

# 7

## **CIRCUITI A PIU' STADI E CIRCUITI DISACCOPIATORI DI TENSIONE E DI CORRENTE**

- 7.1**    *Trasferimento di segnale tra stadi*
- 7.2**    *Disaccoppiatori di tensione*
  - 7.2.1    Stadio Source follower
  - 7.2.2    Distorsione di uno stadio Source follower
  - 7.2.3    Ottimizzazione dei collegamenti
  - 7.2.4    Stadio Emitter follower
- 7.3**    *Distorsione di più stadi in cascata*
- 7.4**    *Stadi disaccoppiatori con carichi attivi*
- 7.5**    *Disaccoppiatori di corrente*
  - 7.5.1    Circuiti disaccoppiatori
  - 7.5.2    Distorsione dei buffer di corrente
- 7.6**    *Effetti della resistenza di uscita finita dei transistori*
- 7.7**    *Comportamento su grande segnale di un Source Follower*

## 7.1 TRASFERIMENTO DI SEGNALE TRA STADI

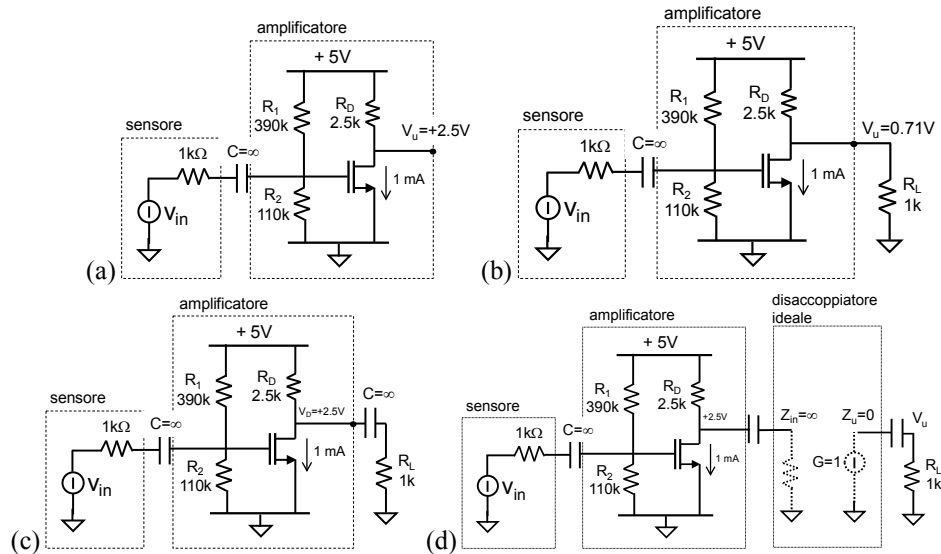
I circuiti amplificanti introdotti nei capitoli precedenti non vengono, in genere, usati da soli. E' più facile vederli connessi tra di loro a formare circuiti complessi che realizzino desiderate funzioni, come ad esempio amplificare un segnale, filtrarlo in frequenza, pilotare degli attuatori esterni o altro. Nel realizzare i collegamenti necessari a questi scopi sarebbe molto comodo che le caratteristiche di polarizzazione, guadagno, distorsione, ecc. di ogni singolo stadio progettato singolarmente non venissero modificate quando collegato con il successivo, così da poter calcolare separatamente le singole caratteristiche e poi comporle tra loro nel definire le caratteristiche globali del circuito finale. 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 il prodotto dei due.

Sappiamo che 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 par.5.2
- 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 semplice esempio che riassume le problematiche del collegamento tra stadi è riportato nella Fig.7.1 dove ad un amplificatore viene collegato un semplice carico esterno.

L'amplificatore da solo (Fig.7.1(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 una resistenza  $R_L=1k\Omega$  (Fig.7.1(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  $G=-g_m(R_D||R_L)=-2.8$ . L'introduzione di una capacità di disaccoppiamento (Fig.7.1(c))



**Fig. 7.1** Collegamento di un semplice carico esterno  $R_L = 1k\Omega$  ad un amplificatore 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

risolve solo parzialmente il problema. La polarizzazione infatti verrebbe salvaguardata ma il guadagno rimarrebbe comunque ridotto a  $G = -2.8$  perché alle frequenze di lavoro il condensatore, sarebbe un cortocircuito e quindi il segnale di corrente erogato dal transistor vedrebbe comunque sul collettore il parallelo tra  $R_D$  ed  $R_L$ . Solo se  $R_L \gg R_D$  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 !

## 7.2 DISACCOUPLATORI 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.7.1(d)). Poiché si vuole che il segnale di tensione presente all'uscita dell'amplificatore si trasmetta al meglio al carico, questo nuovo circuito da interporre tra i due 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.

### 7.2.1 Stadio Source follower

Gli stadi amplificatori con resistenza di Source visti nel capitolo precedente soddisfano in gran parte a questi requisiti purché vengano utilizzati in maniera alternativa a quella già discussa, prelevando ora il segnale dal morsetto di Source (Emettitore) invece che da quello di Drain (Collettore).

Consideriamo infatti il circuito della Fig.7.2 che ben conosciamo ed analizziamone le caratteristiche nella nuova modalità d'uso in cui l'uscita sia presa al Source, eventualmente aiutandoci con il circuito equivalente per piccoli segnali a destra della figura:

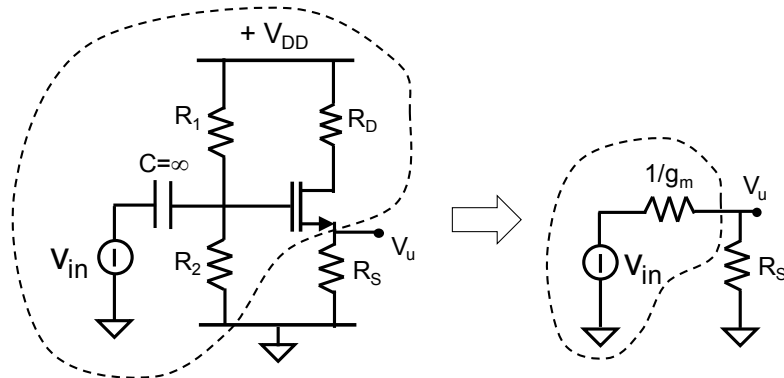
- La corrente prodotta nel transistor dal segnale  $v_{in}$  è sempre quella che già conosciamo (5.26), che riportiamo qui per comodità:

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

- il trasferimento tra ingresso ed uscita è ora pari a

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = \frac{R_s}{1/g_m + R_s} \quad (7.1)$$

Esso è sempre inferiore all'unità, ma vi si avvicina sempre di più quanto più  $R_s > 1/g_m$ . Proprio per questo aspetto, cioè per il fatto che la variazione del



**Fig. 7.2** 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.

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

$$R_{in} = R_1 || R_2. \quad (7.2))$$

Basterà quindi scegliere valori elevati di resistenze di polarizzazione per avere complessivamente una elevata impedenza di ingresso dello stadio, come desiderato. Vedremo presto che molto spesso il partitore  $R_1$  e  $R_2$  può essere addirittura eliminato (§7.2.3), 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 del Gate del MOSFET, che possiamo considerare infinita.

- la resistenza di uscita è pari a

$$R_u = R_S || 1/g_m. \quad (7.3)$$

Poiché  $R_S \gg 1/g_m$  per avere un guadagno più prossimo a 1 (vedi (7.1)), l'impedenza di uscita è sostanzialmente pari a  $1/g_m$ . Nell'ipotesi che  $V_A = \infty$  (cioè resistenza di Early infinita, condizione che rimuoveremo in §7.6),  $1/g_m$  è relativamente piccola e dipende unicamente da come sia polarizzato il MOSFET.

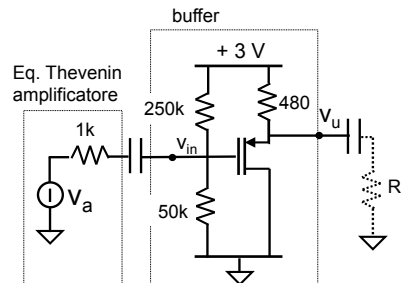
Notate che la resistenza  $R_D$  sul Drain non ha alcun effetto nel trasferimento né ha ora più alcuna utilità in quanto la variazione di tensione ai suoi capi non è più di interesse. E' quindi opportuno toglierla, risparmiando così un componente (nei circuiti integrati questo vuol dire risparmiare spazio, e quindi costi) ed assicurandoci la massima dinamica possibile positiva: 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.

Riassumendo, il circuito della Fig.7.2 è utilizzabile come *disaccoppiatore per segnali di tensione* perché:

- *l'impedenza di ingresso è molto alta* al limite quella presentata dal Gate del MOSFET. Il circuito quindi non carica impedenzialmente lo stadio che lo pilota.
- *l'impedenza di uscita è molto bassa*, prossima a  $1/g_m$ . Il circuito quindi si presenta in uscita come un buon generatore di tensione con una resistenza serie facilmente più piccola del carico successivo.
- *modifica poco il guadagno* del circuito globale, perché il suo trasferimento è molto vicino all'unità.
- *ha estesa dinamica lineare*, perché, nell'ipotesi praticamente sempre verificata di avere il Drain direttamente collegato all'alimentazione senza l'aggiunta della inutile resistenza  $R_D$ , il Gate può essere fatto salire fino all'alimentazione senza che il MOSFET esca dalla corretta zona di funzionamento.

**E 7.1**

(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  $480\Omega$  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  $480\Omega$ . 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%.

### 7.2.2 Distorsione di uno stadio Source follower

Per calcolare la distorsione di un buffer di tensione a MOSFET si applica lo stesso ragionamento fatto nel Cap.5 per il calcolo della distorsione degli amplificatori con la resistenza di Source. Il valore di non linearità della corrente del MOSFET, già calcolato nel Cap.5, è quindi :

$$\varepsilon = \frac{v_{gs}}{2 \cdot V_{od}} \cdot \frac{1}{(1 + g_m \cdot R_s)} \quad (7.4)$$

Ci aspettiamo pertanto una distorsione piccola per due motivi :

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

$$v_{gs} = v_{in} \frac{1/g_m}{1/g_m + R_s} \quad (7.5)$$

Un buon buffer ha  $R_s \gg 1/g_m$ .

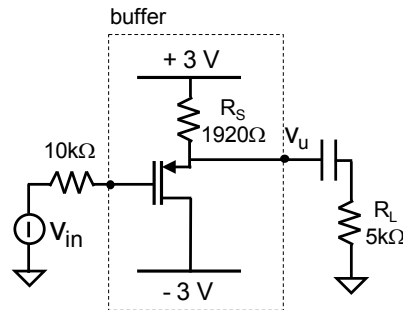
- ii) perché c'è il termine  $1/(1+g_m R_s)$  migliorativo dovuto all'effetto di "retroazione" della resistenza  $R_s$  nel diminuire ulteriormente l'effettiva (e già piccola) frazione di segnale  $v_{gs}$  applicata al MOSFET.

Conseguentemente la distorsione di seconda armonica sarà in generale piccolissima e pari a

$$HD_2 = \frac{\varepsilon}{2} \quad (7.6)$$

Per quanto detto, un buffer ben progettato non aggiunge una distorsione significativa ad un circuito. Quest'ultima è normalmente prodotta dagli stadi amplificanti e non dagli stadi a follower.

**E 7.2** (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  $1920\Omega$  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  $-3V$ . 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:

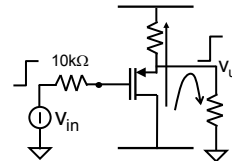
$$\frac{V_u}{5k\Omega} + \frac{V_u}{1920\Omega} = 625\mu A$$

Da cui si ottiene  $V_u=0.867V$ . L'uscita quindi raggiunge la tensione di  $V_u=1.8+0.867=2.667V$ , a cui corrisponde una tensione totale del Gate di  $V_g=2.667V - V_T = +2.117V$ . 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.

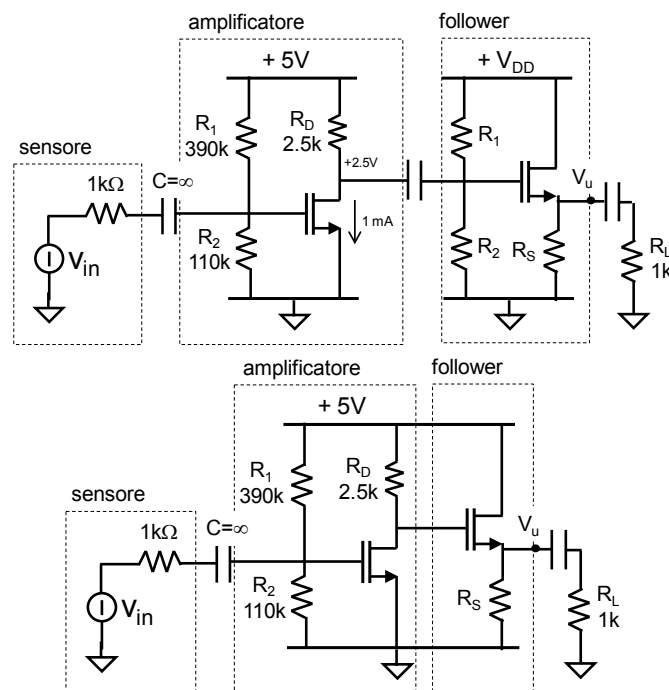




### 7.2.3 Ottimizzazione dei collegamenti

La Fig.7.3a mostra come utilizzare il Source follower appena studiato per disaccoppiare l'amplificatore 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 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.7.3b. 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 alterando solo parzialmente la sua polarizzazione.



**Fig. 7.3** (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 7.3** 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.7.2. 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  $R_L > 545\Omega$  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,  $V_B$  diminuisce come pure diminuisce l'uscita. Il transistor che pone dei vincoli a questi spostamenti è solo T1 in quanto sale il suo Gate e scende il suo Drain 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 ovviamente T2 ad imporre un limite a questo spostamento nel momento in cui si spegne. Questo avverrà quando  $V_u=+12\text{V}$ , cioè quando  $V_B=11.5\text{V}$ , che corrisponde ad una corrente circolante in T1 pari a  $i_D=35\mu\text{A}$ . Questo valore corrisponde ad una tensione del Source 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  $-9.4\text{V}$ , questo si ottiene quando il segnale di ingresso  $v_{in}=-2\text{V}$ . Per confronto con il risultato della semionda positiva si conclude che la massima ampiezza di una sinusoide applicabile all'ingresso del circuito è  $\pm 700\text{mV}$ .

---

#### 7.2.4 Stadio Emitter follower

Gli stadi disaccoppiatori di tensione possono naturalmente essere realizzati anche con transistori bipolari. Il principio di funzionamento è del tutto simile, 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. Questo comporta che **la resistenza di ingresso** del buffer a BJT, come vista guardando nella Base del transistor, sarà pari a (vedi Fig. 7.5):

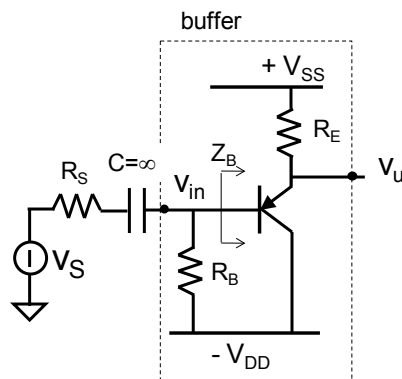
$$Z_B \cong \frac{\beta}{g_m} + \beta \cdot R_E \quad (7.7)$$

Il suo valore dipenderà quindi, a differenza del Source follower, molto strettamente dalle caratteristiche del transistor ( $\beta$ ), 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:

$$Z_U \cong R_E \left\| \left( \frac{1}{g_m} + \frac{R_B \parallel R_s}{\beta} \right) \right. \quad (7.8)$$

Anche in questo caso il valore dipende non solo dalle caratteristiche di polarizzazione del transistor ( $1/g_m$ ), come già avveniva con il MOSFET, ma anche da come il BJT è pilotato dallo stadio precedente ( $R_s/\beta$ ). Ciononostante poiché la transconduttanza di un BJT è generalmente molto maggiore di quella di un



**Fig. 7.5** Stadio Emitter follower.

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 dalla Base del BJT all'uscita vale:

$$G = \frac{v_u}{v_{in}} = \frac{R_E}{1/g_m + R_E} \quad (7.9)$$

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'Elettore *segue* la variazione della tensione della Base, da cui il nome di **Emitter follower** dato spesso allo stadio.

Riassumendo, il circuito tratteggiato nella Fig.7.5 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:

$$v_{be} = v_{in} \frac{1/g_m}{1/g_m + R_E} \quad (7.10)$$

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

$$HD_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{be}}{2V_{th}} \cdot \frac{1}{(1 + g_m \cdot R_E)} \quad (7.11)$$

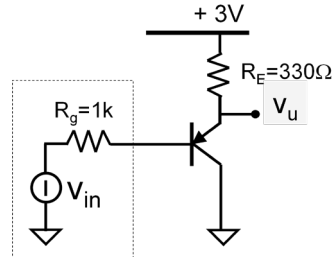
- *ha estesa dinamica lineare*, perché, nell'ipotesi praticamente sempre verificata di avere il Collettore direttamente collegato all'alimentazione, la Base può essere fatta salire fino all'alimentazione senza che il BJT esca dalla corretta zona di funzionamento.

**E 7.4** 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  $1k\Omega$ .

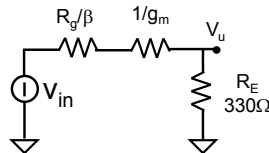
(a) Calcolare il trasferimento ingresso/uscita del circuito.

(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  $G=0.97$ .

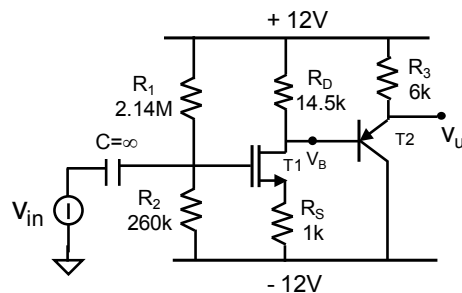
(b) La resistenza di ingresso è  $(\beta/g_m + \beta R_E) = 66k\Omega$ . L'impedenza di uscita vale  $R_E \parallel (1/g_m + R_g/\beta) = 8.6\Omega$ .

(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 7.5** Riprendere il circuito dell'esercizio E 7.3 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.



### 7.3 DISTORSIONE DI PIU' STADI IN CASCATA

Nel caso in cui uno stadio amplificatore, di guadagno  $G_1$ , fosse immediatamente 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), il **guadagno complessivo per piccoli segnali** del circuito completo sarebbe pari al prodotto del guadagno dei due stadi singoli. Infatti, considerando ad esempio due stadi Source a massa in cascata come nella Fig.7.6, 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 diventa:

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

Se ora volessimo calcolare la non linearità complessiva del circuito, il calcolo sarebbe simile ma le singole espressioni verrebbero modificate ricordando la (5.11) nelle:

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

e

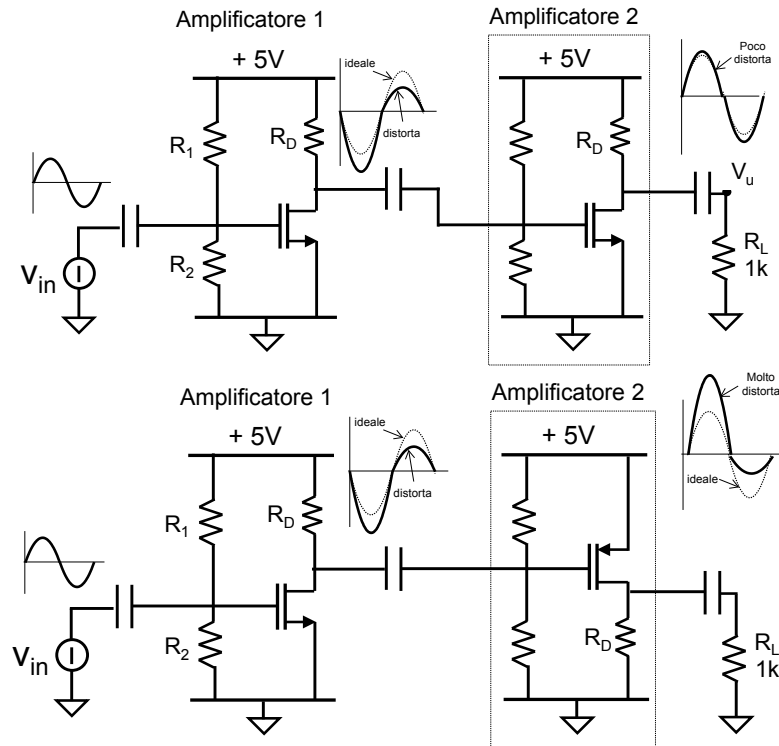
$$v_u = v_G \cdot g_{m2} \cdot R_{L2} \cdot (1 + \varepsilon_2) = v_G \cdot G_2 \cdot (1 + \varepsilon_2)$$

da cui si ottiene l'espressione complessiva

$$v_u = v_{in} \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot (1 \pm \varepsilon_1) \cdot (1 \pm \varepsilon_2) = v_{in} \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot (1 \pm \varepsilon_1 \pm \varepsilon_2 \pm \varepsilon_1 \varepsilon_2) \quad (7.12)$$

Essa mostra come la **distorsione 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  $\varepsilon_1$  e/o  $\varepsilon_2$ , 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 "compensano".

Per capire questo aspetto si confrontino i due casi della Fig.7.6 in cui si è sostituito ad un pMOS un nMOS mantenendo invariato il guadagno. Entrambe le figure riportano all'uscita di ogni stadio la visualizzazione 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,



**Fig. 7.6** Confronto tra due circuiti differenti solo per il secondo stadio, in cui si evidenziano i diversi livelli di distorsione che vengono raggiunti.

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



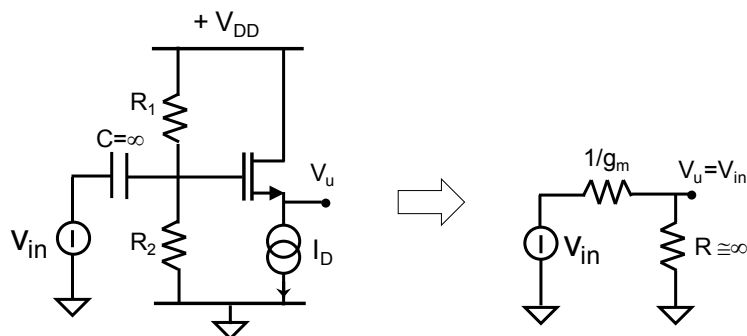
## 7.4 STADI DISACCOPPIATORI CON CARICHI ATTIVI

Proviamo ad analizzare criticamente il ruolo e la funzione della resistenza di degenerazione  $R_S$  presente nel buffer della Fig.7.2:

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

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

Ai fini dell'amplificazione, la funzione della resistenza  $R_S$  è solo quella di presentare una impedenza alta su cui iniettare la corrente di segnale erogata dal transistor. Quindi è naturale pensare che essa possa essere sostituita con un generatore di corrente, come mostrato nella Fig.7.7. Il vantaggio di questa sostituzione 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. Così facendo la tensione di alimentazione, l'amplificazione, la corrente di polarizzazione e l'impedenza di uscita diventano grandezze tra loro più indipendenti e quindi il progetto risulta più semplice ed efficace.



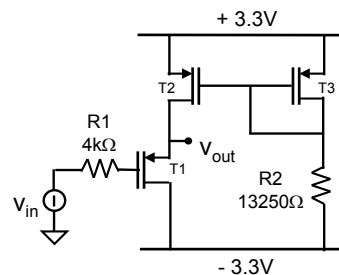
**Fig. 7.7** *Generatore di corrente usato come carico attivo in un buffer di tensione, in modo da fissare la corrente di polarizzazione del MOSFET indipendentemente dalla tensione di alimentazione e da definire precisamente l'impedenza di uscita del circuito.*

In particolare:

- a parità di tensione di alimentazione si ottiene un guadagno più prossimo ad uno;
- ricordando che  $g_m = 2\sqrt{kI}$ , 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 transistor.

La sostituzione di un resistore con un **carico attivo** (così è spesso chiamato *un generatore di corrente quando posto lungo il percorso del segnale*) è molto comune nei circuiti integrati dove è necessario ridurre l'occupazione di area di ciascun componente circuitale e minimizzare la presenza di resistenze perché occupano più spazio di quello generalmente necessario per un transistor. Il circuito dell'esercizio E.7.8 beneficia di quanto detto e mostra come il circuito della Fig.7.3 potesse essere ulteriormente migliorato.

- E 7.6** 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  $V_a=\infty$  (Please consider the following circuit whose MOSFET have  $V_T=0.8V$ ,  $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=1.6mA/V^2$  e  $V_a=\infty$ )
- Calcolare il valore stazionario della corrente totale in T1 (Find the current in T1 when no signal is applied)
  - 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 nella loro corretta zona

di funzionamento. Poiché il calcolo della polarizzazione porta ad una corrente circolante in T1 pari a  $I_D \approx 400\mu A$  e  $V_u = +1.3V$ , effettivamente tutti i transistori stanno operando in saturazione.

(c) L'impedenza di uscita risulta pari a  $625\Omega$ .

(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:

$$\frac{6.6 - V_{SG}}{R_2} = k(V_{SG} - V_T)^2 + \frac{V_{SG}}{r_0}$$

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

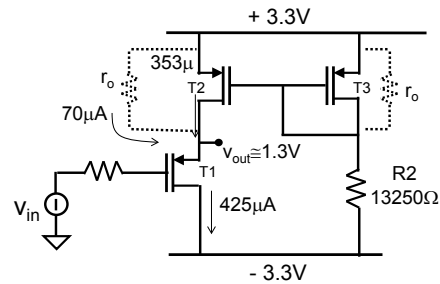
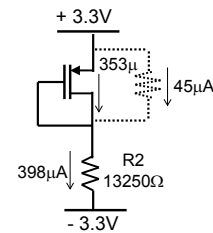
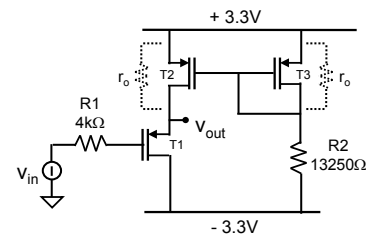
Ad esso corrisponderebbe una corrente  $k(V_{SG} - V_T)^2 = 353\mu A$ , una nuova stima  $r_0 = 28.3k\Omega$  ed una componente aggiuntiva di corrente in  $r_0$  pari a  $45\mu A$ . La somma  $398\mu A$  scorre in  $R_2$  ed è pari effettivamente alla corrente del termine a sinistra dell'equazione. Non 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  $425\mu A$ .

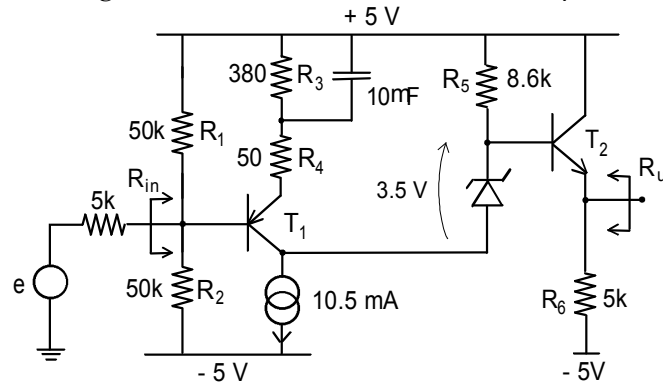
g) La transconduttanza di T1 è  $g_m = 1.65mA/V$  ( $1/g_m = 600\Omega$ ). Se  $R_L = \infty$ , lo stadio singolo avrebbe un guadagno tra  $v_{in}$  e  $v_u$  pari a  $G = 0.979$ , comunque molto vicino a 1.

h) L'impedenza di uscita risulta ora pari a circa  $600\Omega$ .



**E 7.7**

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

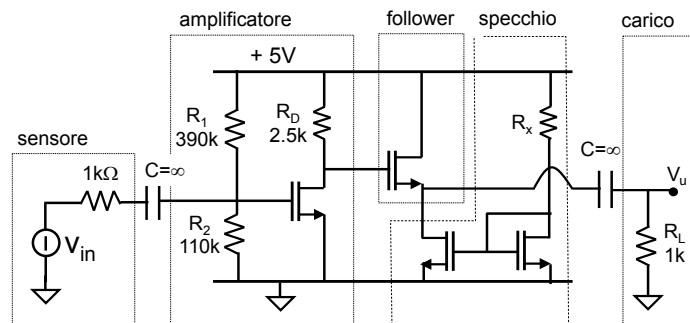


- Studiare la polarizzazione
- Valutare, per segnali di frequenza maggiore di 3kHz erogati da un generatore di resistenza serie  $5k\Omega$ , la resistenza di ingresso  $R_{in}$ ; l'amplificazione, la resistenza di uscita  $R_u$ .
- Dimensionare il generatore di corrente con un BJT.

- $V_{in}=0V$ ,  $I_{C1}=10mA$ ,  $V_u=0V$ ,  $I_{C2}=1mA$
- Per segnali di frequenza maggiore di 5kHz il condensatore è un cortocircuito, quindi  $R_{in}$  è  $50k\Omega \parallel 50k\Omega \parallel (\beta+1)52\Omega = 4.17k\Omega$ .
- La resistenza vista sul Collettore di  $T_1$  è pari a  $8.6k\Omega \parallel (\beta+1)5k\Omega$  circa  $8.6k\Omega$ .  $v_u/v_{in} = -R_{in}/(5k\Omega + R_{in}) \cdot 8.6k\Omega/50\Omega = -95$ .
- La resistenza d'uscita è  $5k\Omega \parallel [8.6k\Omega/(\beta+1) + 25\Omega] = 111\Omega$ .

**E 7.8**

Il seguente circuito ( $V_T=0.6V$ ,  $k=4mA/V^2$ ), costituisce una realizzazione pratica di quello della Fig. 7.8.



a) Dimensionare  $R_x$  in modo che l'impedenza di uscita del follower sia pari a  $200\Omega$ . Calcolare il corrispondente guadagno complessivo del circuito e la sua dinamica di uscita ai capi del carico  $R_L$ .

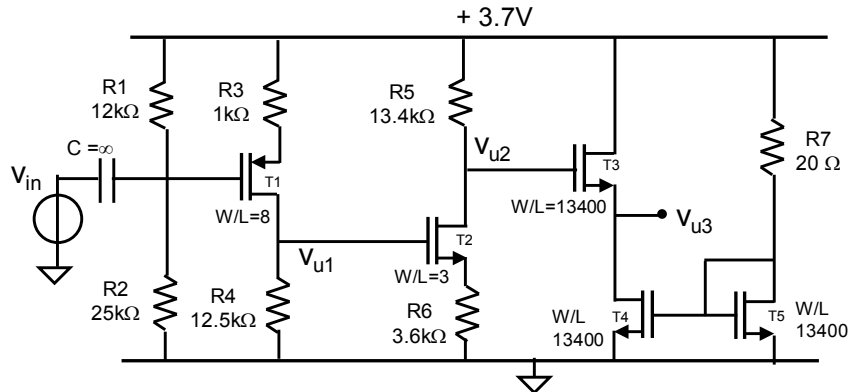
c) Ridimensionare  $R_x$  e modificare i MOSFET del follower e dello specchio scegliendo un nuovo valore di  $k$  in modo che l'impedenza di uscita sia inferiore a  $10\Omega$  con una dinamica di uscita almeno di  $\pm 0.5V$ .

(a) – Affinché l'impedenza di uscita sia  $200\Omega$ , la corrente deve essere  $1.56mA$ . Il MOSFET del follower ed anche quelli dello specchio (perché tutti uguali) avranno  $(V_{GS}-V_T)=0.625V$ . Ne consegue che  $R_x=2.4k\Omega$  e  $G_{tot}=v_u/v_{in}=-8.3$ . La dinamica di uscita negativa è limitata dal MOSFET dello specchio che entra in zona ohmica a  $v_u=-650mV$ . Questa condizione si verifica prima che il MOSFET del follower si spenga e quindi è quella limitante. La dinamica positiva è risultante dallo spostamento del Gate del follower fino all'alimentazione ( $2.5V$ ) e fornisce il valore di  $2.1V$ . Infatti la corrispondente 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  $v_u$  rispetto a quella del Gate.

(b) – 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 ( $k=80mA/V^2$ , per cui transistori con  $W$  20 volte più grande, e  $I=32mA$  per cui  $R_x=118\Omega$ ), per avere la desiderata  $1/g_m=10\Omega$  senza modificare l'overdrive dei transistori e quindi mantenendo la stessa dinamica trovata al punto (a) che è sufficiente.

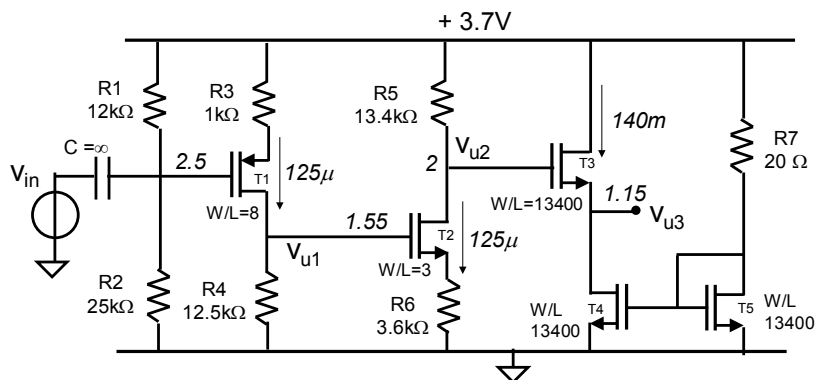
**E 7.9**

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 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  $g_{m1}=500\mu A/V$ ,  $g_{m2}=500\mu A/V$

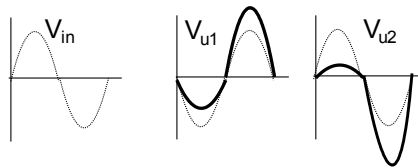
(b)  $G_1=4.17$

(c)  $G_{tot}=10$

(d)

(e) La distorsione risente della degenerazione introdotta da  $R_3$  e vale :  
 $HD2=0.67\%$  ( $\varepsilon_1=0.0133$ ).

(f) 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  $\varepsilon_{tot}$  dovrò sommare le due  $\varepsilon$  parziali. Si noti che l'ultimo stadio a follower ideale non aggiunge alcuna ulteriore distorsione a quella presente al suo Gate ( $\varepsilon_3=0$ ).

Dobbiamo calcolare  $\varepsilon_2$ . Poiché all'ingresso del secondo stadio sarà presente  $v_{u1}=v_{in} \cdot 4.1=125\text{mV}$ , da cui  $v_{gs|T2}=45\text{mV}$ , si ottiene :

$$\varepsilon_2 = \frac{v_{gs}}{2 \cdot V_{od}} \cdot \frac{1}{1 + g_m \cdot R_6} = 0.016 \text{ (1.6 \%)}$$

Da cui  $\varepsilon_{tot} = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_1 \varepsilon_2 = 0.013 + 0.016 + 0.0002 = 0.0292$  ,  
 equivalente a  $HD2=1.46\%$ .

## 7.5 DISACCOPIATORI DI CORRENTE

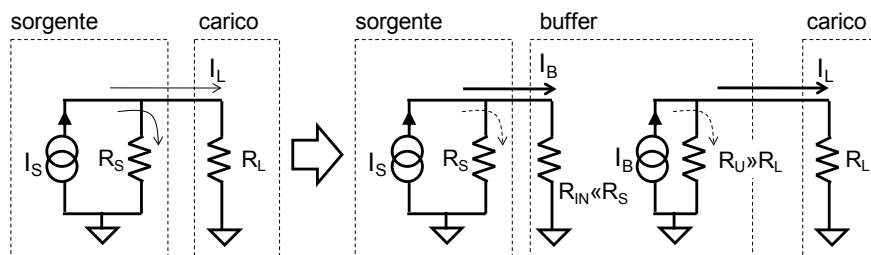
A differenza dei disaccoppiatori di tensione, i circuiti disaccoppiatori per segnali di corrente devono essere in grado di leggere un segnale di corrente dallo stadio che sta a monte ed erogarlo, pressoché senza attenuazioni ma con una resistenza equivalente molto più alta, ad un carico posto a valle.

Il problema che questi disaccoppiatori risolvono è quello della sola parziale erogazione della corrente ad un carico quando quest'ultimo ha un valore di resistenza elevato rispetto alla resistenza di uscita della sorgente. Infatti come mostrato nella Fig.7.9, mandare una corrente ad un carico resistivo elevato è difficile: se  $R_S = R_L$ , solo metà della corrente  $I_S$  disponibile viene 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 disponibile a monte) 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 quanta più possibile al carico  $R_L$  anche se quest'ultimo è di valore elevato).

### 7.5.1 Circuiti disaccoppiatori

Queste caratteristiche sono ben soddisfatte proprio dal semplice transistor. Basta infatti pensare di utilizzare un transistor con l'ingresso nel Source (Emettitore), la cui impedenza è pari a  $1/g_m$ , e l'uscita nel Drain (Collettore), la cui impedenza è sicuramente superiore a  $r_0$ . Uno schema di principio di tale collegamento utilizzando un MOSFET è riportato nella Fig.7.10. 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**". In queste configurazioni si sfrutta la proprietà dei transistori di trasmettere il segnale di corrente pressoché inalterato tra Source (Emettitore) e Drain (Collettore), di presentare al Source (Emettitore) una



**Fig. 7.9** Schema di trasferimento di un segnale di corrente  $i_s$  al carico  $R_L$  tramite un buffer di corrente.

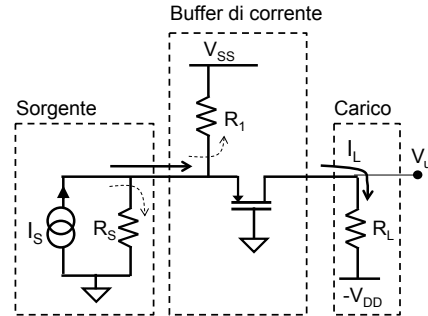




**E 7.9**

Si consideri il circuito accanto in cui  $R_s = 1k\Omega$ ,  $V_{SS} = +5V$ ,  $V_{DD} = -5V$ , il MOSFET abbia  $V_T = 0.4V$  e  $k = 10mA/V^2$  ed  $R_L = 1.8k\Omega$ .

- 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  $R_1$  affinché la resistenza di ingresso del MOSFET sia  $= 100\Omega$ . Assicurarsi che il circuito sia ben polarizzato.
- 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.



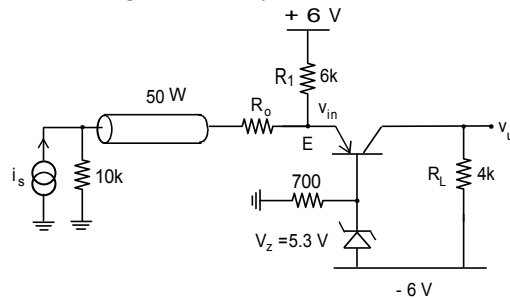
- (a) 36% . (b)  $R_1 = 1.2k\Omega$ . (c)  $G = +0.84$ . (d)  $i_{max} \cong +600\mu A$ ;  $i_{max-} \cong -3.43mA$

**E 7.10**

Sia dato il circuito della figura accanto.

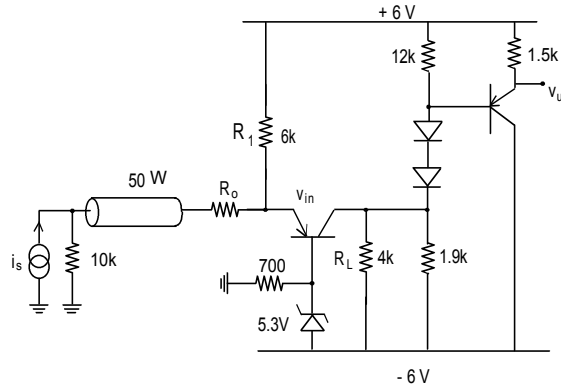
La corrente di segnale erogata da un generatore forzante è trasmessa attraverso un cavo coassiale di impedenza caratteristica  $50\Omega$  ed uno stadio Base a massa su una resistenza di carico  $R_L$ .

- Studiare la polarizzazione del circuito.
- Scegliere il valore di  $R_o$  per terminare correttamente il cavo coassiale su una resistenza pari a  $50\Omega$ .
- Valutare l'intervallo di valori in cui può variare il segnale  $i_s$  senza far uscire il BJT dalla sua zona attiva di funzionamento.

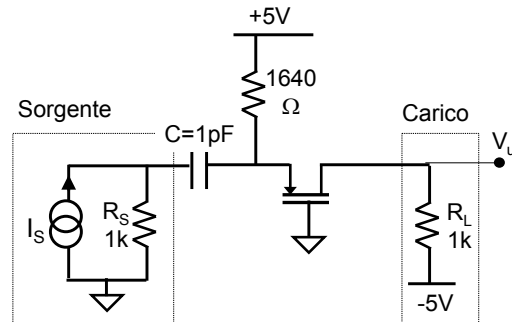


- $V_E = 0V$ ,  $I_C = 1mA$ ,  $V_u = -2V$ ,  $1/g_m = 25\Omega$ .
- $R_o = 25\Omega$ .
- L'intervallo è  $-1mA < i_s < 0.45mA$ . Il primo limite è imposto dalla interdizione del BJT a cui sarebbe sottratta tutta la corrente di polarizzazione e si troverebbe quindi con corrente nulla. Il secondo è determinato dalla condizione di saturazione ( $V_{EC} > 0.2V$ ).

- E 7.11** Nel circuito studiato nell'esercizio precedente, si aggiunga alla resistenza  $R_L$  lo stadio della figura seguente, che realizza un follower per erogare il segnale di tensione a bassa impedenza.
- a) Calcolare il valore stazionario di  $V_u$ .
- b) Valutare la resistenza d'uscita del circuito.
- c) Valutare il trasferimento  $v_u/i_s$



- E 7.12** Si supponga di utilizzare un buffer di corrente accoppiato in AC alla sorgente di segnale, come nel caso seguente ( $V_T=0.4V$  e  $k=10mA/V^2$ ,  $V_A=\infty$ )



- a) Convincersi che la corrente  $i_s$  di segnale possa passare attraverso un condensatore !
- b) Rappresentare su di un grafico l'andamento nel tempo del potenziale  $V_u$  a seguito dell'applicazione di un segnale "digitale" di corrente tra i due livelli di  $i_s=0mA$  e  $i_s=+100\mu A$  e calcolare quale sia il massimo bit rate applicabile.

### 7.5.2 Distorsione introdotta dal buffer di corrente

Poiché il trasferimento di corrente dall'Emettitore (Source) al Collettore (Drain) è sostanzialmente unitario (tanta corrente entra, altrettanta esce con la stessa dipendenza funzionale), la funzione di trasferimento ingresso-uscita è lineare e perciò ci aspettiamo 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  $V_{sg} = V_{SG} + v_{sg}$  ( $V_{eb} = V_{EB} + v_{eb}$ ) 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.7.11, la corrente  $i_{in} = i_s$  produce una tensione di comando del transistor pari a :

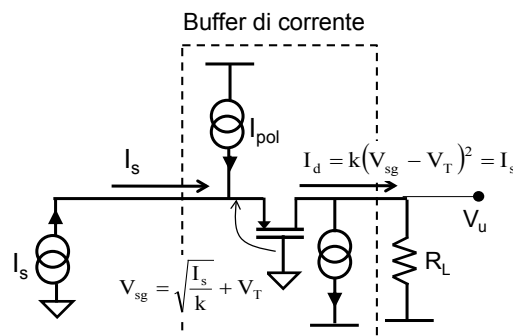
$$V_{SG} + v_{sg} - V_T = \sqrt{\frac{I_{pol} + i_s}{k}}$$

Questa a sua volta produce una corrente

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

Analogamente si procede con la relazione esponenziale di un BJT.

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 le sue relazioni naturali in ognuno dei passi del calcolo/ragionamento.



**Fig. 7.11** Schema per il calcolo del trasferimento del segnale in un buffer di corrente.

## 7.6 EFFETTI DELLA RESISTENZA DI USCITA FINITA DEI TRANSISTORI

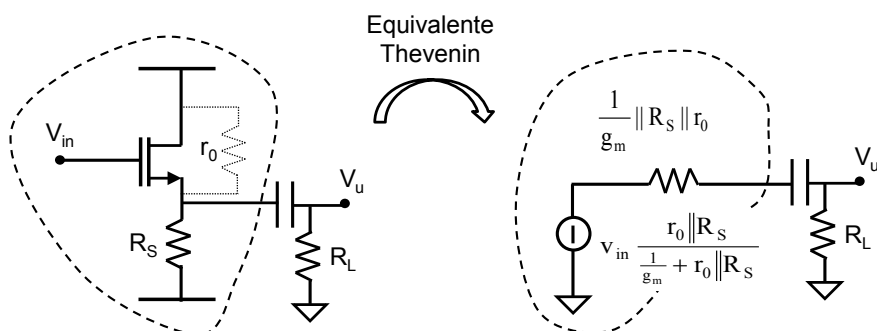
Fino ad ora abbiamo immaginato che i transistori utilizzati nei circuiti disaccoppiatori avessero una resistenza di uscita infinita, conseguenza di una  $V_A = \infty$ . Vediamo ora come la presenza di una resistenza  $r_0$  di Drain (Collettore) finita modifichi il comportamento dei circuiti fin qui visti.

Con riferimento al caso del disaccoppiatore di tensione (Fig.7.12) la resistenza  $r_0$  del transistore può essere vista su segnale come 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.

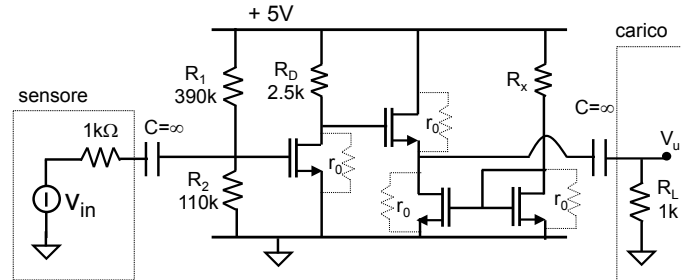
Poiché in un progetto ben fatto  $r_0 \gg 1/g_m$ , **la presenza di  $r_0$  non influisce sulle prestazioni del buffer di tensione**. Un valore finito di  $r_0$  pregiudica le prestazioni del circuito solo se diventa di valore confrontabile con  $1/g_m$ .

Anche se 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. 7.12** Visualizzazione della resistenza finita  $r_0$  in uno stadio a follower di tensione con resistenza  $R_S$  di degenerazione.

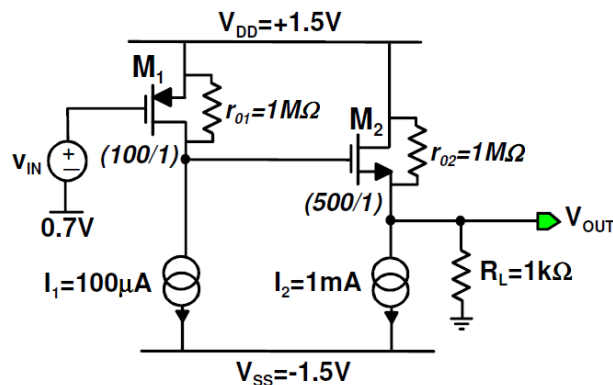
**E 7.13** Riprendere il circuito dell'esercizio E7.8 considerando ora  $V_A=8V$  per tutti i transistori.



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

**E 7.14** 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  $r_0=1M\Omega$ .

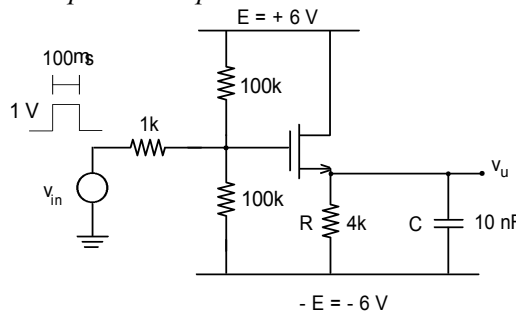
- Considerando che la tensione di polarizzazione in uscita è nulla, cioè  $V_{OUT}=0V$ , si valuti la tensione di drain di M1 e le transconduttanze di entrambi i MOS. Si verifichi che i transistori operano in zona di saturazione.
- Valutare il guadagno di piccolo segnale  $G=v_{out}/v_{in}$ .
- Si calcoli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



## 7.7 COMPORTAMENTO SU GRANDE SEGNALE DI UN SOURCE FOLLOWER

Il follower per sua natura accetta al suo ingresso segnali grandi, riproponendoli in uscita con una dinamica che può estendersi nei casi migliori fin quasi alle alimentazioni (si usa chiamare questa situazione “rail-to-rail”). Questo “grande segnale” non influenza il comportamento del transistor perché, come visto ad esempio nel §7.2.2, la variazione della tensione di comando ( $v_{gs}$ ,  $v_{be}$ ) è piccola. Questo è vero fintanto che il carico esterno sia una resistenza. Quando invece il carico esterno contiene anche una capacità, il transistor potrebbe addirittura spegnersi. L’esercizio che segue affronta questa situazione.

**E 7.15** Si consideri il seguente stadio Source follower. 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 dalla sorgente in presenza di una componente capacitiva 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 in presenza di  $C$  e commentare se il segnale può essere ancora considerato un piccolo segnale.
- Valutare dettagliatamente l’andamento dei transistori supponendo che  $C=10nF$ .

(a) - Dallo studio della polarizzazione si trova:  $V_{GS}=2V$ ,  $I_D=1mA$ ,  $1/g_m=500\Omega$ . Giacché la resistenza del generatore sorgente è piccola rispetto alle resistenze del partitore di polarizzazione, il segnale da  $1V$  è trasferito pressoché senza attenuazione sul Gate del MOSFET e la frazione del segnale  $v_{in}$  che è trasferita ai capi del resistore  $R$  è pari a  $0.89V$ . A seguito dell’applicazione del segnale rettangolare, il potenziale del nodo d’uscita varierà quindi da  $-2V$  a  $-1.11V$ .

(b) - Per valutare se l'approssimazione di piccolo segnale, implicita nella scrittura della precedente relazione, 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  $2(V_{GS}-V_T)=2V$ . Con questi valori il segnale può essere ancora considerato *piccolo*. La non linearità corrispondente sarebbe solo dello 0.6%.

(c) - In presenza di un carico capacitivo, non è possibile variare istantaneamente la tensione ai capi del condensatore. Quindi  $v_s$  non potrà più seguire istantaneamente l'andamento dei fronti di salita e di discesa del segnale  $v_g$ .

Incominciamo a considerare cosa accade sul fronte di salita di  $v_{in}$ . In condizioni stazionarie  $V_{GS}=2V$ ,  $V_u=-2V$  e la tensione ai capi del condensatore è  $4V$ . Quando  $v_{in}$  aumenta di  $1V$ , la tensione ai capi di  $C$  resta invariata ed il segnale  $v_{in}$  determina una variazione di  $1V$  della tensione  $V_{gs}$  che aumenta istantaneamente da  $2V$  a  $3V$ . La corrente nel FET passa quindi dal valore stazionario di  $1mA$  a  $4mA$ . Questa corrente va a depositarsi in parte sul piatto del condensatore e solo la progressiva carica di  $C$  porta il potenziale  $V_u$  al valore finale stazionario di  $V_u=-1.1V$ . La carica di  $C$  non è esponenziale perché la tensione di comando  $V_{gs}$  del FET, e quindi la corrente  $I_d$ , cambia durante il transitorio in modo complesso. Per i valori in gioco il segnale non può certo considerarsi *piccolo*. Solo alla fine del transitorio la tensione dell'uscita avrà raggiunto il valore finale  $V_u=-1.1V$ .

Sul fronte di discesa di  $v_{in}$ , 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  $4k\Omega$ , attivando così la scarica della capacità. Solo alla fine del transitorio di scarica di  $C$  si ripristinano le condizioni iniziali di polarizzazione. Si noti che, se l'ampiezza del segnale fosse stata maggiore di  $1.1V$ , il FET si sarebbe addirittura spento ( $V_{gs}<V_T$ ) durante il fronte 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 FET

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_T)^2 = k \cdot (v_{in} - V_u - V_T)^2$$

assieme al bilancio di correnti sul Source

$$I_D = \frac{V_u + E}{R} + C \cdot \frac{dV_u}{dt}$$

L'equazione differenziale che si ottiene non è più lineare e si può risolvere numericamente a partire dalle condizioni iniziali date dalla polarizzazione.

Una stima per eccesso e per difetto 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  $3V$  e quindi, progressivamente, si riporta a  $2.1V$ . Corrispondentemente, il valore



minimo della resistenza di canale  $1/g_m$  si ha per  $V_{gs}=3V$  ed è pari a  $250\Omega$ , mentre il valore massimo lungo il transitorio si ha alla fine per  $V_{gs}=2.1V$  e cioè  $450\Omega$ . Quindi la resistenza di piccolo segnale ai capi di  $C$ , cioè  $R||1/g_m$ , varia da  $235\Omega$  a  $405\Omega$ . Il transitorio non esponenziale di  $v_u$  sarà inizialmente tangente al transitorio esponenziale con costante di tempo  $10nF \times 235\Omega = 2.3\mu s$ , quindi incomincerà a rallentare; una stima per eccesso del tempo di salita (10%-90%) è pari a  $2.2 \times 10nF \times 405\Omega = 8.9\mu s$ .

Viceversa, all'inizio del fronte di discesa di  $v_{in}$ ,  $V_{gs}$  varia da  $2.1V$  a  $1.1V$  e quindi  $1/g_m$  diventa  $4.5k\Omega$ . L'andamento sarà inizialmente tangente all'andamento esponenziale con costante di tempo  $10nF \times (4.5k\Omega || 4k\Omega) = 21\mu s$  (tempo si salita  $2.2 \times 21\mu s = 46\mu s$ ), e poi diventerà più veloce. Alla fine del transitorio  $V_{gs}=2V$  e  $1/g_m=500\Omega$ . Il transitorio sarà certamente più lungo di  $2.2 \times 10nF \times (500\Omega || 4k\Omega) = 9.8\mu s$ .

Si noti come la risposta del follower sia asimmetrica. Il transitorio di salita tende ad essere più breve del transitorio di discesa, proprio perché il MOSFET è sollecitato a portare più corrente nel transitorio di salita di quanto non faccia nel transitorio di discesa.