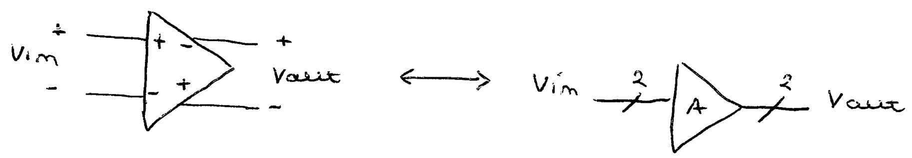
Questa possibilità non esiste con gli A.O. fully diff. in quanto questi amplificatori non risolvono la stessa funzione che gli A.O. single ended risolvono nel dominio unipolare.

Circuito equivalente di un A.O. S.E.:



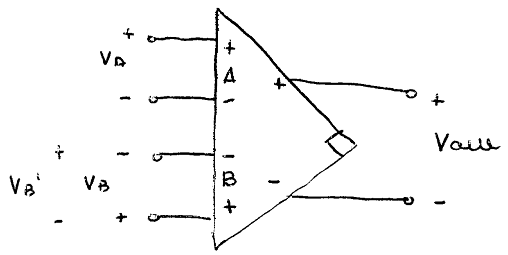
L'A.O. S.E. accetta in ingresso due segnali distinti noti come input invertente ed input non invertente.

Circuito equivalente di un A.O. F.D.:



Nel mondo F.D. ogni segnale richiede due connessioni, quindi A.O. F.D. accetta un solo segnale in input.

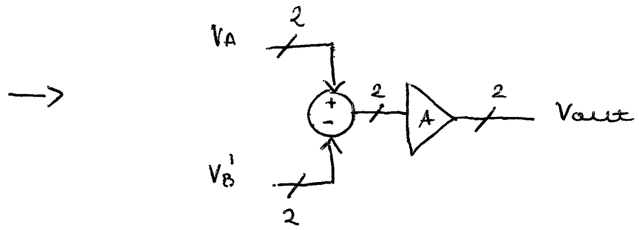
Nel mondo F.D., l'equivalente dell'A.O. S.E. è il DDA (Differential Difference Amplifier).



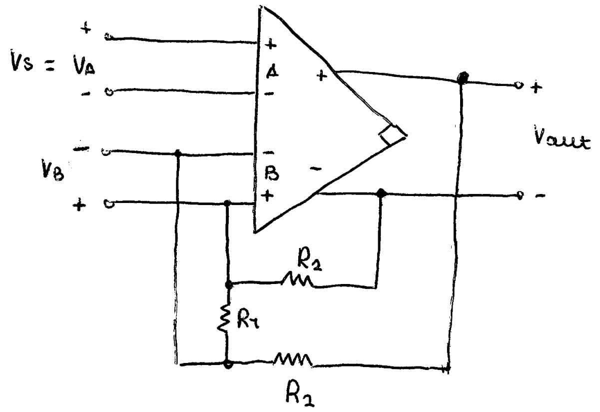
$V_{od} = A\,(V_A + V_B) = A\,(V_A - V_B')$

con $A \to \infty$

www.alessandropaghi.it



Uso del D.D.A. :



Supponiamo che non fluisca corrente nei terminali di input.

$V_A = V_s$

$V_B = -V_{out} \cdot \dfrac{R_1}{R_1 + 2R_2}$

con $V_{out} = V_{od}$

$$V_{od} = A\,(V_A + V_B)$$

$$= A\left(V_s - V_{od} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$$

$$V_{od} = V_s \cdot \frac{A}{1 + A \cdot \frac{R_1}{R_1 + 2R_2}} \underset{A \to \infty}{=} V_s \cdot \frac{R_1 + 2R_2}{R_1} = V_s\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

Questa architettura consente quindi di realizzare un IN. AMPL. F.D. con un D.D.A.

Questo D.D.A. rispetto ad un A.O. F.D. comporta solo l'aggiunta di una coppia differenziale.
Il segnale di reazione entra in una coppia diff. che ha una dinamica limitata.

www.alessandropaghi.it

Se $A_v = 1$, riporto in ingresso pari pari il segnale in uscita.

Ampia dinamica di out <-> ampia dinamica di in.

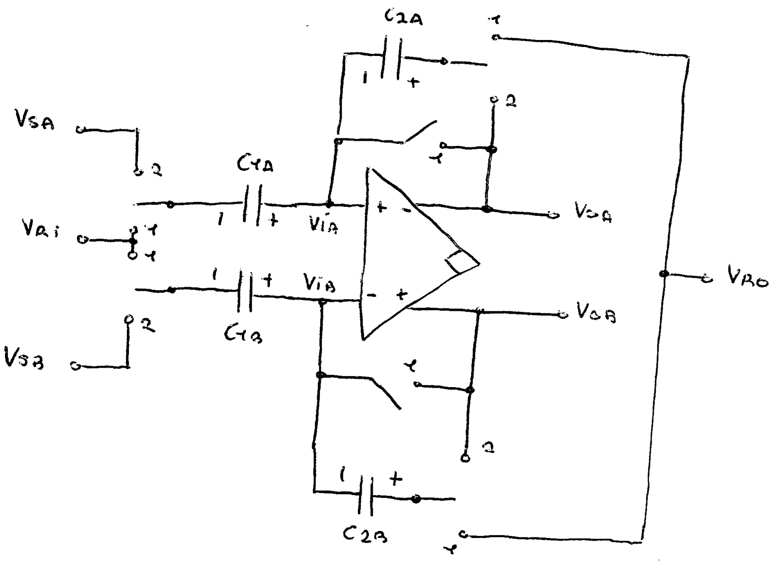
Cosa non facilmente realizzabile.

Questa config. si usa solo per alti guadagni.

-> $A_v > 10$.

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE F.D. SWITCHED CAPACITOR

L'approccio switched cap. consente di implementare la tecnica CDS per la cancellazione dell'offset e l'abbattimento del rumore flicker.



$$\begin{cases} V_{sd} = V_{SA} - V_{SB} \\ V_{sc} = \dfrac{V_{SA} + V_{SB}}{2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{od} = V_{oB} - V_{oA} \\ V_{oc} = V_{CMO} \end{cases}$$

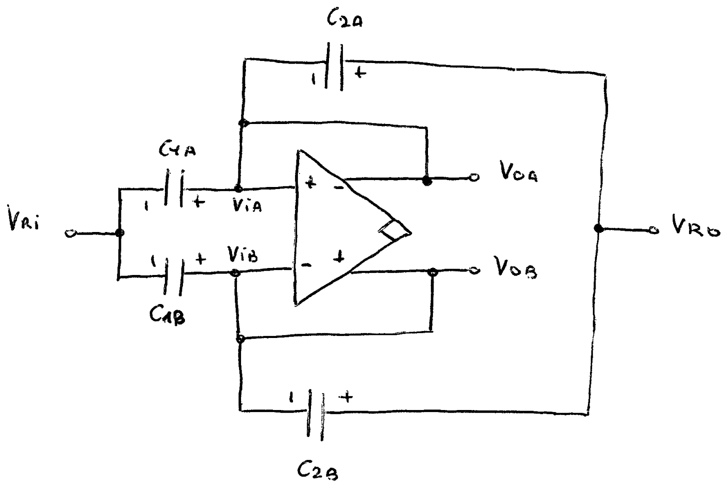
V_{RO} : reference output

V_{Ri} : reference input

$C_{1A} = C_{1B} = C_1$

$C_{2A} = C_{2B} = C_2$

FASE 1



$$V_{iA}^{(1)} = V_{CMO} + \frac{U_m^{(1)}}{2}$$

$$V_{iB}^{(1)} = V_{CMO} - \frac{U_m^{(1)}}{2}$$

$$V_{C1A}^{(1)} = V_{iA}^{(1)} - V_{Ri}$$

$$V_{C1B}^{(1)} = V_{iB}^{(1)} - V_{Ri}$$

$$V_{C2A}^{(1)} = V_{RO} - V_{iA}^{(1)}$$

$$V_{C2B}^{(1)} = V_{RO} - V_{iB}^{(1)}$$

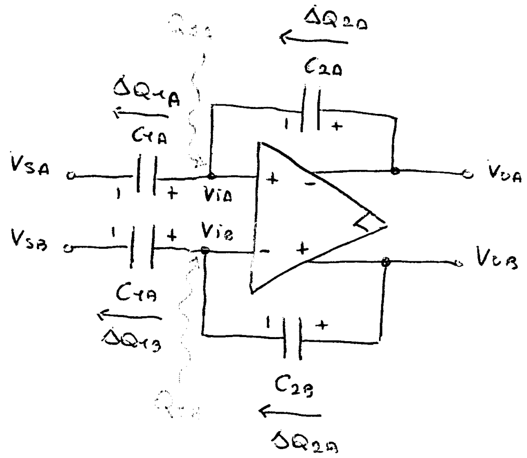
$$V_{od}^{(1)} = V_{oB}^{(1)} - V_{oA}^{(1)} = V_{iB}^{(1)} - V_{iA}^{(1)} = -U_m^{(1)}$$

nella fase I (intermedia) di campionamento tra fase 1 e 2, interviene il rumore $\frac{KT}{C}$.

non ne teniamo conto per semplicità in questa trattazione.

www.alessandropaghi.it

FASE 2



$$V_{iA}^{(2)} = V_{ic}^{(2)} + \frac{V_m^{(2)}}{2}$$

$$V_{iB}^{(2)} = V_{ic}^{(2)} - \frac{V_m^{(2)}}{2}$$

$$V_{C1A}^{(2)} = V_{iA}^{(2)} - V_{SA}$$

$$V_{C1B}^{(2)} = V_{iB}^{(2)} - V_{SB}$$

Non è possibile determinare direttamente $V_{C2A}^{(2)}$ e $V_{C2B}^{(2)}$ in quanto hanno un terminale connesso all'uscita che assume valore incognito.

$$V_{C2A}^{(2)} = V_{C2A}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{2A}}{C_{2A}}$$

$$V_{C2B}^{(2)} = V_{C2B}^{(1)} + \frac{\Delta Q_{2B}}{C_{2B}}$$

con $C_{2A} = C_{2B} = C_2$.

Grazie all'elevata impedenza di ingresso di A.O.F.D. nessuna corrente fluisce all'interno dell'amplificatore.

$$\Delta Q_{2A} = \Delta Q_{1A} - Q_{JA} = C_{1A}\left(V_{C1A}^{(2)} - V_{C1A}^{(1)} \right) - Q_{JA}$$

$$\Delta Q_{2B} = \Delta Q_{1B} - Q_{JB} = C_{1B}\left(V_{C1B}^{(2)} - V_{C1B}^{(1)} \right) - Q_{JB}$$

con $C_{1A} = C_{1B} = C_1$

www.alessandropaghi.it

Q_{JA} e Q_{JB} tengono conto di fenomeni di iniezione di carica.

$$V_{C2A}^{(2)} = V_{R0} - V_{CM0} - \frac{V_m^{(1)}}{2} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{ic}^{(2)} + \frac{V_m^{(2)}}{2} - V_{SA} - V_{CM0} - \frac{V_m^{(1)}}{2} + V_{Ri} \right) - \frac{Q_{JA}}{C_2}$$

$$V_{C2B}^{(2)} = V_{R0} - V_{CM0} + \frac{V_m^{(1)}}{2} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{ic}^{(2)} - \frac{V_m^{(2)}}{2} - V_{SB} - V_{CM0} + \frac{V_m^{(1)}}{2} + V_{Ri} \right) - \frac{Q_{JB}}{C_2}$$

$$V_{OA}^{(2)} = V_{iA}^{(2)} + V_{C2A}^{(2)}$$

$$V_{OB}^{(2)} = V_{iB}^{(2)} + V_{C2B}^{(2)}$$

$$V_{OA}^{(2)} = V_{ic}^{(2)} + \frac{V_m^{(2)}}{2} + V_{R0} - V_{CM0} - \frac{V_m^{(1)}}{2} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{ic}^{(2)} + \frac{V_m^{(2)}}{2} - V_{SA} - V_{CM0} - \frac{V_m^{(1)}}{2} + V_{Ri} \right) - \frac{Q_{JA}}{C_2}$$

$$V_{OB}^{(2)} = V_{ic}^{(2)} - \frac{V_m^{(2)}}{2} + V_{R0} - V_{CM0} + \frac{V_m^{(1)}}{2} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{ic}^{(2)} - \frac{V_m^{(2)}}{2} - V_{SB} - V_{CM0} + \frac{V_m^{(1)}}{2} + V_{Ri} \right) - \frac{Q_{JB}}{C_2}$$

Tensione di uscita differenziale:

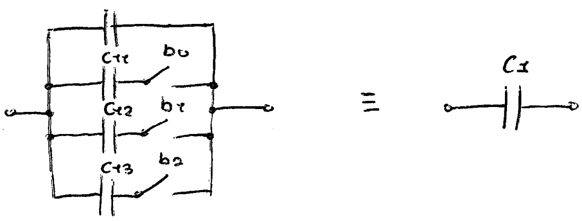
$$V_{od}^{(2)} = V_{OB}^{(2)} - V_{OA}^{(2)} = -V_m^{(2)} + V_m^{(1)} + \frac{C_1}{C_2}\left(-V_m^{(2)} - V_{SB} + V_{SA} + V_m^{(1)} \right) + \frac{Q_{JA} - Q_{JB}}{C_2}$$

$$= \frac{C_1}{C_2}\left(V_{SA} - V_{SB} \right) - \left(V_m^{(2)} - V_m^{(1)} \right)\left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) + \frac{Q_{JA} - Q_{JB}}{C_2}$$

con $V_{Sd} = V_{SA} - V_{SB}$

$$A_{dd} = \frac{V_{od}^{(2)}}{V_{sd}} = \frac{C_1}{C_2}$$

Ottenere A_{dd} programmabile:



Rumore dovuto ad A.O.F.D:

$$V_{m_{AD}} = -\left(V_m^{(2)} - V_m^{(1)}\right)\left(1 + A_{dd}\right)$$

$$V_{m_{AD_{RTI}}} = \frac{V_{m_{AD}}}{A_{dd}} = -\left(V_m^{(2)} - V_m^{(1)}\right)\frac{1 + A_{dd}}{A_{dd}}$$

-> si nota la presenza della tecnica CDS.

Rumore dovuto a Q_J:

$$V_{m_{QJ}} = \frac{Q_{JA} - Q_{JB}}{C_2}$$

$$V_{m_{QJ_{RTI}}} = \frac{V_{m_{QJ}}}{A_{dd}} = \frac{Q_{JA} - Q_{JB}}{C_1}$$

Per grandi valori di A: $V_{m_{RTI}} \sim V_{m_{AD_{RTI}}}$

Grazie alla simmetria del circuito: $Q_{JA} \sim Q_{JB}$.

Tensione di ingresso di modo comune:

V_{SC} fissata dalle caratteristiche della sorgente.

$$V_{OC}^{(2)} = \frac{V_{OA}^{(2)} + V_{OB}^{(2)}}{2} = V_{CMO}$$

$$V_{CMO} = V_{IC}^{(2)} + V_{RO} - V_{CMO} + \frac{C_1}{C_2}\left(V_{IC}^{(2)} - \frac{V_{SB}}{2} - \frac{V_{SA}}{2} - V_{CMO} + V_{AI}\right) - \frac{Q_{JA} + Q_{JB}}{2 \cdot C_2}$$

$$-\frac{V_{SB}}{2} - \frac{V_{SA}}{2} = -\frac{V_{SA} + V_{SB}}{2} = -V_{SC}.$$

Trascurando il contributo di $-\frac{Q_{JA} + Q_{JB}}{2}$:

$$V_{IC}^{(2)} = V_{CMO} + \frac{V_{CMO} - V_{RO}}{1 + A_{dd}} + \frac{A_{dd}}{1 + A_{dd}}\left(V_{SC} - V_{AI}\right)$$

mentre $V_{IC}^{(1)} = V_{CMO}$.

www.alessandropaghi.it

al fine di ottenere $V_{ic}^{(2)} = V_{CMO}$

-> $V_{RO} = V_{CMO}$

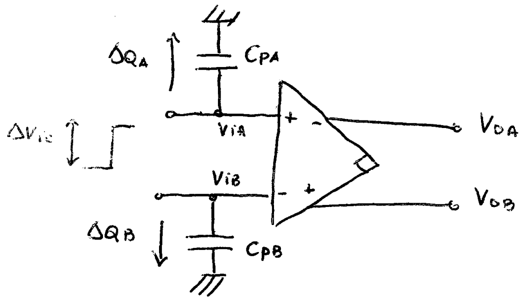
-> $V_{Ai} = V_{SC}$

ORIGINE DELLA CARICA Q_{JA} E Q_{JB}

Origini :

1) iniezione di carica dagli switch;
2) carica indotta da variazioni di V_{ic}.

2)



$$V_{ic} = \frac{V_{ia} + V_{ib}}{2}$$

$$V_{ic}^{(1)} = V_{CMO} \rightarrow V_{ic}^{(2)} = V_{CMO} + \Delta V_{ic}$$

C_{PA}, C_{PB} : capacità parassite tra terminali di input e ground.

$\Delta Q_A = \Delta V_{ic} \cdot C_{PA}$

$\Delta Q_B = \Delta V_{ic} \cdot C_{PB}$

Se $C_{PA} \neq C_{PB} \rightarrow \Delta Q_A \neq \Delta Q_B$

È assolutamente necessario che $\Delta V_{ic} \sim \emptyset$.

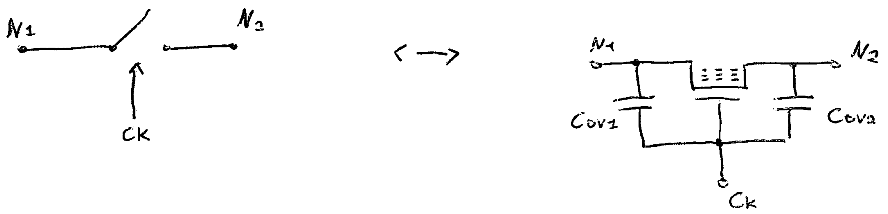
www.alessandropaghi.it

1)

Uno switch ideale si apre e si chiude a seconda del segnale di controllo.

Uno switch reale è costituito da un mosfet: i segnali dei terminali sono connessi a S e D mentre il segnale di controllo a G.

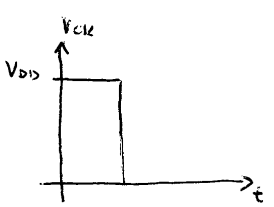
$C_{gs}, C_{gd} \neq 0$ -> esistono interazioni parassite tra segnale di controllo e terminali.

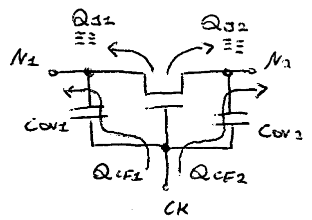


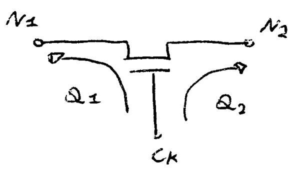
In pratica non si conosce quale terminale sia S e quale D.

Le capacità parassite C_{gs} e C_{gd} sono costituite da due contributi:

- contributo intrinseco, dovuto alla modulazione della carica mobile nel canale;
- contributo estrinseco, dovuto alla sovrapposizione di G e S ed G e D (C_{ov1}, C_{ov2}).







$Q_1 = Q_{s1} + Q_{CF1}$

$Q_2 = Q_{s2} + Q_{CF2}$

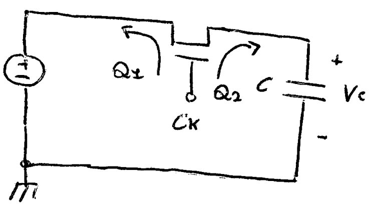
www.alessandropaghi.it

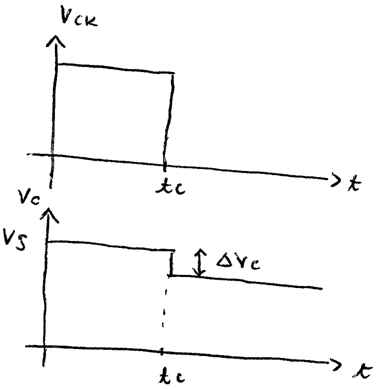
Charge injection: carica di canale che si dirige verso
Q_J i terminali.

Clock feedthrough: carica della capacità di overlap
Q_{CF} che si dirige verso i terminali.

Q_{CF} : legame lineare con V

Q_J : legame non lineare con V





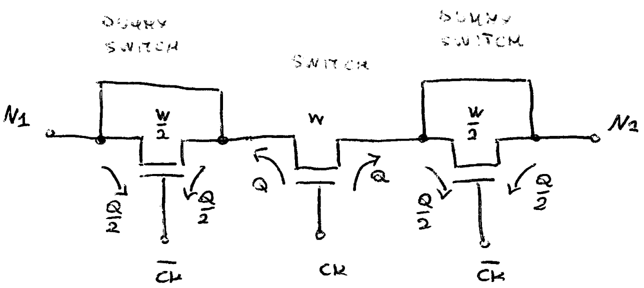
ΔV_c effetto generato solo da Q_2.

Ridurre l'effetto di iniezione di carica:

- switch di area minima;
- capacità grandi (C).

Costruire capacità grandi limita f_{CK} e aumenta il consumo di area.

DUMMY SWITCHES (soluzione alla charge injection)

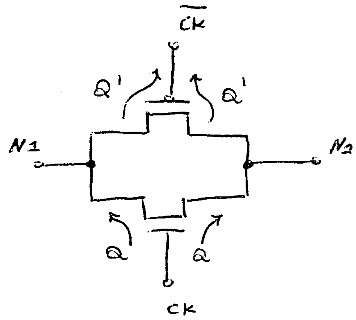


$Q_1 = Q_2 = Q$ al fine di compensare la carica.

www.alessandropaghi.it

L'utilizzo di uno switch pass gate consente di ottenere una parziale attenuazione dell'effetto di charge injection.

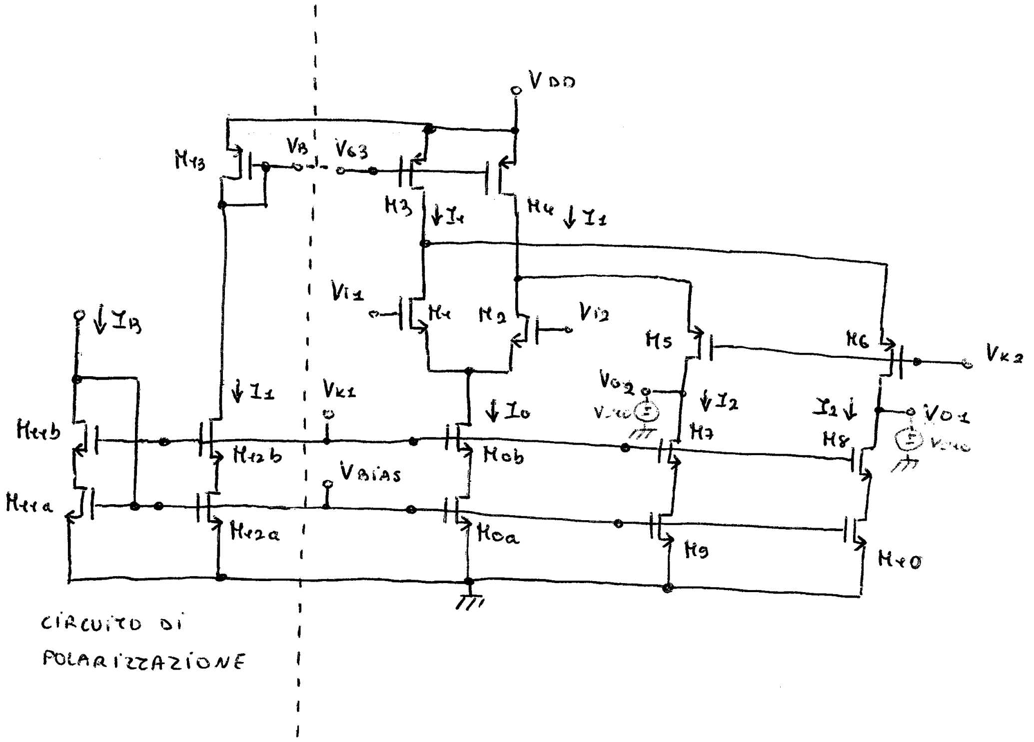
Sono comunque richiesti DUMMY SWITCHES.



con $Q' \neq Q$

A.O. F.D. BASATO SU TECNOLOGIA FOLDED CASCODE

non è un circuito appropriato a pilotare carichi resistivi a causa del grande valore di R_{out}.



Il circuito di polarizzazione è formato da uno specchio cascode a larga dinamica ad alta precisione.
Il ramo di riferimento è composto da M_{11a} e M_{11b} ed è attraversato da I_B.

$I_0 = K_0 I_B$

$I_1 = K_1 I_B$

$I_2 = K_2 I_B$

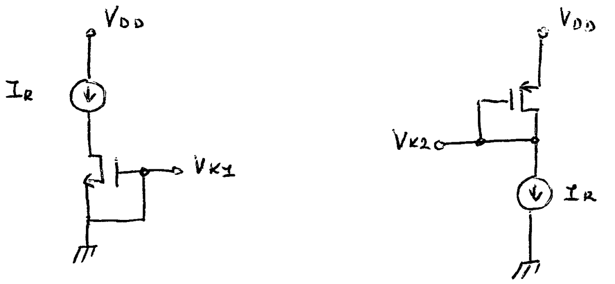
I_1 scorre su M_{13}: nel caso in cui $V_B = V_{G3}$, I_1 viene specchiata sui mosfet M_3 ed M_4.

V_{K1} è necessario al fine di polarizzare lo specchio di corrente a larga dinamica ad alta precisione.

www.alessandropaghi.it

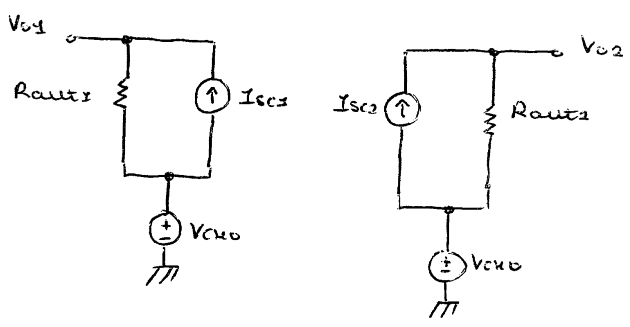
V_{K2} è necessario al fine di polarizzare M_5 ed M_6 mantenendo M_3 ed M_4 al limite della saturazione.

M_3, M_6
M_4, M_5
M_7, M_9 ← Struttura cascode
M_8, M_{10}

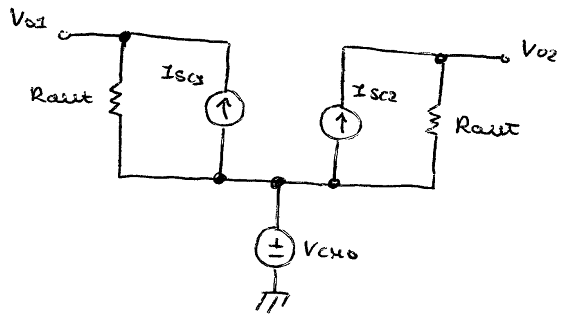


Si studia l'A.D. attraverso il circuito equivalente di Norton generalizzato ad entrambe le uscite.

Si collega all'uscita due gen. di tensione V_{CMO}:
V_{CMO} è il modo comune di uscita che A.D. dovrebbe assumere dalle specifiche.



Si suppone $R_{out1} = R_{out2} = R_{out}$



$R_{out} = R_{CN} // R_{CP} \sim r_d\,(g_m r_d)$

R_{CN}: resistenza di uscita dei rami cascode M_7, M_9 e M_8, M_{10}.

R_{CP}: resistenza vista alle drain di M_5 e M_6.

$$V_{o1} = V_{CM0} + R_{out}\, I_{sc1}$$
$$V_{o2} = V_{CM0} + R_{out}\, I_{sc2}$$

$$I_{sc1} = I_1 - I_{DS1} - I_2$$
$$I_{sc2} = I_1 - I_{DS2} - I_2$$

In regione di funzionamento lineare della coppia differenziale:

$$I_{DS1} = \frac{I_0}{2} + \frac{g_{m1}}{2} v_{id}$$
$$I_{DS2} = \frac{I_0}{2} - \frac{g_{m2}}{2} v_{id}$$

$g_{m1} = g_{m2}$ con $v_{id} = V_{i1} - V_{i2}$

$$I_{sc1} = I_1 - \left(\frac{I_0}{2} + g_{m1} \frac{v_{id}}{2} \right) - I_2$$
$$I_{sc2} = I_1 - \left(\frac{I_0}{2} - g_{m1} \frac{v_{id}}{2} \right) - I_2$$

$$I_{sc1} = K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B - \frac{g_{m1}}{2} v_{id} - K_2 I_B$$
$$I_{sc2} = K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B + \frac{g_{m1}}{2} v_{id} - K_2 I_B$$

Se $V_d = \emptyset \rightarrow I_{sc1} = I_{sc2} = \emptyset \rightarrow V_{o1} = V_{o2} = V_{CMO}$

Questo implica:

$$K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B - K_2 I_B = \emptyset$$

nominalmente: $K_1 - \frac{K_0}{2} - K_2 = \emptyset$.

In realtà ogni volta che si effettua lo specchio di una corrente si commette un errore:

$$I_{sc1} = K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B - \frac{g_{m1}}{2} V_{id} - K_2 I_B + I_{E1}$$

$$I_{sc2} = K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B + \frac{g_{m1}}{2} V_{id} - K_2 I_B + I_{E2}$$

con $I_{E1} \neq I_{E2}$.

$$\begin{cases} I_{E1} = I_E + \frac{\Delta I_E}{2} \\ I_{E2} = I_E - \frac{\Delta I_E}{2} \end{cases}$$

Si riferisce ΔI_E all'offset: $\Delta I_E = g_{m1} \cdot V_{io}$

$$I_{sc1} = K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B - K_2 I_B - \frac{g_{m1}}{2} \left(V_{id} - V_{io} \right) + I_E$$

$$I_{sc2} = K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B - K_2 I_B + \frac{g_{m1}}{2} \left(V_{id} - V_{io} \right) + I_E$$

$$V_{od} = V_{o2} - V_{o1} = R_{out} \left(I_{sc2} - I_{sc1} \right) = g_{m1} R_{out} \left(V_{id} - V_{io} \right)$$

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = g_{m1} R_{out} \sim \left(g_m r_d \right)^2$$

$$A_{dd} \sim 10^4 \quad (80\,dB)$$

$$V_{oc} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} = V_{CMO} + R_{out} \cdot \frac{I_{sc1} + I_{sc2}}{2}$$

$$= V_{CMO} + R_{out} \left(K_1 I_B - \frac{K_0}{2} I_B - K_2 I_B \right) + R_{out} I_E$$

www.alessandropaghi.it

$$K_1 - \frac{K_0}{2} - K_2 = \emptyset$$

$\rightarrow \quad V_{OC} = V_{CMO} + R_{out} \cdot I_\epsilon$

$$I_\epsilon \sim 0,01 \cdot \begin{pmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

a causa del valore elevato di R_{out}, un piccolo contributo di rumore I_ϵ produce comunque grande effetto su V_{OC}.

$$V_{OC} - V_{CMO} = R_{out} \cdot I_\epsilon = \frac{A_{dd}}{g_{m1}} \cdot I_\epsilon = A_{dd} \cdot \frac{V_{TE1}}{I_{DS1}} \cdot I_\epsilon = 2 V_{TE1} \cdot A_{dd} \cdot \frac{I_\epsilon}{I_0}$$

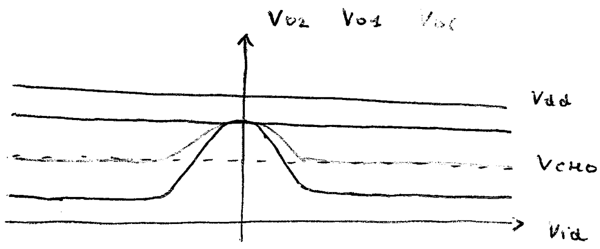
$V_{TE1} = 50 \ mV$

$A_{dd} = 10^4$

$\frac{I_\epsilon}{I_0} = 0,01$

$\rightarrow \quad V_{OC} - V_{CMO} = 5 \ V$ valore decisamente non accettabile come errore.

Questo valore di errore può portare V_{OC} a superare i limiti imposti da V_{DD} e dal ground, costringendo alcuni mosfet a lavorare in zona triodo.



$V_{OC} > V_{CMO}$

con:

$$V_{CMO} = \frac{V_{OMAX} + V_{OMIN}}{2}$$

È necessaria una rete di reazione negativa che stabilizzi $V_{OC} = V_{CMO}$ nota col nome di CMFB.

www.alessandropaghi.it

È necessario modificare una tra I_0, I_1 o I_2 in modo che contenga un termine proporzionale a $V_{OC} - V_{CMO}$.

Si modifica I_1: $I_1 = k_1 I_B - g_m^* (V_{OC} - V_{CMO})$

=> non è più possibile connettere $V_B \equiv V_{G3}$.

$V_{OC} = V_{CMO} \rightarrow I_1 = k_1 I_B$

$V_{OC} > V_{CMO} \rightarrow I_1 \downarrow$

$V_{OC} < V_{CMO} \rightarrow I_1 \uparrow$

$$I_{SC1} = k_1 I_B - g_m^* (V_{OC} - V_{CMO}) - \frac{k_0}{2} I_B - k_2 I_B - \frac{g_{m1}}{2} (V_{id} - V_{ib}) + I_\epsilon$$

$$I_{SC2} = k_1 I_B - g_m^* (V_{OC} - V_{CMO}) - \frac{k_0}{2} I_B - k_2 I_B + \frac{g_{m1}}{2} (V_{id} - V_{ib}) + I_\epsilon$$

$$V_{od} = g_{m1} R_{out} (V_{id} - V_{ib})$$

$$V_{OC} = V_{CMO} + R_{out} \left(k_1 I_B - \frac{k_0}{2} I_B - k_2 I_B \right) + R_{out} I_\epsilon - g_m^* R_{out} (V_{OC} - V_{CMO})$$

$$k_1 - \frac{k_0}{2} - k_2 = \cancel{0}$$

$$\rightarrow V_{OC} = V_{CMO} + R_{out} I_\epsilon - g_m^* R_{out} (V_{OC} - V_{CMO})$$

$$V_{OC} = V_{CMO} + \frac{R_{out} I_\epsilon}{1 + g_m^* R_{out}}$$

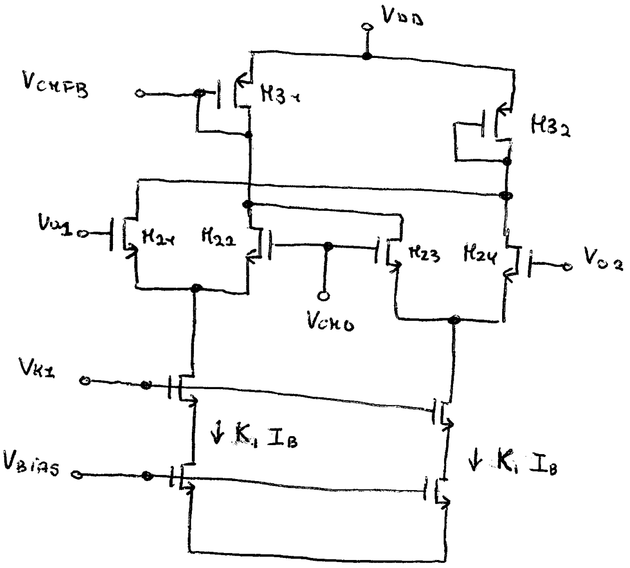
$$g_m^* R_{out} \sim (g_m r_d)^2 >> 1$$

$$\rightarrow V_{OC} \sim V_{CMO} + \frac{I_\epsilon}{g_m^*} \qquad \text{con} \quad \left[\frac{I_\epsilon}{g_m^*} \right] = mV$$

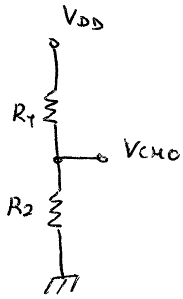
Se si usa un MOSFET: $g_m^* = \dfrac{I_{DS}^*}{V_{TE}^*}$.

$$V_{OC} - V_{CMO} = \frac{I_\epsilon}{I_{DS}^*} \cdot V_{TE}^*$$

CMFB BASATO SU CIRCUITO STATICO



$V_{CMFB} = V_{G3}$



Questo circuito sostituisce il ramo composto da M_{13}, M_{12a} e M_{12b}.

$M_{31} = M_3 = M_4 \rightarrow I_{DS31} = I_1$

$I_{DS31} = I_{DS22} + I_{DS23}$

Coppia differenziale $M_{21} - M_{22}$: $V_{id_1} = V_{O1} - V_{CMO}$

Se $V_{id1} \ll V_{idMAX} \rightarrow I_{DS22} = \frac{K_1 I_B}{2} - \frac{g_{m21}}{2}(V_{O1} - V_{CMO})$

Coppia differenziale $M_{23} - M_{24}$: $V_{id_2} = V_{O2} - V_{CMO}$

Se $V_{id_2} \ll V_{idMAX} \rightarrow I_{DS23} = \frac{K_1 I_B}{2} - \frac{g_{m23}}{2}(V_{O2} - V_{CMO})$

$M_{21} = M_{22} = M_{23} = M_{24} \rightarrow g_{m21} = g_{m22} = g_{m23} = g_{m24}$

$$I_1 = K_1 I_B - \frac{g_{m21}}{2}(V_{O1} + V_{O2} - 2V_{CMO}) = K_1 I_B - g_{m21}\left(\frac{V_{O1}+V_{O2}}{2} - V_{CMO}\right)$$

$$V_{OC} = \frac{V_{O1} + V_{O2}}{2}$$

$\rightarrow \quad I_1 = K_1 I_B - g_{m21} (V_{OC} - V_{CMO})$

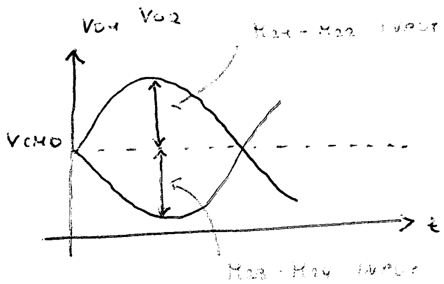
Ottenendo la stabilizzazione di $V_{OC} \sim V_{CMO}$.

$$g_m^* = g_{m21}$$

Le coppie differenziali $M_{21} - M_{22}$ e $M_{23} - M_{24}$ devono operare all'interno dell'intervallo di linearità di input.

$V_{id1} = V_{O1} - V_{CMO}$

$V_{id2} = V_{O2} - V_{CMO}$



$$V_{dMAX} = \sqrt{\frac{2 I_{DS}}{\beta}} = (V_{GS} - V_t)$$

Questo implica: $\max(V_{od}) = 2 \max(V_{O1,2} - V_{CMO}) \sim 2 (V_{GS} - V_t)_{21}$

Inoltre richiesta $V_{CMO} - V_{GS21} > V_{min}$

con V_{min}: tensione minima di attivazione dello specchio cascode

Risulta $\max(V_{od}) \sim 1 V$.

Questo circuito presenta inoltre consumo di potenza statico.

CHFB BASATO SU CIRCUITO DINAMICO

Implementazione switched cap.

Se $V_{G3} = V_B \to I_1 = K_1 I_B$

Se $V_{G3} \to V_B + \Delta V_{G3} \Rightarrow I_1 \to K_1 I_B + \Delta I_1$

con $\Delta I_1 = -g_{m3} \Delta V_{G3}$

$$\Rightarrow I_1 = K_1 I_B - g_{m3} \Delta V_{G3}$$

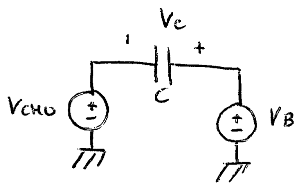
Al fine di realizzare: $I_1 = K_1 I_B - g_m^* (V_{OC} - V_{CMO})$

è necessario che: $V_{G3} = V_{CMFB} = V_B + (V_{OC} - V_{CMO})$

Realizzazione in tecnologia switched cap.:

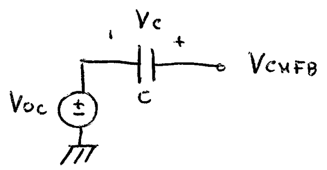
Supponiamo che V_{OC} sia stazionaria.

FASE 1)



$V_C = V_B - V_{CMO}$

FASE 2)



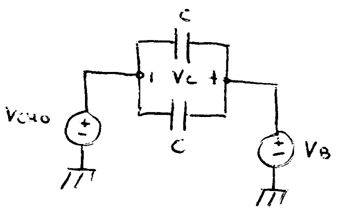
$$V_{CMFB} = V_{OC} + V_C = V_{OC} + (V_B - V_{CMO}) = V_B + (V_{OC} - V_{CMO}).$$

www.alessandropaghi.it

Supponiamo che V_{oc} non sia misurabile.

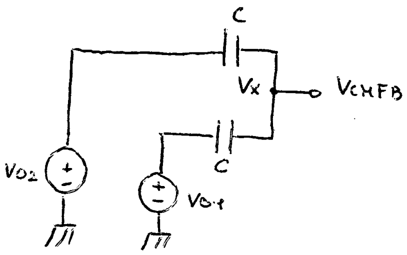
→ È necessario produrlo a partire da V_{o1} e V_{o2}.

FASE 1)



$$V_c = V_B - V_{CMO}$$

FASE 2)



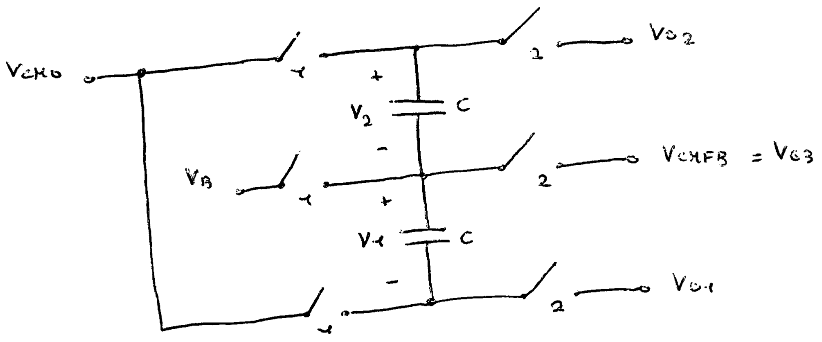
$$V_{o1} = V_{oc} + \frac{V_{od}}{2}$$

$$V_{o2} = V_{oc} - \frac{V_{od}}{2}$$

$$\rightarrow V_x = V_B - V_{CMO} + V_{oc}$$

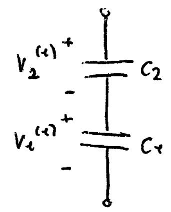
$$= V_B + (V_{oc} - V_{CMO})$$

Implementazione circuitale:



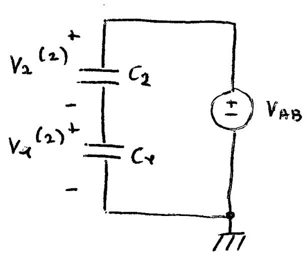
Studio di un generico divisore capacitivo:

FASE 1)



Precarica di C_1 e C_2 a $V_2^{(1)}$ e $V_1^{(1)}$

FASE 2)



$$\Delta Q_{C1} = \Delta Q_{C2}$$

$$\Delta Q_{C1} = C_1 (V_1^{(2)} - V_1^{(1)})$$

$$\Delta Q_{C2} = C_2 (V_2^{(2)} - V_2^{(1)})$$

$$V_2^{(2)} = V_2^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C2}}{C_2}$$

$$= V_2^{(1)} + \frac{\Delta Q_{C1}}{C_2}$$

$$= V_2^{(1)} + \frac{C_1}{C_2} (V_1^{(2)} - V_1^{(1)})$$

$$V_1^{(2)} + V_2^{(2)} = V_{AB}$$

$$V_1^{(2)} + V_2^{(1)} + \frac{C_1}{C_2} V_1^{(2)} - \frac{C_1}{C_2} V_1^{(1)} = V_{AB}$$

$$V_1^{(2)} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) = V_{AB} - V_2^{(1)} + \frac{C_1}{C_2} V_1^{(1)}$$

$$V_1^{(2)} = \frac{C_2 V_{AB} - C_2 V_2^{(1)} + C_1 V_1^{(1)}}{C_1 + C_2}$$

Se $V_2^{(1)} = V_1^{(1)} = \varnothing \;\rightarrow\; V_1^{(2)} = V_{AB} \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2}$

Ragionando sul circuito precedente:

$C_1 = C_2 = C$.

$$V_1^{(1)} = V_B - V_{CMO}$$
$$V_2^{(1)} = -(V_B - V_{CMO})$$

$V_{AB} = V_{O2} - V_{O1}$

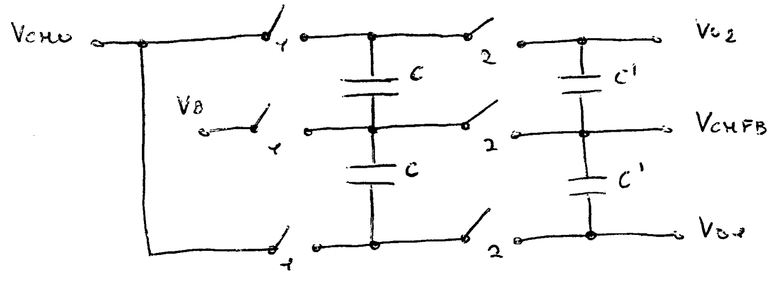
$$\rightarrow V_1^{(2)} = \frac{C \cdot (V_{O2} - V_{O1}) - C\left[-(V_B - V_{CMO})\right] + C\,(V_B - V_{CMO})}{2C}$$
$$= \frac{V_{O2} - V_{O1}}{2} + (V_B - V_{CMO})$$

$$V_{CMFB} = V_{O1} + V_1^{(2)} = \frac{V_{O2} + V_{O1}}{2} + (V_B - V_{CMO})$$
$$= V_{OC} + (V_B - V_{CMO})$$
$$= V_B + (V_{OC} - V_{CMO}).$$

Problema: durante la fase 1 il circuito è disconnesso da A.O.

-> V_{CO} è quindi soggetto a disturbi.

Soluzione:



C' producono un percorso attivo durante la fase 1, tra terminali di uscita e V_{CMFB}.

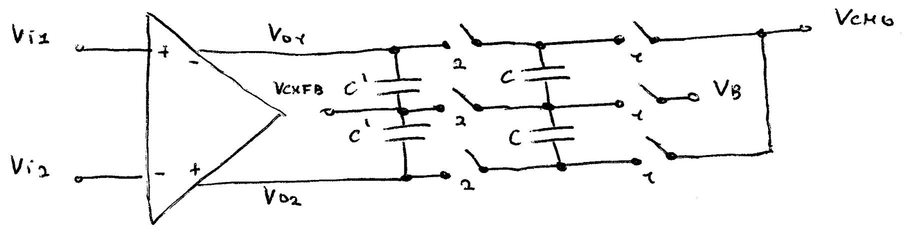
V_{od} non produce variazioni su V_{CMFB} a causa della simmetria circuitale.

C' non producono un controllo CMFB completo, in quanto sensibili solo a variazioni AC di V_{oc}.

C producono la variazione DC.

nel caso in cui V_{oc} rimanga costante durante la fase 1, C' si comportano da fixed mantenendo inalterato il valore di V_{CMFB}.

Problemi di questa soluzione circuitale:



Durante la fase 1, C si scaricano.
Durante la fase 2, C vengono connesse a V_{o1}, V_{o2}.

una corrente impulsiva fornita da A.O. per caricare C, producendo spike in V_{od} riducendo quindi il guadagno A_{dd}.

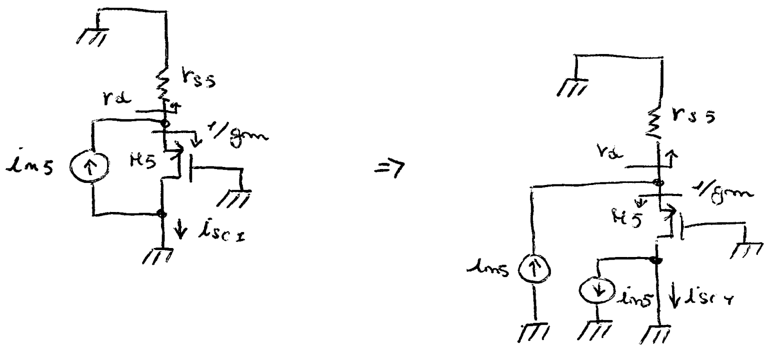
-> c'è una resistenza equivalente switched cap.

www.alessandropaghi.it

ANALISI DEL RUMORE

Analisi effettuata sul circuito nominale nel caso in cui $V_{id} = \emptyset$.

- M_{0a}, M_{0b} : producono solo effetti di modo comune e nel caso nominale il loro contributo è nullo (circuito simmetrico)
  Non producono effetti di modo differenziale in quanto agiscono allo stesso maniera su V_{o1} e V_{o2};
- M_7, M_8 : Forniscono un contributo fortemente attenuato e quindi trascurabile;
- M_5, M_6 : Forniscono un contributo fortemente attenuato e quindi trascurabile;



r_{ss} : resistenza S5 - ground.

$r_{s5} \sim r_d$

$i_{sc1} \sim \emptyset$

www.alessandropaghi.it

- M_9, M_{10} : i loro generatori equivalenti di rumore producono effetto in uscita in maniera quasi inalterata;
- M_3, M_4 : i loro generatori equivalenti di corrente fluiscono in out attraverso lo stadio a bassa impedenza ($1/g_m$) costituito da M_5 ed M_6;
- M_1, M_2 : i loro generatori equivalenti di corrente fluiscono in out attraverso lo stadio composto da M_5 ed M_6.

$$V_{m\,out} = R_{out}\,(i_{msc2} - i_{msc1}) = R_{out}\left[(i_{m1}-i_{m2})+(i_{m3}-i_{m4})+(i_{m9}-i_{m10})\right]$$

$$V_{m_{RTI}} = \frac{V_{m\,out}}{A_{dd}} \qquad \text{con } A_{dd} = g_{m1} R_{out}$$

$$V_{m_{RTI}} = \frac{(i_{m1}-i_{m2})+(i_{m3}-i_{m4})+(i_{m9}-i_{m10})}{g_{m1}}$$

$M_1 = M_2$; $M_3 = M_4$; $M_9 = M_{10}$

$$S_{V_{m_{RTI}}} = 2\,\frac{S_{im1} + S_{im3} + S_{im9}}{g_{m1}^2}$$

$$= 2 \cdot \frac{g_{m1}^2 \cdot S_{Vm1} + g_{m3}^2\, S_{Vm3} + g_{m9}^2 \cdot S_{Vm9}}{g_{m1}^2}$$

$$= 2\left(S_{Vm1} + F_3^2\, S_{Vm3} + F_9^2\, S_{Vm9}\right)$$

$$F_3 = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} = \frac{I_{SD3}}{I_{DS1}} \cdot \frac{V_{TE1}}{V_{TE3}}$$

$$F_9 = \frac{g_{m9}}{g_{m1}} = \frac{I_{DS9}}{I_{DS1}} \cdot \frac{V_{TE1}}{V_{TE9}}$$

www.alessandropaghi.it

Solitamente:

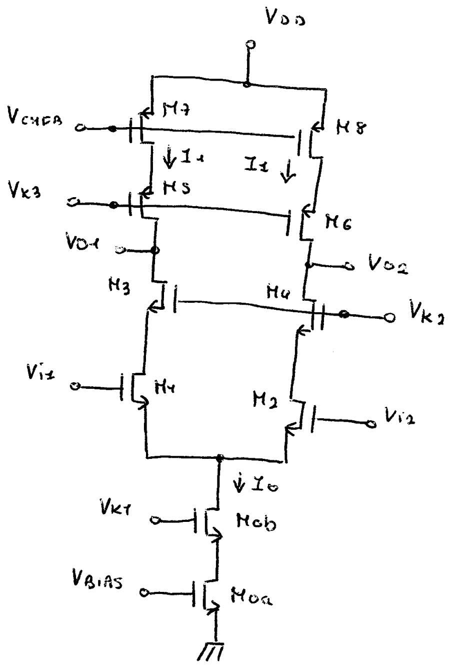
$I_{SD3} = 2\, I_{DS1}$

$I_{DS1} = \frac{I_0}{2} \quad \rightarrow \quad I_{SD3} = I_0$

$\rightarrow \quad I_1 = I_0$.

$\frac{I_{SD3}}{I_{DS1}} = 2$: è difficile ottenere $F_3 < 1$.

AMPLIFICATORE TELESCOPICO



M3 ed M4 sono posti in serie a M1 ed M2 e utilizzano quindi una singola corrente di alimentazione.

-> Risparmio di corrente.

M1, M2, M7, M8 contribuiscono al rumore totale.

$$S_{U_{m,RTI}} = 2\left(S_{U_{m1}} + F_7^2\, S_{U_{m7}}\right) \quad \text{con } F_7 = \frac{g_{m7}}{g_{m1}} = \frac{I_{SD7}}{I_{DS1}} \cdot \frac{V_{TE1}}{V_{TE7}} = \frac{V_{TE1}}{V_{TE7}}$$

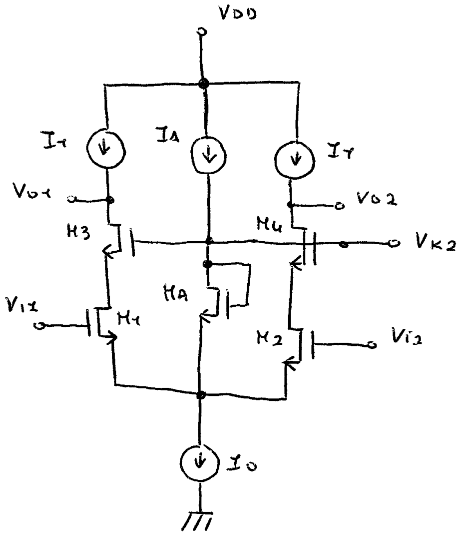
F_7 può facilmente risultare < 1.

La dinamica di uscita è però fortemente limitata.

$V_o > V_{K2} - V_{tn}$ (M3, M4 in sat.)

Questo stadio viene soltamente utilizzato come primo stadio di amplificazione in una catena di signal processing in quanto i segnali hanno piccola dinamica.

Costruire dinamica di ingresso e di uscita flessibile:



$V_{K2} = V_{ic} - V_{GS1} + V_{GSA}$

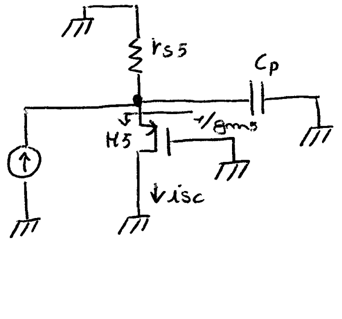
$V_{ic} \uparrow \Rightarrow V_{K2} \uparrow$

$\Rightarrow$ dinamica in $\uparrow$

dinamica out $\downarrow$

RISPOSTA IN FREQUENZA E COMPENSAZIONE

Descrizione del comportamento in frequenza di uno stadio common gate:



i_s: input current.

i_{sc}: output current.

r_{s5}: resistenza S5 - gnd.

$r_{s5} \sim r_d$

$C_p = C_{gs5} + C_{sb5} + C_{db2} + C_{db4}$

$\omega \sim \emptyset$:

C_p è assente

$i_S \sim i_{SC}$ $\left(\frac{1}{g_{m5}} << r_{S5} \right)$

$\omega \uparrow$:

C_p non è più trascurabile e conduce corrente verso il body.

$\omega \to \infty$:

C_p è un c.c.

$i_{SC} \sim \emptyset$.

$$f_{CG}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{CG}}} \quad \text{con} \quad \omega_{CG} = \frac{1}{\frac{1}{g_{m5}} \cdot C_p} = \frac{g_{m5}}{C_p}.$$

Analisi A.D. F.D. :

M_1 e M_2 iniettano correnti di modo differenziale in M_5 e M_6.

M_5 riceve $g_{m1} \cdot \frac{V_{id}}{2}$

M_6 riceve $-g_{m1} \cdot \frac{V_{id}}{2}$

M_3 e M_4, pilotati da V_{CMFB}, iniettano corrente di modo comune in M_5 e M_6.

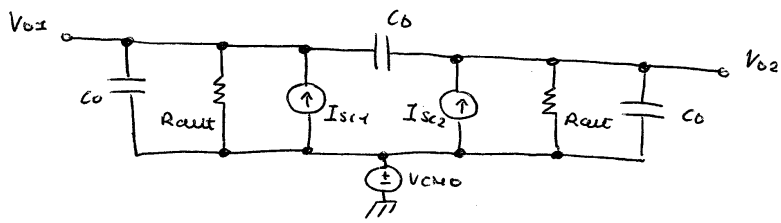
M_5 ed M_6 ricevono $-g_m^* \cdot V_{oc}$

$$i_{SC1} = \left(-g_{m1} \frac{V_{id}}{2} - g_m^* V_{oc} \right) \cdot f_{CG}(s)$$

$$i_{SC2} = \left(g_{m1} \cdot \frac{V_{id}}{2} - g_m^* V_{oc} \right) \cdot f_{CG}(s)$$

www.alessandropaghi.it

Circuito equivalente di piccolo segnale:

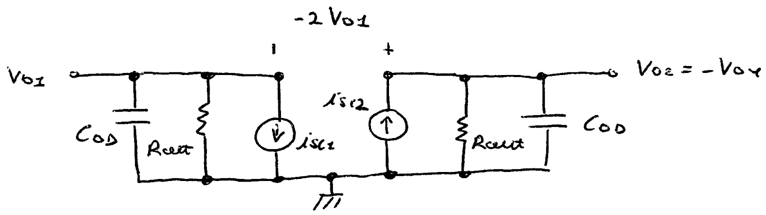


C_O: capacità di modo comune

C_D: capacità di modo differenziale

C sono la somma di capacità parassite e capacità di carico.

Studio solo la componente differenziale di I_{sc1} e I_{sc2}:



$$V_{od} = V_{o2} - V_{o1}$$

$$i_{sc1} = i_{sc2} = g_{m1} \frac{V_{id}}{2} \cdot f_{CG}(s)$$

$$C_{OD} = C_O + 2C_D$$

$$A_{dd}(s) = \frac{V_{od}}{V_{id}} = \frac{-2V_{o1}}{V_{id}} = g_{m1} R_{out} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{s_p}} \cdot f_{CG}(s)$$

con $s_p = \dfrac{1}{R_{out} \cdot C_{OD}}$

R_{out} è molto grande: $\omega_p = s_p \ll \omega_{GG}$

$$\omega_{od} = A_{dd} \cdot \omega_p = g_{m1} \cdot R_{out} \cdot \frac{1}{R_{out} \cdot C_{OD}} = \frac{g_{m1}}{C_{OD}}$$

www.alessandropaghi.it

Supponiamo di usare A.O. chiuso in reazione.

Vogliamo stabilizzare con un sufficiente φ_m.

$\beta = 1 \rightarrow V_{o1} = V_{i2}$

$V_{o2} = V_{i1}$

ω_{CG} è il primo polo non dominante

$\omega_{CG} = \omega_2$

Deve risultare $\omega_2 > \omega_0$.

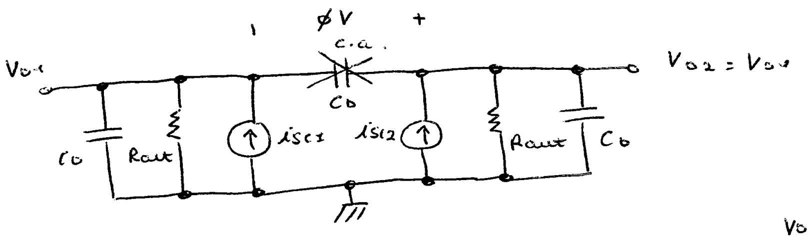
$\omega_{0d} \downarrow$ se $C_L \uparrow$ ma $GBW = \frac{\omega_0}{2\pi} \downarrow$

$\omega_{CG} \uparrow$ se $I_{BIAS} \uparrow$ ma $P_d \uparrow$

Analizziamo la stabilità del modo comune:

CMFB setta $V_{oc} = V_{CM0}$ e il circuito di reazione deve essere stabile.

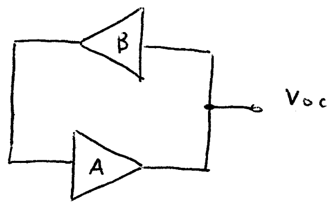
Circuito equivalente di piccolo segnale per il modo comune di uscita :



$$V_{oc} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} = V_{o1}$$

$i_{sc1} = i_{sc2} = -g_m^* V_{oc} \cdot f_{CG}(s)$

Rappresentazione a blocchi del CMFB per piccoli segnali:



$\beta = 1$

$A = -gm^* \cdot f_{CG}(s) \cdot R_{out} // C_o$

$$A_{CMFB}(s) = -gm^* \cdot \frac{R_{out}}{1 + s/s_{pc}} \, f_{CG}(s) \quad ; \quad A_{0_{CMFB}} = -gm^* R_{out}$$

con $S_{pc} = \dfrac{1}{R_{out} \cdot C_o}$

$S_{pc} = \omega_p$: polo dominante

$$\omega_{oc} = |A_{0CMFB}| \cdot \omega_p = \frac{gm^*}{C_o}$$

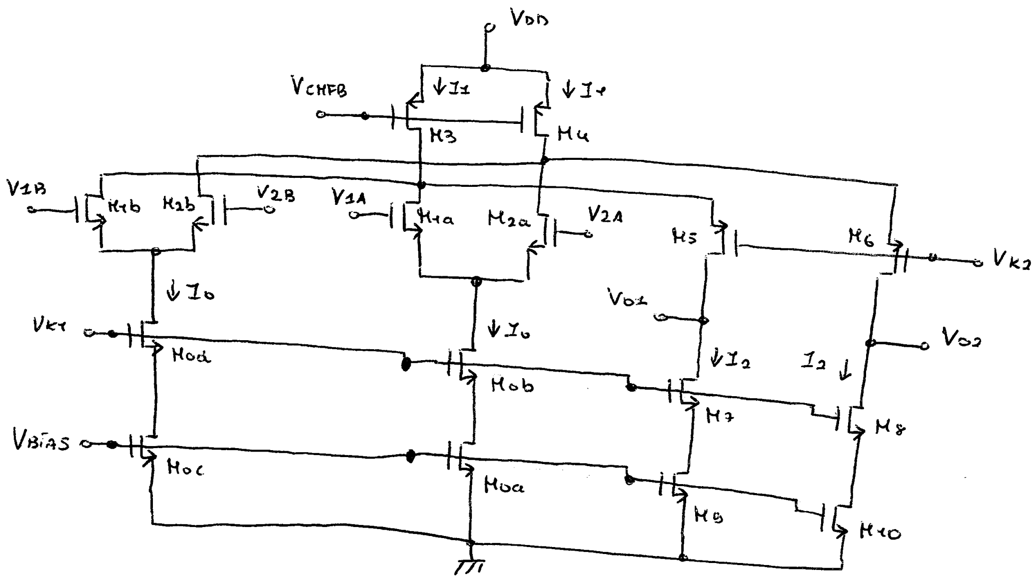
$\omega_2 = \omega_{CG}$

$\omega_2 > \omega_{oc} \Rightarrow \omega_2 = 3\,\omega_{oc} \quad (\sigma = 3 \to \varphi_M \sim 70°)$

$\omega_{oc} \downarrow$ se $C_o \uparrow$ ma $\omega_{od} \downarrow$

www.alessandropaghi.it

D. D. A. BASATO SU A. O. F. D. FOLDED CASCODE



$I_1 = \frac{3}{2} I_0$ con I_0 corrente di A. O. F. D.

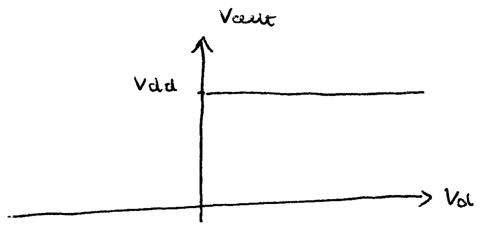
$I_{BIAS} \uparrow$

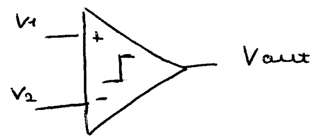
$SU_{mari} \uparrow$

COMPARATORI

Definizione:

un comparatore è un blocco che riceve in input una tensione differenziale e produce in uscita un segnale digitale.



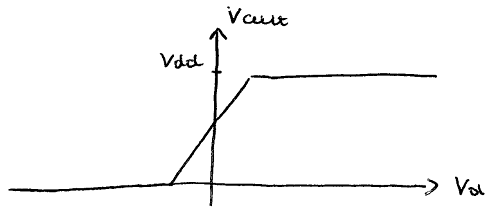


$A \to \infty$

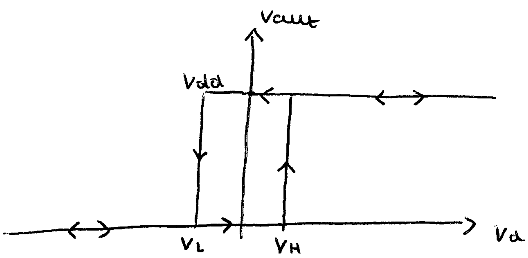
$V_d = V_1 - V_2 > \emptyset \Rightarrow V_{out} = 1$

$V_d = V_1 - V_2 < \emptyset \Rightarrow V_{out} = \emptyset$

Caratteristica con A molto grande ma $A < \infty$:



Caratteristica di un comparatore rigenerativo o comparatore con isteresi:



Reazione positiva:

$V_d < V_L \to V_{out} = \emptyset$

$V_d \uparrow$

$V_{out} = 1$ se $V_d > V_H$

$V_d > V_H \to V_{out} = 1$

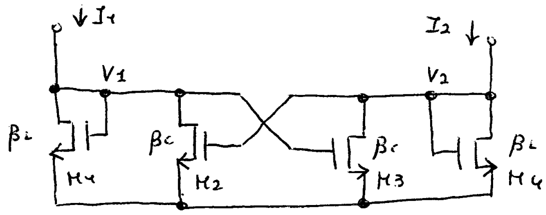
$V_d \downarrow$

$V_{out} = \emptyset$ se $V_d < V_L$

$\Delta V_h = V_H - V_L$: isteresi.

www.alessandropaghi.it

CELLA CROSS COUPLED - CELLA DI ISTERESI A 4 TRANSISTOR



Input in corrente : $I_1 + I_2 = I_0$.

Output in tensione : V_1, V_2 .

$I_1 = I_0$, $I_2 = \emptyset$

$I_2 = I_{DS3} + I_{DS4}$

$I_{DS3}, I_{DS4} \geq \emptyset \quad \Rightarrow \quad I_{DS3} = I_{DS4} = \emptyset \quad \Rightarrow \quad \underset{\substack{\uparrow \\ V_2 = V_{GS2} = V_{GS4}}}{V_2 < V_t} \quad \Rightarrow \quad M_2, M_4$ OFF.

Se M_2 è OFF : $I_{DS1} = I_1 = I_0 > \emptyset \quad \Rightarrow \quad \underset{\substack{\uparrow \\ V_1 = V_{GS1} = V_{GS3}}}{V_1 > V_t} \quad \Rightarrow \quad M_1, M_3$ ON.

$I_{DS3} = \emptyset \rightarrow V_{DS3} = V_2 = \emptyset$

M_1	ON	$V_{GS1} > V_t$	SAT.
M_2	OFF	$V_{GS2} < V_t$	INTERD.
M_3	ON	$V_{GS3} > V_t$	TRIODO
M_4	OFF	$V_{GS4} < V_t$	INTERD.

Quindi $I_1 = I_0$, $I_2 = \emptyset$:

$$\begin{cases} M_1, M_3 \text{ ON} \quad ; \quad M_2, M_4 \text{ OFF} \\ I_{DS1} = I_0 \quad ; \quad I_{DS2} = I_{DS3} = I_{DS4} = \emptyset \\ V_2 = \emptyset \quad ; \quad V_1 = V_{GS1} > V_t \end{cases}$$

M_1 SAT. F.I. : $V_1 = V_{GS1} = \sqrt{\dfrac{2 I_{DS1}}{\beta_L}} + V_t = \sqrt{\dfrac{2 I_1}{\beta_L}} + V_t = \sqrt{\dfrac{2 I_0}{\beta_L}} + V_t > V_t$

Per il corretto funzionamento della cella: $V_1 < 2V_t$ $(*)$

$$\sqrt{\frac{2I_0}{\beta_L}} + V_t \le 2V_t$$

$$\sqrt{\frac{2I_0}{\beta_L}} = (V_{GS}-V_t)_L \le V_t$$

$I_2 \uparrow$, $I_1 \downarrow$

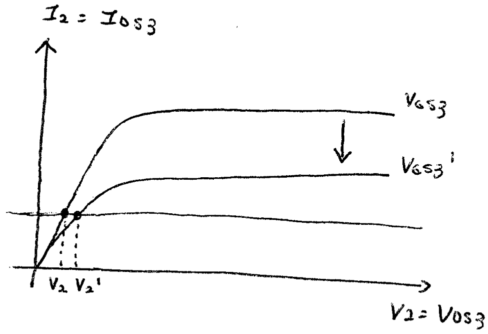
$I_2 \uparrow \Rightarrow V_2 = V_{DS3} \uparrow$

Per un piccolo incremento di I_2 risulta ancora $V_2 < V_t$:

M4 OFF e $I_2 = I_{DS3}$

M2 OFF e $I_1 = I_{DS1}$

$I_1 \downarrow \Rightarrow V_1 = V_{GS1} = V_{GS3} \downarrow \Rightarrow V_2 \uparrow$



$V_{GS3}' < V_{GS3}$

$\hookrightarrow V_2' > V_2$

nel momento in cui: $I_2 \uparrow$, $I_1 \downarrow \Rightarrow V_2 = V_t$: M2, M4 ON

M2 comincia a condurre $I_{DS2} > \emptyset$ e $I_{DS1} \downarrow \Rightarrow V_1 \downarrow \Rightarrow V_2 \uparrow$

ma $V_2 \uparrow \Rightarrow I_{DS2} \uparrow \Rightarrow I_{DS1} \downarrow$

Si tratta di una reazione positiva.

nel caso in cui il guadagno d'anello sia > 1 abbiamo instabilità.

Lo stato della cella viene quindi invertito anche se I_2 non viene aumentato in quanto $V_2 > V_t$.

Si studia il caso $V_2 = V_t$ ma M_2 ancora OFF.

$M_1 : M_3$ formano uno specchio

M_1 è in SAT.

Se anche M_3 è in SAT.: $\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{DS3}}{I_{DS1}} = \frac{\beta_c}{\beta_L}$

-> $V_{DS3} > V_{GS3} - V_t$

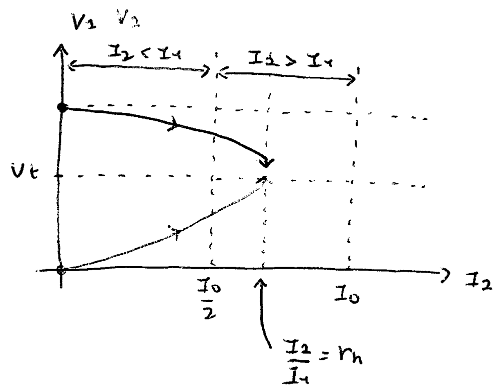
ma $V_{DS3} = V_2 = V_t$

$$V_{GS3} = V_1 < 2V_t \qquad (*)$$

$I_2 < I_1$ -> $V_2 = V_{DS3}$: M_3 è in triodo

$I_2 \uparrow$ M_3 passa da TRIODO a SAT.; quando questo accade anche un piccolo incremento di I_2 provoca un grande aumento di V_2.

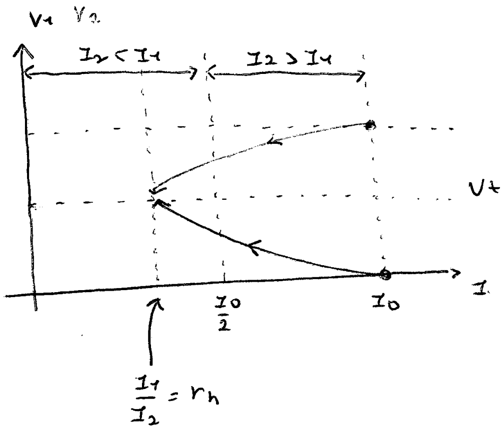
Imponiamo $r_n = \frac{\beta_c}{\beta_L} > 1$



$V_2 = V_t$ nel momento in cui $I_2 > I_1$, che avviene dopo aver verificato $I_1 = I_2 = I_0/2$.

www.alessandropaghi.it

nel caso in cui: $I_1 = \emptyset$, $I_2 = I_0$ e $I_1 \uparrow$ $I_2 \downarrow$



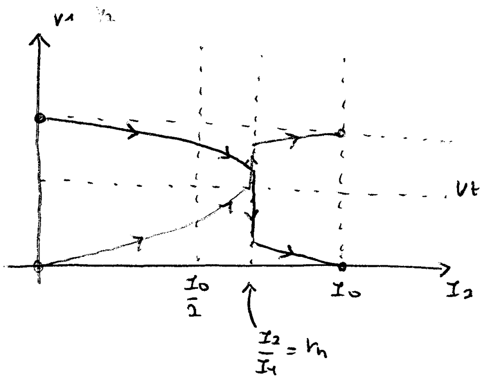
$V_1 = V_t$ nel momento in cui $I_2 < I_1$, che avviene dopo aver verificato $I_1 = I_2 = I_0/2$.

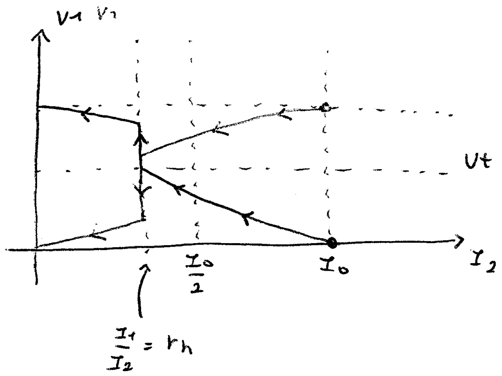
risulta: $\frac{1}{r_h} < r_h$ ← è chiaramente presente un'isteresi

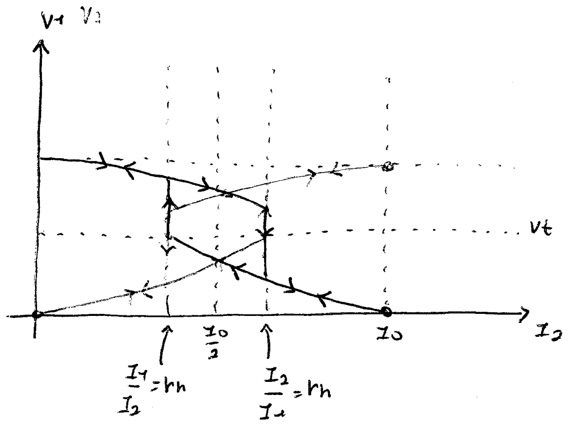
La soluzione è la seguente

$I_1 = I_0$ $I_1 \downarrow$
$I_2 = \emptyset$ $I_2 \uparrow$

$I_1 = \emptyset$ $I_1 \uparrow$
$I_2 = I_0$ $I_2 \downarrow$





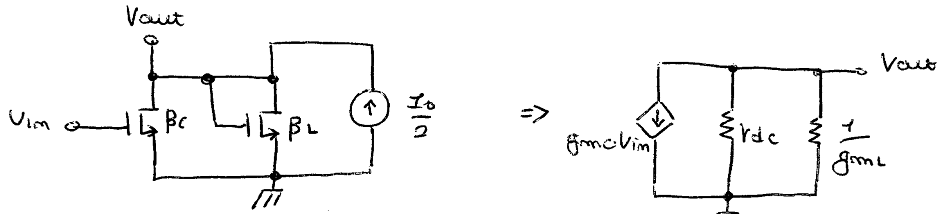


nel caso in cui $I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$ -> $V_1 = V_2$

Tutti i MOS sono ON e in SAT.

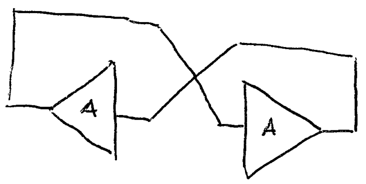
$$\begin{cases} V_{GS1} = V_{GS3} \\ V_{GS2} = V_{GS4} \\ V_1 = V_2 \rightarrow V_{GS} = V_{DS} \end{cases}$$

Si divide la cella in due sotto circuiti identici:



$$A = -g_{mc} \cdot \left(r_{dc} // \frac{1}{g_{mL}}\right) \sim -\frac{g_{mc}}{g_{mL}}$$

La cella può essere rappresentata come:



guadagno d'anello:
$A^2 > 1$.

Quando $I_1 = I_2$, $V_1 = V_2$: $A \sim -\frac{g_{mc}}{g_{mL}} = \frac{\beta_c}{\beta_L} = r_h$

con $r_h > 1$.

Da cui risulta che la soluzione simmetrica non è un punto di equilibrio stabile: il circuito si posiziona in una delle due condizioni di riposo, in cui risulta guadagno d'anello nullo.

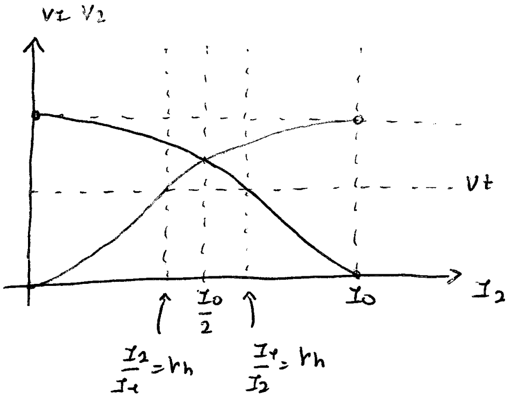
www.alessandropaghi.it

nel caso in cui $r_h < 1$:

$I_2 = \phi, \uparrow \Rightarrow V_2 \uparrow \Rightarrow V_2 = V_t$ prima che si verifichi $I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$.

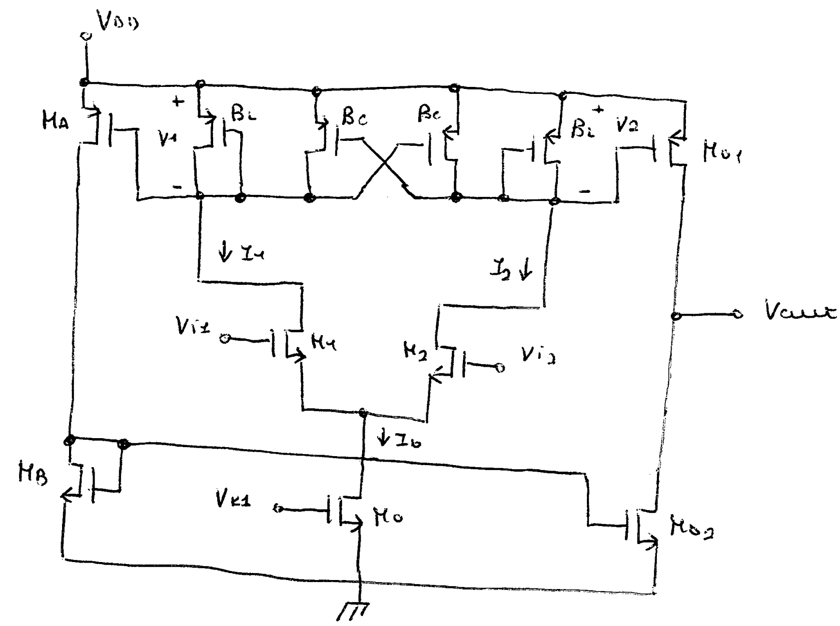
$I_2 = I_0, \downarrow \Rightarrow V_1 \uparrow \Rightarrow V_1 = V_t$ prima che si verifichi $I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$

non è presente isteresi, il guadagno d'anello è sempre < 1 e la soluzione $I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$ che implica $V_1 = V_2$ è stabile.



www.alessandropaghi.it

COMPARATORE RIGENERATIVO BASATO SU CELLA CROSS COUPLED



La cella è a PMOS, dobbiamo riferire tutte le tensioni a V_{DD}.

M_{o1} forma uno specchio col MOS connesso a diodo alla sua sinistra.

M_{o2} è pilotato dalla corrente che scorre su M_A, che a sua volta forma uno specchio col MOS connesso a diodo alla sua destra.

M_{o1} ed M_{o2} replicano sempre lo stato dei due MOS connessi a diodo -> solo uno tra M_{o1} e M_{o2} sarà ON.

M_{o1} ON -> $V_{out} = V_{DD}$	M_{o1} OFF -> $V_{out} = \emptyset$
M_{o2} OFF	M_{o2} ON

$I_1 + I_2 = I_0$

$Vid = Vi_2 - Vi_1$

$$\begin{cases} I_2 - I_1 = g_{m1} V_{id} \\ I_2 + I_1 = I_0 \end{cases}$$

$V_{id} \ll 0 \rightarrow I_{DS2} = 0$: M_{02} ON, M_{01} OFF $\rightarrow V_{out} = 0$.

$V_{id} \uparrow \rightarrow I_{DS2} \uparrow$

nel momento in cui $\frac{I_2}{I_1} = r_h = \frac{\beta_c}{\beta_L} > 1$ la cella commuta stato e M_{02} OFF, M_{01} ON $\rightarrow V_{out} = V_{DD}$.

$$I_2 = r_h I_1 \rightarrow \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} = \frac{r_h - 1}{r_h + 1} = \frac{g_{m1}}{I_0} \cdot V_H$$

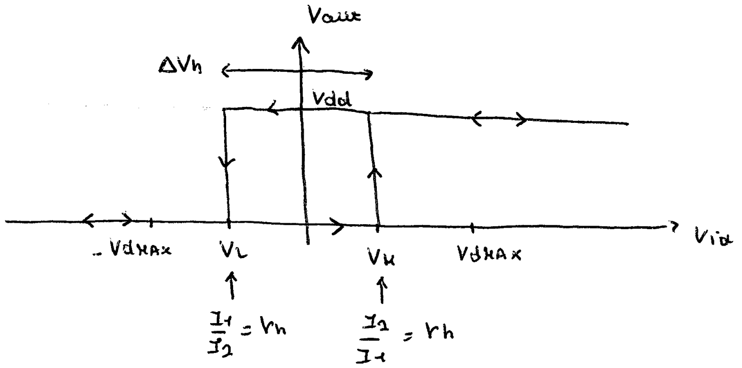
Quando $V_{id} = 0$: $I_0 = 2 I_{DS1}$ (condizione di riposo)

$$\frac{g_{m1}}{I_0} = \frac{g_{m1}}{2 I_{DS1}} = \frac{1}{2 V_{TE1}}$$

$$\Rightarrow V_H = 2 V_{TE1} \cdot \frac{r_h - 1}{r_h + 1}$$

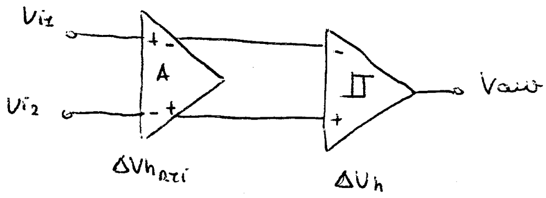
$$V_L = -V_H$$

$$\Delta V_h = 2 V_H = 4 V_{TE1} \cdot \frac{r_h - 1}{r_h + 1} \qquad \text{in F.I.: } \Delta V_h = 2 (V_{GS} - V_t)_1 \cdot \frac{r_h - 1}{r_h + 1}$$



www.alessandropaghi.it

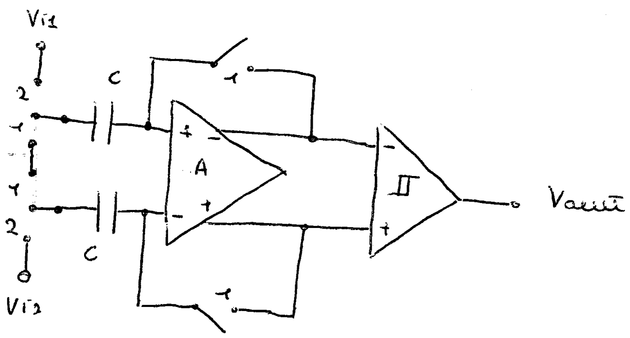
COMPARATORI A BASSA ISTERESI



con $\Delta V_{h_{RTI}} = \frac{\Delta V_h}{A}$

La prima fonte di errore è l'offset del preamplificatore.

Si cancella con la tecnica CDS:



FASE 1) Retroazione a β unitario

$V_{in} \sim V_{io}$ memorizzato dalle due capacità

FASE 2) Funzionamento in open loop

V_{io} memorizzato nelle capacità viene sommato al segnale ottenendo un amplificatore virtualmente esente da offset.

www.alessandropaghi.it