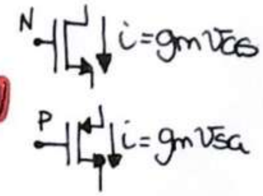
ANALOG CIRCUIT DESIGN



- NOZIONI BASE MOSFET

CONDIZIONI DI SATURAZIONE

NMOS: $\begin{cases} V_{GS} > V_T \\ V_{DS} > V_{GS} - V_T \end{cases}$

PMOS $\begin{cases} V_{SG} > |V_T| \\ V_{SD} > V_{GS} - |V_T| \end{cases}$

CORRENTE IN SATURAZIONE

$$I = K(V_{GS} - V_T)^2\left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right)$$

DOVE $K = \frac{1}{2}\mu C_{ox}'\left(\frac{W}{L}\right)$

VA TENSIONE DI MODULAZIONE

CORRENTE IN TRIODO $I = K\left[2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$

$$R_{DS} = \frac{1}{\mu_n C_{ox}'\left(\frac{W}{L}\right) V_{ov}}$$

PARAMETRI DI PICCOLO SEGNALE

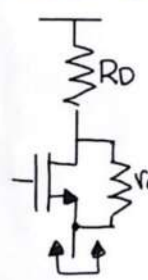
TRASCONDUTTANZA $g_m = \frac{2I}{V_{ov}} = 2\sqrt{KI}$

← LA RICAVO FACENDO $\frac{dI}{dV_{ov}}$ DALLA FORMULA DELLA CORRENTE IN SATURAZIONE.
SE VOGLIO IL GUADAGNO IN TRIODO DEVO FARE $\frac{dV_{DS}}{dV_{ov}}$ DELLA CORRENTE DI TRIODO, COSÌ SO GIÀ LA TENSIONE AI CAPI DEL MOSFET.

EARLY RESISTANCE $r_o = \frac{V_A}{I}$

CAPACITÀ GATE-SOURCE(SAT) $\Rightarrow C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox}' WL$

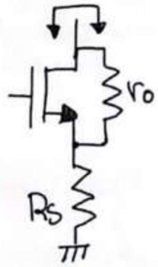
RESISTENZA VISTA DAI MOS



$$R = \frac{r_o + R_D}{1 + g_m r_o}$$

SE RD PICCOLO → $R \simeq 1/g_m$

SE $R_D = r_o$ → $R \simeq 2/g_m$



$$R = r_o + R_S + g_m r_o R_S$$

SE $R_S \simeq r_o$ → $R \simeq g_m r_o R_S$

NOTA!! UN SISTEMA È INSTABILE ANCHE SE IL SUO $G_{loop} > 1$

- WEEK INVERTION/MODERATE INVERTION

(NON HO CAPITO BENE LA DIFFERENZA)

SE ABBIAMO CHE $V_{OV} < 0{,}1V$ SIAMO IN QUESTA REGIONE. IN QUESTO CASO ABBIAMO CHE VARIA IL VALORE DELLA TRASCONDUTTANZA

$$g_m|_{week} = \frac{I_D}{n V_{th}} \cdot \frac{2}{1+\sqrt{1+4I_C}}$$

DOVE

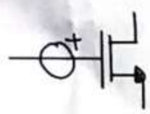
$$I_C = \frac{I_{DS}}{I_S} = \frac{I_{DS}}{2n\mu_n C_{ox}'\left(\frac{W}{L}\right)\cdot V_{th}^2}$$

CORRENTE DI BIAS

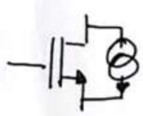
$$n = \frac{C_{OX}+C_D}{C_D} = 2{,}5 \quad \text{(non so se vale sempre)}$$

$$V_{th} = 25{,}8\,mV$$

RUMORE BIANCO MOSFET   RUMORE MOSFET WEAK INVERSION: $4KT\frac{n}{2}g_m$ È IL NOSTRO NUOVO γ.



$$S_V = \frac{4KT\gamma}{g_m}$$



$$S_I = 4KT\gamma g_m$$

- RUMORE 1/f
- $S_V = \frac{K_V}{C_{ox}' \cdot WL \cdot f}$
- $S_I = \frac{K_I \cdot I}{L^2 \cdot f}$

$$\text{DOVE } \gamma = \begin{cases} 1 & \text{ZONA OHMICA} \\ 2/3 & \text{SATURAZIONE CANALE LUNGO} \\ \simeq 2 & \text{SATURAZIONE CANALE CORTO} \end{cases}$$

RUMORE INPUT STADIO DIFFERENZIALE

$$S_{Veq} = \frac{8KT\gamma}{g_{md}}\left(1+\frac{V_{ovd}}{V_{ovM}}\right)$$

- METODO DELLE COSTANTI DI TEMPO

SE LE CAPACITÀ SONO INTERAGENTI DEVO FARE

$$\tau_{PL} = \sum_i R_i' \cdot C_i$$ ← RESISTENZE VISTA DAL CONDENSATORE CON GLI ALTRI APERTI

$$\frac{1}{\tau_{PH}} = \sum_i \frac{1}{R_i'' C_i}$$ ← RESISTENZA VISTA DAL COND. CON GLI ALTRI IN CORTO

SE VOGLIO CALCOLARE UNO ZERO?

GLI ZERI SONO DATI DA QUEI CONDENSATORI CHE MESSI IN CORTO NON BLOCCANO IL TRASFERIMENTO.

PER CALCOLARE LO ZERO METTO A ØV L'USCITA E NON NULLO L'INGRESSO E VEDO LA CORRENTE CHE PASSA SUL CONDENSATORE

QUANDO CALCOLO GLI ZERI L'USCITA È A Ø V MA NON È A TERRA (NON C'È PASSA CORRENTE) IDEM PER L'INPUT, È UNA TENSIONE VIN PERÒ RISULTA UN APERTO

ATTENZIONE!! SE HO UN CIRCUITO RETROAZIONATO DEVO FARE STO LAVORO SUL CIRCUITO APERTO. QUINDI METTO A Ø L'USCITA DEL GLOOP NON DEL CIRCUITO!

• METODO ESTESO DELLE COSTANTI DI TEMPO

$$T(s) = A_0 \frac{a_2 s^2 + a_1 s + 1}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + 1}$$

DOBBIAMO CALCOLARE I COEFFICIENTI

$$b_1 = C_1 R_1^0 + C_2 R_2^0 + C_3 R_3^0$$

DOVE R_x^0 È LA RESISTENZA VISTA DA C_x CON TUTTE LE ALTRE APERTE

$$b_2 = C_1 C_2 R_1^0 R_2^{(1)} + C_1 C_3 R_1^0 R_3^{(1)} + C_2 C_3 R_2^0 R_3^{(2)}$$

DOVE $R_x^{(y)}$ È LA RESISTENZA VISTA DA X CON Y IN CORTO E GLI ALTRI APERTI

$$b_3 = C_1 C_2 C_3 R_1^0 R_2^{(1)} R_3^{(1,2)}$$

I COEFFICIENTI DEL NUMERATORE SONO LA STESSA COSA SOLO CHE LE RESISTENZE VANNO CALCOLATE CON $V_{OUT} = \emptyset$.

CASI POPOLARI

SO DI AVERE UN DENOMINATORE DEL TIPO $b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + 1$ AVRÒ CHE IL POLO A BASSA FREQUENZA È DATO SOLO DA b_1 MENTRE IL POLO A + ALTA FREQUENZA È DATO DA b_3/b_2

$$b_3 s^3 + b_2 s^2 \rightarrow s^2(b_3 s + b_2) \rightarrow s^2\left(1 + s\frac{b_3}{b_2}\right)$$

(CHE NON È ALTRO CHE IL METODO DELLE COSTANTI DI TEMPO)

TEOREMA DI MILLER

POSSO RIPORTARE LA CAPACITÀ PRIMA DEL LATO DI GUADAGNO FACENDO

$$Z_P = \frac{Z_C}{1-G} \quad \text{ALLORA} \quad C_P = C_C(1-G)$$

MILLER COME COMPENSAZIONE

PER CALCOLARE POLI E ZERI:

POLO A BASSA FREQ È DATO DA C_{MILLER} CON LE ALTRE CAPACITÀ APERTE

ALTRI POLI CON C_{MILLER} IN CORTO E USANDO IL METODO DELLE COSTANTI DI TEMPO

ZERO SOLO MILLER: $f_Z = \frac{g_{m6}}{2\pi C}$

ZERO MILLER + RESISTENZA: $f_Z = \frac{1}{2\pi C\left(R_N - \frac{1}{g_{m8}}\right)}$

ATTENZIONE! (CASO NON PER OTA) SE HO UNA RETE DOVE NON SO SE LA CAPACITÀ DI MILLER È DOMINANTE (ES: GUADAGNO RAMO POSITIVO ALLORA C DIMINUISCE) ALLORA IN QUESTO CASO USARE IL METODO ESTESO DELLE COSTANTI DI TEMPO E NON IL TEOREMA DI MILLER (XÈ NON SO SE POI C_{MILLER} È UN CORTO O NO)

<u>ATTENZIONE</u> CHE QUANDO METTIAMO LA RESISTENZA PER COMPENSARE LE 2 CAPACITÀ SONO INTERAGENTI E INDIPENDENTI, QUINDI OLTRE AL POLO DI MILLER A BASSA FREQ DEVO USARE IL METODO DELLE COSTANTI DI TEMPO ($C_{MILLER} \rightarrow$ CORTO) PER OTTENERE I 2 NUOVI POLI.

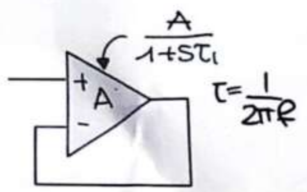
ESISTE ANCHE LA COMPENSAZIONE VOLTAGE BUFFER E CURRENT BUFFER E QUESTE DANNO DEGLI ZERO BUONI. NEL CASO DI CURRENT BUFFER ABBIAMO CHE IL POLO A BASSA FREQUENZA È SEMPRE QUELLO DI MILLER MA GLI ALTRI 2 POLI SONO COMPLESSI E CONIUGATI. DEVO RICAVARE ω_0 E Q

$$\frac{S^2}{\omega_0^2}+\frac{S}{\omega_0 Q}+1$$

E ALLORA NOI POSSIAMO CALCOLARE IL MARGINE DI FASE COSÌ:

$$\Delta\varphi = 180 - \operatorname{atan}\left(\frac{f_T}{f_P}\right) + \operatorname{atan}\left(\frac{f_T}{f_Z}\right) - \operatorname{atan}\left(\frac{f_T \cdot f_0}{Q(f_0^2 - f_T^2)}\right)$$

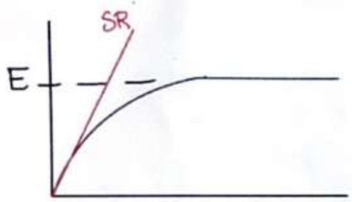
SLEW RATE (È UN PARAMETRO DI GRANDE SEGNALE!!) QUINDI NON DEVO USARE I gm MA FARE I CONTI CON LE IB.



SE HO UN GRADINO LA CUI RISPOSTA NON È LIMITATA DALLO SR HO CHE IL TEMPO PER ARRIVARE A $E-\Delta V$ È

$$t_S = \tau \cdot \ln\left(\frac{E}{\Delta V}\right) \qquad \text{DOVE } \tau = \frac{\tau_1}{A} = \frac{1}{2\pi GBWP}$$

COSA SUCCEDE SE È LIMITATO DALLO SLEW RATE?



CASO PEGGIORE, LO USO PER VEDERE SE L'OTA AVRÀ LIMITAZIONI O NO

$$SR \leq \frac{E}{\tau}$$

IN QUESTO CASO LA CARICA SI CALCOLA COME:

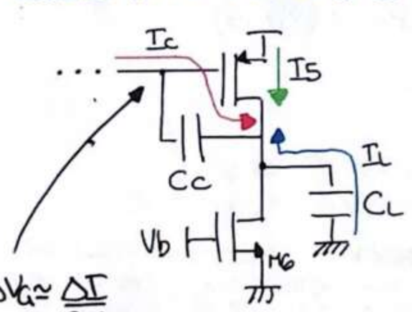
$$t_S = t_{slew} + t_{lin} = \left(\frac{E}{SR} - \tau\right) + \tau \ln\left(\frac{SR\,\tau}{\Delta}\right)$$

CREDO DEBBA USARE L'SR DELL'OTA

NOTA EXTRA:

SE VOGLIO CALCOLARE I POLI A CIRCUITO CHIUSO PRENDO Gloop E CALCOLO 1-Gloop E PRENDO IL NUMERATORE (CHE È IL DENOMINATORE DEL SISTEMA COMPLETO)

SLEW RATE INTERNO E ESTERNO



$\Delta V_G \simeq \frac{\Delta I}{gm}$

(APPROSSIMAZIONE)

LO SLEW RATE INTERNO È FACILE ED È DATO DALLA MAX CORRENTE DEL PRIMO STADIO

$$SR_{INT} = \frac{I'_M}{C_C}$$

SLEW RATE ESTERNO È PIÙ COMPLESSO. DOBBIAMO CONTROLLARE CHE NEL CASO PEGGIORE M5 ABBIA IL GIUSTO BIAS. QUINDI

$$I_5 - I_M' - \frac{C_L}{C_C} I_M' > 0$$

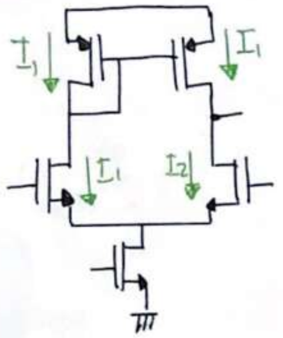
QUESTO PERCHÈ LO SLEW RATE INTERNO DEVE ESSERE UGUALE A QUELLO ESTERNO SE I_5 SI SPEGNE ABBIAMO CHE SOLO M6 TIRA CORRENTE E QUINDI

$$SR_{EXT} = \frac{I_6}{C_L + C_C}$$

L'SR È LIMITATO TRA IL MINIMO TRA INTERNO E ESTERNO.

OFFSET DI TENSIONE

POSSIAMO AVERE 2 TIPI DI OFFSET QUELLO DI THRESHOLD E QUELLO DI K.
E QUESTO OFFSET SI HA TRA LE PAIA DI MOS, QUELLE DELLO SPECCHIO
O QUELLE DI INPUT.



• MISMATCH VT INPUT

$$I_O = I_1 - I_2$$
$$= K\left(V_{IN} - V_T - \frac{\Delta V_T}{2}\right)^2 - K\left(V_{IN} - V_T + \frac{\Delta V_T}{2}\right)^2$$
$$= 2K(V_{IN} - V_T)\Delta V_{TIN} = -g_{m1}\Delta V_{TIN}$$

$$V_{O_{OS}} = I_O \cdot R_{OUT} \qquad V_{IN_{OS}} = \frac{I_O \cdot R_{OUT}}{g_{m1} R_{OUT}} = \Delta V_{TIN}$$

• MISMATCH VT MIRROR

E' LA STESSA COSA SOLO CHE $I_O = -g_{mM} \cdot \Delta V_T$ QUINDI

$$V_{IN_{OS}} = \frac{\Delta V_T \cdot g_{mM} \cdot R_{OUT}}{g_{m1} \cdot R_{OUT}} = \frac{g_{mM}}{g_{m1}}\Delta V_T = \frac{V_{OVIN}}{V_{OVM}}\Delta V_T$$

QUINDI L'OFFSET TOTALE DATO DA ΔT È:

$$\sigma_{V_{OS}}^2 = \sigma_{\Delta V_{TIN}}^2 + \left(\frac{V_{OVIN}}{V_{OVM}}\right)^2 \sigma_{\Delta V_{TM}}$$

• MISMATCH K INPUT

$$I_O = I_1 - I_2 = \left(K + \frac{\Delta K}{2}\right)V_{OV}^2 - \left(K - \frac{\Delta K}{2}\right)V_{OV}^2 = \Delta K (V_{OV})^2 = g_{m1}\,\frac{V_{OVIN}}{2}\cdot\frac{\Delta K}{K}$$

QUINDI

$$V_{OS} = \frac{V_{OVIN}}{2} \cdot \frac{\Delta K}{K}$$

RICORDO CHE $g_m = 2KV_{OV}$

• MISMATCH K MIRROR

VIENE ESATTAMENTE LA STESSA COSA CHE SOPRA

SEMBRA ASSURDO MA VIENE COSÌ USANDO LA STESSA PROCEDURA DI SOPRA

OFFSET TOTALE

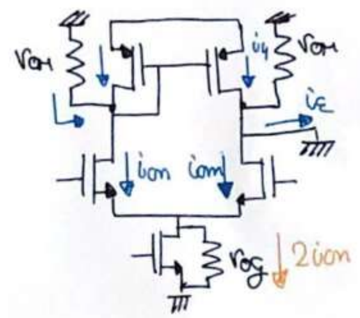
$$\sigma_{V_{OS}}^2 = \sigma_{\Delta V_{TIN}}^2 + \left(\frac{V_{OVIN}}{V_{OVM}}\right)^2 \cdot \sigma_{V_{TM}}^2 + \left(\frac{V_{OVIN}}{2}\right)^2\left[\sigma_{\frac{\Delta K_{IN}}{K_{IN}}}^2 + \sigma_{\frac{\Delta K_m}{K_m}}^2\right]$$

COMMON MODE REJECTION RATIO

$$CMRR = \frac{2 g_{m1} r_{og}}{\varepsilon}$$

IDEALMENTE NELLA STRUTTURA FULLY DIFFERENTIAL È ∞ MA CI SONO DELLE DIFFERENZE DELLA STRUTTURA DA CONSIDERARE

• DETERMINISTICA



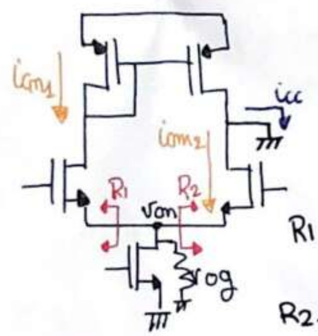
NON TUTTA LA CORRENTE VIENE SPECCHIATA PERCHÈ C'È r_o

$$i_4 = i_{cm} \cdot \frac{r_{OM}}{r_{OM} + \frac{1}{g_m}} \qquad i_\varepsilon = i_4 - i_2 \simeq - i_{cm}\left(\frac{1}{1 + g_{mM} r_{OM}}\right)$$

QUINDI

$$\varepsilon = -\frac{1}{g_{mM} \cdot r_{OM}} \qquad \varepsilon = \frac{i_\varepsilon}{i_{cm}}$$

UN ULTERIORE ERRORE DETERMINISTICO È DATO DAL FATTO CHE LA CORRENTE DI MODO COMUNE CHE SI GENERA SU r_{og} VEDE 2 RESISTENZE DIVERSE



$$i_{cm1} = \frac{v_{cm}}{r_{og}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad i_{cm2} = \frac{v_{cm}}{r_{og}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$i_{cc} = i_{cm1} - i_{cm2} = \frac{v_{cm}}{r_{og}} \cdot \frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = \frac{r_{OIN} + 1/g_{mM}}{1 + g_{mIN} r_{OIN}} \qquad R_2 = \frac{r_{OIN}}{1 + g_{mIN} r_{OIN}}$$

$$\simeq -\frac{v_{cm}}{2 r_{og}} \cdot \frac{1}{g_{mM} r_{OIN}} = -i_{cm} \frac{1}{g_{mM} r_{OIN}}$$

È COSÌ PERCHÈ L'USCITA È A TERRA

QUINDI $\varepsilon \simeq -\dfrac{1}{g_{mM} r_{OIN}}$

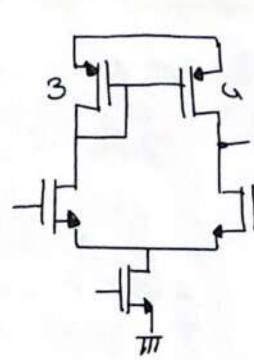
PERCIÒ ABBIAMO UN ERRORE DETERMINISTICO PARI A

$$\varepsilon_{det} \simeq -\left[\frac{1}{g_{mM} r_{OM}} + \frac{1}{g_{mM} r_{OIN}}\right]$$

• STATISTICA (È TUTTA DIFFERENZA DI g_m)

SUPPONIAMO $g_{m3} \neq g_{m4}$ ALLORA IL FATTORE DI MIRROR $\neq 1$

$$i_{cc} \simeq \left(\frac{g_{m3} + \Delta g_m}{g_{m3}} - 1\right) i_{cm} \rightarrow i_{cc} \simeq \frac{\Delta g_m \cdot i_{cm}}{g_{m3}}$$



VEDIAMO CHE LA CORRENTE VARIA COME Δg_m, DOBBIAMO VEDERE COME ΔV_T E ΔK IMPATTANO SU g_m.

$$g_m = 2 K V_{OV}$$

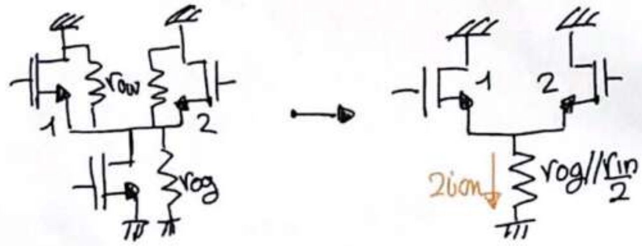
$$\Delta g_m = 2 V_{OV} \Delta K - 2 K \Delta V_T \rightarrow \frac{\Delta g_m}{g_m} = \frac{\Delta K}{K} - \frac{\Delta V_T}{V_{OV}}$$

ABBIAMO CHE $\sigma^2_{\frac{\Delta g_m}{g_m}} = \sigma^2_{\frac{\Delta K}{K}} + \sigma^2_{\frac{\Delta V_T}{V_{OV}}}$

$$\sigma(CMRR) = \frac{g_{m1} 2 r_{o5}}{\sigma(E_{STAT})}$$

$$\sigma_{E_{STAT}} = \sqrt{\mathcal{E}^2_{MIRROR} + \mathcal{E}^2_{PAIR}}$$

CONSIDERIAMO ORA UNA DIFFERENZA SULLE TRASCONDUTTANZE DI INPUT
PER SEMPLICITÀ CUI USA QUESTO CIRCUITO



$$i_1 = 2i_{cm} \cdot \frac{g_{m1}}{g_{m2}+g_{m1}}$$

ALLORA $i_{cc} = i_1 - i_2 = 2i_{cm}\left(\frac{g_{m1}-g_{m2}}{g_{m1}+g_{m2}}\right) = 2i_{cm} \cdot \frac{\Delta g_{mW}}{2g_{mW}}$

PIÙ NELLO SPECIFICO

$$i_{cc} = \frac{v_{cm}}{r_{og}//(r_{ow}/2)} \cdot \frac{\Delta g_{mW}}{2g_{mW}} = \frac{v_{cm}}{2r_{og}}\left(1+\frac{2r_{og}}{r_{oW}}\right)\left(\frac{\Delta K_W}{K}+\frac{\Delta V_{TW}}{V_{OV}}\right)$$

~~QUESTO 2 È DI TROPPO SECONDO ME~~!

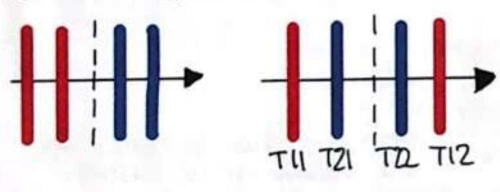
$$\mathcal{E}_{PAIR} = \left(1+\frac{2r_{og}}{r_{oW}}\right)\left(\frac{\Delta K_W}{K}+\frac{\Delta V_{TW}}{V_{OV}}\right)$$

RICORDO CHE $CMRR = \frac{2g_{m1} r_{og}}{\mathcal{E}}$

VARIABILITÀ DEI PARAMETRI NEI DEVICE

ATTENZIONE $\sigma^2_{V_T} = \frac{A^2_{V_T}}{WL}$

- COMMON CENTROID STRUCTURE



$$V_{T1} = \left(\frac{V_{T11}+V_{T12}}{2}\right)$$

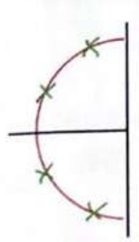
$$V_{T2} = \left(\frac{V_{T21}+V_{T22}}{2}\right)$$

- FILTRI

PARTIAMO STUDIANDO I FILTRI PASSABASSO. COSA FONDAMENTALE DA RICORDARE È LA FDT.

$$T(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

> BUTTERWORTH



I POLI SONO MESSI SULLA CIRCONFERENZA DI RAGGIO ω_0 E SONO SPAZIATI DI $(\pi / n° \text{POLI})$

PER CALCOLARE L'ESPRESSIONE DEI POLI USO LA TRIGONOMETRIA POI POSSO CALCOLARE IL FATTORE DI MERITO

$$Q = \frac{|p|}{2\,\mathrm{Re}(p)}$$

IL MODULO
~~LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO~~ DI BUTTERWORTH $|H(j\omega_{BP})|^2 = \dfrac{1}{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}$

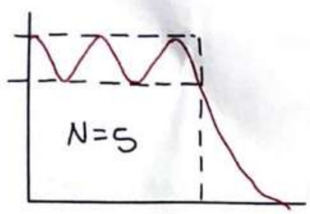
DA CUI RICAVIAMO

$$\left(\frac{\omega_{BP}}{\omega_0}\right)^n \leq \sqrt{A_{BP}^2 - 1} = \varepsilon_{BP} \qquad \left(\frac{\omega_{SB}}{\omega_0}\right)^n \geq \sqrt{A_{SB}^2 - 1} = \varepsilon_{SB}$$

$$n^\circ \text{ poli} \geq \frac{\ln(K_\varepsilon)}{\ln(K)} \qquad K_\varepsilon = \frac{\varepsilon_{BP}}{\varepsilon_{SB}} \qquad K = \frac{\omega_{BP}}{\omega_{SB}}$$

$$\frac{\omega_{BP}}{\sqrt[n]{\varepsilon_{BP}}} \leq \omega_0 \leq \frac{\omega_{SB}}{\sqrt[n]{\varepsilon_{SB}}}$$

- CHEBYCEV



IL FILTRO CHEBYCEV HA TANTI RIPPLE IN BANDA QUANTI SONO IL NUMERO DI POLI (NELL'ESEMPIO 5)

$$n^\circ \text{ poli} \geq \frac{\cosh^{-1}(K_\varepsilon^{-1})}{\cosh^{-1}(K^{-1})}$$

$$\Gamma \geq \left(\frac{1+\sqrt{1+\varepsilon_{BP}^2}}{\varepsilon_{BP}}\right)^{\frac{1}{n}} \qquad S_K = -\sin\left[(2K-1)\frac{\pi}{2n}\right]\cdot\frac{\Gamma^2-1}{2\Gamma} + j\cos\left[(2K-1)\frac{\pi}{2n}\right]\frac{\Gamma^2+1}{2\Gamma}$$

PER $K=-n,\dots,n$

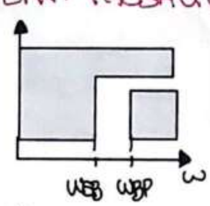
SK MI FORNISCE PARTE REALE E IMMAGINARIA DEI POLI MA SULLA CIRCONFERENZA UNITARIA. DEVO DENORMALIZZARE. PER FARLO FACCIO

$$\boxed{\omega_1 = |p|\cdot\omega_{BP}}$$

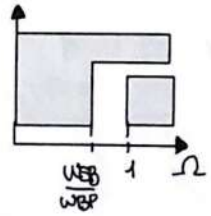
POI AVRÒ $\dfrac{1}{\dfrac{S^2}{\omega_1^2}+\dfrac{S}{\omega_1 Q}+1}$

BESSEL (NON TROVO DOVE LO HA FATTO, BOH)! SO SOLO CHE BESSEL HA UN LINEAR PHASE SHIFT.

FILTRI PASSA ALTO



PARTO DALLA DESCRIZIONE DI UN FILTRO PASSA ALTO, DOVRÒ NORMALIZZARE IL FILTRO

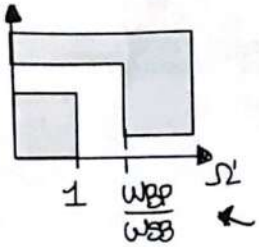


PER NORMALIZZARE DIVIDO TUTTO PER WBP, MI SI CREANO 2 NUOVE VARIABILI

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_{BP}} \qquad P = \frac{S}{\omega_{BP}}$$

DEVO ADESSO PORTARLO A UN LPF, PER FARE QUESTO INVERTO TUTTO

ES: $\dfrac{1}{\dfrac{P^2}{\Omega_2^2}+\dfrac{P}{\Omega_2 Q_2}+1} \rightarrow 1\Big/\left(\dfrac{\omega_{BP}^2}{\Omega_2^2 S^2}+\dfrac{\omega_{BP}}{\Omega_2 Q_2 S}+1\right)$



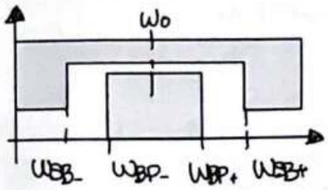
PRATICAMENTE ORA ABBIAMO

$$\hat{p} = \frac{1}{p} = \frac{\omega_{BP}}{s} \qquad \Omega' = \frac{1}{\Omega} = \frac{\omega_{BP}}{\omega}$$

QUANDO SIAMO PASSATI AL LPF ABBIAMO INVERTITO I VALORI RISPETTO A PRIMA.

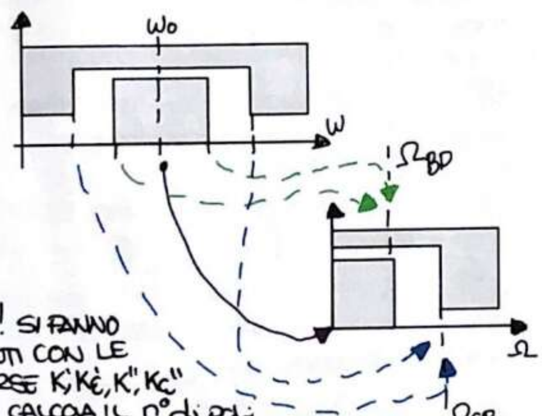
NOI DIMENSIONIAMO IL FILTRO PASSABASSO POI PER AVERE IL PASSALTO METTIAMO AL POSTO DELLA S DEL PASSABASSO (CHE SAREBBE $\hat{p}$) IL SUO VALORE CIOÈ ω_{BP}/s

FILTRO PASSABANDA



$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{BP(+)}\omega_{BP(-)}}$$

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$



ATTENZIONE! PASSARE DA PASSABANDA A LPF NON È COSÌ IMMEDIATO. DEVO SEGUIRE QUESTE TRASFORMAZIONI

$$\hat{p} = Q\,\frac{(s^2+\omega_0^2)}{s\omega_0}$$

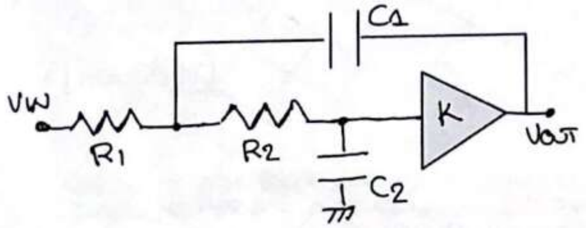
$$\Omega = Q\,\frac{(\omega^2-\omega_0^2)}{\omega\omega_0}$$

NO!! SI FANNO I CONTI CON LE DIVERSE K_i, K_ε, K_i'', K_ε'' E SI CALCOLA IL n° di poli IL PIÙ LIMITANTE VINCE

POI CALCOLIAMO TUTTI GLI OMEGA ($\Omega_{BP(+)}$, $\Omega_{BP(-)}$, $\Omega_{SB(+)}$, $\Omega_{SB(-)}$) QUELLI BP DOVREBBERO ESSERE UGUALI GLI ALTRI POSSONO ESSERE DIVERSI.

IN QUEL CASO LO PRENDO IL Ω_{SB} CHE HA VALORE PIÙ BASSO PERCHÈ È IL PIÙ LIMITANTE (CREDO).
CALCOLIAMO POI LPF E AL POSTO DELLA S (CHE È $\hat{p}$) METTIAMO $\hat{p} = Q\,\frac{s^2+\omega_0^2}{s\omega_0}$

SALLEN KEY



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{[C_1R_1(1-K)+C_2(R_2+R_1)]}$$

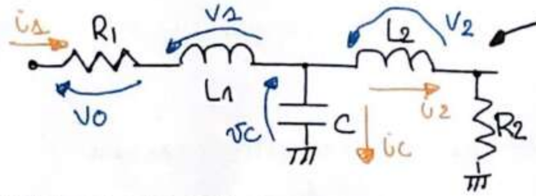
SE $R_1=R_2$ $C_1=C_2$

$\omega_0 = \frac{1}{CR}$ $\qquad Q = \frac{1}{3-K}$

SE $R_1=R_2$ $C_2=C$ $C_1=nC$ $\rightarrow$ $\omega_0 = \frac{1}{CR\sqrt{n}}$ $\qquad Q = \frac{\sqrt{n}}{2}$

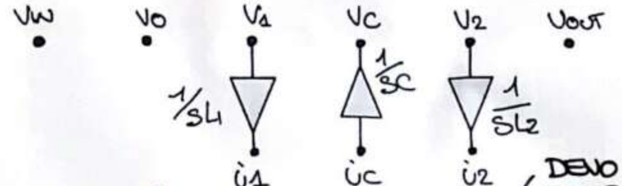
RETE LADDER - PROCEDURA ALTERNATIVA

SE NON MI DA IL CIRCUITO BASTA RICAVARLO RICORDANDOSI CHE SE DEVO AVERE UN LPF DEVO AVERE SEGNALE IN DC QUANDO I CONDENSATORI SONO APERTI. (CAPISCO QUINDI LA TOPOLOGIA)



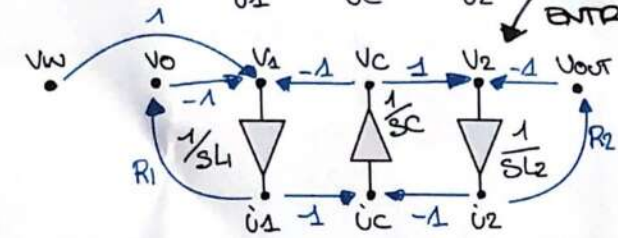
NOI TROVIAMO UNA RETE DI QUESTO TIPO DOBBIAMO ESPRIMERE LE VARIABILI DI STATO (CIOÈ TENSIONI E CORRENTI) PER OGNI ELEMENTO REATTIVO LE ESPRIMIAMO COME INTEGRATORE ($1/s$)

ATTENZIONE CHE NON SONO LE TENSIONI AI NODI MA LE CADUTE SUI COMPONENTI

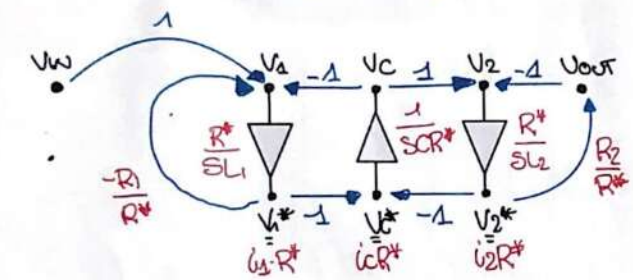


POI CREO UN GRAFICO DI QUESTO TIPO CON TUTTE LE VARIABILI DI STATO E LE COLLEGO CON GLI ADEGUATI PESI SUI RAMI

DEVO AVERE SEMPRE TUTTE LE FRECCE ENTRANTI NEGLI INTEGRATORI

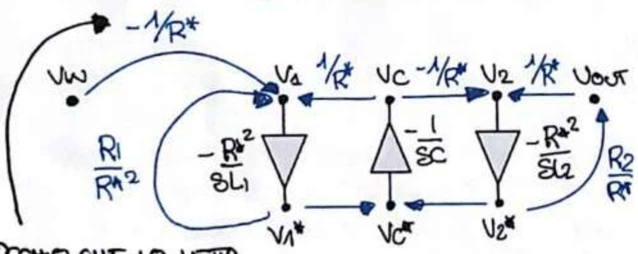


TUTTAVIA A NOI FA PIÙ COMODO AVERE IL GRAFICO MESSO TUTTO IN TENSIONE ALLORA MOLTIPLICHIAMO TUTTE LE CORRENTI PER IL VALORE R^*. FACENDO QUESTO DOBBIAMO ANCHE MODIFICARE I DIMENSIONAMENTI DEI NODI RELATIVI ALLA CORRENTE



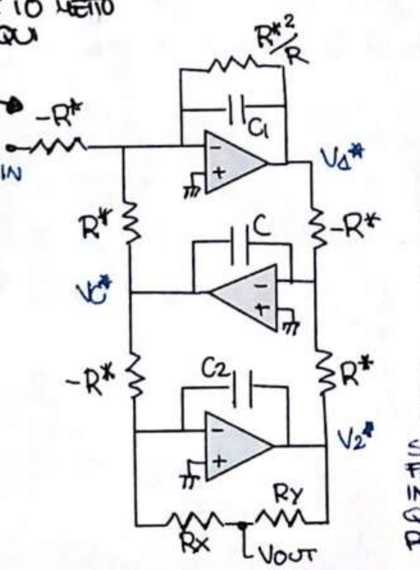
SUCCESSIVAMENTE NOI DIVIDIAMO PER R^* TUTTI I NODI ENTRANTI IN UN INTEGRATORE. CONSEGUENTEMENTE DOVREMO MOLTIPLICARE PER R^* GLI INTEGRATORI.

NOI VOGLIAMO INTEGRATORI NEGATIVI PERCIÒ INVERTIAMO I SEGNI PER AVERLO POSSIBILE



RICAVATO QUESTO GRAFICO NOI PORTIAMO TUTTI I NODI AGLI INGRESSI DEGLI INTEGRATORI E RICAVIAMO IL CIRCUITO.

OCCHIO CHE IO METTO L'OPPOSTO QUI



~~A QUESTO PUNTO DEVO PRENDERE I VALORI DI L/C/R NEL CIRCUITO FILTRO INIZIALE. QUESTI SONO DATI IN UNA TABELLA NORMALIZZATA CON R=1Ω (TROPPO PICCOLA) ALLORA DOBBIAMO DENORMALIZZARE~~

~~[M È COSÌ]~~

~~- MOLTIPLICO R E L PER M~~
~~- DIVIDO C PER M~~

~~SE HO DEI LIMITI SULLA MAX RESISTENZA O ALTRO POSSO DIVIDERE UGUALMENTE I VALORI DI L E C CHE NON CAMBIA NULLA!~~

SE VOLESSI RIDURRE L'AMPLIFICAZIONE DI UN OPAMP FACCIO K VOLTE + GRANDI LE SUE RESISTENZE IN INGRESSO (TUTTE QUELLE CHE TOCCANO IL NODO DI IN TRANNE QUELLA IN RETROAZIONE) E DIVIDO PER K LE RESISTENZE IN OUTPUT.

- NON IDEALITÀ DEGLI OPAMP

LE NON IDEALITÀ DELL' OPAMP FANNO SI CHE CI SIA UNA VARIABILITÀ NEL FATTORE DI MERITO E QUESTO PUÒ PORTARE ALLA ROTTURA DELLE CONDIZIONI DELLA MASCHERA DEL FILTRO.

- ATTENZIONE! POSSO AVERE VARIAZIONE DI Q ANCHE SE HO VARIAZIONE DI K

IN OGNI CASO DOPO DIVERSI CALCOLI SI OTTIENE CHE

$$\frac{\Delta Q}{Q} = Q\left[2\frac{\omega_0}{\omega_u} + 2\frac{\omega_0}{\omega_{p2}} + \frac{2\omega_0}{\omega_z} - \frac{2}{A_0}\right]$$

SE $\varphi_m = 60° \rightarrow \omega_z = \sqrt{3}\,\omega_u$
(CALCOLATRICE IN DEG!!!)

TIPICAMENTE NOI GUARDIAMO SOLO I CASI PEGGIORI, VEDIAMO QUINDI CHE LA VARIAZIONE DI $\Delta Q/Q$ POSITIVA È

$$\frac{\Delta Q}{Q}_p = Q\left[2\frac{\omega_0}{\omega_u} + \frac{2\omega_0}{\omega_{p2}} \cdots\right] \leq 10^{\frac{\alpha_{err dB}}{20}} - 1 = \varepsilon_{ERR}\%$$

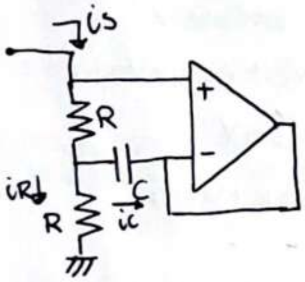
MENTRE QUELLA NEGATIVA È

$$\frac{\Delta Q}{Q}_n = -Q\frac{2}{A_0} \leq 10^{\frac{\alpha_{err dB}}{20}} - 1 = \varepsilon_{ERR}\%$$

- GIRATORI

SERVONO A IMPLEMENTARE UN INDUTTORE SENZA USARNE UNO

- GIRATORE



HO UNA CADUTA SUL CONDENSATORE PARI A Ri_s (DATA DALLA TERRA VIRTUALE)

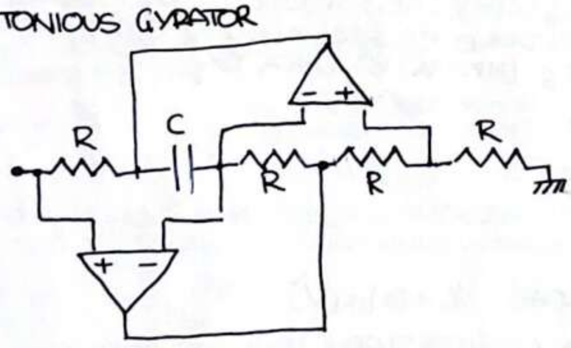
QUINDI LA CORRENTE SUL CONDENSATORE È

$$i_C = \frac{Ri_s}{1/sC} = sCRi_s$$

QUINDI

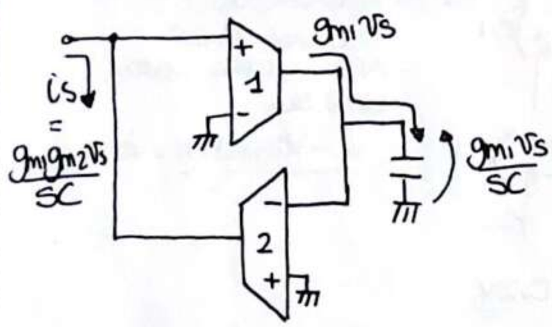
$$V_S = Ri_s + R(1+sCR)i_s \rightarrow Z = 2R + sCR^2$$

- ANTONIOUS GYRATOR



$$L_{eq} = CR^2$$

- Gm-C GYRATOR

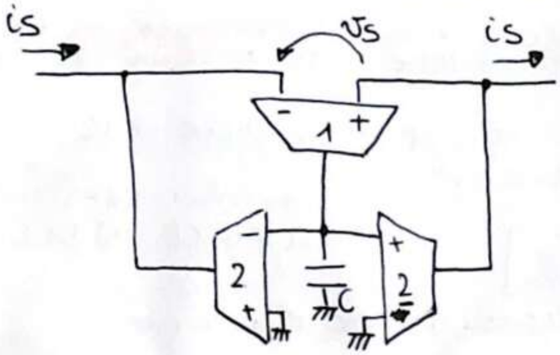


OTTENIAMO CHE

$$\frac{V_S}{i_S} = \frac{sC}{g_{m1}g_{m2}}$$

IN QUESTO CASO NON HO FEEDBACK LOCALE E RIESCO AD AVERE BANDA FINO AL GBWP DEGLI OTA.

SE VOLESSIMO CREARE UN INDUTTANZA NON RIFERITA A TERRA DOVREMMO:

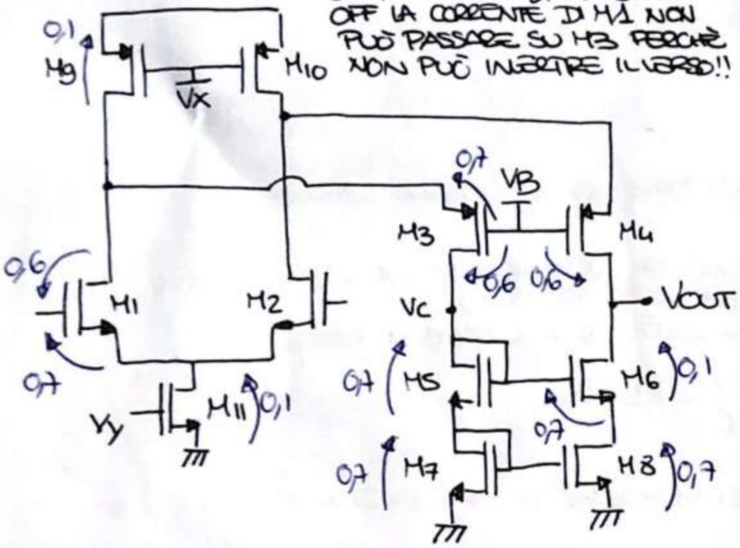


$$\frac{v_S}{i_S} = \frac{sC}{g_{m1} g_{m2}}$$

• FOLDED CASCODE

IMPORTANTE PER RICORDARE IL CIRCUITO E CAPIRE LA DINAMICA DELLE TENSIONI DI BIAS.

NOTA IMPORTANTE!!!
SE PER CASO M9/M10 SONO OFF LA CORRENTE DI M1 NON PUÒ PASSARE SU M3 PERCHÈ NON PUÒ INVERTIRE IL VERSO!!



LE MASSIME TENSIONI DI INGRESSO E USCITA SONO

- $V_{INMAX} = V_B + 1{,}3\ V \overset{!}{=} V_B + V_{GS3} - V_{OV1} + V_{GS1}$
- $V_{INMIN} = 0{,}8\ V \overset{!}{=} V_{OV11} + V_{GS1}$
- $V_{OUTMAX} = V_B + 0{,}6\ V \overset{!}{=} V_B + V_{GS4} - V_{OV4}$
- $V_{OUTMIN} = 0{,}8\ V \overset{!}{=} V_{OV6} + V_{OV7}$

ATTENZIONE A V_{OUTMIN}!! NOTIAMO CHE $V_{OV8} = 0{,}7\ V$! XÈ? QUESTO DEVE ESSERE 0,7 V PERCHÈ TRA GATE E SOURCE DI M6 DEVONO ESSERCI ALMENO 0,7 V AL CONTEMPO SO CHE LA TENSIONE SUL GATE 6 (MINIMA) È DATA DA

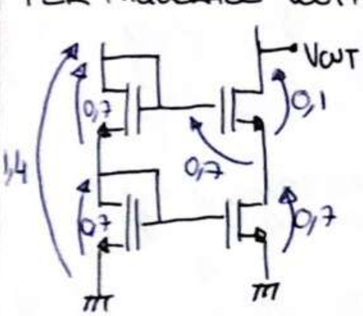
$$V_{G6MIN} = V_{BMIN} + V_{GS3} - V_{OV3} = V_{BMIN} + 0{,}6$$

DEVO TROVARE I VALORI DI VB MIN E MAX.

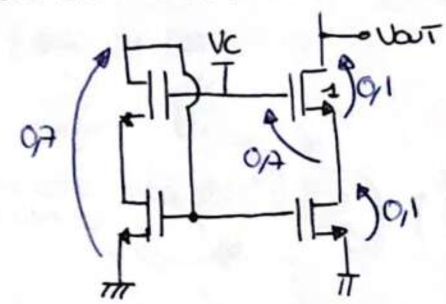
$$V_{BMAX} = 2{,}2\ V = V_{DD} - V_{OV9} - V_{SG3}$$

$$V_{BMIN} = V_C + V_{OV3} - V_{SG3} = 0{,}8\ V \qquad (\text{PERCHÈ } V_C = 1{,}4\ V)$$

PER MIGLIORARE VOUTMIN ESISTE UNA NUOVA ARCHITETTURA, L'ENANCED MIRROR



$V_{OUTMIN} = 0{,}8$



$V_{OUTmin} = 0{,}2\ V$

ATTENZIONE!!!
BISOGNA STARE ATTENTI CHE VOUTMIN NON SIA

$V_C - V_{GS} + V_{OV1} = V_{OUTMIN}'$

LUOGO DELLE RADICI

- FANNO PARTE DEL LUOGO DELLE RADICI TUTTI I PUNTI DEL PIANO CHE HANNO UN NUMERO DISPARI DI POLI E ZERI (A DESTRA) [SUL PIANO, I POLI COMPLESSI VANNO IN MODO ASINTOTICO VIA E NON LI CONTIAMO]
- I POLI SI SPOSTANO VERSO GLI ZERI
- PER SAPERE L'ANGOLO CON CUI PARTONO GLI ASINTOTI DEVO FARE

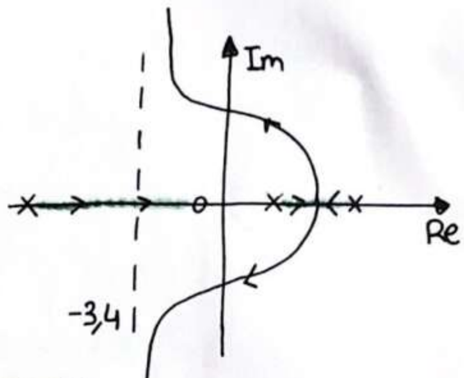
$$\alpha = \frac{180^\circ + h360^\circ}{n-m} \quad \text{con } h \in \mathbb{N} \qquad n-m = n^\circ\text{poli} - n^\circ\text{zeri}$$

- PER SAPERE A CHE VALORE DEL PIANO REALE VA L'ASINTOTO DEVO FARE

$$\frac{\sum Re(\text{poli}) - \sum Re(\text{zeri})}{n-m}$$

ESEMPIO

$$\frac{(s+0{,}2)}{(s-1)(s-2)(s+10)}$$



- DENORMALIZZAZIONE RETI LADDER

I VALORI DATI NELLA TABELLA PER LE RETI LADDER SONO NORMALIZZATI PER $\omega_0 = 1$ rad ALLORA IN QUESTO CASO DOBBIAMO DIVIDERE PER N SIA L CHE C.

$$\omega_n = N\omega_0 \rightarrow N = 2\pi\omega \quad \text{allora} \quad L_n = \frac{L}{N} \qquad C_n = \frac{C}{N}$$

TUTTAVIA NELLA RETE ABBIAMO SOLO R=1Ω CHE È MOLTO PICCOLA. SE VOGLIAMO AUMENTARE IL VALORE DELLA RESISTENZA DOBBIAMO MOLTIPLICARE PER M. IN QUESTO CASO ABBIAMO

$$R_m = MR \qquad L_m = ML_n \qquad C_m = C_n/M$$

- SLEW RATE AIUTO!

SE ABBIAMO CHE LO SLEW RATE DELL'OTA NON RIESCE A SEGUIRE QUELLO DELL'IMPULSO IL MODO PER CALCOLARE IL TEMPO DI SETTLING È MOLTO FACILE. NOI SAPPIAMO CHE

$$SR_s = \frac{E}{\tau}$$

ALLORA NOI CERCHIAMO LA MAX AMPIEZZA DA CUI POSSIAMO SEGUIRE IL SEGNALE CON IL NOSTRO OTA FACENDO

$$A_{mpiezza} = SR_{OTA} \cdot \tau$$

AVREMO DUNQUE CHE PER UN AMPIEZZA $E - A_m$ AVRÒ ANDAMENTO LINEARE E POI SEGUIRÒ IL SEGNALE. L'ANDAMENTO LINEARE SARÀ LIMITATO DALL'OTA QUINDI

$$t_{lin} = \frac{E - A_m}{SR}$$

PER IL TEMPO IN CUI SEGUIAMO IL SEGNALE ABBIAMO INVECE LA SEGUENTE FORMULA

$$t_s = \tau \cdot \ln\left(\frac{\text{Ampiezza}}{\Delta}\right)$$