

STADI DI USCITA

In un amplificatore lo stadio di uscita è quello che applica il segnale (tensione e corrente) sul carico.

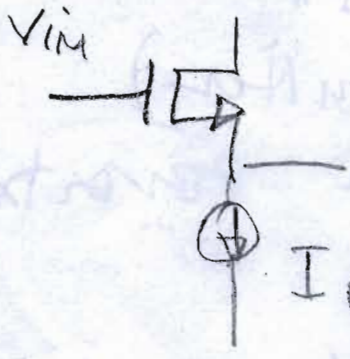
In un amplificatore di tensione ideale si ricominceremmo per lo stadio di uscita una resistenza nulla, in modo che la tensione d'uscita non dipendesse dal carico.

Per far sì che gli amplificatori reali si avvicinino a questa condizione si ricorre a una minima resistenza di carico:

$$R_{out} \ll R_L$$

Stadi con bassa resistenza d'uscita sono i source (emitter) follower.

Perché presentano però delle limitazioni:



$$V_{OUT} = V_{IN} - V_{GS}$$

$$V_{OUT MAX} = \text{MAX}(V_{IN}) - V_{GS} <$$

Per cui:

$$V_{OUT MAX} \leq V_{DD} - V_{GS}$$

si ha quindi una riduzione della dinamica d'uscita rispetto al "naiv" V_{DD} di una quantità pari a: V_{GS} (2)

$$V_{GS} = V_t + \frac{\sqrt{2I_D}}{\beta} = V_t + \sqrt{2 \frac{(I_{INST} I_{OUT})}{\beta}}$$

AD ABBONIME in situazione β CONCORRE l'effetto body, CHE AUMENTA IL VALORE DI V_t .

Se si porta verso uno stadio source-follower di tipo "p" si avrebbe auto una perdita di dinamica rispetto alla V_{SS} di $|V_{GSp}|$

LE STESSE CONSIDERAZIONI SI APPLICANO ALI Emitter follower (BJT) dove per lo stadio "n" si serve una V_{BE} rispetto a V_{ce} e una $|V_{BE}|$ rispetto a V_{EE} per lo stadio "p"

NEL CASO DI SOURCE (EMITTER) FOLLOWER PUSH-PULL SI HA PERDITA DI DINAMICA DOPIA:

- $\left\{ \begin{array}{l} V_{GSn} \text{ rispetto a } V_{DD} \quad (V_{BE} \text{ per BJT}) \\ |V_{GSp}| \text{ rispetto a } V_{SS} \quad (|V_{BE}| \text{ per BJT}) \end{array} \right.$

③ Quindi sono le tutte Follow,
FACENDO PERDERE UNA TENSIONE
DELL'ORDINE DI 1V CAI VAIL, SONO
POCO COMPATIBILI. PER APPLICAZIONI
CHE RICHIEDONO BASSE TENSIONI DI
ALIMENTAZIONE -

IN QUESTO CASO, RISPETTANDO APPLICABILI
SONO AD AMPLIFICATORI PER I
QUALI SONO RICHIESE PICCOLE
ESGONSIONI PER LA TENSIONE
D'USATA

IN TUTTI GLI ALTRI CASI, E, IN
SPECIALE MODO, QUANDO SI RICHIEDE
UNA DINAMICA D'USATA RAIL-TO-RAIL,

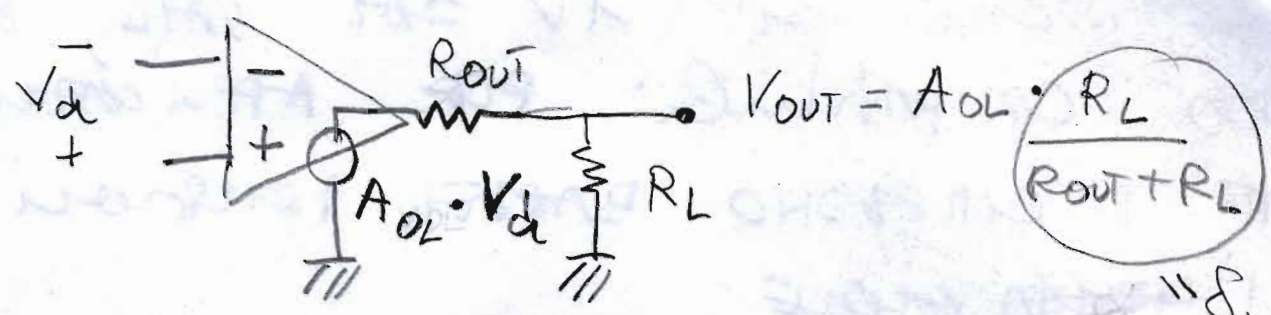
BISOGNA RINUNCIARE ALLA BASSA
RESISTENZA D'USATA

QUESTO NON È UN PROBLEMA GRANDE
PER GLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI
DESTINATI A LAVORARE AD ANELLO
CHIUSO.

IN QUESTO CASO, LA BASSA
RESISTENZA D'USATA VIENE

④ CARATTERISTICA DALLA REAZIONE:

VEDIAMO IL CASO AD ANELLO APERTO



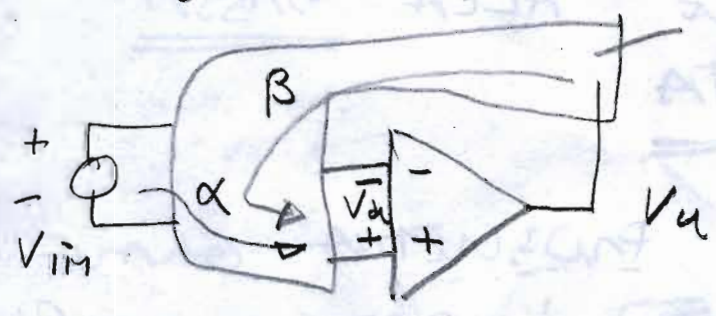
L'EFFETTO È UNA RIDUZIONE DELL'AMPLIFIC. di un fattore S_a

$$A_{eff} = S_a \cdot A_{OL}$$

Quando chiudiamo l'amplificatore in reazione, introduciamo una rete tale da:

$V_d = \beta V_{out} + \alpha V_{in}$ dove V_{in} è il segnale di ingresso al sistema

REAZIONATO:



$V_u = A_{eff} \cdot V_d$, dove A_{eff} deve essere calcolata con S_a che tiene conto in R_L ANCHE dell'effetto caricante della rete di reazione

PER VALUTARE MEGLIO L'EFFETTO CARICATO DELLA RETE DI REAZIONE E, PIU' IN GENERALE, RENDERE MENO QUANTO STUDIO OCCORRE APPLICARE IL TEOREMA DI DECOMPOSIZIONE.

NOI CI LIMITEREMO AD UN LIVELLO DI ANALISI PIU' INTUITIVO.

SE SONO VNE LE IPOTESI ENUNCIATE, MI ASSUNTE NELLE EQUAZIONI:

$$\begin{cases} V_d = \beta V_{OUT} + \alpha V_{IN} \\ V_{OUT} = A_{eff} \cdot V_d \end{cases}$$

SI OTTIENE LA SEGUA ESPRESSIONE:

$$V_{OUT} = \frac{-\alpha}{\beta} \frac{\beta A_{eff}}{\beta A_{eff} - 1}$$

$$\text{Per } |\beta A_{eff}| \gg 1 \Rightarrow V_{OUT} \approx \frac{-\alpha}{\beta}$$

PERTANTO, AL FINE DI AVERE I BENI NONI VANTAGGI DEI CIRCUITI AD ANALISI C. ORIENTAZIONE OVVIO AVERE FUNZIONI DI TRASFERIMENTO DI PERIODI DALLI SOLE NONI DI REAZIONE (alpha, beta), DI SOLITO PASSIVE E QUINDI PRECISE, E SUFFICIENTE

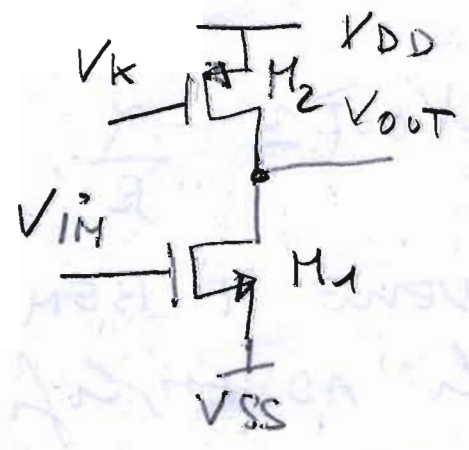
CHE L'AMPLIFICAZIONE RESIDUA A_{eff} (6)
 SIA ABBASTANZA GRANDE DA
 RENDERE $| \beta A_{eff} | \gg 1$.

POSSIAMO QUINDI TENERE ANCHE
 LA CONDIZIONE $R_L \ll R_{out}$ CHE
 PORTA A $\beta_A \ll 1$, PUNCHÉ

$A_{eff} = \beta_A A_L$ RIMANGA SUFFICIENTE
 MENTE GRANDE.

QUESTO APRE LA STRADA ALL'USO DI
 STADI DI USCITA CON RESISTENZA
 MODERATAMENTE ALTA, COME, PER
 ESEMPIO, IL SOURCE COUPLED

STADIO SOURCE COUPLED OMPOLARE



1) LA TENSIONE V_K
 È COSTANTE, PER CUI
 M2 FUNZIONA DA
 GENERATORE DI CORRENTE
 $I_{D2} = I_D$

2) PER PICCOLO SINGOLO:

$$A = -g_{m1} (r_{d1} \parallel r_{d2}) = \frac{1}{V_{TE1}} \cdot \frac{1}{\beta_1 + \beta_2}$$

L'AMPLIFICAZIONE, ESERCIZIO DELL'ORDINE
 di gm Va POTRA' VARIARE DA QUALCOTE
 DECIMA FINO A QUALCOTE CENTINAIA.
 LA CARATT. di Trasferimento si
 PUO' OTTENERE CONSIDERANDO CHE

$$I_{D1} = I_{D2}$$

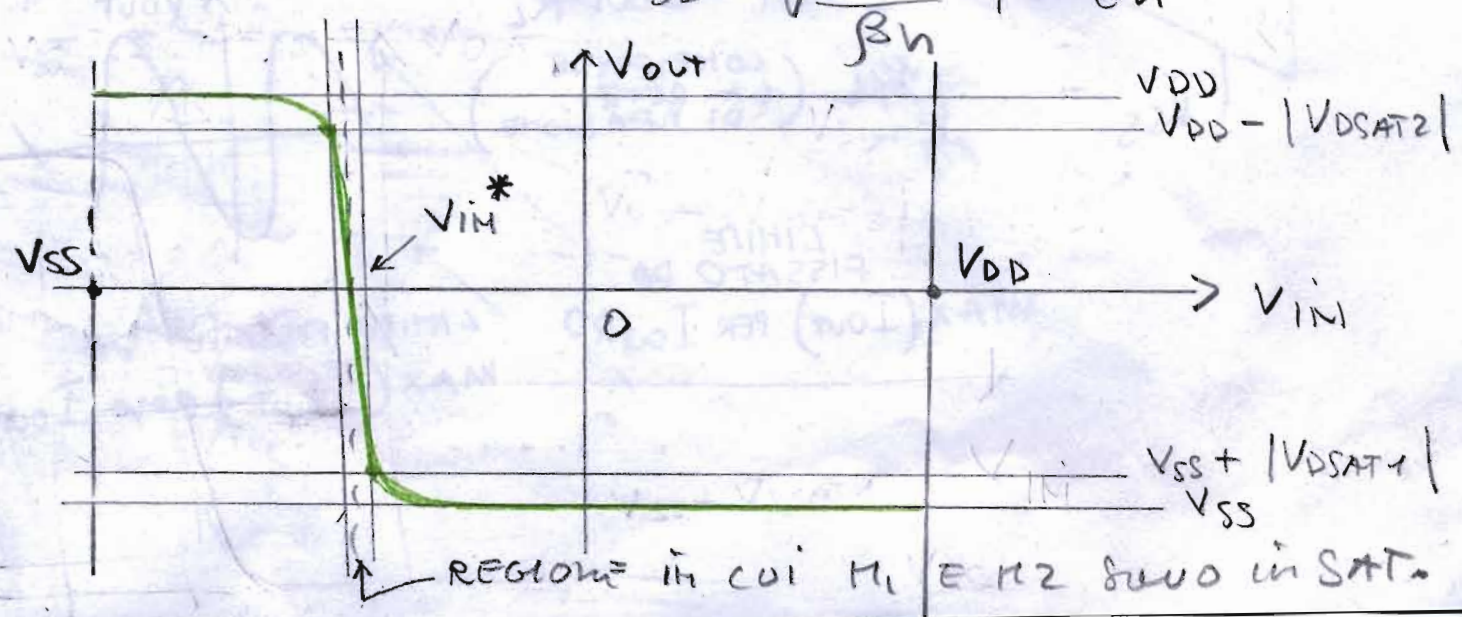
E CHE PER $V_{SS} + |V_{DSAT1}| \leq V_{OUT} \leq V_{DD} - |V_{DSAT2}|$
 M_1 & M_2 SONO ENTRAMBI IN SATURAZIONE,
 PER CUI LE V_{d1} & V_{d2} SONO ENTRAMBE
 ELEVATE (\Rightarrow ELEVA PERDITA DELLA
 CARATTERISTICA)

In questa zona di funzionamento:

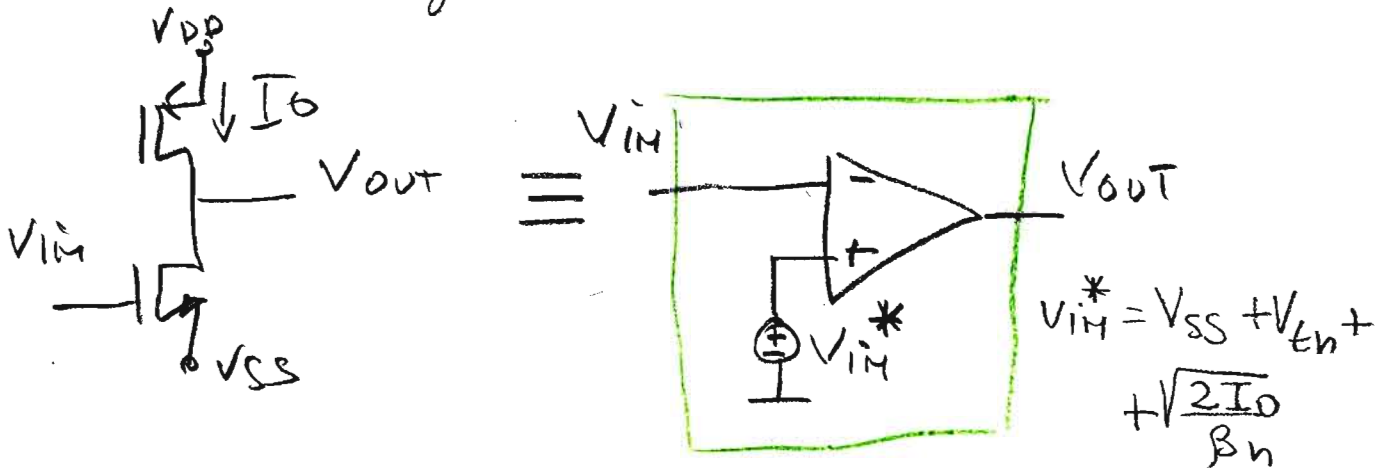
$$I_{D1} = \frac{\beta_n}{2} (V_{GSn} - V_{tn})^2 = I_{D2} = \frac{\beta_p}{2} (V_{DD} - V_{K} - |V_{tp}|)^2$$

$$\rightarrow V_{GSn} = V_{in}^* - V_{SS} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta_n}} + V_{tn}$$

ovvero $V_{in}^* = V_{SS} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta_n}} + V_{tn}$



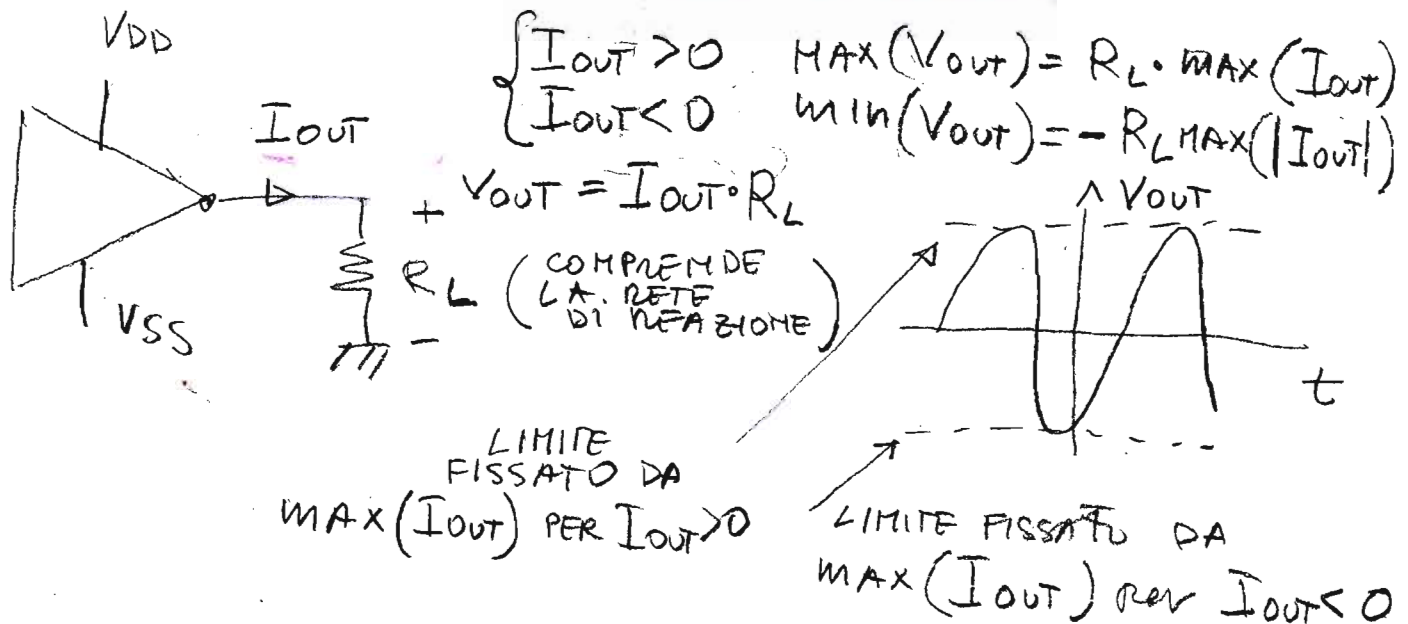
QUESTO STADIO, A SINGOLO INGRESSO, (8)
 PUO' ESSERE RAPPRESENTATO DA UN
 AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE
 CON 1 INGRESSO FISSO A V_{IH}^*



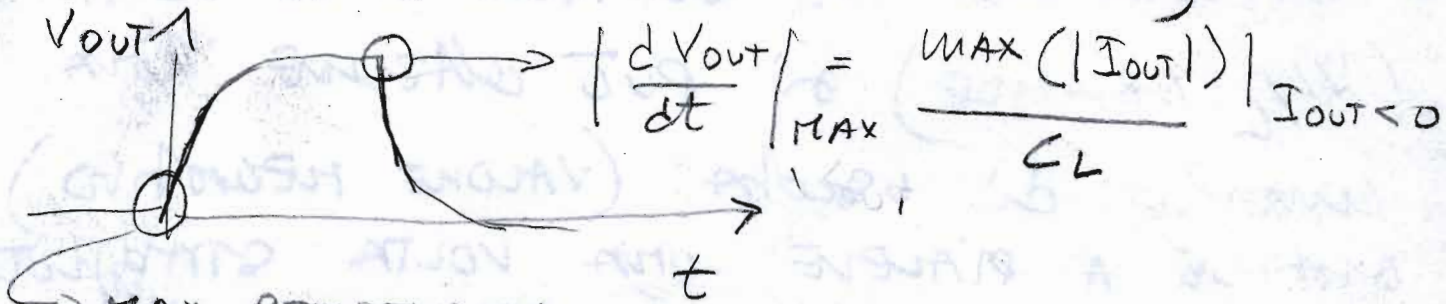
LO STADIO SOURCE-COMMON POLARE
 VIENE AMPLIAMENTE USATO COME STADIO DI
 AMPLIFICAZIONE.

NELL'USO COME STADIO DI USCITA

DEVE ESSERE DIMENSIONATO PER SODDISFARRE
 I REQUISITI DI MASSIMA CORRENTE DI USCITA



INOLTRE I VALORI MASSIMI DELLA CORRENTE DI USCITA (INTENSITÀ MAX PER $I_{OUT} > 0$ E PER $I_{OUT} < 0$) INFLUENZANO LA VELOCITÀ CON CUI PUÒ ESSERE CARICATA UNA CAPACITÀ DI CARICO (SLEW RATE ASSOCIATO ALLO STATO DI USCITA)

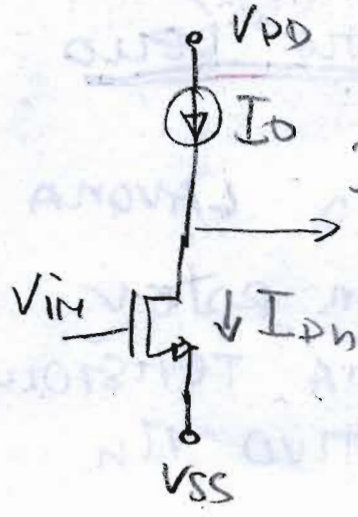


MAX PENDENZA:

$$\left. \frac{dV_{out}}{dt} \right|_{MAX} = \frac{MAX(I_{out})}{C_L} \Big|_{I_{out} > 0}$$

PER STATI DI USCITA DESTINATI AD UN USO GENERALE, LA SITUAZIONE IDEALE È QUELLA IN CUI I VALORI MASSIMI DELLA I_{OUT} PER $I_{OUT} > 0$ (CORRENTE ENDOGATA) E PER $I_{OUT} < 0$ (CORRENTE ASSORBITA) SONO SIMILI.

NEL CASO DEL SOURCE COMUNE:



$$I_{out} = I_o - I_{dn} \quad \text{per } I_{out} > 0$$

$$MAX(I_{out}) = I_o$$

$$\text{per } I_{out} < 0$$

$$MAX |I_{out}| = MAX(I_{dn}) - I_o$$

$$\text{MA: } \max(I_{DN}) = \frac{\beta_n}{2} (V_{GSN} - V_{tn})_{\text{MAX}}^2 \quad (10)$$

$$(V_{GSN} - V_{tn})_{\text{MAX}} = \max(V_{in}) - V_{tn} - V_{SS}$$

- PERMIZIANDO μ_n SUFFICIALEMENTE GRANDE (W/L GRANDE) SI PUÒ OTTENERE UNA CORRENTE DI USCITA (VALORE NEGATIVO) GRANDE A RIVALERE UNA VOLTA STABILITO IL VALORE DI $\max(V_{in})$, FISSATO DALLO STATO PRECEDENTE.

TUTTO QUESTO INDICAZIONALE DAL PUNTO DI RIPOSO DI μ_n , E QUINDI DALLA SUA CONDIZIONE APPROPRIATA A RIPOSO.

- LA SITUAZIONE PER LA MASSIMA CORRENTE POSITIVA ($I_{out} > 0$, CORRENTE ENDOGATA) È MENO VANTAGGIOSA.

LA $\max(I_{out})$ COINCIDE CON I_0 , CHE È LA CORRENTE DI ALIMENTAZIONE DELLO STATO A RIPOSO.

INFATTI, QUESTO TIPO DI STATO LAVORA IN CLASSE A IN QUANTO, PER POTER AMPLIFICARE COMETTAMENTE UNA TENSIONE SINUSOIDALE, IL TRANSISTORE ATTIVO μ_n DEVE MAI POTER MAI INTERDIRSI.

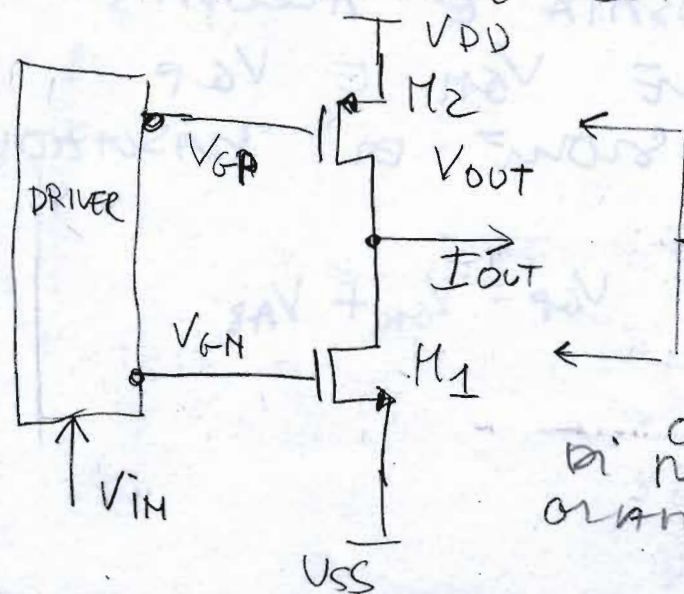
LO SVANTAGGIO DEI STADI IN CLASSE A E' PROPRIO QUELLO DI CONSUMARE A RIPOSO UNA CORRENTE MAGGIORE O UGUALE A QUELLA CHE SONO IN GRADO DI EROGARE.

QUESTO MAN E' UN PROBLEMA PER AMPLIFICAZIONI DEFINITE AD ENERGIE PICCOLE COME LE USCITE, E, COMUNQUE, IN TUTTI I CASI CHE IL CONSUMO A RIPOSO RISULTA ACCETTABILE.

SE SI VOGLIANO RERUBERARE STADI DI USCITA CAPACI DI EROGARE UNA CORRENTE MASSIMA (SIA NEGATIVA, SIA POSITIVA) MAGGIORE DEL CONSUMO A RIPOSO, OCCORRE UTILIZZARE STADI IN CLASSE AB

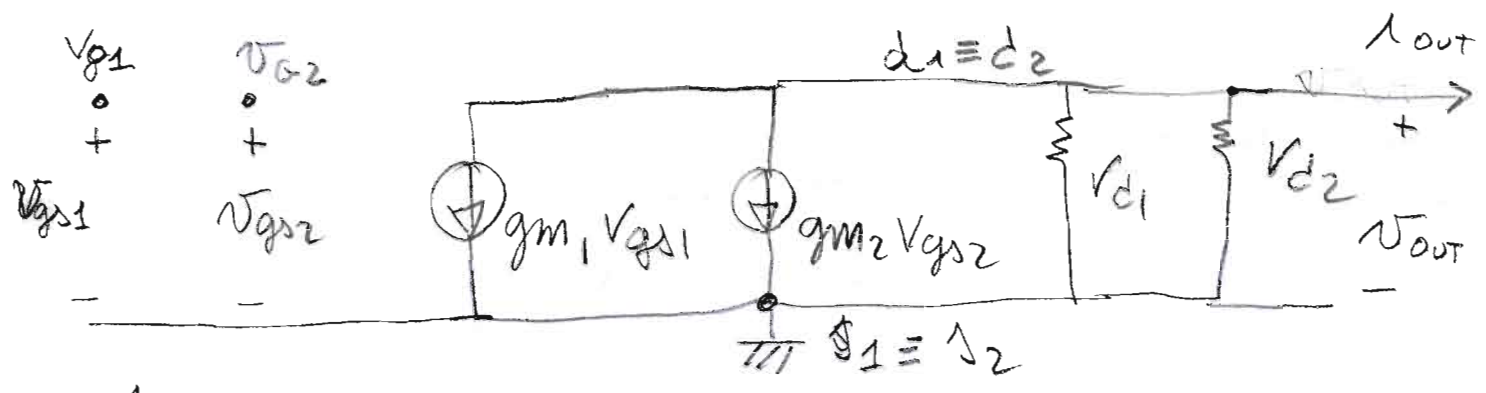
NELL'AMPLIFICAZIONE SOURCE COMUNE, QUANTO SIGNIFICA FAN SI CHE ALMENA IL TRANSISTORE CHE PRODUCE LA I_O (H_2) SIA PILOTATO DAL SEGNALE.

STADIO SOURCE COMUNE IN CLASSE AB



← SIA V_{GP} SIA V_{GN} SONO PILOTATI DAL SEGNALE.
 ← IN QUESTO MODO ALMENA LA CORRENTE DI M_2 PUO' CRESCERE OLTRE IL VALORE DI RIPOSO QUANTO SERVE UNA GRANDE CORRENTE DI USCITA

PER PICCOLE SGNDE I TRANSISTORI di TIPO n e di TIPO p HANNO LO STESSO CIRCUITO EQUIVALENTE:

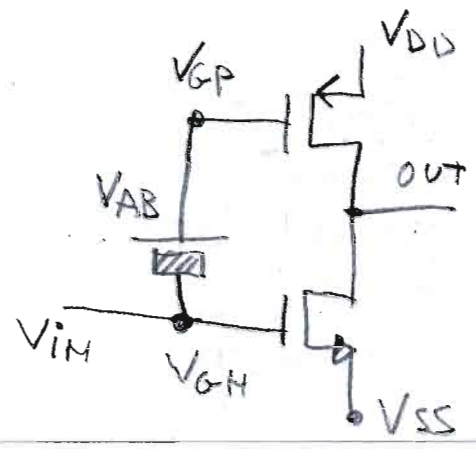


PERTANTO, AFFINCHÉ M_1 e M_2 PRODUCA SULLA I_{out} EFFETTI CONCORDI OCCORRE CHE I GATE DI M_1 e M_2 (V_{GH} e V_{GP}) SIANO PILOTATI IN FASE.

LA SOLUZIONE PIÙ SEMPLICE SAREBBE QUELLA DI CONNETTERE ASSIEME I GATE, OTTENENDO DI FATTO LA STESSA CONFIGURAZIONE DELL'INVENTER CMOS.

CUI NON CONSENTA PERÒ IL CONTROLLO DELLA CONDIZIONE DI RIPOSO CHE SONE IN M_1 e M_2 .

LA SOLUZIONE PIÙ USATA È ALLOVA QUELLA DI SEPARARE V_{GH} e V_{GP} MEDIANTE UNA TENSIONE DI TRASLAZIONE V_{AB} :

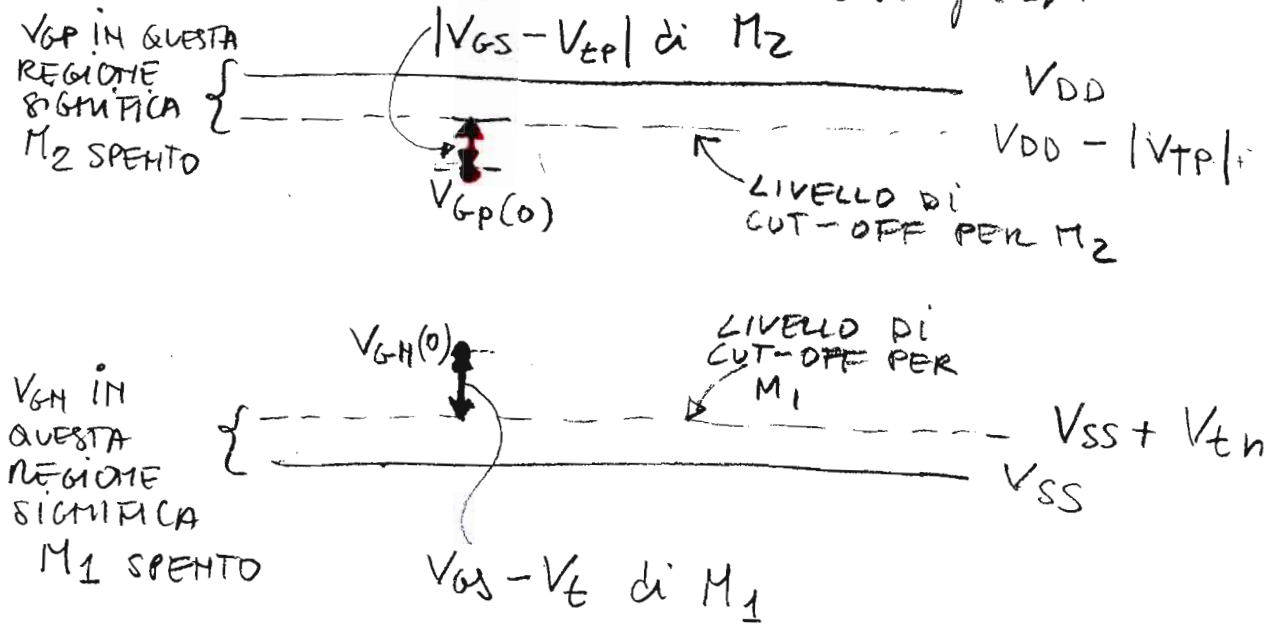


$$V_{GP} = V_{GH} + V_{AB}$$

VEDIAMO COME POSIZIONARNE A RIPOSO

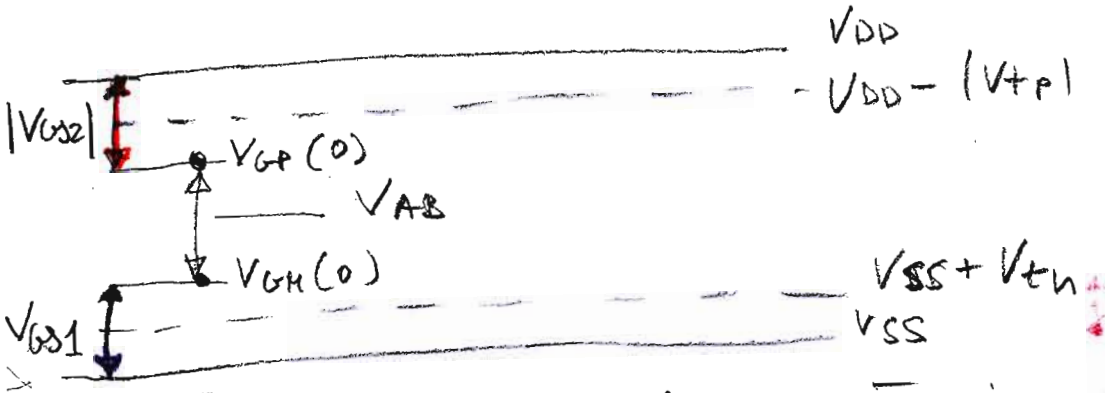
V_{GN} E V_{GP} .

RAPPRESENTAZIONE Grafica



- 1) PER AVERNE UNA piccola corrente di riposo DEVO POSIZIONARNE $V_{GN}(0)$ (VALORE DI RIPOSO) VICINO A $V_{SS} + V_{tn}$
- 2) PER FARE "IN MODO" CHE LE CORRENTI di USCITA POSITIVA (PRODOTTA DA M_2) E NEGATIVA (PRODOTTA DA M_1) SIANO SIMILI, M_2 DEVE AVERE UN $\beta_2 \approx \beta_1$
- 3) DETTO QUESTO, AFFIRMARE A RIPOSO LA corrente nel carico sia nulla, OVEVO CHE $I_{D1} = I_{D2}$, OCCORRERA CHE $|V_G - V_{tp}|_2 \approx (V_G - V_t)_1$. QUINDI V_{GP} E V_{GN} DEVONO AVERE DISTANZE SIMILI RISPETTO AI CORRISPONDENTI LIVELLI DI CUT-OFF.

Si HA SUOI LA DETERMINAZIONE DELLA TENSIONE V_{AB} :



PIU' E' GRANDE V_{AB} PIU' I GATE SONO DEPRANATI, OVVERO VICINI ALLE LINEE DI CUT-OFF, PER CUI PIU' E' BASSA LA CORRENTE DI RIPOSO

UNA VOLTA SCELTE LE $(V_{GS} - V_{t1})$ E $|V_{GS} - V_{t2}|$ (COME DETTO, MOLTO SIMILI)

A RIPOSO, OTTIENIAMO LA V_{AB} :

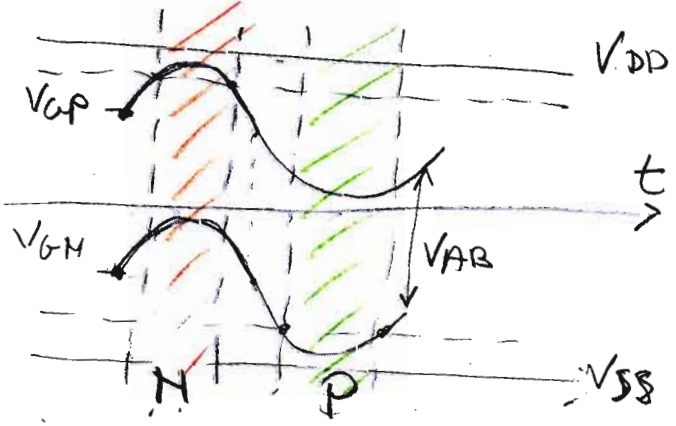
$$V_{AB} = V_{DD} - |V_{t1}| - |V_{GS} - V_{t1}|_2 - V_{SS} - V_{t2} - (V_{GS} - V_{t1})_1$$

Si MOVI' COME LA V_{AB} DIPENDE DA $V_{DD} - V_{SS}$, PER CUI IN OGNI CIRCUITO PRACTICO OCCORRE CHE V_{AB} VARI CON LE TENSIONI DI ALIMENTAZIONE.

COME CIO' SI OTTIENGA ESULA DA QUESTA TRATTAZIONE

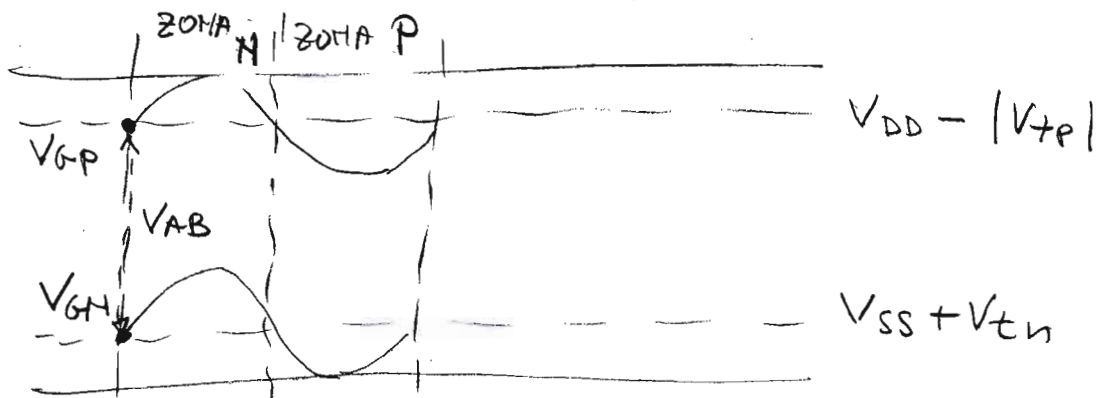
TUTTO QUESTO A RIPOSO. IN PRESENZA DI UN

SEGNALE D'INGRESSO V_{GN} E V_{GP} VARIANO MANTENENDO COSTANTE LA LORO DIFFERENZA V_{AB}



ZONA "N": M_2 SI' SPEGNE E M_1 CONDUCE FORTEMENTE \Rightarrow ELEVATA I_{OUT} NEGATIVA
ZONA "P" M_1 SI' SPEGNE E M_2 CONDUCE FORTEMENTE \Rightarrow ELEVATA I_{OUT} POSITIVA

FUNZIONAMENTO IN CLASSE B



SE SCEGLIAMO IL PUNTO DI RIPOSO IN
 MODO TALE CHE $V_{GM} = V_{SS} + V_{TN}$, ALLORA,
 SEMPRE A RIPOSO, $I_{D1} = 0$. PER NON
 AVERE COME USCITA A RIPOSO,
 OCCORRE ANCHE CHE $I_{D2} = 0 \Rightarrow V_{GP} = V_{DD} - |V_{TP}|$,
 COME MOSTRATO IN FIGURA.
 IN QUESTO MODO, IN PRESENZA DI SEGNALI,
 M_1 E M_2 CONDURRANNO SOLO IN
 SEMPRENDI DIRETTI, COME RICHIESTO DALLA
 CLASSE B.

TUTTAVIA QUESTA NON È UNA SITUAZIONE
 DESIDERABILE PERCHÉ A RIPOSO M_1 E
 M_2 HANNO COME BIAS MOLTA \bar{v}
 QUANTO:

- 1) LA ROOT DELLO STATO È ∞
- 2) PER PICCOLI SEGNALI $g_{m1} \approx g_{m2} \approx 0$,
 PER CUI IL CIRCUITO È ESTREMAMENTE
 LENTO (POLO DI USCITA $\rightarrow 0$)

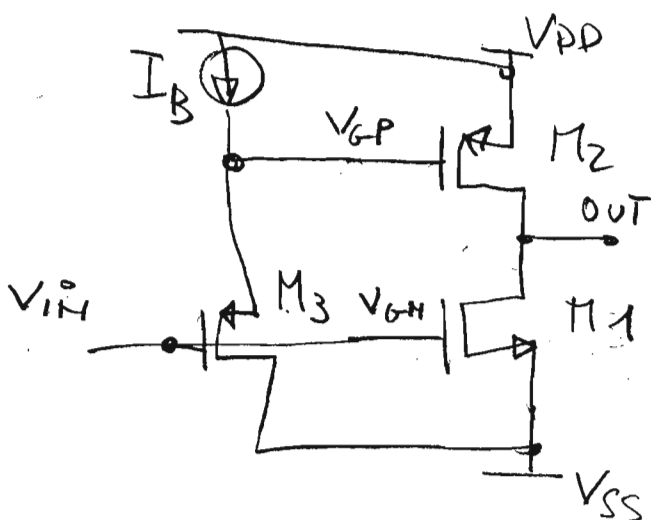
QUINDI SI PREFERISCE LA CLASSE AB
 MOSTRATA PRECEDENTEMENTE, IN CUI
 A RIPOSO M_1 E M_2 PORTANO UNA
 CORRENTE NON NULLA.

16) In classe AB, le zone "N" e "P" non coprono tutto il periodo del segnale di ingresso pertanto vi è una frazione del periodo in cui M_1 e M_2 conducono entrambi. Al crescere del segnale M_1 conduce sempre di più e M_2 sempre di meno. Quando il segnale va verso il basso succede l'opposto. È il tipico funzionamento degli stadi "PUSH-PULL".

Ritornando al circuito di piccolo segnale, ricaviamo facilmente con l'amplificazione dello stadio in classe AB è:

$$A = -(g_{m1} + g_{m2})(r_{d1} || r_{d2})$$

- REALIZZAZIONE DELLA VAB MEDIANTE TRASLATORI DI LIVELLO:



$$V_{GP} = V_{GN} + |V_{GS3}|$$

PER CUI:

$$V_{AB} = |V_{GS3}| = |V_{TP}| + \sqrt{\frac{2I_B}{\beta_3}}$$

• SEMPLICI SCHEMI DI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CMOS CHE IMPIEGANO STADI APPROFONDITI NEL CORSO.

• Soppotummo di RICHIESTE UN GUADAGNO STATICO di ALMENO 80 dB, PAU A 104.

CASO 1

AMPLIFICATORE FOLDED CASCODE

|| PER LO SCHEMA SI FACE UN RIFERIMENTO ALLA DISPENSA DEL CORSO

↑ L'AMPLIFICATORE FOLDED CASCODE HA UN GUADAGNO DELL'ORDINE di $(gm \cdot rd)^2$ per cui, con opportuno dimensionamento si può raggiungere gli 80 dB richiesti

↑ INOLTRE, DIFFERENTEMENTE DALLO STADIO NON RIFIEGATO (AMP. TELESCOPICO), HA ELEVATE DINAMICHE DI INGRESSO E USCITA, REQUISITI IMPORTANTI PER UN OP-AMP.

↓ DI CORSO, LA SUA AMPLIFICAZIONE ELEVATA È LEGATA ALL'ELEVATISSIMA RESISTENZA DI USCITA. ESSO NON È ADATTO A REALIZZARE OP-AMP CHE DEVONO PILOTARE CARICHI RESISTIVI, IN QUANTO LA $A_{eff} = \beta_A A_{OL}$

IN SULTENEBBE INSUFFICIENTE, POICHE' SA (18)

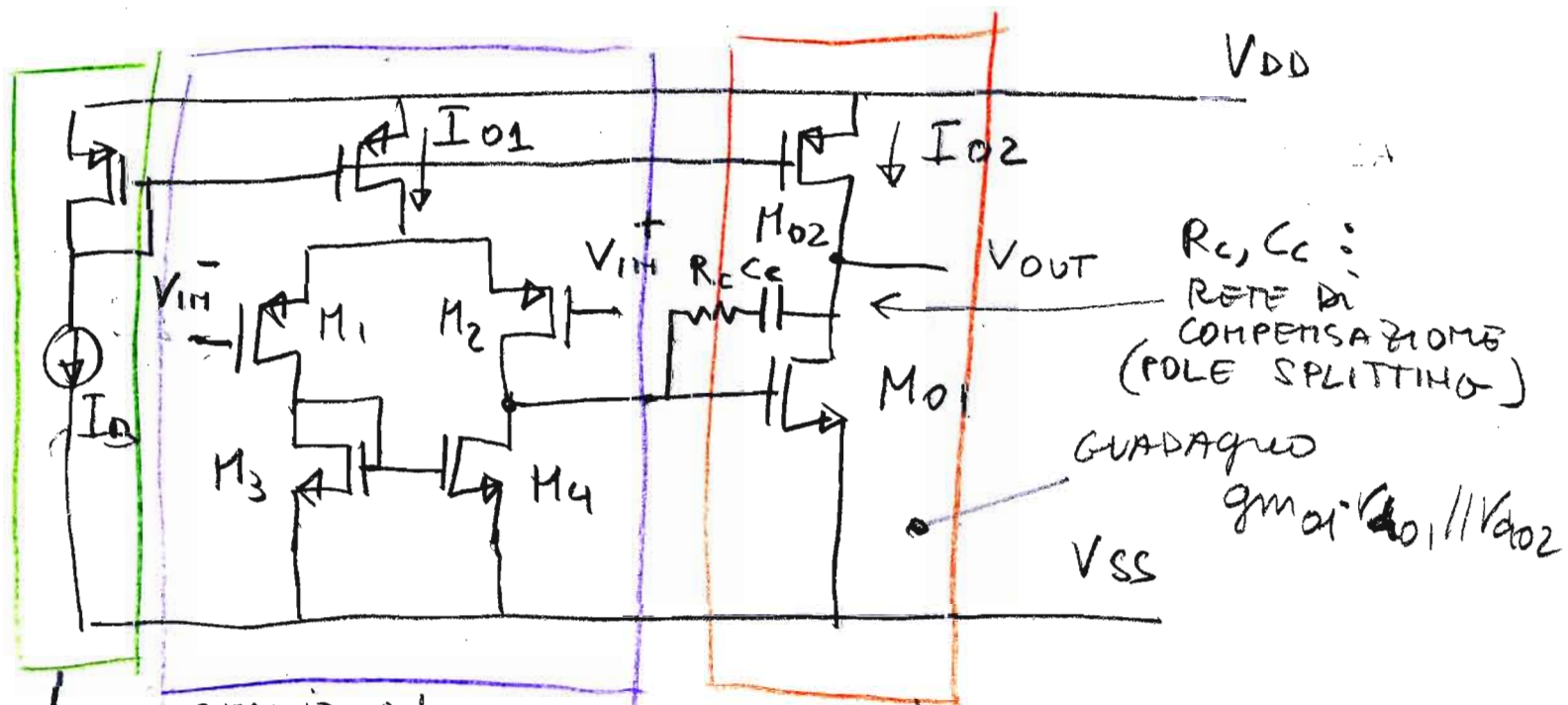
$$S_A = \frac{R_L}{R_L + R_{OUT}}$$

POTREBBE ESSERE COME PICCOLA DA PORTARE LA A_{eff} A POTERE DECINE

CONCLUSIONE: IL FOLDED CASCODE, USATO COME STADIO SINGOLO, PUO' FUNZIONARE DA OP-AMP SOLO PER CARICHI PURAMENTE CAPACITIVI (O RESISTIVI MOLTO ELEVATI)

CARO 2

CASCATA DI UN AMP. DIFFERENZIALE CON CARICO A SPECCHIO E UN SOURCE COMUNE IN CLASSE A:



STADIO D'INNEVO DIFFERENZIALE DI TIPO "P"
 GUADAGNO: $g_{m1} \cdot r_{d2} // r_{d4}$

STADIO DI GUADAGNO SOURCE COMUNE DI TIPO "N" CHE FUNGE ANCHE DA STADIO DI USATA IN CLASSE A

L'AMPLIFICAZIONE A VUOTO (AOL)
di questo stadio risulta IL
PRODOTTO DELL'AMPLIFICAZIONE DEI
DUE STADI, quindi:

$$A_{OL} = g_{m1}(r_{d2} || r_{d4}) \cdot g_{m01}(r_{d01} || r_{d02})$$

CON g_m E r_d TUTTE UGUALI, SI AVREBBE
UN GUADAGNO $(g_m r_d)^2$, QUINDI SEMPRE
IDONEO A RAGGIUNGERE GLI 80 dB.

RISPETTO AL FOLDED CASCODE (1 STADIO)
L'AMPLIFICAZIONE A DUE STADI MOSTRATO
HA UNA RESISTENZA DI USCITA
di valore MEDIO $(r_{d01} || r_{d02})$, QUINDI
DELL'ORDINE DI r_d INVECE CHE
 $(g_m r_d) \cdot r_d$ (ORDINE DI GRANDEZZA) DEL
FOLDED CASCODE.

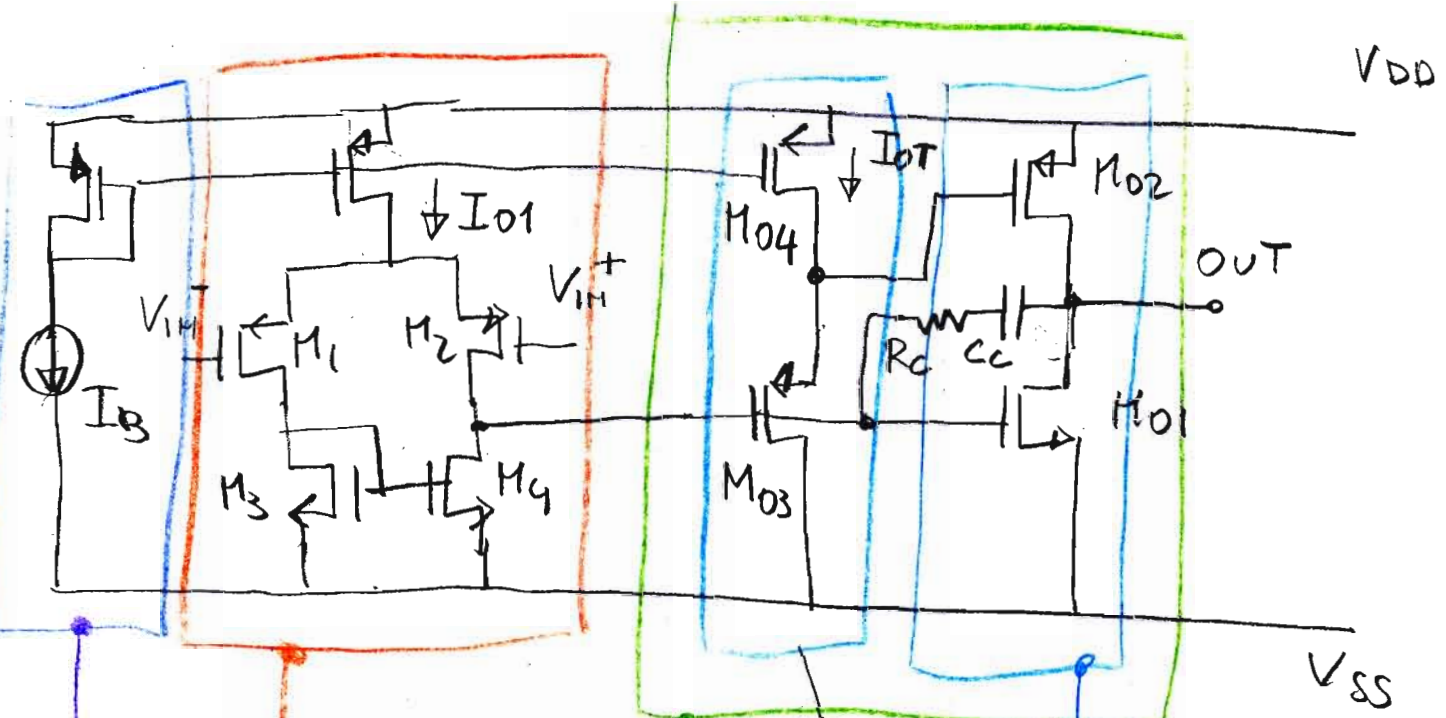
QUINDI PUO' SOPPORTARE CARICHI
RESISTIVI MODERATI - SENZA CHE ρ_A
DIVENTI COSI' PICCOLO DA RENDERE
INUTILIZZABILE A_{eff} .

QUESTO OP-AMP E' ESTREMAMENTE COMPATTO,
E' IDONEO AD APPLICAZIONI LOW-VOLTAGE
E SI RITROVA MOLTO FREQUENTEMENTE COME
CELLA DI LIAISON IN PROCESSI CMOS

CASO 3

AMPLIFICAZIONE OPERAZIONALE A DUE STADI
 CON STADI DI USUTA IN CLASSE AB

- È UNA VARIAZIONE IN SOTTO AL CASO PRECEDENTE. TROVA IMPIEGO QUANDO È NECESSARIO ENDOCANNE' CONNETTI DI USUTA MOLTO PIÙ GRANDI DELLA CONNETTE DI INGRESSO.



BIAS
 AMPLIFIC. DIFFERENZIALE D'INGRESSO
 TRASLATORE STADIO DI USUTA SOURCE COMUNE IN CLASSE AB
 DISPOSITIVI DI USUTA (SOURCE COMMON)

\downarrow
 GUADAGNO $g_{m1} r_{d2} \parallel r_{d4}$
 \downarrow
 GUADAGNO (MODULO) $(g_{m01} + g_{m02}) r_{d01} \parallel r_{d02}$

GUADAGNO DELL'AMPLIFICAZIONE OPERAZIONALE:

$$A_{OL} = g_{m1} (r_{d2} \parallel r_{d4}) \cdot (g_{m01} + g_{m02}) r_{d01} \parallel r_{d02}$$