

# Progettazione di circuiti integrati analogici

## HOMEWORK 3, GRUPPO: MARCO PIOVESAN, MATTEO RIGO

Si vuole progettare un'OTA fully-differential a cinque mos da utilizzare come integratore a capacità commutate. Il vincolo più stringente riguarda la capacità parassita  $C_x$ : da tale capacità dipende infatti il coefficiente di retroazione  $\beta$ . Le espressioni di  $\beta$  e di  $C_x$  sono:  $C_x = W(C_{GSO}(2 + A_v) + 2/3C_{ox}L)$   $\beta = \frac{C_I}{C_x + C_I + C_{ext}}$ .

**Capacità  $C_x$** : il valore della capacità  $C_x$  è dominato dalla  $C_{gd}$  di M1 (e M2), poiché viene amplificata per effetto Miller. Per procedere nell'analisi manuale si fa un'ipotesi (che andrà verificata con i risultati della simulazione):  $C_x \simeq 2pF$ ; in questo modo è possibile avere una prima stima del valore di  $\beta (= 0.44)$  per procedere nel progetto. **Errore dinamico**: le specifiche richiedono un errore dinamico  $\epsilon_d$  massimo del 2.5%.

L'errore dinamico è legato alla banda dell'amplificatore ed al tempo di salita. Poiché il periodo di clock è di  $T_{ck} = 0.2\mu s$ , poiché  $t_s < \frac{T_{ck}}{2}$  e poiché l'interruttore viene aperto dopo  $0.4T_{ck} = 80ns$ , per avere una buona dinamica si assume  $t_s = 50ns$ . La  $\omega_c$  si ottiene dalla formula  $\omega_c = -\frac{1}{t_s} \ln(\epsilon_d) = 74Mrad/s$ , la corrispondente frequenza (normalizzando la pulsazione per  $2\pi$ ) è  $f_c = 11.77MHz$ . Noto il valore di  $\omega_c$ , è possibile risalire al valore di  $g_{m1}$ , pari a  $g_{m1} = \frac{C_{ext}(2-\beta)\omega_c}{\beta} = 2.07mS$  e successivamente determinare anche il valore di  $\frac{I_{tail}}{2}$ , pari a  $I_D = \frac{I_{tail}}{2} = 10g_{m1} = 207\mu A$ . La frequenza di guadagno unitario si ricava dalla regola banda guadagno, sfruttando la pendenza a -20dB/dec della caratteristica:  $\omega_T = \frac{\omega_c}{\beta} = 138.23Mrad/sec$ . Normalizzando per  $2\pi$  si ottiene allora  $f_T = 22MHz$ . **Errore statico**: le specifiche richiedono un errore statico massimo ( $\epsilon_s$ ) di 1.4%. L'errore statico è legato al guadagno dell'OTA secondo la relazione  $A_v = \frac{1}{\beta\epsilon_s} = 162 = g_{m1}R_o$ :  $R_o$  rappresenta il parallelo tra le resistenze di M1 e di M3. Assumendo (in prima approssimazione) che i due mosfet abbiano la stessa resistenza di uscita, la formula può essere semplificata ponendo  $R_o = r_{o1}/2$ .

La resistenza di uscita dei transistor vale dunque  $r_{o1} = \frac{2A_v}{g_{m1}} = 156.5K\Omega$ .

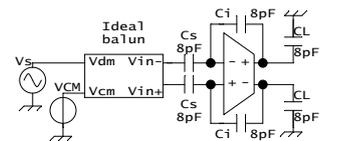
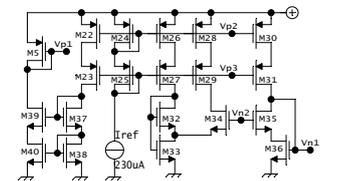
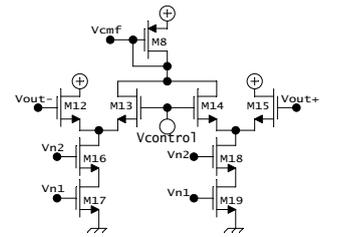
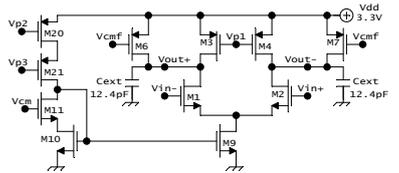
**Dimensionamento dei mosfet dell'OTA**: il valore indicativo della resistenza di uscita consente di ottenere un valore indicativo per le lunghezze di canale dei transistor. Applicando la formula  $r_o = \eta \frac{L}{I_D}$  e scegliendo opportunamente il valore di  $\eta$  ( $1.8 \times 10^7 V/m$  per un NMOS e  $1.25 \times 10^7 V/m$  per un PMOS) si ottiene  $L_n = 1.8\mu m$  e  $L_p = 2.6\mu m$ . Utilizzando ora l'ipotesi iniziale sul valore della capacità  $C_x$  si ricava  $W_n = 60\mu m$  (per M1 e M2).

Poiché ogni ramo dell'OTA è attraversato dalla stessa corrente  $\frac{I_{tail}}{2} = 207\mu A$ , imponendo ancora la relazione  $g_{m3}/I_D = 10$  è possibile ricavare per il carico attivo il valore di  $W_p = 507.74\mu m$  (per M3 + M6 e M4 + M7)

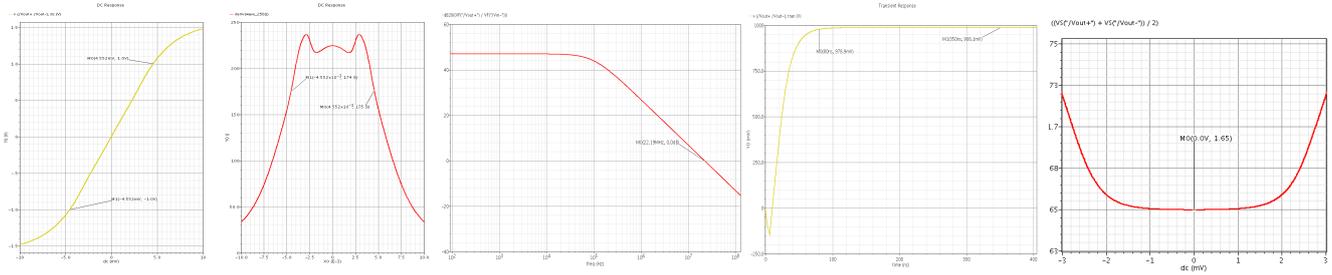
invertendo la relazione  $g_{m3} = \sqrt{2\mu C_{oxp} \frac{W_p}{L_p} \frac{I_{tail}}{2}}$ . **Common Mode Feedback**

**(CMF)**: viene adottata la soluzione che permette di regolare il carico attivo, aggiungendo un PMOS in parallelo a quello già presente nell'OTA. Il PMOS aggiuntivo consente di rendere variabile la corrente che scorre nel ramo, al fine di riportare il modo comune di uscita al valore voluto. Si sceglie di ripartire nei rami di regolazione una corrente pari al 20% di  $I_D$  ( $41.4\mu A$ ). Un ulteriore vantaggio di questa implementazione è che le coppie differenziali che processano l'errore nel modo comune di uscita sono realizzate a NMOS. Questo permette di guadagnare circa  $100mV$  di tensione di soglia rispetto ai PMOS, consentendo l'aggiunta di uno specchio cascode per ogni coppia differenziale. La larghezza di canale dei PMOS del feedback (M6, M7, M8) viene calcolata come il 20% della larghezza di canale del carico attivo complessivo ( $102\mu m$ ). Nel conseguire che i PMOS dell'OTA (M3, M4) hanno  $W_p = 405\mu m$ . Gli NMOS (M12, M13, M14, M15) hanno  $L = 1\mu m$  e  $W = \frac{2I_D L}{\mu C_{ox} V_{ov}^2} = 3.2\mu m$ , imponendo un'overdrive di  $400mV$ . **Simulazione**: viene richiesto che l'OTA rispetti la specifica sul guadagno sull'intero intervallo di variazione della tensione di uscita. Per poter soddisfare tale specifica è necessario sovradimensionare il guadagno dell'amplificatore mantenendo comunque costante (e quindi minima) la larghezza di canale dell'NMOS1 per non aumentare la capacità  $C_x$  e modificare

il coefficiente  $\beta$ . Si sceglie quindi di aumentare la corrente ( $I_D = 230\mu A$ ), per migliorare il  $g_{m1}$ , di aumentare la lunghezza di canale dei pmos (M3, M4, M5, M6, M7, M8) ( $L_p = 4\mu m$ ), per migliorare la loro resistenza. La lunghezza di canale degli nmos (M1, M2, M9, M10, M11, M12, M13, M14, M15) viene invece diminuita ( $L_n = 1\mu m$ ) in modo da diminuire la loro tensione di overdrive, al fine di allargare la curva caratteristica dello sweep DC. In questo modo le resistenze di uscita dei transistor non sono più uguali, ma si riesce a



rispettare la specifica sul guadagno. Poiché dalla simulazione il valore del modo comune di uscita era al di sotto del valore previsto (1.65V) si è scelto di aumentare anche la  $W_p$  del carico attivo, ottenendo per i PMOS dell'OTA una  $W_p = 460\mu\text{m}$  e per i PMOS del feedback una  $W_{pf} = 110\mu\text{m}$ . Si può osservare che l'ipotesi iniziale sulla  $C_x$  è rispettata perché il valore minimo di guadagno sull'intero intervallo di variazione della tensione di uscita è di circa  $A_{vmin} = 175$  e  $C_x \simeq C_{gd}A_{vmin} = 2.32\text{pF}$  ed il coefficiente  $\beta = 0.4366$ . Lo **slew rate**, calcolato come  $SR = \frac{\partial V_{od}(t)}{\partial t} = 6.534\text{MV/s}$ .



Dai grafici si può vedere nell'ordine che la specifica sul guadagno statico è pienamente rispettata nell'intero range di variazione della tensione differenziale d'uscita, il valore teorico minimo del guadagno era 162 e quello simulato invece è di circa 175. Dal grafico della derivata si può vedere una leggera non linearità dovuta alle tensioni di overdrive degli NMOS nel CMF. Nel terzo grafico si vede che la banda è di 22.19MHz. Il quarto grafico è una realizzazione della risposta al gradino dell'integratore nel quale si possono ricavare direttamente i valori di errore statico e dinamico. Avendo scelto un  $t_s = 50\text{ns}$  all'istante di chiusura dell'interruttore  $80\text{ns}$  l'errore dinamico è  $1 - 0.978 = 2.11\%$  mentre l'errore statico a regime è  $1 - 0.988 = 1.2\%$ . L'ultimo grafico mostra il modo comune di uscita al variare del modo differenziale d'uscita e si può notare che è praticamente costante all'interno del range  $V_{OUTD} = \pm 1\text{V}$ .

La generazione dei **riferimenti di corrente** per le varie coppie differenziali è fatta specchiando un generatore ideale di corrente che assorbe  $I_D = 230\mu\text{A}$  che è pari a  $\frac{I_{TAIL}}{2}$  dell'OTA. Si è scelto di usare degli specchi cascode per minimizzare il più possibile l'errore nelle correnti specchiate rendendo quindi i riferimenti più robusti, questo motivo vale ancora di più nel creare i riferimenti nelle due coppie differenziali del CMF in quanto vi sono delle ampie escursioni del modo differenziale d'uscita che tendono a sbilanciarle completamente, è necessario quindi garantire che la corrente non subisca variazioni in questi estremi. Per tutti i rami cascode a P-MOS che ricopiano quello principale con il generatore ideale è sufficiente usare la configurazione semplice per polarizzare i P-MOS dello specchio (ovvero la serie di due P-MOS con ciascuno chiuso a diodo) perché c'è un margine di  $V_{ov}$  sufficiente a mantenerli in saturazione; questo funziona eccetto nello specchio a N-MOS del CMF (common mode feedback) che ha  $V_{ov1} + V_{ov2} \leq 600\text{mV}$  nei due rami che polarizzano le coppie differenziali. Si ricorre per questi ultimi a uno specchio a N-MOS con la configurazione presentata a lezione come n°3 che usa tre rami di polarizzazione (M32÷M36), in questo modo i vari difetti dovuti a effetto body ecc. vengono minimizzati. Per generare le tre correnti di riferimento per lo specchio a N-MOS del CMF si usano tre specchi cascode a P-MOS con rapporto di specchio pari a 20% (M26÷M31). Infine si realizza lo specchio per il carico attivo fisso che porta l'80% di  $I_{TAIL}$  nell'OTA (M37÷M40) con un singolo P-MOS chiuso a diodo (M5). Per generare la corrente necessaria al P-MOS chiuso a diodo si usa una coppia cascode di tipo N-MOS con un rapporto di specchio pari a 80% (M39 e M40). Le dimensioni dei MOS di specchio sono scelte con  $L_{mirror} = 2\mu\text{m}$  e  $W$  proporzionale a  $I_D$ : si adotta  $W = 120\mu\text{m}$  negli specchi con  $I = 230\mu\text{A}$  (ramo di riferimento con il generatore ideale e in quello con lo specchio per  $\frac{I_{TAIL}}{2}$  dell'OTA),  $W = 95\mu\text{m}$  nello specchio con  $I = 182\mu\text{A}$  (carico attivo dell'OTA con 80% di  $I_{TAIL}$ ) e  $W = 32\mu\text{m}$  nello specchio con  $I = 50\mu\text{A}$  ( $I_{REF}$  per i tre rami di riferimento necessari a polarizzare lo specchio per le coppie differenziali del CMF con 20% di  $I_{TAIL}$ ). Nei tre rami dello specchio del CMF si sceglie inizialmente  $W_{CMF} = 10\mu\text{m}$  per tutti gli 8 N-MOS e il 9° N-MOS in lineare ha  $W_{LIN} = 2/3 \cdot W_{CMF} = 6.67\mu\text{m}$ , ma con questo valore l'overdrive dei MOS con il source a massa è troppo piccolo, per aumentarlo si riduce progressivamente il  $W$  di questi ultimi mantenendo fisso il  $W$  degli altri. Si arriva a un valore di  $W_{CMF1} = 5\mu\text{m}$  e  $W_{LIN} = 2/3 \cdot W_{CMF1} = 3.35\mu\text{m}$  che ripartisce i due overdrive a metà (300mV) della tensione minima a disposizione per l'intero cascode (600mV). Nel ramo che realizza la polarizzazione per  $I_{TAIL}$  dell'OTA vi è connesso un N-MOS aggiuntivo (M11) con fattore di forma uguale a M1 e M2 e con gate collegato al modo comune d'ingresso: questo MOS serve a migliorare la precisione nello specchio. Infine il mos M9 deve imporre  $I_{TAIL}$  nell'OTA e si realizza imponendo un  $W$  pari al doppio di M1 o M2. Dalla simulazione risulta un rapporto  $g_m/I_D \cong 5 < 10$  quindi il fattore di merito legato ai MOS degli specchi rientra nei valori consueti.

## Appendice:

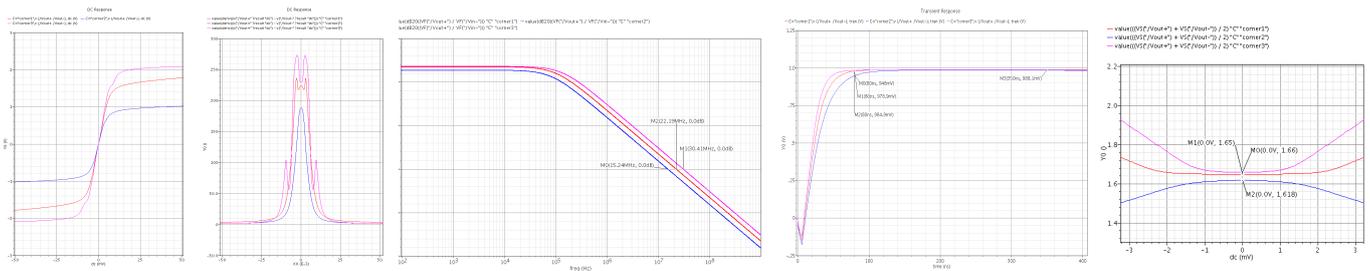
punti di lavoro dei MOS (tutti i valori sono presi in modulo):

|                      | M1    | M2    | M3     | M4     | M5     | M6     | M7     | M8     | M9    | M10   | M11   | M12    | M13   | M14   | M15    |
|----------------------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|--------|-------|-------|--------|
| L( $\mu m$ )         | 1     | 1     | 4      | 4      | 4      | 4      | 4      | 4      | 1     | 1     | 1     | 1      | 1     | 1     | 1      |
| W( $\mu m$ )         | 60    | 60    | 460    | 460    | 460    | 110    | 110    | 110    | 120   | 60    | 60    | 25     | 25    | 25    | 25     |
| $I_D$ ( $\mu A$ )    | 232.8 | 232.8 | -182.6 | -182.6 | -181.1 | -50.16 | -50.16 | -49.76 | 465.5 | 232.8 | 230   | 25.43  | 24.88 | 24.88 | 25.43  |
| $g_m$ ( $mS$ )       | 1.793 | 1.793 | 1.393  | 1.393  | 1.381  | 0.354  | 0.354  | 0.351  | 3.565 | 1.793 | 1.025 | 0.365  | 360   | 360   | 0.365  |
| $g_{mbs}$ ( $mS$ )   | 415.6 | 415.6 | 370    | 370    | 366.7  | 0.094  | 0.094  | 0.093  | 1.02  | 415.6 | 248.7 | 0.083  | 0.082 | 0.082 | 0.083  |
| $g_{moverid}$        | 7.703 | 7.703 | 7.63   | 7.63   | 7.626  | 7.064  | 7.064  | 7.061  | 7.657 | 7.703 | 4.456 | 14.38  | 14.47 | 14.47 | 14.38  |
| $V_{gs}$ ( $mV$ )    | 948.2 | 948.2 | -940.6 | -940.6 | -940.6 | -971.3 | -971.3 | -971.3 | 768.7 | 948.2 | 996.3 | 841.6  | 841.7 | 841.7 | 841.6  |
| $V_{ds}$ ( $mV$ )    | 948.2 | 948.2 | -1650  | -1650  | -940.6 | -1650  | -1650  | -971.3 | 701.8 | 948.2 | 115   | 2.2492 | 1.52  | 1.52  | 2.2492 |
| $V_{dsat}$ ( $mV$ )  | 194.7 | 194.7 | -243.3 | -243.3 | -243.3 | -260.3 | -260.3 | -260.3 | 180.8 | 194.7 | 234.4 | 106.2  | 106.2 | 106.2 | 106.2  |
| $V_{th}$ ( $mV$ )    | 718.3 | 718.3 | -705.3 | -705.3 | -705.9 | -715.7 | -715.7 | -715.7 | 535.2 | 718.3 | 707   | 746.3  | 746.4 | 746.4 | 746.3  |
| $g_{ds}$ ( $\mu S$ ) | 5.69  | 5.69  | 1.796  | 1.796  | 0.366  | 0.496  | 0.496  | 0.496  | 16.59 | 5.69  | 1342  | 0.664  | 81.76 | 81.76 | 0.664  |
| $r_0$ ( $K\Omega$ )  | 175.6 | 175.6 | 556.79 | 556.79 | 2732   | 2016   | 2016   | 1292   | 64.14 | 175.7 | 0.745 | 1152   | 12.23 | 12.23 | 1152   |
| $C_{gs}$ (fF)        | 195.2 | 195.2 | 4841   | 4841   | 4843   | 1152   | 1152   | 1152   | 410.4 | 195.2 | 180.3 | 81.83  | 81.84 | 81.84 | 81.83  |
| $C_{gd}$ (fF)        | 13.28 | 13.28 | 61.38  | 61.38  | 84.56  | 14.65  | 14.65  | 20.04  | 28.16 | 13.28 | 82.09 | 3.928  | 4.423 | 4.423 | 3.928  |
| $C_{jd}$ (fF)        | 22.39 | 22.39 | 186.7  | 186.7  | 221.8  | 47.87  | 47.87  | 56.23  | 48.69 | 22.39 | 26.07 | 15.46  | 16.85 | 16.85 | 15.46  |
| $C_{js}$ (fF)        | 29.6  | 29.6  | 356.3  | 356.3  | 356.3  | 90.4   | 90.4   | 90.4   | 68.69 | 29.6  | 29.93 | 20.93  | 20.93 | 20.93 | 20.93  |

E si riassumono brevemente tutti i mos di polarizzazione:

|                   | M16, M18, M35, M34 | M17, M19, M32, M36 | M33   | M20, M21, M22, M23, M24, M25 | M37, M38 | M39, M40 | M26, M27, M28, M29, M30, M31 |
|-------------------|--------------------|--------------------|-------|------------------------------|----------|----------|------------------------------|
| L( $\mu m$ )      | 2                  | 2                  | 2     | 2                            | 2        | 2        | 2                            |
| W( $\mu m$ )      | 10                 | 5                  | 3.35  | 120                          | 120      | 95       | 32                           |
| $I_D$ ( $\mu A$ ) | 50.4               | 50.4               | 100.8 | 230                          | 230      | 181.1    | 50.4                         |

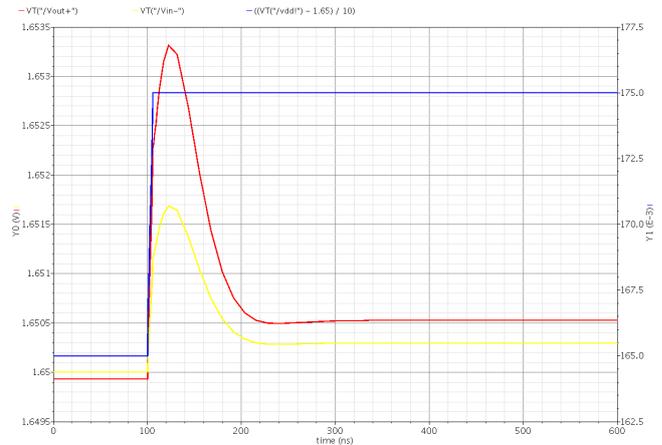
**Analisi Corner:** si effettua nel circuito un'analisi corner che testa i tre casi limite delle variazioni che possono subire i parametri tecnologici nel processo di realizzazione del die ovvero *worst speed* (transistor più lenti che erogano meno corrente,  $V_{th}$  al massimo,  $k$  minore,  $\Delta L$  minore,  $\Delta W$  maggiore e consumo di potenza minore), *typical mode* (valori impostati) e *worst power* (transistor veloci, più overdrive,  $k$  massimo,  $\Delta L$  massimo,  $\Delta W$  minimo e consumo di potenza maggiore).



L'analisi corner ripropone i grafici principali già discussi nella relazione ma in ognuno vi sono tre curve per ciascuna condizione. In modo sintetico si può dire che nel caso *worst power* la banda migliora e in generale l'amplificazione aumenta mentre nel caso *worst speed* le prestazioni tendono a far cadere l'integratore al di fuori delle specifiche assegnate.

Infine si verifica la stabilità aggiungendo un gradino su  $V_{DD}$  di 100mV e ne consegue il seguente grafico:

Dal seguente grafico si vede che l'ingresso e l'uscita seguono in un primo istante il gradino su  $V_{DD}$  a causa delle capacità (parassite e non) che collegano tutti i nodi nel circuito, per poi smorzarsi con andamento esponenziale in pochi microsecondi fermando subito l'oscillazione innescata dal gradino.



Il consumo di potenza è di  $P = V \cdot I = 3.3V \cdot 1.588mA = 5.24mW$  che può essere leggermente ridotto scaldando opportunamente il ramo di specchio di corrente con i mos M22, M23, M37, M38.

Infine l'occupazione di area complessiva dell'intero circuito è di  $10110.7\mu m^2$ .