

5

CIRCUITI A PIU' STADI E CIRCUITI DISACCOPPIATORI DI TENSIONE E DI CORRENTE

- 5.1** *Trasferimento di segnale tra stadi*
- 5.2** *Disaccoppiatore di tensione*
 - 5.2.1 Stadio Source follower
 - 5.2.2 Distorsione di uno stadio Source follower
 - 5.2.3 Ottimizzazione dei collegamenti
- 5.3** *Guadagno e Distorsione di più stadi in cascata*
- 5.4** *Dinamica di funzionamento di circuiti a più stadi*
- 5.5** *Stadi disaccoppiatori con carichi attivi*
- 5.6** *Disaccoppiatore a bipolari (Emitter follower)*
- 5.7** *Effetto della tensione di Early finita dei transistori*
- 5.8** *Comportamento su grande segnale del Source Follower*
- 5.9** *Disaccoppiatori di corrente*
 - 5.8.1 Circuiti disaccoppiatori
 - 5.8.2 Distorsione dei buffer di corrente
 - 5.8.3 Segnali di corrente ed amplificatori di corrente

5.1 TRASFERIMENTO DI SEGNALE TRA STADI

I circuiti introdotti nei capitoli precedenti non vengono, in genere, usati da soli. E' facile vederli connessi tra di loro a formare circuiti più complessi che realizzino desiderate funzioni, come ad esempio amplificare un segnale, filtrarlo in frequenza, modularlo in ampiezza o in frequenza, pilotare degli attuatori esterni o altro. Nel realizzare i collegamenti necessari a questi scopi sarebbe molto comodo che le caratteristiche di polarizzazione, guadagno, distorsione, dinamica ecc. di ogni singolo stadio progettato singolarmente non venissero modificate quando collegato con il successivo. Se ad esempio si disponesse di due amplificatori con guadagno 10 e fosse richiesto un amplificatore con guadagno 100, sarebbe comodo poter semplicemente collegarli in cascata, uno dopo l'altro, ed ottenere un sistema elettronico avente come guadagno il prodotto dei due guadagni.

Ciò può avvenire solo se vengono rispettate alcune fondamentali regole di accoppiamento tra stadi, riassunte nei seguenti punti:

- La **tensione di polarizzazione** del nodo di uscita dello stadio precedente deve coincidere con la tensione di polarizzazione del nodo di ingresso dello stadio seguente. Se ciò non fosse verificato bisogna ricorrere all'accoppiamento AC tramite una capacità in serie, come visto nel § 3.2
- Se devo **trasmettere un segnale di tensione** da uno stadio al successivo senza perderne una frazione significativa, è necessario che l'impedenza di uscita dello stadio precedente sia la più bassa possibile, sicuramente ben più bassa dell'impedenza di ingresso dello stadio seguente (da cui il suggerimento a fare l'impedenza di ingresso dello stadio successivo la più alta possibile);
- Se devo **trasmettere un segnale di corrente** da uno stadio al successivo senza perderne una frazione significativa, è necessario che l'impedenza di uscita dello stadio precedente sia la più alta possibile, sicuramente ben più alta dell'impedenza di ingresso dello stadio seguente (da cui il suggerimento a fare l'impedenza di ingresso dello stadio successivo la più bassa possibile).

Un esempio che riassume le problematiche del collegamento tra stadi è riportato nella Fig.5.1 dove ad un amplificatore si vorrebbe semplicemente collegare un carico esterno costituito da una resistenza $R_L=1k\Omega$.

L'amplificatore da solo (Fig.5.1(a) in cui $V_T=0.6V$, $k=4mA/V^2$) presenterebbe un guadagno $G=-g_m R_D=-10$ ed una resistenza di uscita pari a $2.5k\Omega$.

Se ora gli collegassimo direttamente al Drain la resistenza $R_L=1k\Omega$ (Fig.5.1(b)) essa provocherebbe sia una variazione del valore di polarizzazione della tensione di uscita (da $V_u=2.5V$ a $V_u=0.71V$), sia una riduzione del guadagno su segnale a $G=-g_m(R_D||R_L)=-2.8$.

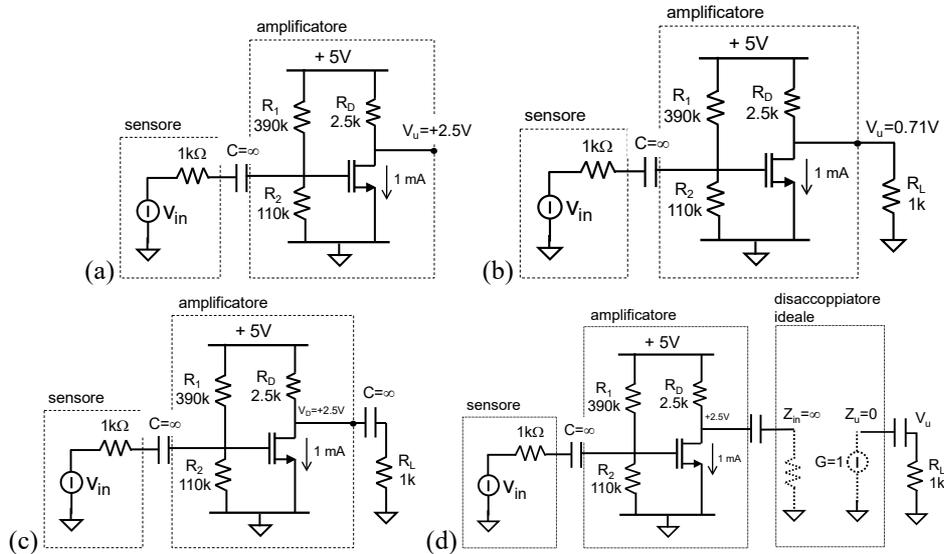


Fig. 5.1 Collegamento (b, c) di un semplice carico esterno $R_L=1k\Omega$ ad un amplificatore (a) avente una resistenza di uscita di $R_D=2.5k\Omega$. Per evitare che la polarizzazione cambi o che il guadagno diminuisca è necessario aggiungere un circuito disaccoppiatore (d).

L'introduzione di una capacità di disaccoppiamento (Fig.5.1(c)) risolve solo parzialmente il problema perché la polarizzazione verrebbe salvaguardata ma il guadagno rimarrebbe comunque ridotto a $G=-2.8$ (alle frequenze di lavoro il segnale di corrente erogato dal transistor vedrebbe comunque sul collettore il parallelo tra R_D ed R_L).

Solo se $R_D \ll R_L$ gli effetti limitanti del collegamento diretto del carico R_L sarebbero trascurabili: cioè solo se l'impedenza di uscita dell'amplificatore risultasse molto più bassa del carico collegato. E' chiaro che diminuire il valore di R_D non sarebbe la soluzione corretta perché provocherebbe una ulteriore diminuzione del guadagno !

5.2 DISACCOPIATORE DI TENSIONE

Per non alterare le prestazioni dello stadio amplificatore di tensione ogni volta che lo si collega ad un carico esterno R_L , una possibilità è quella di interporre tra l'amplificatore ed il carico un nuovo circuito, chiamato di disaccoppiamento o *buffer* (Fig.5.1(d)). Questo nuovo circuito deve essere un *lettore "ideale"* della tensione ai capi di R_D (e quindi deve avere impedenza di ingresso la più elevata possibile) e deve poterla erogare ai capi di R_L senza alterarne il valore grazie ad una impedenza di uscita la più bassa possibile.

5.2.1 Stadio Source follower

L'amplificatore con resistenza di Source visto nel capitolo precedente e riportato nella Fig.5.2 soddisfa in gran parte a questi requisiti purché venga utilizzato in maniera alternativa a quella discussa nei capitoli precedenti, prelevando ora il segnale dal morsetto di Source invece che da quello di Drain.

Analizziamone quindi le caratteristiche nella nuova modalità d'uso in cui l'uscita sia presa al Source:

- la corrente i_s prodotta nel transistor dal segnale v_{in} è sempre quella che già conosciamo, che riportiamo qui per comodità:

$$i_s = \frac{v_{in}}{1/g_m + R_s}$$

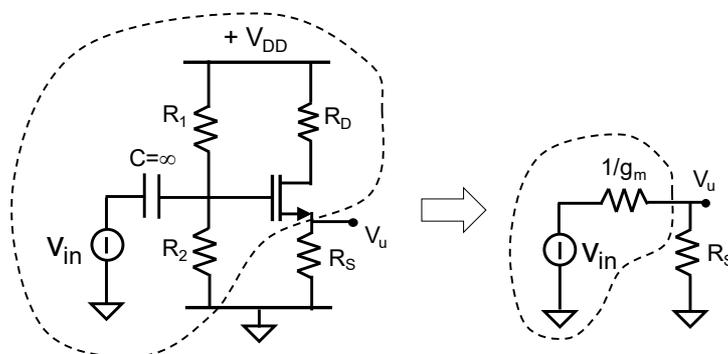


Fig. 5.2 Circuito amplificatore con resistenza di Source utilizzato come disaccoppiatore di tensione prendendone l'uscita sul Source. A destra il relativo circuito equivalente per il calcolo del trasferimento del segnale.

- il **trasferimento** tra ingresso e la nuova uscita è ora pari a

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = \frac{R_s}{1/g_m + R_s} \quad (5.1)$$

Esso è sempre inferiore all'unità, ma vi si avvicina sempre di più quanto più $R_s > 1/g_m$. Abbiamo fatto sostanzialmente un amplificatore a guadagno circa unitario, $G \cong 1$. Per il fatto che la variazione del potenziale del Source segue la variazione della tensione del Gate, lo stadio prende il nome di **Source follower**.

- la **resistenza di ingresso** è pari a

$$R_{in} = R_1 || R_2. \quad (5.2)$$

Basterà quindi scegliere **valori elevati** di resistenze di polarizzazione per avere complessivamente una elevata impedenza di ingresso dello stadio, come desiderato affinché il circuito non carichi impedenzialmente lo stadio che lo pilota. Spesso il partitore R_1 e R_2 può essere addirittura eliminato (§5.2.3), perché si usa la tensione stazionaria di uscita dello stadio precedente per polarizzare il Gate di questo stadio. In questo caso la resistenza di ingresso del follower diventa **la resistenza infinita del Gate del MOSFET**.

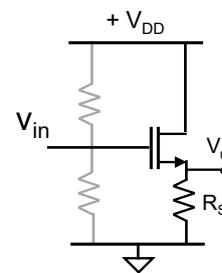
- la **resistenza di uscita** è pari a

$$R_u = R_s || 1/g_m. \quad (5.3)$$

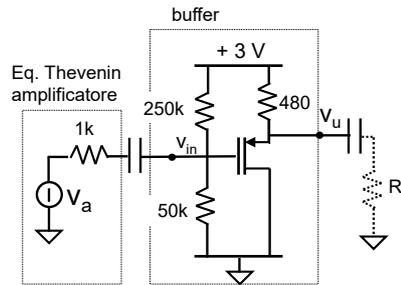
Essa può essere **piccola** a patto di polarizzare adeguatamente con tanta corrente il MOSFET. Dalla (5.1) abbiamo interesse a fare $1/g_m \ll R_s$ per avere un guadagno più prossimo a 1 e quindi l'impedenza di uscita è effettivamente sostanzialmente pari a $1/g_m$ (anche nell'ipotesi che $V_A \neq \infty$ come vedremo in §5.6). Il circuito quindi può pilotare in uscita un carico anche di impedenza molto bassa.

L'aggiunta di questo stadio disaccoppiatore permette quindi di preservare globalmente l'amplificazione dello stadio precedente anche quando il carico aggiuntivo finale abbia una bassa impedenza.

Notate che la resistenza R_D sul Drain del follower non ha alcun effetto nel trasferimento né alcuna utilità perché la tensione ai suoi capi non è più di interesse. E' quindi opportuno toglierla (nei circuiti integrati questo vuol dire risparmiare spazio, e quindi costi), così da assicurarci una **estesa dinamica lineare**: poiché il Drain sta ora alla tensione V_{DD} , il Gate potrà salire fino all'alimentazione V_{DD} senza mai fare uscire il MOSFET dalla sua corretta zona di funzionamento !



E 5.1 (a) Calcolare la tensione V_u di polarizzazione dell'uscita, il guadagno di tensione $G=v_u/v_{in}$, l'impedenza di ingresso e l'impedenza di uscita del seguente buffer ($|V_T|=0.8V$, $|k|=10mA/V^2$) quando $R_L=\infty$.



(b) Calcolare il minimo valore che può assumere un carico esterno R_L collegato alla sua uscita oltre cui il guadagno complessivo del circuito a media frequenza tra ingresso V_a ed uscita V_u diminuirebbe di più del 20% rispetto al caso di $R_L=\infty$.

(a) Il partitore di Gate impone $V_G=+0.5V$ e, impostando il bilancio di correnti nel nodo di Source, si ottiene $I_D=2.5mA$, $V_u=+1.8V$ e $g_m=10mA/V$ ($1/g_m=100\Omega$). Se $R_L=\infty$, lo stadio singolo avrebbe un guadagno tra v_{in} e v_u pari a $G=0.83$.

L'impedenza di ingresso del buffer vale $Z_{in}=42k\Omega$, valore molto alto rispetto alla resistenza di uscita da $1k\Omega$ dello stadio precedente per cui il segnale v_A verrà trasmesso sostanzialmente invariato al Gate del MOSFET ($v_{in}=v_A$).

L'impedenza di uscita del buffer, cioè l'impedenza vista guardando indietro dal morsetto di uscita (V_u), è data dal parallelo tra $1/g_m$ e 480Ω e vale $Z_u=83\Omega$.

(b) Su segnale di sufficientemente alta frequenza il condensatore di uscita diventa un cortocircuito e la resistenza di carico R_L viene vista dal MOSFET in parallelo a 480Ω . Pertanto, il guadagno complessivo diventa

$$G = \frac{480 \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + 480 \parallel R_L}$$

Per avere $G=0.83-0.83 \cdot 20/100=0.66$, si ottiene $R_L=330\Omega$. Valori di R_L minori di questo provocherebbero durante il trasferimento una perdita di segnale maggiore del 20%.

5.2.2 Distorsione di uno stadio Source follower

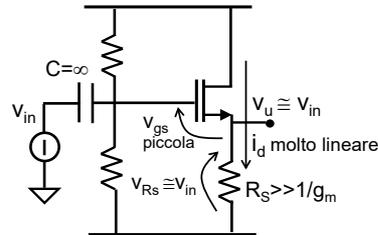
Ci chiediamo quale sia l'influenza dello stadio disaccoppiatore sulla distorsione totale del circuito. Facendo lo stesso ragionamento visto nel Cap.3 per il calcolo della distorsione degli amplificatori con la resistenza di Source, notiamo che il circuito è lo stesso ! Il valore di non linearità della corrente del MOSFET è quindi quello già calcolato nel Cap.3 :

$$\varepsilon = \frac{v_{gs}}{2 \cdot V_{od}} \cdot \frac{1}{(1 + g_m \cdot R_s)} \quad (5.4)$$

Essa sarà anche la non linearità della tensione ai capi della resistenza R_s . Ci aspettiamo pertanto una **distorsione piccola nel Source follower** per due motivi :

- i) la frazione v_{gs} del segnale di ingresso che si ritrova ai morsetti del transistore risulterà in generale molto piccola secondo la partizione lineare:

$$v_{gs} = v_{in} \frac{1/g_m}{1/g_m + R_s} \quad (5.5)$$



Ricordiamoci che un buon buffer ha $R_s \gg 1/g_m$.

- ii) il termine $1/(1+g_m R_s)$ migliorativo dovuto all'effetto di "retroazione" della resistenza R_s nel diminuire ulteriormente l'effettiva (e già piccola) frazione di segnale v_{gs} applicata al MOSFET risulterà molto grande.

Conseguentemente la distorsione di seconda armonica

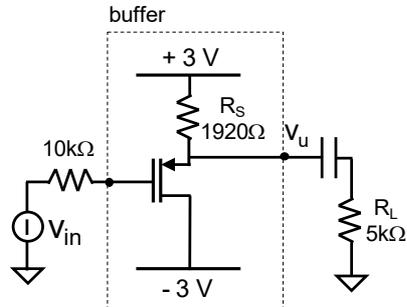
$$HD_2 = \frac{\varepsilon}{2} \quad (5.6)$$

sarà in generale molto piccola. Pertanto un buffer ben progettato non aggiunge distorsione ad un circuito elettronico. Quest'ultima è normalmente prodotta dagli stadi amplificanti e non dagli stadi disaccoppiatori. In generale possiamo dire che un Source follower ben progettato difficilmente peggiora un circuito mentre sicuramente ne migliora l'accoppiamento impedenziale.

E 5.2

(a) Dopo averlo polarizzato, calcolare la massima ampiezza di un segnale sinusoidale applicabile al seguente circuito ($|V_T|=0.55V$, $|k|=400\mu A/V^2$) prima che esca dalla corretta zona di funzionamento:

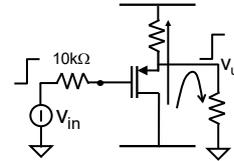
(b) Calcolare la distorsione HD_2 introdotta dal circuito nel trasferimento del segnale dall'ingresso V_{in} all'uscita V_u quando in ingresso viene applicata una sinusoide ampia $\pm 0.2V$ a media frequenza.



(a) La polarizzazione impone $V_G=0V$, $V_u=+1.8V$ e $I_D=625\mu A$ ($g_m=1mA/V$ e $1/g_m=1k\Omega$). Il guadagno è pari a $G=0.58$. La resistenza di ingresso è virtualmente infinita ed assicura che non ci sia caduta di tensione ai capi dei $10k\Omega$. L'impedenza di uscita vista dal carico è $Z_u=658\Omega$ da confrontarsi con $5k\Omega$ di R_L . Sulla semionda negativa del segnale, il MOSFET tende a portare più corrente che proverrà dalla resistenza di 1920Ω e dal carico R_L . Nessuno di questi due percorsi pone limitazioni e pertanto il Gate del MOSFET può raggiungere i $-3V$. Quindi l'ampiezza negativa della sinusoide d'ingresso può arrivare fino a $-3V$ (si presume che tutto il sistema abbia come minima alimentazione $-3V$).

Sulla semionda positiva, viceversa, la salita del Source impone al circuito di fornire corrente a R_L e nello stesso tempo di diminuire la corrente in R_S . Pertanto, sempre meno corrente rimarrà disponibile per scorrere nel MOSFET. Il massimo lo si otterrà al raggiungimento della condizione in cui il MOSFET non porta più corrente. Essa equivale a dire che tutta la corrente prima portata dal MOSFET ($625\mu A$) va ora nelle due resistenze:

$$\frac{V_u}{5k\Omega} + \frac{V_u}{1920\Omega} = 625\mu A$$



Da cui si ottiene $v_u=0.867V$. La tensione al Drain del transistorore raggiunge la tensione di $V_u=1.8+0.867=2.667V$, a cui corrisponde una tensione totale del Gate di $V_g=2.667V - V_T=+2.117V$ (notate che la variazione ai capi di R_L è di $0.867V$). L'ampiezza massima della sinusoide in ingresso è pertanto $V_{in}=\pm 2.117V$.

(b) Dato il segnale di $0.2V$ di ingresso, la frazione che cade tra Gate e Source è pari a $v_{sg}=84mV$. Pertanto:

$$HD_2 = \frac{1}{2} \frac{v_{gs}}{V_{od}} \frac{1}{(1 + g_m R_S \parallel R_L)} = \frac{1}{2} \frac{84mV}{2.5V} \frac{1}{2.39} = 0.007$$

che corrisponde allo 0.7% di componente a frequenza doppia (20kHz) della principale.

5.2.3 Ottimizzazione dei collegamenti

La Fig.5.3a mostra come utilizzare il Source follower appena studiato per disaccoppiare l'amplificatore della Fig.5.1 dal carico.

Guardando attentamente il circuito si scopre che esso potrebbe essere semplificato nei collegamenti lasciandone invariata la funzionalità. Il partitore R_1 ed R_2 del buffer non è infatti strettamente necessario. Togliendo le due resistenze e la capacità di disaccoppiamento, si può collegare il Gate del buffer direttamente al Drain dello stadio di guadagno che lo precede, come mostrato nella Fig.5.3b. Questa operazione riduce il numero di componenti (vantaggioso in un circuito integrato), elimina una capacità di disaccoppiamento (vantaggioso ed addirittura obbligatorio in un integrato dove sarebbe impossibile da realizzare) e mostra la massima impedenza all'ingresso del buffer (vantaggioso nel migliorare il trasferimento di segnale). Ciò è possibile anche perché il valore di tensione del Gate ha poca importanza nel buon funzionamento del MOSFET del follower condizionandone eventualmente la sua dinamica.

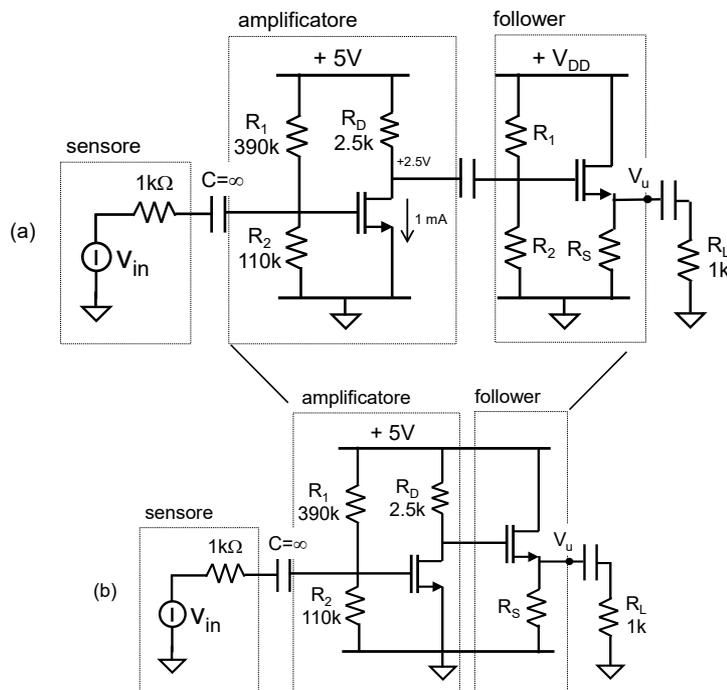


Fig. 5.3 (a) Circuito a più stadi completo di amplificatore e di Source follower per pilotare più efficacemente un carico esterno R_L ; (b) ottimizzazione del collegamento

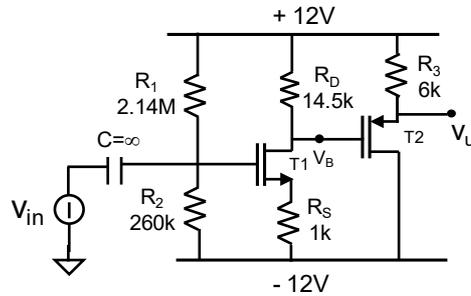
E 5.3 Considerare il seguente circuito, in cui T_1 : $V_T=0.6V$, $k=1mA/V^2$ e $V_A=\infty$ e T_2 : $V_T=0.5V$, $k=500\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$.

(a) Calcolare la potenza assorbita dalle alimentazioni in assenza di segnale ed il tempo di operatività del circuito se alimentato da una batteria da 3200mAh.

(b) Calcolare il guadagno totale del circuito ed il valore minimo di una resistenza di carico R_L applicabile in AC esternamente all'uscita del circuito, oltre cui il guadagno totale diventa minore di (-5).

(c) Calcolare la distorsione di seconda armonica del circuito completo quando in ingresso viene applicata una sinusoide di $\pm 100mV$.

(d) Calcolare la massima ampiezza di una sinusoide applicabile all'ingresso, oltre cui uno dei transistori esce dalla corretta zona di funzionamento.



(a) Il primo stadio, con il MOSFET a canale n , svolge la funzione di amplificare il segnale di ingresso. Il follower presenta una resistenza infinita sul Gate e quindi non perturba l'amplificazione fornita dal primo stadio. Per il primo stadio si ha: $V_G=-9.4V$, $I_D=1mA$, $g_{m1}=2mA/V$, $V_B=-2.5V$. La tensione tra Gate e Drain assicura il buon funzionamento del MOSFET. Nel secondo stadio si ha: $I_D=2mA$ e $V_U=0V$. Anche in questo caso il transistorore è correttamente polarizzato. La potenza assorbita dalle alimentazioni in assenza di segnale è pari a circa 72mW ed il tempo operativo con una carica della batteria è di circa 1060 ore, equivalenti a 44 giorni.

(b) Il guadagno del primo stadio risulta essere $G \cong -9.7$. Ai fini della trasmissione del segnale, il circuito equivalente Thevenin di T_2 è uguale a quello riportato nella Fig.5.2. Il generatore di tensione è pari alla variazione del potenziale di v_B e la resistenza serie è di appena $1/g_{m2}=500\Omega$. Il trasferimento del follower è $G=0.92$.

Il guadagno totale del circuito è $G_{tot}=-8.9$. Un carico resistivo esterno R_L su segnale sarebbe visto dal transistorore T_2 in parallelo ad R_3 degradando il trasferimento del follower. Se $R_L > 584\Omega$ il guadagno totale del circuito sarebbe minore di $G=-5$.

(c) Il primo stadio amplificante, a fronte del segnale di $\pm 100mV$ erogato dal generatore, viene ad avere ai capi di T_1 una $v_{gs}=33mV$ che produce una corrispondente $\varepsilon_1=0.55\%$. Lo stadio successivo si ritrova al suo ingresso un segnale $v_B=966mV$ a cui corrisponde una $v_{gs}=74mV$ e quindi una $\varepsilon_2=0.14\%$. La non linearità complessiva è quindi dell'ordine del 0.7% e ci aspettiamo una distorsione di seconda armonica dell'ordine del 0.35%.

(d) Quando la **semionda all'ingresso è positiva**, T1 tende a portare più corrente ed il suo Drain diminuisce, come pure diminuisce l'uscita. Questo movimento non pone problemi di funzionamento a T2. Il transistor che pone dei vincoli a questi spostamenti è invece T1 che potrebbe andare in ohmica, in quanto il suo Gate sale e il suo Drain scende e questo movimento reciproco non deve andare a porre il Drain sotto di più di una soglia al valore assunto dal Gate.

Formalizzando questa relazione, si ottiene: $v_{in} + v_{in} \cdot 9.7 = 6.9 + V_T$, da cui si ricava $v_{in} = 700\text{mV}$ come valore di ampiezza massima applicabile.

Quando la **semionda all'ingresso è negativa**, V_B tenderà a salire portandosi dietro V_u . In questo caso sarà T2 ad imporre un limite a questo spostamento nel momento in cui andrà a spegnersi. Questo avverrà quando $V_u = +12\text{V}$. Il Gate di T2 quando T2 si spegne avrà raggiunto il valore di una soglia sotto il Source, cioè $V_B = 11.5\text{V}$. Questo corrisponde ad una corrente circolante in T1 pari a $i_D = 35\mu\text{A}$, ed a una tensione del Source di T1 di $V_S = 35\text{mV}$. Poiché T1 è praticamente spento, la sua $V_{GS} \cong V_T$ e quindi la $V_G \cong -11.4\text{V}$. Ricordando che in polarizzazione il nodo stava a -9.4V , se ne deduce che il segnale di ingresso deve essere $v_{in} \cong -2\text{V}$.

Per confronto con il risultato della semionda positiva, si conclude che la massima ampiezza di una sinusoide applicabile all'ingresso del circuito è $\pm 700\text{mV}$.

5.3 GUADAGNO e DISTORSIONE DI PIU' STADI IN CASCATA

Nel caso in cui uno stadio amplificatore, di guadagno G_1 , fosse seguito da un altro stadio amplificatore, di guadagno G_2 , ed i due circuiti fossero perfettamente disaccoppiati (avessero cioè impedenze di ingresso e di uscita ideali tali da non modificarne i singoli guadagni) si ha che il **guadagno complessivo per piccoli segnali** del circuito completo sarebbe pari al **prodotto dei guadagni dei due stadi singoli**.

Infatti, nell'esempio di due stadi Source a massa in cascata della Fig.5.4, si ha che:

$$v_G = v_{in} \cdot g_{m1} \cdot R_{L1} = v_{in} \cdot G_1$$

e che

$$v_u = v_G \cdot g_{m2} \cdot R_{L2} = v_G \cdot G_2$$

la relazione tra ingresso ed uscita globale diventa:

$$v_u = v_{in} \cdot G_1 \cdot G_2$$

Se ora volessimo tener conto anche della **non linearità complessiva del circuito**, il calcolo verrebbe modificato ricordando la (3.11) nelle:

$$v_G = v_{in} \cdot g_{m1} \cdot R_{L1} \cdot (1 \pm \varepsilon_1) = v_{in} \cdot G_1 \cdot (1 \pm \varepsilon_1)$$

e

$$v_u = v_G \cdot g_{m2} \cdot R_{L2} \cdot (1 \pm \varepsilon_2) = v_G \cdot G_2 \cdot (1 \pm \varepsilon_2)$$

da cui si ottiene l'espressione del guadagno complessivo del circuito

$$v_u = v_{in} \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot (1 \pm \varepsilon_1) \cdot (1 \pm \varepsilon_2)$$

che può essere espressa come

$$v_u = v_{in} \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot (1 \pm \varepsilon_1 \pm \varepsilon_2 \pm \varepsilon_1 \varepsilon_2) \quad (5.12)$$

Essa mostra come la non linearità complessiva di un circuito sia sostanzialmente pari alla somma algebrica delle due distorsioni ($\varepsilon_1 \pm \varepsilon_2$) dei singoli stadi, essendo il prodotto ($\varepsilon_1 \varepsilon_2$) spesso trascurabile perché i due valori sono normalmente ben più piccoli di 1. Nel fare la somma algebrica bisogna fare attenzione all'effettivo "segno" di ε_1 e ε_2 , cioè a come il segnale si presenta all'ingresso dello stadio successivo ed a come quest'ultimo lo tratta quando lo amplifica, perché si può avere la situazione in cui le distorsioni si "sommano" oppure la situazione in cui si "compensano".

Per capire questo aspetto si confrontino i due casi della Fig.5.4 in cui un amplificatore uguale nei due casi sia seguito da un secondo amplificatore, in un caso realizzato con un nMOS e nell'altro con un pMOS, entrambi con ugual guadagno. Entrambe le figure riportano all'uscita di ogni stadio la visualizzazione

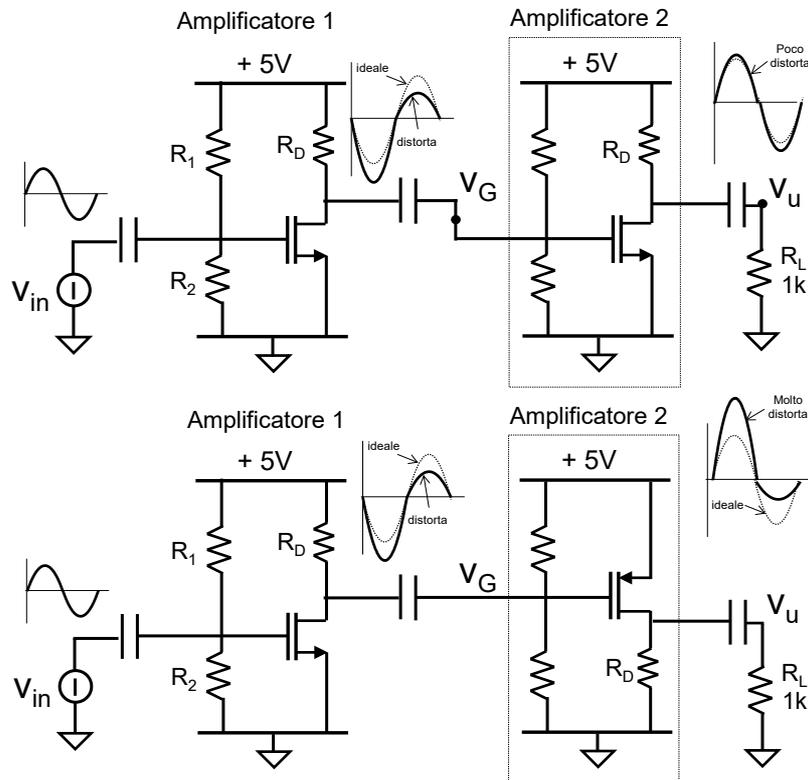


Fig. 5.4 Confronto tra due circuiti differenti solo per il secondo stadio, in cui si evidenziano i diversi livelli di distorsione che vengono raggiunti.

della forma d'onda rispetto alla sinusoide ideale. Nel caso di due stadi ad nMOSFET la forma d'onda distorta all'uscita del primo amplificatore viene contrastata dal secondo amplificatore, producendo un segnale globale poco distorto. In questo caso l'espressione formale sarebbe $(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)$. Quando invece il secondo amplificatore è un pMOSFET la distorsione viene accentuata $(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)$.

Nel calcolare i valori di ε dei singoli stadi bisogna fare attenzione che il segnale che pilota il secondo stadio in generale è maggiore di quello che pilota il primo stadio perché da quest'ultimo amplificatore. Quindi, nella cascata di amplificatori è opportuno che i successivi siano degenerati di più dei precedenti. Quando l'ultimo è un follower, e quindi molto ben degenerato, la sua distorsione in genere conta poco.

E 5.4 Con riferimento all'amplificatore a due stadi a MOSFET della figura accanto, in cui i transistori abbiano $V_T=1V$, $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=500\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$.

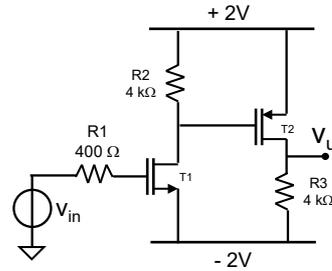
a) Calcolare la potenza statica dissipata dal circuito dovuta alla sola polarizzazione

b) Calcolare il guadagno $G=v_u/v_{in}$ del circuito per piccoli segnali

c) Calcolare la distorsione di 2° armonica al Drain di T1 quando $v_{in}=10mV$.

d) Calcolare la distorsione di 2° armonica all'uscita del circuito quando $v_{in}=10mV$.

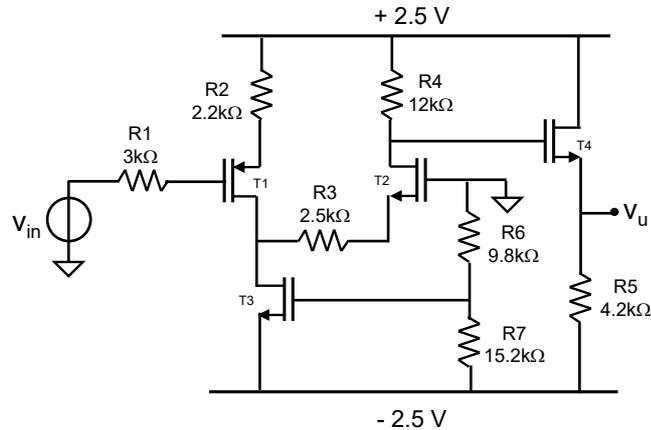
e) Assicurarsi che una sinusoide ampia $v_{in}=10mV$ possa effettivamente essere applicata all'ingresso senza che qualche transistoro nel circuito esca dalla zona di funzionamento.



- a) $P_{tot}=4mW$, $1/g_m=1k\Omega$.
- b) $G=+16$
- c) $HD_2=0.25\%$
- d) Analizzando l'andamento delle semionde in uscita dal primo stadio ed in uscita dal secondo stadio mi convinco che la distorsione aumenta propagandosi il segnale tra di essi, per cui dovrò sommarne i valori: $HD_{2|tot}=1.25\%$
- e) In polarizzazione, il Gate ed il Drain di T1 stanno entrambi alla stessa tensione di 0V. Il Drain ha quindi un margine di spostamento in giù al massimo di una soglia, $V_T=1V$, rispetto al suo Gate (che intanto si sta spostando in su di $v_{in}=10mV$). Essendo il guadagno tra i due punti di $G_{T1}=-4$, siamo ampiamente in dinamica.

Un ragionamento analogo lo facciamo ora per il transistoro T2, all'ingresso del quale arriva un segnale ampio 40mV ed alla cui uscita otteniamo un segnale di 160mV. Vediamo che siamo ben dentro i valori massimi concessi (potete verificare che il massimo concesso è $v_{in|max}=+50mV$).

E 5.5 Con riferimento all'amplificatore a MOSFET della figura seguente, in cui i transistori abbiano $V_T=0.4V$, $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=500\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$.



- Calcolare la tensione a cui si porta l'uscita in assenza di segnale all'ingresso.
- Calcolare il guadagno, $G=v_u/v_{in}$ del circuito a bassa frequenza
- Calcolare la massima ampiezza di una sinusoide all'ingresso che mantenga la distorsione HD_2 dell'uscita del circuito sotto lo 0.2%.
- Verificare che questo segnale si mantenga entro la dinamica possibile per il circuito, calcolando in particolare la massima tensione positiva applicabile all'ingresso del circuito ed indicando quale transistor ne determina il limite.

a) $V_u \approx -0.4V$, $I_{T3} = 627\mu A$, $1/g_{m1} = 1/g_{m4} = 1k\Omega$, $1/g_{m2} = 2k\Omega$.

b) $G \approx -3$

c) T1 è uno stadio amplificante e, benché degenerato, sicuramente distorcere. T3 è un generatore di corrente non attraversato dal segnale. T2 è un semplice buffer di corrente e quindi non introdurrà alcuna distorsione. T4 è un follower con una resistenza R5 di soli 4.2kΩ e quindi potrebbe contribuire al risultato finale. Verifichiamo pertanto l'entità della distorsione di T1 e T4.

Se fosse solo T1 a distorcere, troverei $v_{in|max} = 82mV$. Ma con questo segnale T4 aggiungerebbe un ulteriore $HD_2 = 0.28\%$. Poiché, seguendo le semionde lungo il cammino dall'ingresso all'uscita, le distorsioni di T1 e T4 si sommano e non si compensano, vedo che sono oltre le specifiche.

Dobbiamo allora impostare il calcolo più precisamente dicendo che :

$$\varepsilon_{T1} = \frac{v_{sg1}}{2V_{OD}} \cdot \frac{1}{(1 + g_{m1}R_2)} = \frac{v_{in} \cdot \frac{1}{3.2}}{2V_{OD}} \cdot \frac{1}{(1 + g_{m1}R_2)} = 0.049 \cdot v_{in}$$

$$\varepsilon_{T4} = \frac{v_{gs4}}{2V_{OD}} \cdot \frac{1}{(1 + g_{m4}R_5)} = \frac{v_{in} \cdot \frac{12}{3.2} \cdot \frac{1}{5.2}}{2V_{OD}} \cdot \frac{1}{(1 + g_{m4}R_5)} = 0.069 \cdot v_{in}$$

Da cui otteniamo:

$\varepsilon_{tot} = \varepsilon_{T1} + \varepsilon_{T2} + \varepsilon_{T1}\varepsilon_{T2} \cong (0.049 + 0.069) \cdot v_{in}$
 che fornisce $v_{in|max} = 34mV$. Il risultato è effettivamente, e giustamente, minore di quello inizialmente ipotizzato per il solo transistor T1.

- d) Per accertarsi che questo segnale possa effettivamente essere applicato all'ingresso del circuito, vediamo la dinamica.

Con **segnali positivi** all'ingresso,

- il Drain di T1 scende : quindi T3 potrebbe entrare in Ohmica. T3 entrerebbe in Ohmica con $v_{in} = 0.142V$;

- Anche il Drain di T2 scende e potrebbe portare T2 in Ohmica. T2 entrerebbe in Ohmica con $v_{in} = 0.373V$.

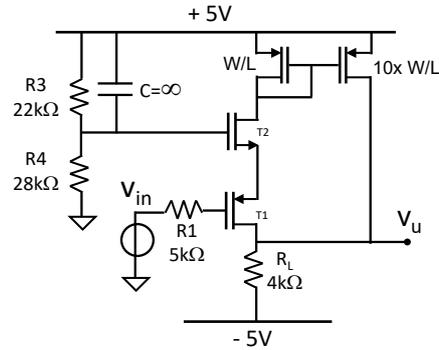
Pertanto la massima tensione positiva applicabile è $v_{in} = 0.142V$, limitato dall'uscita dalla saturazione di T3.

T4 non limita in alcun modo perché si spegnerebbe solo quando V_s raggiunge $-2.4V$, impossibile in questo caso.

Per **segnali negativi** all'ingresso la dinamica è molto maggiore : posso applicare fino a **400mV** prima di spegnere T2 (tutta la corrente di T3 proviene da T1). L'uscita dalla saturazione di T1 avverrebbe a $v_{in} = 660mV$.

Pertanto concludiamo che il massimo segnale $v_{in} = 34mV$ che determina una distorsione totale inferiore al 0.2% può essere effettivamente applicato.

E 5.6 Considerare l'amplificatore accanto che fa uso di transistori MOSFET aventi $V_T=0.4V$, $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=100\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$ in cui il transistore di destra dello specchio è 10 volte più largo.



- Calcolare il valore della tensione V_u in assenza di segnale.
- Calcolare il guadagno $G=v_u/v_{in}$ su piccolo segnale del circuito
- Calcolare la densità spettrale di rumore all'uscita dovuta al transistore T2
- Calcolare la distorsione all'uscita ad un segnale sinusoidale $v_{in}=50mV\sin(\omega t)$.

- $V_u \cong -0.6V$
- $G \cong -4.4$. Notate che lo specchio agisce sia sulla polarizzazione che sul segnale.
- $S_n = (32nV/\sqrt{Hz})^2$
- $HD_2 = 0.625\%$. Notate che i due transistori sono percorsi dalla stessa corrente e quindi dovranno avere sempre la stessa tensione di comando. Questa non potrà che essere $v_{in}/2$, sempre. Pertanto ogni transistore è comandato da una tensione vincolata al segnale di ingresso senza che sia ridotta da una presenza di "resistenza di degenerazione"

5.4 DINAMICA DI FUNZIONAMENTO DI CIRCUITI A PIU' STADI

Quando un circuito è costituito da più stadi, il calcolo del massimo segnale applicabile in ingresso dovrà ovviamente considerare tutti i transistori presenti lungo il cammino del segnale. Per ogni transistore dovremo perciò valutare se tende a spegnersi oppure ad andare in ohmica, in maniera del tutto simile a quanto visto nel Cap.3 nel caso di un solo transistore. La condizione più stringente tra quelle trovate definirà l'effettiva dinamica del circuito.

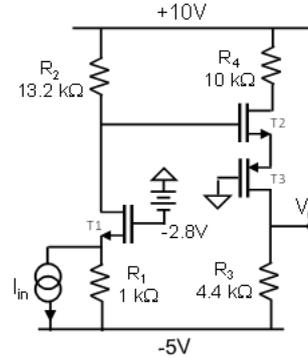
Alcuni suggerimenti pratici possono guidare nell'analisi della dinamica di un circuito:

- a) Meglio affrontare separatamente la risposta del circuito a segnali positivi ed a segnali negativi;
- b) Ricordarsi che stiamo analizzando la risposta a segnali anche "grandi", per cui potrebbe non valere (e quindi non applicarsi) la risposta per "piccoli" segnali (e quindi lineare) già trovata in altri punti del problema;
- c) Quando si capisce che un transistore tende ad essere spento dal segnale, porre la sua tensione di comando pari alla tensione di soglia, $v_{gs}=V_T$. Infatti questo valore è quello limite al momento del suo spegnimento. Usare poi questo valore nei bilanci di tensione nel circuito;
- d) Quando si capisce che un transistore tende ad andare in ohmico perché il suo Drain tende a spostarsi verso il suo Source, calcolare il massimo spostamento concesso al suo Gate prima che il suo Drain superi il Gate di una soglia.

Nelle prossime pagine affronteremo vari esercizi di dinamica in cui tutti questi aspetti verranno applicati a situazioni circuitali concrete.

E 5.7 L'amplificatore a transresistenza della figura fa uso di transistori MOSFET aventi $V_T=0.7V$, $k=1/2\mu C_{ox}W/L=500\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$.

- Calcolare la tensione dell'uscita V_U in assenza di segnale
- Calcolare il trasferimento per piccolo segnale $T(0)=v_u/i_{in}$
- Calcolare il valore della resistenza R_{in} vista dal generatore di segnale
- Calcolare la massima ampiezza positiva del segnale di corrente $i_{in}(t)$ applicabile all'ingresso
- Calcolare la massima ampiezza negativa del segnale di corrente $i_{in}(t)$ applicabile all'ingresso
- Discutere la distorsione del circuito ad un segnale sinusoidale all'ingresso di ampiezza $10\mu A$ e calcolarne il valore.



- $V_u=-2.8V$, $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=1\text{ mA/V}$.
- $T(0)=-14520\ \Omega$
- $R_{in}=500\ \Omega$
- All'aumentare del prelievo di I_{in} (nel verso della freccia), il Gate di T2 scende e rischia di spegnere T2 e T3. Ciò avverrà quando $V_{G|T2}$ raggiunge 1.4V (notate che la $V_T=0.7V$ di T2 e T3 si sommano). Il transistoro T1 quindi non potrà mai entrare in zona ohmica. Rispetto al valore di polarizzazione ($V_{G|T2}=3.4V$) si ha quindi uno spostamento in giù di 2V a cui corrisponderebbe $i_{in}=300\mu A$.
La discesa del Source di T1 non pone problemi fintantoché non arrivi all'alimentazione negativa, cosa che succederà solo quando $i_{in}=1.125\text{mA}$, cioè quando in R1 non scorrerà più corrente, valore ben più alto del limite trovato prima. Per $i_{in}=300\mu A$ nessun altro punto del circuito raggiunge limiti di funzionamento. Quindi $i_{in|max+}=300\mu A$.
- All'aumentare dell'iniezione di i_{in} (nel verso opposto alla freccia), T1 porta sempre meno corrente e potrebbe spegnersi. Se ciò avvenisse, il suo Source si alzerebbe fino ad una V_T sotto il suo Gate, cioè $V_S=-3.5V$. Quindi in R1 scorrerebbero 1.5mA. Questa situazione la raggiungerò quando $i_{in}=1.5\text{mA}$.
Contemporaneamente però il Gate di T2 sale e forza T2 e T3 a portare più corrente. I rispettivi Drain si spostano e tendono a mettere in ohmico i transistori. Quale dei due transistori, T2 o T3, raggiunge prima questo limite? Il Drain di T3 può salire di $(2.8+0.7)V$, a cui corrisponde una corrente di $(500+795)\mu A$ in T3, a cui corrisponde una variazione (se linearizziamo) del Gate di T2 di circa 1.6V e quindi $i_{in}=240\mu A$.

Anche il Drain di **T2** scende e viene incontro al Gate di T2 che sta salendo: $v_G + v_G \cdot 10k/2k = 2.3V$, a cui corrisponde $i_{in} = 58\mu A$. È questa effettivamente la situazione più limitante e pertanto $i_{in|max} = -58\mu A$.

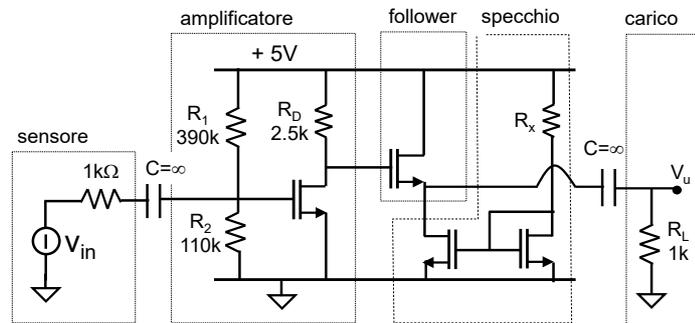
- f) Il transistor T1 è essenzialmente un buffer di corrente e mi aspetto che distorca poco (un po' di distorsione residua sarà data dal fatto che la partizione di corrente varia al variare dell'ampiezza del segnale, ma la consideriamo trascurabile – il simulatore SPICE quantificherebbe con precisione questo piccolo contributo). T2 e T3 invece distorcono perché sono comandati di tensione e producono una corrente che mi si riflette nell'andamento dell'uscita. Attenti a non fare l'errore di vedere T3 come degenerazione di T2: la tensione di comando di T2 infatti sarà sempre la metà della tensione al suo Gate, senza possibilità per il suo Source di aggiornarsi ! Inoltre la corrente distorta sarà inevitabilmente uguale nei due transistori.

Quindi, considerando che $v_{g|T2} = 66mV$, si dovrà usare $v_{gs} = 33mV$ ed ottenere :

$$HD_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{gs}}{2 \cdot V_{od}} = 0.8\%$$

E 5.8

Il seguente circuito ($V_T=0.6V$, $k=4mA/V^2$, $V_A=\infty$), costituisce una realizzazione pratica di quello della Fig.5.3.



- Dimensionare R_x in modo che l'impedenza di uscita del follower sia pari a 200Ω .
- Calcolare il corrispondente guadagno complessivo del circuito.
- Calcolare la dinamica di uscita ai capi del carico R_L .
- Calcolare la distorsione del segnale in uscita a fronte di un segnale sinusoidale ampio $50mV$ applicato all'ingresso;
- Ridimensionare R_x e modificare i MOSFET del follower e dello specchio scegliendo un nuovo valore di k in modo che l'impedenza di uscita sia inferiore a 10Ω con una dinamica di uscita almeno di $\pm 0.5V$.

- Affinché l'impedenza di uscita sia 200Ω , la corrente deve essere $1.56mA$. Il MOSFET del follower, T2, ed anche quelli dello specchio (perché tutti uguali) avranno $(V_{GS}-V_T)=0.625V$. Ne consegue che $R_x=2.4k\Omega$.
- Poiché T1 porta $I=1mA$ e $g_m=4mA/V$, ne segue che $G_{tot}=v_u/v_{in}=-8.3$.
- Analizziamo il caso di **segnali positivi** all'ingresso. Il circuito è globalmente invertente. Il Gate di T2 in polarizzazione è a $V_G=2.5V$ ed il suo Source a $V_S=1.275V$. Analizzando lo spostamento negativo dell'uscita, notiamo che è limitato dal MOSFET dello specchio che entra in zona ohmica quando $v_u=-650mV$. Analizzando gli stadi precedenti notiamo che questa condizione si verifica prima che il MOSFET del follower si spenga o che T1 entri in ohmica e quindi è quella limitante. Concludiamo dicendo che la **dinamica positiva in ingresso è di circa 78mV**.

Per **segnali negativi** all'ingresso, lo spostamento positivo dell'uscita è risultante dallo spostamento del Gate del follower, possibile fino all'alimentazione, quindi con $2.5V$ di variazione (a cui corrisponde uno spostamento solo di $v_{u+}=2.1V$ dell'uscita perché la salita dell'uscita impone un passaggio maggiore di corrente in R_L , e quindi nel follower, con

conseguente maggiore overdrive che riduce l'escursione netta di v_o rispetto a quella del Gate). Lo spostamento del gate del follower corrisponde allo spegnimento del transistor d'ingresso T1, il cui Gate ha quindi azzerato l'overdrive. Partendo da una tensione di Gate di polarizzazione di 1.1V arriverà fino ad avere ai suoi capi solo una soglia. La **dinamica negativa in ingresso è quindi di 0.5V**.

- (d) Il primo stadio ha $\varepsilon=0.05$ equivalente a $HD_2=2.5\%$. Il follower, che riceve al suo ingresso un segnale di 500mV, ha $\varepsilon=0.011$ equivalente a $HD_2=0.55\%$. Analizzando le forme d'onda tra i due stadi, in analogia a quanto visto nella Fig.5.4, si conclude che la distorsione totale tende ad essere compensata, raggiungendo un valore vicino a $HD_2=2\%$.
- (e) Ricordando che $I/k=(V_{GS}-V_T)^2$ e che $g_m = 2\sqrt{k \cdot I}$ basterebbe aumentare sia k che I della stessa quantità, nel nostro caso di un fattore 20 ($k=80\text{mA/V}^2$, che equivale a transistori con W 20 volte più grande, e $I=32\text{mA}$) per cui $R_x=118\Omega$. In questo modo si ottiene la desiderata $1/g_m=10\Omega$ senza modificare l'overdrive dei transistori e quindi mantenendo la stessa dinamica trovata precedentemente che è sufficiente.

5.5 STADI DISACCOPIATORI CON CARICHI ATTIVI

Proviamo ad analizzare criticamente il ruolo e la funzione della resistenza di degenerazione R_S presente nel buffer della Fig.5.2:

- abbiamo interesse a scegliere R_S grande affinché il guadagno di tensione si avvicini maggiormente all'unità;
- vogliamo che il transistore porti molta corrente per avere una g_m elevata così da avere una bassa resistenza di uscita e quindi poter pilotare carichi più difficili, cioè carichi a bassa resistenza.

Queste due esigenze sono contrastanti e porterebbero ad un aumento della tensione di alimentazione e quindi della potenza dissipata stazionariamente dal circuito.

La soluzione è sostituire R_S con un generatore di corrente, come mostrato nella Fig.5.5. Il vantaggio è che un generatore di corrente, a differenza della semplice resistenza, non necessita di una caduta di tensione stazionaria ai suoi capi proporzionale alla impedenza offerta sul segnale. In questo modo si ha che :

- a parità di tensione di alimentazione si ottiene un guadagno più vicino a $G=1$;
- ricordando che $g_m=2\sqrt{k}I$, l'aumento della transconduttanza necessario per avere una impedenza di uscita bassa può essere ottenuto aumentando la corrente di polarizzazione ed aumentando le dimensioni del transistore. Ricordando che $I/k=(V_{gs}-V_T)^2$, se si aumenta sia I che k della stessa quantità si mantiene lo stesso overdrive nel transistore e quindi la stessa dinamica. Ovviamente questo avviene a scapito di un maggiore consumo di potenza statica.

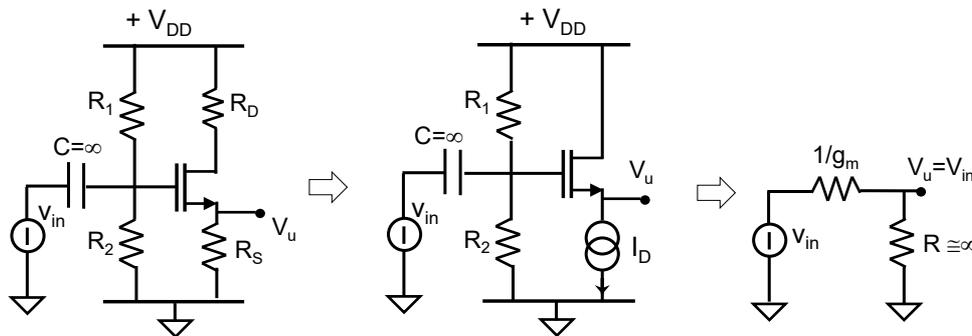


Fig. 5.5 Sostituzione di R_S con un generatore di corrente (carico attivo) in un buffer di tensione. La corrente di polarizzazione del MOSFET è così indipendente dalla alimentazione e tale da fornire una voluta e bassa impedenza di uscita del circuito, $1/g_m$.

La sostituzione di un resistore con un **carico attivo** (così è chiamato *un generatore di corrente quando posto lungo il percorso del segnale*) è molto comune nei circuiti integrati per limitare le tensioni di alimentazione mantenendo dinamica. Con il carico attivo polarizzazione, amplificazione e impedenza di uscita diventano grandezze tra loro più indipendenti e quindi il progetto risulta più semplice. Notate inoltre che la distorsione praticamente si annullerebbe con un generatore di corrente ideale. Per diminuire ulteriormente l'impedenza di uscita a valori inferiori a $1/g_m$ si potrà fare uso della retroazione (Cap.10).

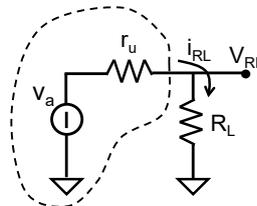
POTENZA FORNITA AD UN CARICO

In molte applicazioni ingegneristiche è importante conoscere la potenza P_{RL} che si riesce ad inviare ad un carico R_L . Essa è data dal prodotto della tensione V_{RL} effettivamente presente ai capi del carico per la corrente i_{RL} fornita dal circuito al carico stesso:

$$P_{RL} = V_{RL} \cdot i_{RL}$$

Sfortunatamente, a causa della impedenza di uscita r_u del circuito di pilotaggio, non tutta la tensione v_a idealmente disponibile dal circuito è effettivamente applicata ai capi di R_L . In generale quindi si avrà che:

$$P_{RL} = v_a \cdot \frac{R_L}{r_u + R_L} \cdot v_a \cdot \frac{1}{r_u + R_L}$$



Se il carico R_L è fissato e noi siamo i progettisti del circuito, dobbiamo cercare di fare l'impedenza di uscita più piccola possibile (al limite $r_u=0\Omega$), ottenendo la potenza massima inviabile al carico :

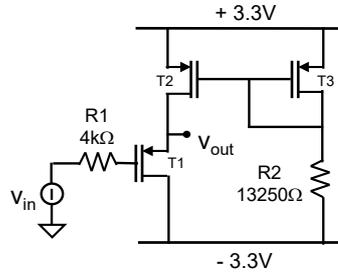
$$P_{RL}|_{\max} = \frac{v_a^2}{R_L}$$

Diverso è il caso in cui **r_u sia fissato** (ad esempio se io sono un utilizzatore di sistemi elettronici e quindi sono portato a comprare un amplificatore sul mercato, avente una certa impedenza di uscita r_u). In questo caso la massima potenza inviabile al carico la si ottiene per $R_L=r_u$ (si dice che adatto il carico R_L al mio amplificatore). In questo caso la potenza vale:

$$P_{RL}|_{\max} = \frac{v_a^2}{4R_L}$$

Esso è 4 volte minore perché ho $\frac{1}{2}$ tensione e $\frac{1}{2}$ corrente rispetto a prima.

- E 5.9** Considerare il seguente circuito, in cui inizialmente tutti i MOSFET siano uguali ed ideali con $V_T=0.8V$, $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=1.6mA/V^2$ e $V_a=\infty$
- Calcolare il valore stazionario della corrente totale in T1
 - il guadagno $G=v_u/v_{in}$.
 - l'impedenza di uscita.
 - la massima dinamica possibile del segnale di ingresso.
 - Calcolare la distorsione introdotta su un segnale sinusoidale di $\pm 100mV$.
- Si consideri ora invece il caso in cui i MOSFET T2 e T3 siano reali ed abbiano $V_T=0.8V$, $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=1.6mA/V^2$ e $V_a=10V$ (il MOSFET T1 sia sempre ideale con $V_a=\infty$)
- Calcolare il nuovo valore stazionario della corrente totale in T1 (Find the current in T1 when no signal is applied)
 - Calcolare il nuovo guadagno di tensione $G=v_u/v_{in}$.
 - Calcolare l'impedenza di uscita del buffer



(a,b) L'uso di un generatore di corrente a specchio come carico di degenerazione sul Source permette di realizzare, grazie alla resistenza infinita del carico stesso, un follower con trasferimento esattamente pari a $G=1$ qualunque sia il risultato della polarizzazione, a patto che tutti i transistori lavorino nello loro corretta zona di funzionamento. Poiché il calcolo della polarizzazione porta ad una corrente circolante in T1 pari a $I_D \cong 400\mu A$ e $V_u = +1.3V$, effettivamente tutti i transistori stanno operando in saturazione.

(c) L'impedenza di uscita risulta pari a 625Ω .

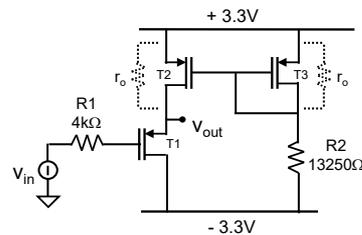
(d) $v_{in+} = 1.5V$; $v_{in-} = -4.1V$

(e) La distorsione è rigorosamente nulla, fintanto che non si attacca un carico esterno al morsetto di uscita. A quel punto sia il guadagno che la distorsione cambiano dalla situazione ideale e assumono un valore finito (G diverso da 1, THD diversa da 0).

(f) La presenza di r_0 impone un nuovo calcolo delle correnti circolanti.

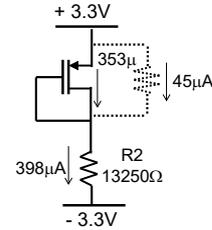
Si deve iniziare dal ramo di destra per trovare la tensione V_{SG} dei transistori T3 e T2. Partendo dal valore trovato prima (con $V_a=\infty$) di $V_{SG}=1.3V$ e $I=400\mu A$, si stima una $r_0=25k\Omega$. Impostando quindi l'equazione:

$$\frac{6.6 - V_{SG}}{R2} = k(V_{SG} - V_T)^2 + \frac{V_{SG}}{r_0}$$



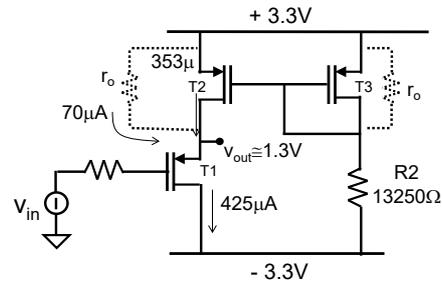
si ottiene una prima stima del nuovo valore di $V_{SG}=1.27V$.

Ad esso corrisponderebbe una corrente $k(V_{SG} - V_T)^2 = 353\mu A$, una nuova stima $r_0=28.3k\Omega$ ed una componente aggiuntiva di corrente in r_0 pari a $45\mu A$. La somma $398\mu A$ scorre in R_2 ed è pari effettivamente alla corrente del termine a sinistra dell'equazione. Non ho quindi motivo di continuare l'iterazione per raffinare ulteriormente il conto.



La stessa corrente di $353\mu A$ verrà portata da T2 a cui si aggiunge la componente che scorre in $r_0=(3.3V-V_{out})/28.3k\Omega$. Ci manca di conoscere V_{out} . Tuttavia possiamo evitare di impostare un calcolo con V_{out} come variabile considerando che V_{SG} di T1 sarà dell'ordine di $1.3V$ quando scorrono circa $400\mu A$ e si discosterà poco da questo valore.

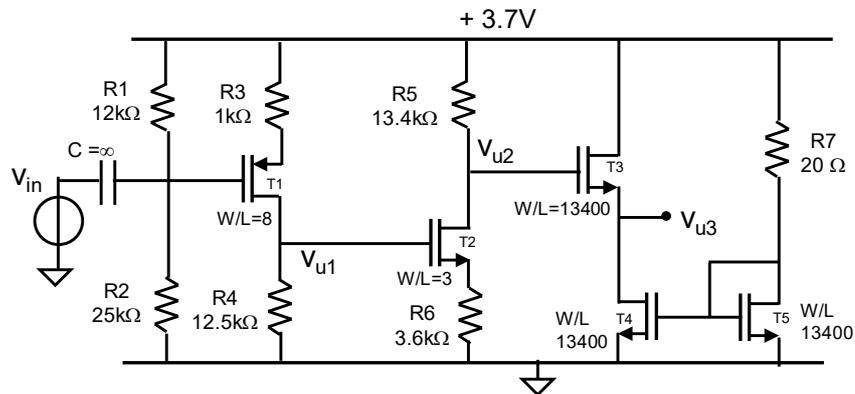
Quindi ricavo la componente di corrente in r_0 di T2 del valore di circa $70\mu A$, che porta la corrente totale circolante in T1 al valore di $425\mu A$.



g) La transconduttanza di T1 è $g_m=1.65mA/V$ ($1/g_m=600\Omega$). Se $R_L=\infty$, lo stadio singolo avrebbe un guadagno tra v_{in} e v_u pari a $G=0.979$, comunque molto vicino a 1.

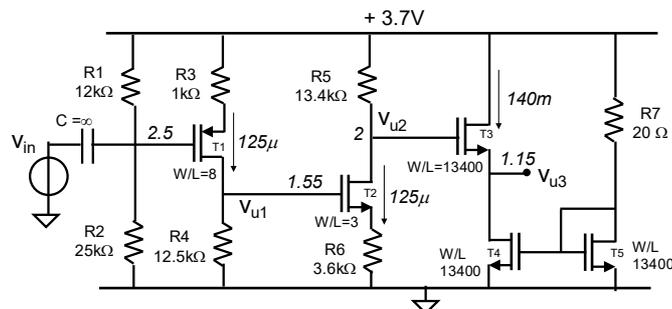
h) L'impedenza di uscita risulta ora pari a circa 600Ω .

E 5.10 Si consideri il seguente amplificatore a tre stadi. Gli nMOSFET hanno $V_T=0.6V$, $\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}=170\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$; i pMOSFET hanno $V_T=0.6V$, $\frac{1}{2}\mu_p C_{ox}=63\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$.



- Calcolare la polarizzazione del circuito.
- Calcolare l'impedenza di uscita del circuito.
- Calcolare il guadagno di tensione del solo primo stadio, $G_1=v_{u1}/v_{in}$.
- Calcolare il guadagno totale del circuito $G_{TOT}=v_{u3}/v_{in}$.
- Calcolare la dinamica di uscita del circuito, da cui ricavare la corrispondente dinamica possibile per il segnale all'ingresso.
- Calcolare la distorsione HD2 del solo primo stadio (nel punto v_{u1}) quando in ingresso viene applicato un segnale sinusoidale $V_{in}(t)=A.\sin(\omega t)$ di ampiezza $A=30mV$.
- Calcolare il valore della distorsione totale all'uscita v_{u3} quando in ingresso viene applicata la sinusoide da $A=30mV$ già vista prima.

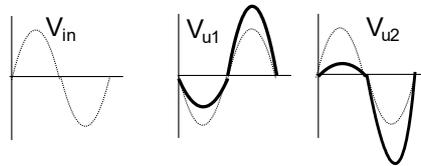
(a) La polarizzazione è la seguente:



Ne segue che $g_{m1}=500\mu A/V$, $g_{m2}=500\mu A/V$, $g_{m3}=1.1mA/V$

- $Z_u=0.9\Omega=1/g_{m3}$
- $G_1=-4.17$

- (d) $G_{tot}=10$
- (e) **Segnali di ingresso positivi:** T3 a salire non pone vincoli (lo specchio funziona sempre bene); V_{u2} può salire fino all'alimentazione, a cui corrisponde corrente zero in T2; V_{u1} quindi sarà sceso fino a $V_{u1}=0.6V$ (nello spegnimento dei transistori è opportuno percorrere tutta la curva transcaratteristica e non linearizzarla) limitando la corrente $I_{T1}=50\mu A$; ad essa corrisponde un segnale di ingresso di $v_{in}=225mV$. Per controllo, applicare questo segnale all'ingresso e verificare che arriva all'uscita.
Segnali di ingresso negativi: $v_{u3}|_{max}=0.9V$; per il transistore T2 vale la relazione $v_{u1}+2.4 \cdot v_{u1}=1.05V$ da cui si ottiene $v_{u1}|_{max}=309mV$ (con segnali che aumentano il comando dei transistori ci si può permettere di approssimare la parabola transcaratteristica con la sua tangente lineare) che definisce un limite più stringente del precedente; esso rientra nella dinamica di T1 per cui $v_{in}|_{max}=309mV/4.17=74mV$. Per controllo, applicare questo segnale all'ingresso e verificare che arriva all'uscita.
- (f) La distorsione risente della degenerazione introdotta da R3 e vale : $HD2=0.67\%$ ($\epsilon_1=0.0133$).
- (g) Quando si hanno due stadi in cascata la distorsione totale è data dalla somma algebrica delle due distorsioni singole. Per capire se i valori si sommano o si sottraggono basta ragionare sull'effetto che ogni stadio introduce : dato un segnale sinusoidale in ingresso, le non linearità dei due stadi di questo circuito producono alle loro uscite segnali come quelli visualizzati nel grafico qualitativo seguente:



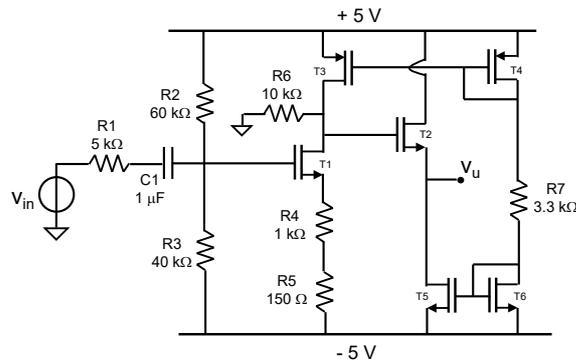
Per come sono collegati, i due stadi amplificanti esaltano la distorsione e pertanto nel calcolo della ϵ_{tot} dovrò sommare le due ϵ parziali. Si noti che l'ultimo stadio a follower ideale non aggiunge alcuna ulteriore distorsione a quella presente al suo Gate ($\epsilon_3=0$).

Dobbiamo calcolare ϵ_2 . Poiché all'ingresso del secondo stadio sarà presente $v_{u1}=v_{in} \cdot 4.1=125mV$, da cui $v_{gs}|_{T2}=45mV$, si ottiene :

$$\epsilon_2 = \frac{v_{gs}}{2 \cdot V_{od}} \cdot \frac{1}{1 + g_m \cdot R_6} = 0.016 \text{ (1.6 \%)}$$

Da cui $\epsilon_{tot} = \epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_1 \epsilon_2 = 0.013 + 0.016 + 0.0002 = 0.0292$,
 equivalente a $HD2=1.46\%$.

E 5.11 Considerate il circuito della figura seguente. Tutti i transistori, sia gli nMOSFET che i pMOSFET, hanno $V_T=0.7V$, $k=1/2\mu C_{ox}W/L=2mA/V^2$ e $V_A=\infty$.

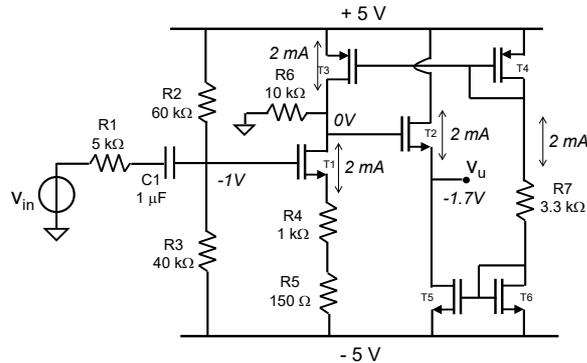


- Calcolare la polarizzazione del circuito ed il valore della tensione all'uscita in assenza di segnale.
- Calcolare il guadagno di tensione del circuito a media frequenza, $G=v_u/v_{in}$.
- Indicare possibili modifiche per aumentare il guadagno, ad esempio di un fattore 10, senza modificare la polarizzazione dell'intero circuito.
- Calcolare la dinamica di ingresso del circuito, identificando con chiarezza i componenti responsabili della limitazione ed il contributo specifico del Source follower.
- Supporre che all'ingresso venga applicato un segnale sinusoidale $V_{in}(t)=A\sin(\omega t)$ di ampiezza $A=50mV$ alla frequenza di 250MHz. Calcolare la distorsione HD2 del segnale all'uscita

- a) La polarizzazione può essere iniziata con il calcolo della corrente portata dallo specchio a destra nel circuito:

$$\begin{cases} \frac{10 - 2 \cdot V_{SG}}{R_7} = I \\ k(V_{SG} - V_T)^2 = I \end{cases}$$

che fornisce $V_{SG}=-1.7V$ e $I=2mA$. La polarizzazione è quindi come in figura:



Tutti i transistori hanno $g_m=4\text{mA/V}$, e $1/g_m=250\Omega$. $V_u=-1.7\text{V}$.

- b) $G=-5.9$. Il Source follower, ideale, non contribuisce in alcun modo a modificarne il valore che è completamente definito dagli stadi a monte.
- c) Se cambiassi W/L del transistore T1 cambierei anche la corrente e quindi lo escludo. Anche se cercassi di cambiare R4 e R5 cambierei la corrente. Potrei pensare di cambiare insieme W/L e R4 e R5 in modo da avere guadagno 10 volte maggiore. Tuttavia è molto più semplice ed efficace cambiare R6, scegliendola da $100\text{k}\Omega$. Infatti, non essendo percorsa dalla corrente di polarizzazione, ci consente una grande libertà di scelta.
- d) V_{in} **positivo** : Quando v_{in} sale, sale anche il gate di T1, facendo portare più corrente a T1. Questo inevitabilmente porta il suo Drain a scendere con il rischio che T1 esca dalla zona di saturazione :

$(-1\text{V}+v_g)-(0\text{V}+v_g|G_{GD})=V_T$ che si traduce in $v_g+v_g|G_{GD}=1.7\text{V}$ dove $G_{GD}=-7.14$ è il guadagno di tensione tra il Gate di T1 ed il suo Drain. Si ottiene $v_g=209\text{mV}$, a cui corrispondono $v_{in}=\mathbf{250\text{mV}}$ all'ingresso.

La discesa del Drain di T1 di circa 1.5V non da problemi a T3. Per quanto riguarda il follower, se il suo Gate scende anche il suo Source scende di 1.5V arrivando al valore di -3.2V , non superando il limite dell'uscita dalla saturazione di T5 che è -4V . Il follower quindi non limita la dinamica positiva del circuito.

V_{in} **negativo** : Quando v_{in} scende, diminuisce la corrente in T1 e sale la tensione al suo Drain. T1 non ha problemi ma T3 rischia di uscire dalla saturazione qualora V_d andasse oltre 4V . Questo succederebbe quando $v_{in}=\mathbf{-4/5.9=-678\text{mV}}$. Notate che T3 rimane ancora acceso. Anche in questo caso il Source follower T2 non pone vincoli più stringenti.

- e) A valle del partitore d'ingresso, $v_g=41.3\text{mV}$. La distorsione introdotta da T1 vale :

$$HD2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{gs}}{2 \cdot V_{OD}} \cdot \frac{1}{1 + g_m(R_4 + R_5)} = 0.033\%$$

dove $v_{gs}=7.4\text{mV}$. Anche per la distorsione, il follower non introduce alcun contributo limitante o peggiorativo.

5.6 DISACCOPIATORE A BIPOLARI (Emitter follower)

Gli stadi disaccoppiatori di tensione possono naturalmente essere realizzati anche con transistori bipolari. Il principio di funzionamento è del tutto simile a quello appena descritto per il MOSFET, come è simile l'organizzazione dei collegamenti e simili le motivazioni d'uso. Le uniche differenze, importanti ma non essenziali, nascono dalla particolarità della giunzione base-emettitore : **la resistenza di ingresso** del buffer a BJT, vista guardando nella Base del transistore, sarà pari a (vedi Fig. 5.6):

$$Z_B \cong \frac{\beta}{g_m} + \beta \cdot R_E \quad (5.7)$$

Il suo valore dipenderà quindi, a differenza del Source follower nel quale è infinita, dalle caratteristiche del transistore (β), da come è stato polarizzato (g_m) e da come è collegato in uscita (R_E). Solo con particolari attenzioni in fase di progetto sarà quindi possibile raggiungere valori elevati, ma mai il valore infinito che si ha guardando il Gate di un MOSFET !

Anche **la resistenza di uscita** dello stadio richiede cautela nell'essere calcolato e risulta circa pari a:

$$Z_U \cong R_E \left\| \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_B \parallel R_s}{\beta} \right) \right. \quad (5.8)$$

Anche in questo caso il valore dipende non solo dalle caratteristiche di polarizzazione del transistore ($1/g_m$), come già avveniva con il MOSFET, ma anche da come il BJT è pilotato dallo stadio precedente (R_s/β). Ciononostante poiché la

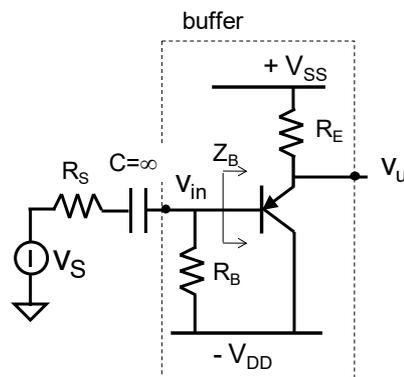


Fig. 5.6 Stadio Emitter follower.

transconduttanza di un BJT è generalmente molto maggiore di quella di un MOSFET a pari correnti circolanti, l'impedenza di uscita del buffer con BJT può essere progettata molto minore di quella mostrata da un Source follower. Questo è il grande vantaggio dei buffers a BJT e ne giustifica l'uso appena possibile.

Da ultimo, il **trasferimento del segnale** di tensione dall'ingresso all'uscita vale:

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = \frac{R_E}{1/g_m + R_E} \quad (5.9)$$

Esso è sempre inferiore all'unità, ma vi si avvicina sempre di più quanto più $R_E > 1/g_m$. Anche in questo caso, la variazione del potenziale dell'Emettitore *segue* la variazione della tensione della Base, da cui il nome di **Emitter follower** dato spesso a questo stadio.

Riassumendo, il circuito tratteggiato nella Fig.5.6 è utilizzabile come *disaccoppiatore per segnali di tensione* perché:

- *l'impedenza di ingresso è alta*. Il circuito quindi tende a non caricare eccessivamente lo stadio che lo pilota.
- *l'impedenza di uscita può essere molto bassa*, prossima a $1/g_m$ se progettato con cura e quindi con una resistenza serie spesso più piccola rispetto ad un buffer a MOSFET.
- *non modifica il guadagno* del circuito globale, perché il suo trasferimento è praticamente unitario.
- *introduce una limitatissima distorsione*, perché i) la frazione del segnale di ingresso che si ritrova linearmente ai morsetti del transistor (v_{be}) è piccola, ed è precisamente data da:

$$v_{be} = v_{in} \frac{1/g_m}{1/g_m + R_E} \quad (5.10)$$

e perché ii) la presenza della resistenza R_E di degenerazione opera un effetto retroattivo diminuendo ulteriormente il valore di v_{be} di un fattore pari a $(1+g_m R_E)$, così da avere

$$HD_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{be}}{2V_{th}} \cdot \frac{1}{(1+g_m \cdot R_E)} \quad (5.11)$$

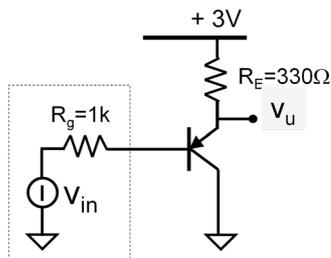
- *ha estesa dinamica lineare*, perché, nell'ipotesi praticamente sempre verificata di avere il Collettore direttamente collegato all'alimentazione, la Base può essere fatta salire fino all'alimentazione senza che il BJT esca dalla corretta zona di funzionamento.

E 5.12 Studiare le prestazioni dell'emitter follower ($\beta=200$) della figura collegato in DC allo stadio precedente schematizzato con un generatore di tensione v_{in} con resistenza serie di $1k\Omega$.

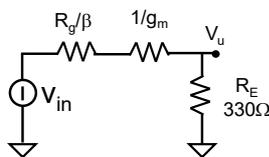
(a) Calcolare il trasferimento ingresso/uscita del circuito.

(b) Calcolarne le impedenze di ingresso e di uscita.

(c) Calcolarne la dinamica di ingresso.



(a) Nell'ipotesi di $I_B=0A$, la polarizzazione darebbe: $V_B=0V$, $V_u=0.7V$ e $I_C=7mA$, a cui corrisponde $g_m=280mA/V$ ($1/g_m=3.6\Omega$). La corrente ora $I_B\approx 35\mu A$ in effetti porterebbe $V_B\approx 35mV$, valore che non modifica significativamente i valori prima trovati perché si confronta con i $2.3V$ ai capi di R_E . Ai fini del trasferimento del segnale dal generatore v_{in} all'uscita v_u , si noti che il circuito equivalente visibile se ci si pone nel punto di uscita e si guarda nell'Emettitore è



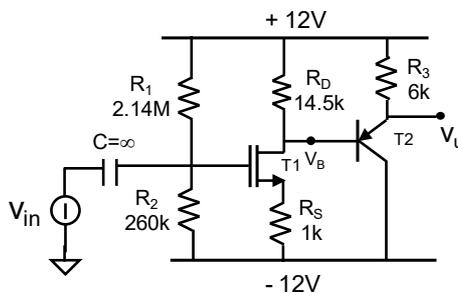
dove $(1/g_m+R_g/\beta)=8.6\Omega$. Il guadagno v_u/v_{in} è quindi pari a $G=0.97$.

(b) La resistenza di ingresso è $(\beta/g_m+\beta R_E)=66k\Omega$. L'impedenza di uscita vale $R_E\|(1/g_m+R_g/\beta)=8.6\Omega$.

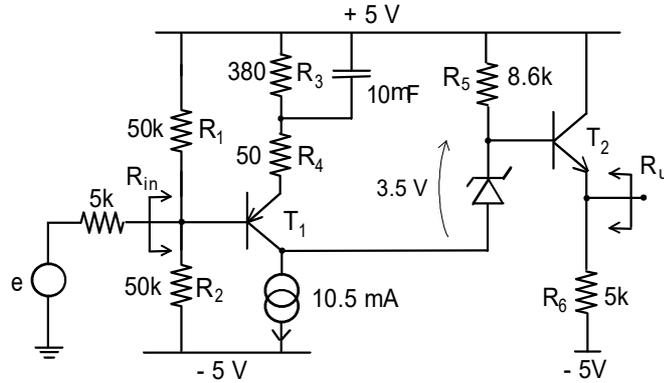
(c) $v_{in}\approx\pm 2.3V$ nell'ipotesi più restrittiva. In verità quando V_u arriva a $+3V$, la corrente diventa piccolissima e quindi anche la V_{eb} si riduce: quindi $v_{in}>2.3V$ ma sicuramente meno di $3V$; $v_{in}\approx-0.5V$ nell'ipotesi che il generatore sia alimentato con delle tensioni diverse dal circuito e minori di zero.

E 5.13 Riprendere il circuito dell'esercizio E 5.3 e sostituire il follower a MOSFET con uno a BJT, mantenendo circa uguale la corrente in T2 ($\beta=200$). Confrontare i due circuiti per quanto riguarda l'impedenza di uscita.

In entrambi i casi calcolare il minimo valore di un eventuale carico esterno R_L applicabile all'uscita sotto cui il guadagno complessivo si ridurrebbe del 20% rispetto al caso di R_L assente.



E 5.14 Si consideri il seguente circuito in cui tutti i BJT hanno $\beta=100$.



- Studiare la polarizzazione
- Valutare, per segnali di frequenza maggiore di 3kHz erogati da un generatore di resistenza serie $5k\Omega$, la resistenza di ingresso R_{in} ; l'amplificazione, la resistenza di uscita R_u .
- Dimensionare il generatore di corrente con un BJT.

(a) - $V_{in}=0V$, $I_{C1}=10mA$, $V_u=0V$, $I_{C2}=1mA$

(b) - Per segnali di frequenza maggiore di 5kHz il condensatore è un cortocircuito, quindi R_{in} è $50k\Omega \parallel 50k\Omega \parallel (\beta+1)52\Omega = 4.17k\Omega$.

(c) - La resistenza vista sul Collettore di T_1 è pari a $8.6k\Omega \parallel (\beta+1)5k\Omega$ circa $8.6k\Omega$. $v_u/v_{in} = -R_{in}/(5k\Omega + R_{in}) \cdot 8.6k\Omega/50\Omega = -95$.

(d) - La resistenza d'uscita è $5k\Omega \parallel [8.6k\Omega/(\beta+1) + 25\Omega] = 111\Omega$.

5.7 EFFETTO DELLA TENSIONE DI EARLY FINITA DEI TRANSISTORI

Vediamo ora come la presenza di una resistenza r_0 di Drain (Collettore) finita modifichi il comportamento dei circuiti fin qui visti.

Con riferimento al caso del disaccoppiatore di tensione (Fig.5.7) la resistenza r_0 del transistore è su segnale posta tra Source (Emettitore) e l'alimentazione. Pertanto:

- r_0 è vista in parallelo a R_S ed a R_L quando si calcola il trasferimento tra ingresso ed uscita;
- r_0 è vista in parallelo a $1/g_m$ ed a R_S quando si calcola la resistenza di uscita del buffer.

Poiché in un progetto ben fatto $r_0 \gg 1/g_m$, **la presenza di r_0 non influisce significativamente sulle prestazioni del buffer di tensione**. La presenza di r_0 pregiudica le prestazioni del circuito solo se diventa confrontabile con $1/g_m$.

Qualora la resistenza R_S del follower fosse sostituita da un generatore di corrente reale, esso stesso avente r_0 come impedenza di uscita, varrebbero le stesse conclusioni appena tratte.

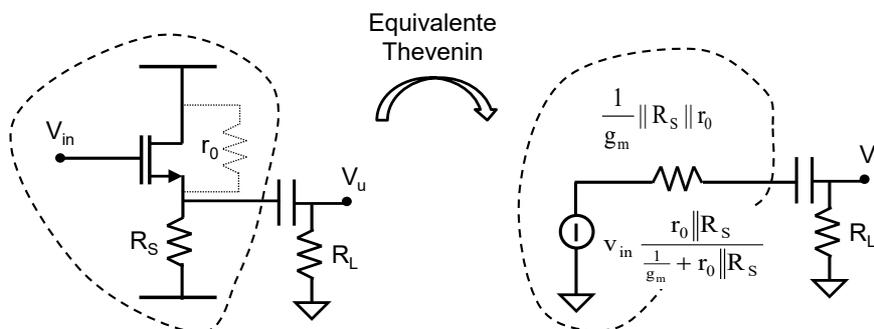
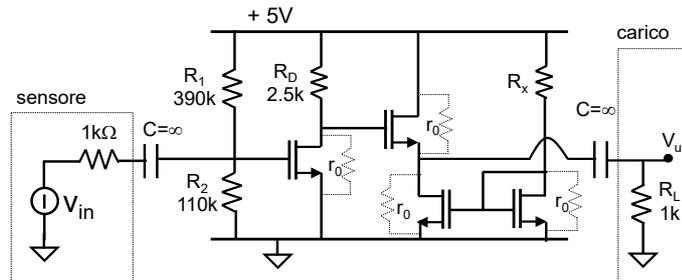


Fig. 5.7 Visualizzazione della resistenza finita r_0 in uno stadio a follower di tensione con resistenza R_S di degenerazione.

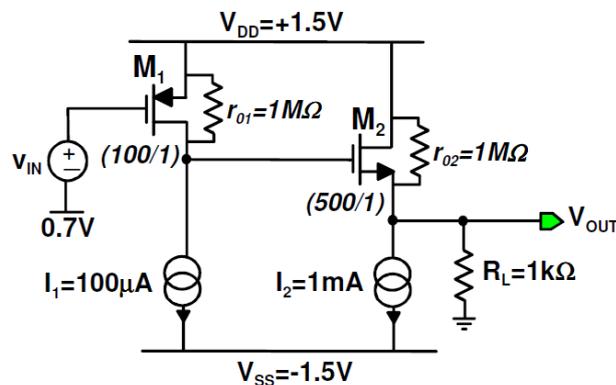
E 5.15 Riprendere il circuito dell'esercizio E5.5 considerando ora $V_A=8V$ per tutti i transistori.



- Calcolare la nuova polarizzazione del circuito.
- Calcolare il guadagno totale e confrontarlo con quello calcolato quando $V_A=\infty$.

E 5.16 Si consideri l'amplificatore sottostante. I parametri dei MOS sono: $V_{Tn}=0.6V$, $V_{Tp}=-0.6V$, $\mu_n C'_{OX}=100\mu A/V$, $\mu_p C'_{OX}=50\mu A/V$ ed $r_o=1M\Omega$.

- Considerando che la tensione di polarizzazione in uscita è nulla ($V_{OUT}=0V$), si valuti la tensione di drain di M1 e le transconduttanze di entrambi i MOS. Si verifichi che i transistori operano in zona di saturazione.
- Valutare il guadagno di piccolo segnale $G=v_{out}/v_{in}$.
- Si calcoli la resistenza di uscita del circuito.



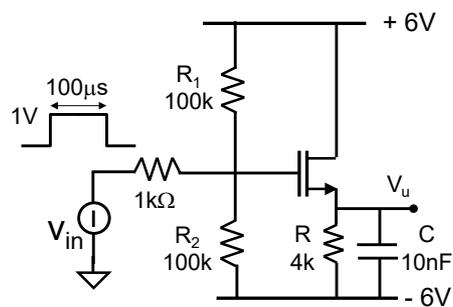
- Trascurando $1.5\mu A$ rispetto a $1mA$ in M2, $V_{G2}=+0.8V$. Il bilancio di corrente al nodo di Gate è corretto trascurando $0.7\mu A$ su $100\mu A$.
 $g_{m1}=1mA/V$, $g_{m2}=10mA/V$.
- $G=-909$
- $R_u=91\Omega$

5.8 COMPORTAMENTO SU GRANDE SEGNALE DI UN SOURCE FOLLOWER

Il follower viene usato sia per disaccoppiare i singoli stadi di un circuito sia, e soprattutto, all'uscita dell'amplificatore per pilotare un carico esterno. Il follower per sua natura accetta al suo ingresso segnali grandi, riproponendoli in uscita quasi invariati. Questo "grande segnale" non influenza il comportamento lineare del transistor perché, come visto, la variazione della tensione di comando (v_{gs}) è piccola per cui è corretto analizzarne il comportamento come fosse un piccolo segnale.

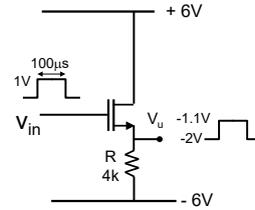
Questo è vero fintanto che il carico da pilotare sia una resistenza. Quando invece il carico che deve essere pilotato dal follower è formato anche da una capacità, il comportamento può cambiare significativamente. Infatti dobbiamo ricordarci che una capacità cambia la tensione ai suoi capi solo se riesco a depositare sui suoi piatti della carica. Per questo una capacità tende a non modificare istantaneamente la tensione ai suoi capi proprio perché non è possibile istantaneamente fornire questa carica. La tendenza del condensatore a non modificare istantaneamente la sua tensione tende a bloccare il Source nonostante che il Gate vari e quindi tende a far lavorare il transistor in maniera non ottimale. La presenza del carico capacitivo può portare addirittura a far spegnere il transistor quando investito da un gradino di comando. L'esercizio che segue affronta questa situazione.

E 5.17 Si consideri lo stadio Source follower accanto. Il MOSFET abbia $V_T=1V$ e $k=1mA/V^2$. Si vuole valutare il trasferimento di un impulso rettangolare di ampiezza $1V$ e di durata $100\mu s$ erogato all'ingresso, quando all'uscita è presente una capacità di carico.



- Valutare dapprima l'ampiezza del segnale $v_u(t)$ in assenza di C .
- Giustificare perché il segnale di ampiezza $1V$ può essere considerato un piccolo segnale per il transistor.
- Discutere cosa accade quando $C=10nF$ è presente e commentare se il segnale può essere ancora considerato un piccolo segnale.
- Valutare dettagliatamente l'andamento dei transistori in presenza di C .

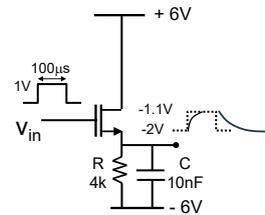
(a) - Dallo studio della polarizzazione si trova: $V_G=0V$, $V_{GS}=2V$, $I_D=1mA$, $1/g_m=500\Omega$. Giacché la resistenza del generatore sorgente è piccola rispetto alla resistenza del partitore di polarizzazione ($50k\Omega$), il segnale da $1V$ è trasferito pressoché senza attenuazione sul Gate del MOSFET ($v_g=0.98v_{in}$). Il trasferimento verso l'uscita risulta quindi $v_u=0.87v_{in}$. A seguito dell'applicazione del segnale rettangolare, il potenziale del nodo d'uscita varierà quindi da $-2V$ a circa $-1.1V$.



(b) - Per valutare se l'approssimazione di piccolo segnale, implicita nei precedenti calcoli, sia valida o meno, si deve confrontare la variazione della tensione di comando del MOSFET determinata dal segnale ($V_{gs}=0.11V$) con il valore $2(V_{GS}-V_T)=2V$. La non linearità corrispondente sarebbe solo dello 0.6% ed il segnale può essere effettivamente considerato *piccolo*.

(c) - In presenza di C la tensione ai capi del condensatore non potrà variare istantaneamente e quindi la tensione V_u non potrà seguire istantaneamente l'andamento dei fronti di salita e di discesa del segnale v_{in} .

Sul **fronte di salita di v_{in}** , all'istante dell'applicazione del gradino all'ingresso, la tensione ai capi di C resta invariata a $4V$ ed il segnale v_{in} va tutto ad aumentare di $1V$ la tensione di comando del MOSFET che aumenta istantaneamente da $2V$ a $3V$. La corrente nel MOSFET passa quindi dal valore di $1mA$ a $4mA$. Questa corrente va a depositarsi nel tempo sul piatto del condensatore e solo la progressiva carica di C porta il potenziale V_u al valore finale del transitorio di $V_u=-1.1V$. La carica di C non è esponenziale perché la tensione di comando V_{gs} del MOSFET, e quindi la corrente I_d , cambia durante il transitorio in modo articolato. Per i valori in gioco il segnale non può certo considerarsi *piccolo* e l'uscita è distorta.



Anche sul **fronte di discesa di v_{in}** la tensione ai capi di C non potrà variare istantaneamente. La tensione V_{gs} , che aveva raggiunto il valore di circa $2.1V$, è portata istantaneamente a $1.1V$. Il MOSFET porta quindi pochissima corrente, molto meno di quella che la tensione ai capi di C impone nella resistenza da $4k\Omega$ (se l'ampiezza del segnale fosse stata maggiore di $1.1V$, il MOSFET si sarebbe addirittura spento sul fronte di discesa !). La capacità inizia quindi a scaricarsi attraverso R . Alla fine del transitorio di scarica di C si ripristinano le condizioni iniziali di polarizzazione.

Si noti come la risposta del follower sia asimmetrica : il transitorio di salita sarà più breve del transitorio di discesa, proprio perché il MOSFET porta tanta corrente nel transitorio di salita mentre partecipa pochissimo nel transitorio di discesa.

(d) - Giacché in presenza di C il segnale v_{in} non può più essere considerato un *piccolo segnale*, per avere l'andamento dettagliato del transitorio si dovrebbe

utilizzare la caratteristica quadratica del MOSFET e risolvere una equazione differenziale non lineare.

Una stima dei tempi di transizione dell'uscita v_u può essere comunque ottenuta utilizzando l'approssimazione di piccolo segnale. Infatti sul **fronte di salita di v_{in}** , la tensione V_{gs} varia istantaneamente da 2V a 3V per poi, progressivamente, riportarsi a 2.1V. Corrispondentemente, il valore della resistenza di Source $1/g_m$ varia da 250Ω (per $V_{gs}=3V$) a 450Ω per $V_{gs}=2.1V$. Quindi la resistenza su segnale ai capi di C, cioè $R \parallel 1/g_m$, varia da 235Ω a 405Ω . Prendendo il valore per eccesso di 405Ω , la costante di tempo della salita di v_u sarà di poco inferiore a $4\mu s$.

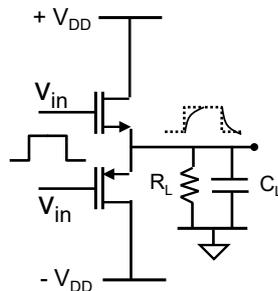
Sul **fronte di discesa di v_{in}** , V_{gs} varia da 2.1V a 1.1V e quindi $1/g_m$ diventa $4.5k\Omega$. Alla fine del transitorio $V_{gs}=2V$ e $1/g_m=500\Omega$. Il transitorio sarà quindi certamente più breve dell'esponenziale con costante di tempo $10nF \times (4.5k\Omega \parallel 4k\Omega) = 21\mu s$.

L'esercizio appena svolto ci fa capire che quando pilotiamo carichi capacitivi, il transistore del follower può comportarsi in maniera fortemente non-lineare : addirittura il MOSFET può essere iper-pilotato per segnali che aumentano il suo comando o spento per segnali che ne riducono il comando. Un effetto di questo comportamento è che il segnale effettivamente disponibile all'uscita abbia dinamiche temporali assai diverse nei due casi : quando il transistore viene iper-pilotato, la risposta nel tempo sarà più veloce perchè il MOSFET stà contribuendo a caricare C con tanta corrente, mentre quando il transistore tende a venire spento la risposta sarà più lenta, perchè il MOSFET non aiuta a scaricare la capacità. Varie soluzioni sono state trovate a questo problema, una delle quali è riportata nel prossimo riquadro.

La configurazione PUSH-PULL

Ipotizzando che sia vantaggioso caricare-scaricare velocemente la capacità di uscita con tanta corrente, sorge la domanda di come sia eventualmente possibile fare ciò sia per segnali positivi che per segnali negativi.

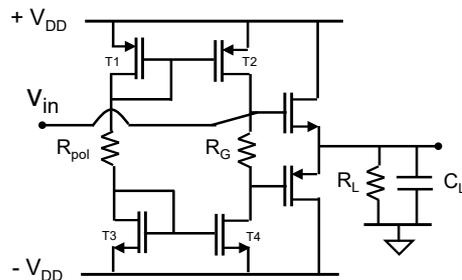
Una risposta circuitale possibile è esposta nella figura seguente.



Si è aggiunto al nMOS del circuito dell'esercizio precedente un pMOS che operi sullo stesso segnale v_{in} e si attivi in iper-pilotaggio quando l'altro tende a spegnersi. Per capirlo bene ricordatevi che sul fronte del segnale d'ingresso i due Source (che combaciano) stanno fermi.

Un tale circuito si chiama “**circuito Push-Pull**” proprio perché per segnali positivi il nMOS manda (*Push*) corrente al carico (il pMOS tende a spegnersi) mentre per i segnali negativi è il pMOS in iper-pilotaggio e richiama (*Pull*) corrente dal condensatore.

Nella figura seguente è proposta una architettura che permetta di polarizzare al valore desiderato i due transistori (in modo da definirne la $1/g_m$) e di essere pilotato da un solo filo in ingresso : R_G è percorsa dalla corrente dello specchio e definisce la tensione di polarizzazione tra Gate e Source dei due transistori posti in serie; l'impedenza infinita di T2 e T4 assicura che il segnale V_{in} si trasmetta ad entrambi i MOSFETs. Notate che V_{out} è libera di stare a qualsiasi tensione, in questo caso a massa.



La configurazione Push-Pull è molto usata. Nell'esercizio seguente una sua analisi su piccolo segnale.

E 5.18 Considerare l'amplificatore accanto che fa uso di transistori MOSFET aventi $V_T=0.35V$, $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=200\mu A/V^2$ e $V_A=\infty$.

a) Determinare la tensione stazionaria all'uscita V_u in assenza di segnale

b) Calcolare il guadagno di tensione per piccolo segnale $G=v_u/v_{in}$

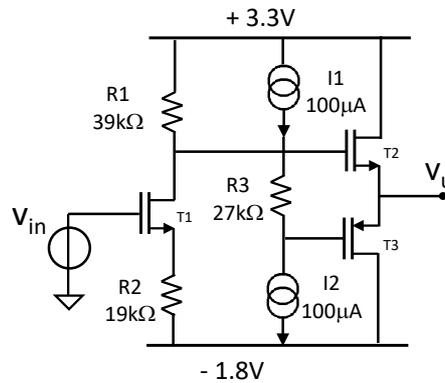
c) Calcolare il valore della resistenza R_L che, applicata all'uscita dell'amplificatore, determini un guadagno complessivo del circuito $G=v_u/v_{in}=-1$

d) Calcolare la massima ampiezza di un gradino di tensione positivo che possa essere applicato all'ingresso del circuito.

e) Calcolare la distorsione di seconda armonica riscontrabile all'uscita V_u del circuito quando in ingresso viene applicata una sinusoide di ampiezza $30mV$

f) Si voglia aumentare il guadagno dell'amplificatore sostituendo la resistenza $R1$ con un carico attivo. Supponiamo di usare per il solo specchio transistori simili agli altri ma reali e che l'uscita continui a rimanere a $V_u=0V$ in polarizzazione. Determinare il valore che dovrà avere la tensione di Early, V_A , dei due transistori dello specchio in modo che il carico attivo presenti una resistenza $r_0=200k\Omega$

g) Determinare il valore che dovrà conseguentemente avere la resistenza di riferimento dello specchio.



(a) $g_{m1}=200\mu A/V$, $g_{m2}=g_{m3}=400\mu A/V$, $V_u=0V$

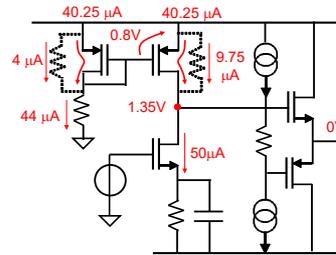
(b) $G(0)=-1.625$. Notate come lo stadio finale a Push-Pull (costituito da T2 e T3) abbia un guadagno perfettamente unitario in assenza di carico esterno. Infatti i due Gate si muovono esattamente della stessa quantità e quindi non vengono in alcun modo modificati i loro comandi e quindi anche i loro Source seguono perfettamente.

(c) Viceversa, quando si collega un carico R_L all'uscita si crea una partizione resistiva con l'impedenza di uscita dell'amplificatore, quest'ultima pari a $1/g_{m2} || 1/g_{m3} = 1250\Omega$ perché entrambi sono ugualmente accesi e partecipano al trasferimento. Ne segue $R_L = 2000\Omega$.

(d) Quando alziamo V_{in} , il Drain di T1 scende e potrebbe portare T1 in ohmico. Ricordando che il circuito guadagna $G = -1.625$, la condizione limite si esprime come $v_{in} + 1.625v_{in} = 1.7V$, che fornirebbe $v_{in|max} = 650mV$, a cui corrisponderebbe una escursione dell'uscita sul fronte di circa 1V. Questa variazione dell'uscita eccederebbe le possibilità del push-pull: il Gate di T3 infatti può scendere solo al massimo di 450mV oltre cui raggiungerebbe l'alimentazione negativa a -1.8V. Questa condizione è effettivamente più stringente e porta al risultato di $v_{in|max} = 276mV$. E' facile verificare che il risultato sia giusto: $v_u = -276mV \cdot 1.625 = -450mV$ che è proprio il valore che fa giungere il Gate di T3 alla alimentazione negativa.

(e) $HD_2 = 0.065\%$. Il push-pull non aggiunge alcuna distorsione perché i due transistori non vengono mai attivati con una variazione di tensione di comando ai loro capi.

(f) T1 non viene modificato dallo specchio e porta sempre $I_D = 50\mu A$. Neanche il buffer verrebbe modificato se la corrente totale fornita dallo specchio fosse pari a $I = 50\mu A$. Avendo il vincolo che $V_u = 0V$, il Gate di T2 dovrà essere a 1.35V. La corrente in eccesso dallo specchio a causa di $r_0 = 200k\Omega$ è quindi fissata a $9.75\mu A$. La corrente ideale quindi dovrà essere $40.25\mu A$, assicurata quando $V_{SG} = 0.8V$. Pertanto $V_A = 200k\Omega \cdot 40.25\mu A = 8V$.

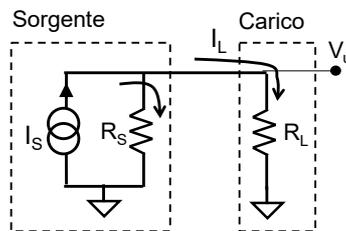


(g) Il ramo di riferimento dovrà portare una corrente totale di $44.25\mu A$ e pertanto $R_4 = 56500\Omega$.

5.9 DISACCOPIATORI DI CORRENTE

Pensiamo ora al caso in cui si debba gestire, ed eventualmente amplificare, segnali di corrente. Si voglia cioè progettare i circuiti che consentano di rilevare il segnale di corrente fornito da un sensore o da uno stadio precedente e di inviarlo, amplificato o meno, ad un carico che lo accolga.

L'esempio più semplice in tal senso è dato da un circuito disaccoppiatore per segnali di corrente. Il problema che un disaccoppiatore di corrente risolve è quello della sola parziale erogazione della corrente fornita da un sensore ad un carico quando quest'ultimo ha un valore di resistenza elevato rispetto alla resistenza di uscita della sorgente.



La potenziale corrente disponibile dalla sorgente, I_s , viene infatti suddivisa nei due percorsi possibili dettati da R_s e R_L e solo I_L risulta efficace nel trasferimento. Quanto sia difficile mandare una corrente ad un carico resistivo R_L elevato se non si prendono le dovute precauzioni è ovvio : se la resistenza di uscita R_s della sorgente fosse $R_s=R_L$, solo metà della corrente I_s disponibile verrebbe effettivamente inviata in R_L !

Lo **stadio di disaccoppiamento** deve quindi comportarsi in ingresso come un *ottimo lettore di corrente* (avere cioè una resistenza d'ingresso R_{IN} molto bassa così da assorbire la maggior quantità possibile della corrente che le viene inviata) e presentarsi in uscita come un *ottimo generatore di corrente* (avere cioè una resistenza d'uscita R_U molto alta cosicché la corrente disponibile venga inviata

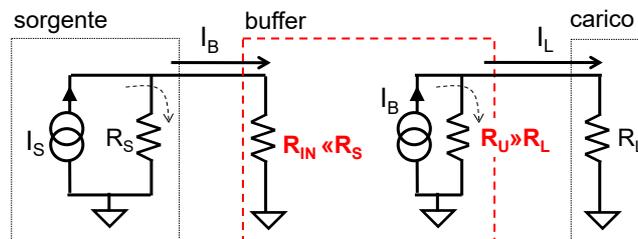


Fig. 5.8 Schema di trasferimento di un segnale di corrente i_s al carico R_L tramite un buffer di corrente.

quanta più possibile al carico R_L anche se quest'ultimo è di valore elevato). Se poi in questo trasferimento ho anche un aumento della corrente in uscita, allora ho fatto un amplificatore di corrente.

5.9.1 Circuiti a buffer di corrente

Le caratteristiche richieste ad un buffer di corrente sono ben soddisfatte da un semplice transistor. Basta infatti pensare di utilizzarne l'ingresso nel Source (Emettitore), la cui impedenza è pari a $1/g_m$, e l'uscita nel Drain (Collettore), la cui impedenza è elevata e pari o superiore a r_0 . Uno schema di principio di tale collegamento utilizzando un MOSFET è riportato nella Fig.5.9. In queste configurazioni si sfrutta la proprietà dei transistori di trasmettere il segnale di corrente pressoché inalterato tra Source (Emettitore) e Drain (Collettore).

Affinché l'impedenza di ingresso sia fissata al desiderato valore basso di $1/g_m$ e sia indipendente dal segnale i_s , occorre polarizzare opportunamente il transistor. Nell'esempio della Fig.5.9, questo è fatto grazie ai generatori di corrente I_{pol} ed al generare I_1 che drena via la corrente di polarizzazione. Se $I_1=I_D$ (realizzato ad esempio con un doppio specchio di corrente agganciato) non scorre corrente nel carico e l'uscita starà al riferimento del carico, nel caso della figura a $V_u=-V_{DD}$. Per permettere di collegare un carico R_L riferito a massa (e che immaginiamo di valore elevato) direttamente al morsetto di Drain dobbiamo scegliere con attenzione la tensione V_G applicata al Gate del MOSFET in modo che il MOSFET non sia in ohmica. Inoltre se I_1 fosse un po' diverso da I_D , la differenza circolerebbe in R_L modificandone la tensione ai capi, senza conseguenze finché il

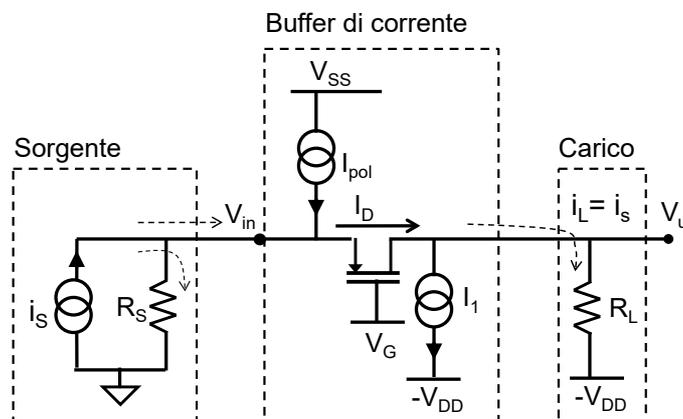


Fig. 5.9 Esempio di circuito disaccoppiatore per segnali di corrente utilizzando un pMOSFET polarizzato con il Gate a massa.

MOSFET non sia portato ad operare in zona Ohmica.

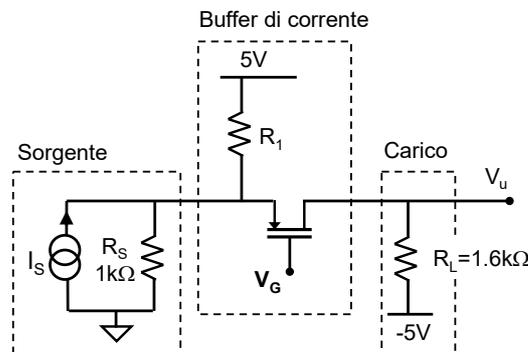
Sul segnale la corrente erogata, i_s , si ripartisce tra la resistenza interna della sorgente, R_s , e la resistenza di ingresso del buffer, $1/g_m$. Se si è progettato il circuito in modo che $1/g_m \ll R_s$, la corrente i_s è iniettata per la maggior parte nel Source e da lì trasferita al Drain ed erogata ai morsetti di R_L anche nel caso di R_L grande. Se R_L fosse stata collegata direttamente alla sorgente, la partizione con R_s avrebbe ridotto di molto la quantità di i_s in essa circolante !

Stadi di questo tipo, in cui il Gate (Base) è connesso ad un punto a potenziale fisso, sono anche per questo detti “**stadi Gate (Base) a massa**”.

Anche la tensione del nodo di ingresso del buffer, V_{in} , è sotto il controllo del progettista (oltre alla sua impedenza di ingresso con I_{pol} , come visto) agendo sul potenziale V_G . Se ad esempio volessi $V_{in}=0V$ in modo da non polarizzare il sensore (la sorgente), mi basterà fissare V_G al potenziale negativo che corrisponde alla V_{SG} del MOSFET per fargli portare esattamente V_{pol} . Come fare ad avere sia $V_{in}=0V$ sia $V_u=0V$ contemporaneamente ?

E 5.19

Si consideri il circuito seguente in cui il MOSFET abbia $V_T=0.4V$ e $k=10mA/V^2$ e V_A infinito.



- Determinare la frazione di corrente che sarebbe fluita nel carico se R_L fosse stata connessa direttamente al generatore reale di segnale, senza l'interposizione dello stadio disaccoppiatore.
- Scegliere il valore di V_G e di R_1 affinché la resistenza di ingresso del buffer sia $<100\Omega$ e l'ingresso stia alla tensione di $0V$ in polarizzazione.
- Calcolare il guadagno di corrente dell'intero circuito $G=i_L/i_s$
- Calcolare la massima ampiezza positiva e la massima ampiezza negativa di un segnale applicabile all'ingresso del circuito.

(a) 38% (b) $V_G=-0.9V$, $R_1=2k\Omega$ (c) $G\cong+0.9$ (d) $i_{max+}\cong+340\mu A$; $i_{max-}\cong-3.25mA$

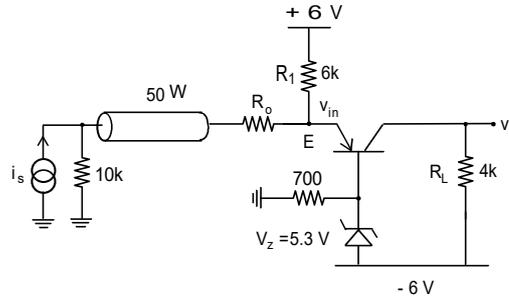
E 5.20 Sia dato il circuito della figura accanto.

La corrente di segnale erogata da un generatore forzante è trasmessa attraverso un cavo coassiale di impedenza caratteristica 50Ω ed uno stadio Base a massa su una resistenza di carico R_L .

a) Studiare la polarizzazione del circuito.

b) Scegliere il valore di R_o per terminare correttamente il cavo coassiale su una resistenza pari a 50Ω .

c) Valutare l'intervallo di valori in cui può variare il segnale i_s senza far uscire il BJT dalla sua zona attiva di funzionamento.



(a) $V_E=0V$, $I_C=1mA$, $V_u=-2V$, $1/g_m=25\Omega$.

(b) $R_o=25\Omega$.

(c) L'intervallo è $-1mA < i_s < 0.45mA$. Il primo limite è imposto dalla interdizione del BJT a cui sarebbe sottratta tutta la corrente di polarizzazione e si troverebbe quindi con corrente nulla. Il secondo è determinato dalla condizione di saturazione ($V_{EC} > 0.2V$).

5.9.2 Distorsione introdotta dal buffer di corrente

Poiché il trasferimento di corrente dal Source (Emettitore) al Drain (Collettore) è sostanzialmente unitario (tanta corrente entra, altrettanta esce con la

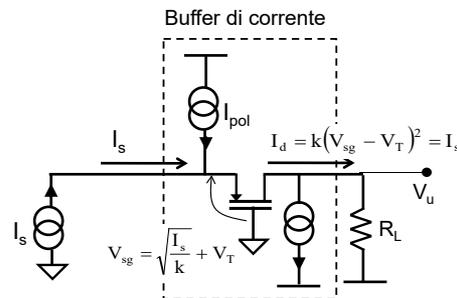


Fig. 5.10 Schema per il calcolo del trasferimento del segnale in un buffer di corrente.

stessa dipendenza funzionale), la funzione di trasferimento ingresso-uscita di un buffer di corrente è lineare. Ci aspettiamo quindi che non vi sia alcuna distorsione nel segnale di uscita. Così effettivamente è.

Se si volesse fare il conto formale del trasferimento bisognerebbe ricavare la $V_{sg} = V_{SG} + v_{sg}$ del transistor attivata dal segnale $I_s = I_{pol} + i_s$ e poi generare la corrente I_d (I_c) secondo la relazione transcaratteristica propria del particolare transistor utilizzato. Riferendosi al buffer a MOSFET della Fig.5.10, la corrente $i_{in} = i_s$ produce una tensione di comando del transistor pari a :

$$V_{SG} + v_{sg} - V_T = \sqrt{\frac{I_{pol} + i_s}{k}}$$

Questa a sua volta produce una corrente

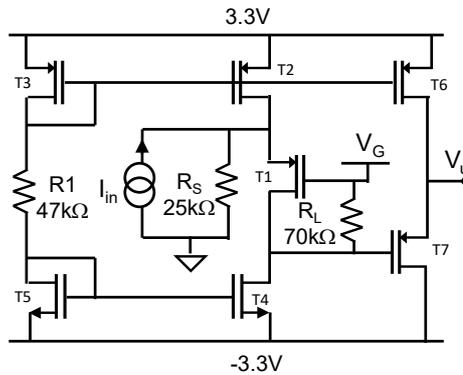
$$I_d = k(V_{sg} - V_T)^2 = k \left(\sqrt{\frac{I_{pol} + i_s}{k}} \right)^2 = I_{pol} + i_s$$

dimostrando così che effettivamente il trasferimento sia lineare.

Notate che non bisogna lasciarsi ingannare ad usare l'impedenza linearizzata $1/g_m$ quando si calcola V_{sg} : infatti se si vuole esplorare la risposta non-lineare del transistor bisogna usare la sua relazione quadratica in ognuno dei passi del calcolo/ragionamento.

E 5.21

Considerare l'amplificatore della figura seguente, che fa uso di transistori MOSFET aventi $V_T=0.45V$, $k=1/2\mu_p C_{ox}W/L=400\mu A/V^2$ and $V_A=\infty$.



- Calcolare la tensione dell'alimentazione V_G per avere l'ingresso del circuito alla tensione di $0V$ in assenza di segnale.
- Calcolare il trasferimento per piccolo segnale a bassa frequenza $T(0)=v_u/i_{in}$ nell'ipotesi di assenza di carico collegato all'uscita
- Calcolare il valore della resistenza R_X che, collegata all'uscita dell'amplificatore, determina un dimezzamento del valore del trasferimento complessivo del circuito $T(0)=v_u/i_{in}$
- Calcolare la massima ampiezza positiva del segnale di corrente $i_{in}(t)$ applicabile all'ingresso
- Calcolare la massima ampiezza negativa del segnale di corrente $i_{in}(t)$ applicabile all'ingresso
- Volendo ora considerare i soli due transistori $T3$ e $T5$ aventi tensione di Early $V_A=3V$, calcolare il nuovo valore della corrente negli specchi.

a) $V_G=-0.95V$ b) $T=63.6k\Omega$ c) $R_X=2.5k\Omega$

d) Una corrente i_{in} **entrante** nel circuito produce a) un innalzamento della tensione di ingresso (che potrebbe mandare in ohmico T2); b) un innalzamento della tensione di Drain di T1 (che potrebbe mandare in Ohmico T1) e c) un innalzamento della tensione di uscita (che potrebbe mandare in Ohmico T6).

Il punto b) è il più limitante perché il Drain può spostarsi in su solo di $0.45V$ (l'uscita potrebbe spostarsi in su di $2.8V$ a pari guadagno, quindi non limita):

$i_d \cdot 70k\Omega = 0.45V$ da cui si ottiene $i_d = 6.43\mu A$. Considerando la partizione di ingresso, si ottiene $i_{in|max+} = 7.07\mu A$. Con questa corrente T2 non ha problemi.

e) Una corrente i_{in} **uscende** dal circuito produce a) un abbassamento della tensione di ingresso (e quindi lo spegnimento di T1 se questa corrente fosse pari a $100\mu A$) e b) un abbassamento della tensione di Drain di T1 (che potrebbe mandare in Ohmica T4). Non c'è altro di cui preoccuparsi.

Vediamo il punto b): il Drain può spostarsi in giù solo di 1.85V per cui $i_d \cdot 70k\Omega = 1.85V$ da cui si ottiene $i_d = 26.4\mu A$. Con questa corrente T1 non ha problemi di spegnimento. Considerando la partizione di ingresso, si ottiene $i_{in|max} = 29\mu A$.

f) Poiché cambia V_{SG} , cambia anche r_0 . Devo quindi impostare un sistema di equazioni che aggancino tra loro tutti i movimenti possibili delle tensioni e delle correnti in gioco:

$$\begin{cases} I_{MOS} = k(V_{SG} - V_T)^2 \\ I_{r0} = \frac{V_{SG}}{r_0} \\ (I_{MOS} + I_{r0}) \cdot 23500 = 3.3 - V_{SG} \\ r_0 = \frac{3V}{I_{MOS}} \end{cases}$$

Sappiamo che se $r_0 = \infty$, allora $I_{MOS} = 100\mu A$, $V_{SG} = 0.95V$.

Questo risultato ci permette di avere una prima stima del valore di $r_0 = 30k\Omega$.

Il sistema ci fornisce la seguente equazione:

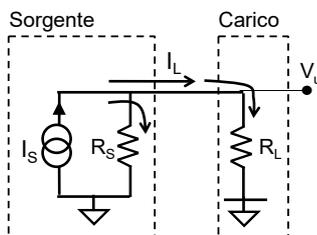
$$\left[k(V_{SG} - V_T)^2 + \frac{V_{SG}}{r_0} \right] \cdot 23500 = 3.3 - V_{SG}$$

Risolta, otteniamo $V_{SG} = 0.88V$, da cui ricavare $I_{MOS} = 74\mu A$, $I_{r0} = 29\mu A$, $I_{tot} = 103\mu A$ e la nuova $r_0 = 40k\Omega$.

Inserendo questo nuovo valore nell'equazione precedente si ottiene $V_{SG} = 0.90V$, da cui ricavare $I_{MOS} = 80\mu A$, $I_{r0} = 22.5\mu A$, $I_{tot} = 102.5\mu A$ e la nuova $r_0 = 37.5k\Omega$. Poiché è cambiata di poco, mi fermo. Concludiamo dicendo che i vari transistori che forniscono corrente al circuito porteranno circa $I_{T2} = 80\mu A$ invece dei $100\mu A$ del caso di T3 e T5 ideali.

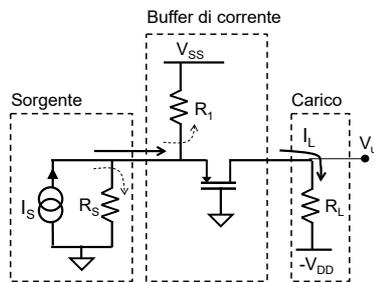
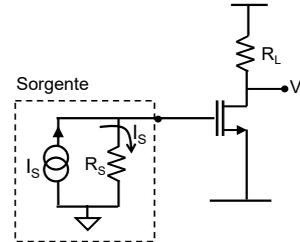
5.9.3 Riassunto degli amplificatori di corrente

A conclusione del paragrafo sui disaccoppiatori di corrente, rivediamo sinteticamente come trattare i segnali di corrente ed i pro e contro delle varie architetture possibili.

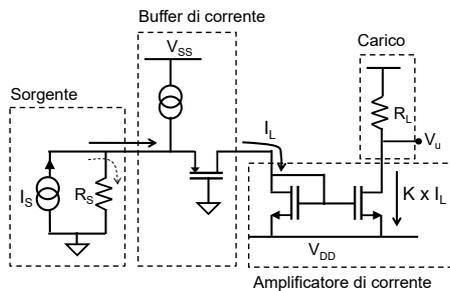


Abbiamo capito che se abbiamo un generatore di corrente reale con resistenza interna R_s e lo colleghiamo direttamente ad un carico R_L , la corrente effettivamente inviata al carico sarà solo una frazione di quella disponibile I_s . Questo è brutto perché R_s può non essere noto e spesso non è costante da dispositivo a dispositivo.

La conversione corrente-tensione sulla R_S interna del generatore per poi gestire segnali di tensione è da evitare per gli stessi motivi di inaffidabilità: non saremmo mai sicuri di come ricostruire I_S dalla lettura di V_u a causa della "incognita" R_S . Nell'esempio accanto si aggiunge anche la relazione quadratica del MOSFET a rendere inaffidabile il sistema.



E' per risolvere queste difficoltà che nei paragrafi precedenti abbiamo introdotto il buffer di corrente : 1) raccogliere al meglio la corrente del generatore (impedenza $1/g_m \ll R_S$) e 2) inviarla efficientemente al carico R_L . Il circuito va polarizzato e questo può non essere banale (ad esempio è accettabile che la tensione di ingresso non sia a massa?). Inoltre, almeno nell'esempio accanto, la resistenza R_L di carico non è riferita a massa e questo può essere un problema in molte applicazioni.

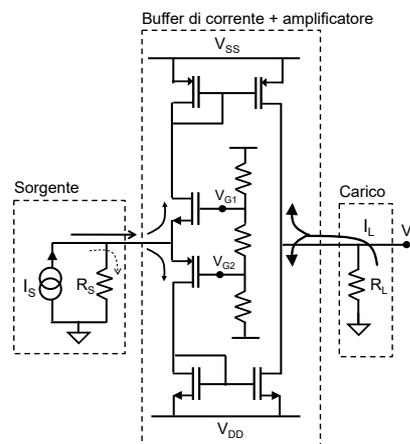


La soluzione accanto favorisce la polarizzazione del buffer. Nulla vieta di fare un buffer di corrente che amplifichi la corrente, usando ad esempio uno specchio di corrente in cui i transistori dello specchio abbiano k diversi.

Mettendo insieme le considerazioni fatte fino ad ora, convincetevi delle tante

proprietà interessanti che il circuito seguente porta in dote :

- 1) semplice e robusta polarizzazione definita dai due MOSFET all'ingresso;
- 2) tensione di ingresso scelta a piacere agendo sulle tensioni ai gate V_{G1} e V_{G2} dei due MOSFET; in particolare l'ingresso può essere tenuto a massa;
- 3) guadagno di corrente su segnale se i k dei transistori dello specchio fossero diversi;
- 4) uso dello stesso specchio per la polarizzazione e per il segnale;
- 5) carico che può essere riferito a massa.



Concludendo questo quinto capitolo hai concluso la tua quinta fatica. Sentiti sempre come Ercole.

Nella pietrosa Elide regnava Augia, re ricchissimo in greggi e mandrie che gli dei suoi favoriti avevano rese immuni dalle malattie. Augia per questo si risparmiò per anni di ripulire le stalle in cui queste vivevano, lasciando che lo sterco si accumulasse in pile alte fino al cielo. Questa situazione suggerì ad Euristeo la quinta fatica da far compiere ad Ercole, ingiungendogli di ripulire quelle stalle da capo a fondo e in un sol giorno.

Così Ercole si incamminò verso la corte di Augia e quando vi giunse gli promise che avrebbe ripulito le sue stalle entro il calare della notte. Il re scoppiò in una sonora risata, e disse all'eroe che se ci fosse riuscito, gli avrebbe donato un decimo del suo bestiame. Ercole allora entrò dentro le stalle e con pugni possenti vi aprì due enormi brecce. Quindi deviò il corso di un fiume vicino facendone passare le acque in tutti gli edifici, spazzando via ogni sporcizia. E tutto in una sola giornata. Quando però l'eroe si recò a reclamare quanto suo di diritto, Augia si infuriò e lo cacciò dal regno, poichè erano stati i fiumi e non lui a compiere il lavoro. E conseguentemente neanche Euristeo riconobbe come valida la fatica, poichè Augia non si era ritenuto soddisfatto.

