

# 4

## INTRODUZIONE AI GENERATORI DI CORRENTE

- 4.1**    *Requisiti di un generatore di corrente*
- 4.2**    *Generatori di corrente con MOSFET ideali*
  - 4.2.1   Dal generatore ideale singolo ai generatori multipli
  - 4.2.2   Generatori di corrente stabilizzati a specchio di corrente
  - 4.2.3   Generatori di corrente con resistenza di degenerazione
  - 4.2.4   Comportamento di un generatore fuori dinamica
  - 4.2.5   Impedenza di uscita con transistori ideali
  - Note avanzate di progetto (1)
- 4.3**    *Generatori di corrente con MOSFET reali*
  - 4.3.1   Calcolo della corrente prodotta
  - 4.3.2   Generatori a specchio,
  - 4.3.3   Generatori con resistenza di Source,
  - 4.3.4   Resistenza di uscita con transistori reali.
  - Note avanzate di progetto (2)
- 4.4**    *Generatori di corrente a BJT*
  - 4.4.1   Generatori di corrente a specchio
  - 4.4.2   Specchi di corrente a BJT ad uscite multiple
  - 4.4.3   Generatori di corrente con resistenza di degenerazione

## 4.1 REQUISITI DI UN GENERATORE DI CORRENTE

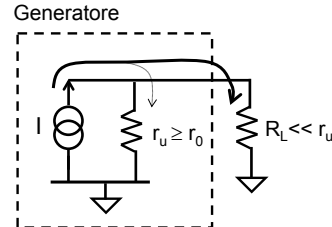
In base al principio di funzionamento del transistor, sia esso un MOSFET o un BJT, viene naturale pensare di utilizzarlo quale semplice generatore di corrente costante: basta fissare la tensione tra i due morsetti di comando ( $V_{GS}$  in un MOSFET o  $V_{BE}$  in un BJT) per ottenere al Drain (Collettore) la voluta corrente secondo la rispettiva equazione transcaratteristica ((3.5) per il BJT, (3.12) per il MOSFET). L'unica accortezza da tener presente è verificare che, affinché il transistor fornisca la corrente al Drain (Collettore) secondo la predetta equazione, il transistor operi nella corretta zona di funzionamento, cioè che:

- il canale del MOSFET sia in pinch-off al lato del Drain (transistor in zona di saturazione).
- la giunzione base-collettore del BJT sia in inversa o al più in diretta ma solo di poche centinaia di mV (transistor in zona attiva diretta).

Benché semplice, un reale generatore di corrente deve comunque soddisfare i seguenti requisiti:

- 1) il valore della corrente generata deve essere ben definito. Scegliendo opportunamente i collegamenti con gli altri elementi del circuito, il transistor deve fornire in modo semplice e preciso proprio il valore di corrente voluto;
- 2) il valore della corrente generata deve essere stabile e riproducibile. Il circuito deve quindi fissare la corrente in modo tale che il suo valore sia il più possibile indipendente dai parametri sensibili dei transistori ( $\beta$ ,  $I_S$ ,  $k$ ,  $V_T$ , ecc.), da loro variazioni con la temperatura o da sostituzione dei componenti. Si pensi ad esempio alla produzione su larga scala di un circuito ed alla esigenza che tutti gli esemplari, benché prodotti in periodi differenti od addirittura in fabbriche diverse, si comportino allo stesso modo nonostante le possibili differenze nei drogaggi (che portano a diverse  $\beta$  o  $I_S$ ) o nel valore di  $V_T$  dei transistori usati, benché nominalmente uguali. Un corretto progetto elettronico deve evidentemente garantire che le correnti nei generatori siano le stesse in ogni lotto realizzato e pari ai valori desiderati;
- 3) il generatore realizzato deve poter fornire la corrente in ogni situazione di carico prevista in fase di progetto, senza che il transistor esca mai dalla corretta zona di funzionamento. Infatti la tensione al Drain (Collettore) di un generatore di corrente potrebbe variare durante l'uso perché, nonostante che la corrente prodotta sia costante, potrebbe variare l'impedenza del carico a cui la corrente viene inviata. Un buon progetto deve quindi prevedere tutte le condizioni operative in cui il circuito si potrà trovare ad operare;

- 4) il generatore realizzato deve presentare una resistenza di uscita,  $r_u$ , la più elevata possibile in modo da fornire una corrente il più indipendente possibile dal valore dell'impedenza del carico,  $R_L$ . Poiché un transistor ha una impedenza di Drain (Collettore) finita e pari ad  $r_0$  (si veda il Cap.3), un buon progetto farà sì che l'impedenza di uscita del generatore sia uguale o maggiore del valore di  $r_0$  del transistor impiegato.



## 4.2 GENERATORI DI CORRENTE con MOSFET IDEALI

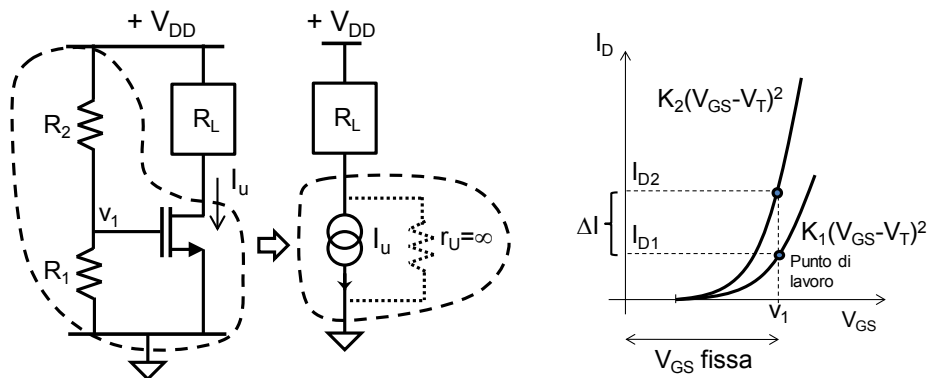
### 4.2.1 Dal generatore ideale singolo ai generatori multipli

Il modo più intuitivo e semplice per sfruttare un transistor come generatore di corrente è quello mostrato nella Fig.4.1: il partitore  $R_1, R_2$  fissa la tensione al Gate (e quindi la  $V_{GS}$ ), determinando la corrente di uscita come

$$I_U = \frac{1}{2} \mu C_{ox}' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.1)$$

I limiti di tale realizzazione sono tutti intuibili analizzando la (4.1):

- una piccola imprecisione nella  $V_{GS}$  ( $V_{DD}$  non stabile oppure una imprecisione dei valori dei resistori) si riflette, a causa della relazione quadratica, in una grande imprecisione nella  $I_u$ ;



**Fig. 4.1** *Semplice generatore di corrente utilizzando un MOSFET ideale ( $r_0 = \infty$ ) e, a destra, visualizzazione dell'entità delle variazioni di corrente qualora variasse il parametro  $k$  del transistor.*

- una variazione di  $k$  o di  $V_T$  del transistor (indotta dalla temperatura o dalla sostituzione del componente) produce una corrispondente variazione di  $I_U$ .

Il grafico a destra della Fig.4.1 visualizza ad esempio la variazione della corrente prodotta (punto di lavoro) al variare di  $k$  da un valore  $k_1$  a  $k_2$ , fissata la tensione di comando  $V_{GS}$  al valore  $V_1$ . Se un processo tecnologico produce una dispersione dei valori di  $k$  da un lotto di produzione ad un altro del 10% ( $\delta k/k=10\%$ ), la corrispondente **dispersione delle correnti nei generatori**  $\delta I_U/I_U$ , sarà:

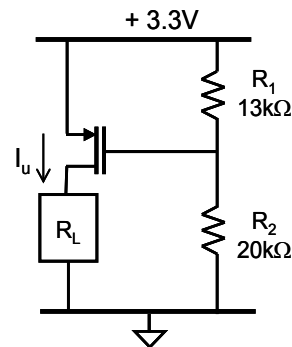
$$\frac{\partial I_U}{\partial k} = (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{I_U}{k} \quad \text{da cui} \quad \boxed{\frac{\partial I_U}{I_U} = \frac{\partial k}{k}} \quad (4.2)$$

In questo caso quindi i vari circuiti avranno una dispersione nelle correnti del 10% pari alla dispersione nel parametro  $k$  dei transistori utilizzati.

Si noti che il generatore di corrente della Fig.4.1 utilizzando un transistor ideale ( $r_0=\infty$ ) avrà una  $r_u=\infty$ , sarà cioè ideale.

**E 4.1**

- Calcolare la corrente prodotta dal generatore della figura accanto realizzato con un pMOSFET con  $k=4\text{mA/V}^2$ ,  $V_T=0.8\text{V}$  e  $V_A=\infty$ .
- Modificare i valori di  $R_1$  e  $R_2$  in modo che, senza modificare la corrente al carico, la potenza dissipata nel partitore resistivo sia 1/100 della massima potenza fornibile al carico.
- Calcolare l'intervallo di valori che la resistenza del carico  $R_L$  può assumere senza compromettere il buon funzionamento del generatore.
- Calcolare la variazione della corrente fornita al carico dovuta ad una variazione del 5% del valore di  $k$  del transistor.
- Visualizzare tale variazione sulla curva transcaratteristica del transistor di uscita che fornisce la corrente del generatore.



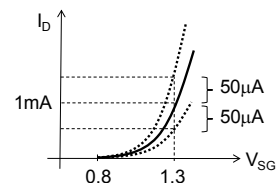
- The voltage divider sets  $V_G=+2\text{V}$ . Consequently  $I_U=1\text{mA}$ .
- The maximum power that can be delivered to the load before the MOSFET stop functioning properly is  $P_{RL}=1\text{mA} \times 2.8\text{V}=2.8\text{mW}$ . Consequently:

$$R_1 + R_2 = \frac{(3.3\text{V})^2}{2.8\text{mW}} \cdot 100 = 389\text{k}\Omega$$

This results in  $R_1=153\text{k}\Omega$  and  $R_2=236\text{k}\Omega$ .

- $0 < R_L < 2.8\text{k}\Omega$ .

- $I_U=1\text{mA} \pm 50\mu\text{A}$



**E 4.2** Riferendosi ancora al generatore di corrente dell'esercizio precedente, calcolare la variazione della corrente fornita al carico dovuta ad una **variazione del 5% del valore della tensione di soglia  $V_T$** .  
Individuare le modifiche da apportare al circuito per renderlo più stabile.

Being

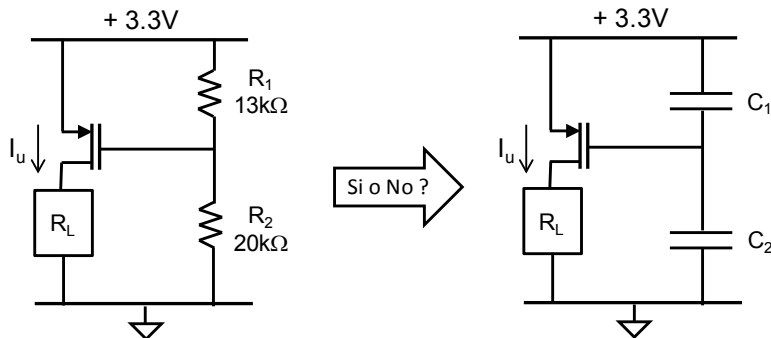
$$\frac{\partial I_U}{I_U} = -2 \frac{V_T}{(V_{GS} - V_T)} \frac{\partial V_T}{V_T}$$

the spreading of the current results to be of the order of 16%. Note that this value is higher than the starting 5%. To have it smaller, the overdrive ( $V_{GS}-V_T$ ) should be set higher, thus consuming more power!

### Qualche semplice domanda

Perché non usare un partitore capacitivo per fissare la tensione del Gate del MOSFET, invece di un partitore resistivo ?

Prendendo spunto dall'esercizio E 4.1, riflettere sulla opportunità di modificare il circuito nella maniera seguente.

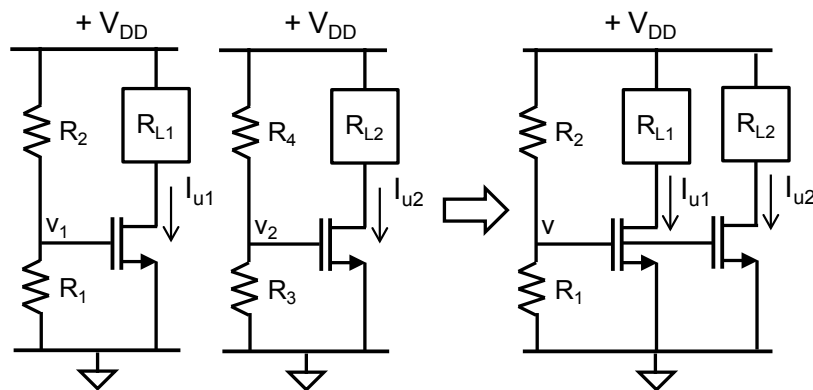


Quali valori dovrebbero avere le capacità  $C_1$  e  $C_2$  ?

Quanto sarebbe stabile nel tempo la tensione del Gate ?

Quali sarebbero i problemi riscontrabili ?

**Generatori a più uscite.** Se in un circuito servissero 2 o più generatori di corrente per rifornire carichi differenti, invece di progettarli separatamente conviene accoppiarli come ad esempio mostrato nella Fig.4.2. Grazie all'unico partitore usato da entrambi i MOSFET si risparmiano componenti (in un circuito integrato questo vuol dire risparmiare area sul chip, e quindi sui costi) e si risparmia potenza assorbita dalle alimentazioni. Nel caso in cui siano richieste correnti diverse, basterà dimensionare in modo diverso le larghezze  $W$  dei MOSFET, come suggerito dalla (4.1), lasciando  $V_{GS}$  uguale su tutti i MOSFET.



**Fig. 4.2** Semplificazioni possibili nel progetto di generatori multipli di corrente.

- E 4.3** Progettare un generatore di corrente che possa alimentare tre carichi distinti prelevando da essi corrente verso l'alimentazione negativa. Si richiede che le tre correnti prodotte siano diverse tra loro e pari a  $I_1=300\mu A$ ,  $I_2=150\mu A$  ed  $I_3=75\mu A$ . Si utilizzino nMOSFET aventi  $\frac{1}{2}\mu C_{ox}=150\mu A/V^2$ ,  $V_T=0.8V$ , una dimensione minima di 90nm ed una  $V_A=\infty$ .
- Il circuito deve essere alimentato tra 0 e +3V e la corrente assorbita da tutto il circuito non deve essere maggiore del doppio di  $I_1$ .
- Calcolare il valore di  $W/L$  dei tre transistori avendo cura di minimizzare l'area occupata dai transistori, il valore delle resistenze del partitore di gate e i possibili massimi valori di carico nei tre rami.
  - Calcolare la variazione di corrente  $I_2$  quando tutti i transistori subiscono una variazione di temperatura che porta ad una variazione del 5% del valore di  $k$ .
  - Stimare il valore della corrente  $I_3$  nel caso in cui il carico ad essa collegato venga ad assumere, per guasto del carico stesso, il valore di  $R=80k\Omega$ . Commentare questa anomala situazione di funzionamento ed il suo effetto sugli altri rami del circuito.

#### 4.2.2 Generatori di corrente stabilizzati a specchio di corrente

*Come è possibile rendere il generatore della Fig.4.1 più stabile alle variazioni di  $k$  e/o di  $V_T$  ?*

Il difetto dei generatori visti fino ad ora risiede nel fatto che per avere la corrente voluta si fissa la tensione  $V_{GS}$ . Migliore sarebbe la situazione se riuscissimo a fissare, direttamente o indirettamente, la corrente.

La realizzazione circuitale proposta nella Fig.4.3 va in questa direzione:

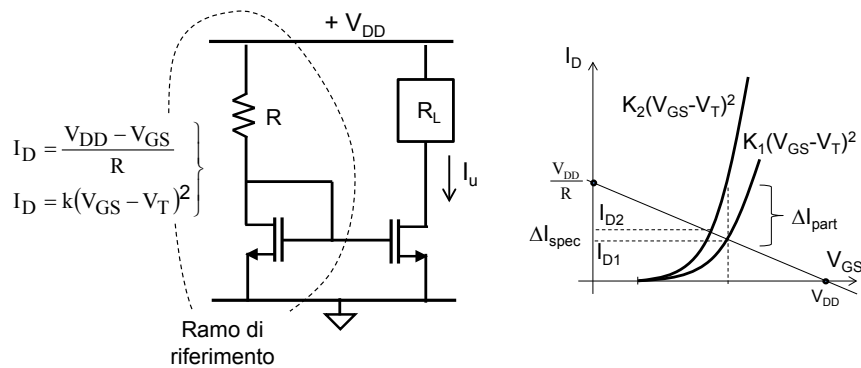
- il ramo di sinistra, grazie al corto circuito tra Gate e Drain, consente di fissare al valore desiderato la corrente in esso circolante tramite la scelta di  $R$ . Per fare ciò basta risolvere l'equazione di bilancio di corrente al nodo di Drain:

$$\begin{cases} I_D = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R} \\ I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \end{cases} \quad (4.3)$$

- se i due MOSFET vengono realizzati sullo stesso chip a pochissimi micrometri uno dall'altro è molto probabile che avranno gli stessi identici parametri costruttivi e quindi rigorosamente la stessa corrente di Drain quando pilotati con la stessa  $V_{GS}$  come in questo caso.

Il generatore di corrente così fatto, chiamato non a caso "**specchio di corrente**", è effettivamente più preciso e stabile di quello precedente con partitore resistivo.

Per rendersene conto si può risolvere il sistema (4.3) graficamente come fatto nella



**Fig. 4.3** Circuito in cui la corrente è decisa nel ramo di sinistra e riproposta nel ramo di destra (**specchio di corrente**) grazie all'uso di transistori identici pilotati da una identica tensione  $V_{GS}$ . Il sistema di equazioni di sinistra può essere risolto graficamente (a destra). Il collegamento tra  $D$  e  $S$  assicura che il MOSFET di sinistra lavori sempre in saturazione.

Fig.4.3 in cui la prima equazione del sistema (4.3) è una retta e la seconda una parabola. A fronte di una variazione di  $k$  uguale a quella dello schema della Fig.4.1, la conseguente variazione  $\Delta I_{\text{spec}}$  è ora più piccola della variazione  $\Delta I_{\text{part}}$  nel generatore con partitore resistivo, a pari situazione iniziale. Questo grazie al fatto che  $V_{\text{GS}}$  non è ora fissata: quando  $k$  varia (per quanto detto è una identica variazione in entrambi i transistori), la  $V_{\text{GS}}$  si riaggiusta per soddisfare il bilancio di corrente al Drain nel ramo di sinistra così da tenere sostanzialmente costante la corrente. Poiché nel ramo di destra il transistor è pilotato con la stessa tensione, anche la sua corrente viene tenuta sostanzialmente costante. Notare che  $\Delta I_{\text{spec}}$  è tanto più piccola quanto più  $R$  è grande: fare un generatore di corrente stabile implica avere tensioni di alimentazione elevati !

*I vantaggi descritti sono presenti solo se i 2 MOSFET sono identici. Questo è in pratica possibile solo in un circuito integrato dove i MOSFET sono realizzati vicinissimi.*

*Rispetto al partitore resistivo si ha l'ulteriore vantaggio di avere sostituito una resistenza (oggetto che in tecnologia integrata occupa molta area) con un transistor, generalmente più piccolo e quindi più "economico".*

*Effettivamente nei circuiti integrati si fa grandissimo uso degli specchi di corrente.*

Risolto il sistema (4.3) si giunge ad una espressione precisa che quantifica la robustezza alle variazioni di  $k$  o di  $V_T$  (E4.4).

**E 4.4** Ricavare la relazione analitica della variazione percentuale di corrente in funzione della variazione percentuale di  $k$  nel circuito della Fig.4.3.

Sostituendo la prima equazione della (4.3) nella seconda, si ottiene

$$I_D = k(V_{\text{DD}} - I_D \cdot R - V_T)^2$$

che può essere derivata rispetto a  $k$ , ottenendo così la sensibilità del circuito a variazioni di  $k$ :

$$\frac{\partial I_D}{\partial k} = (V_{\text{DD}} - I_D \cdot R - V_T)^2 - 2k(V_{\text{DD}} - I_D \cdot R - V_T) \frac{\partial I_D}{\partial k} R$$

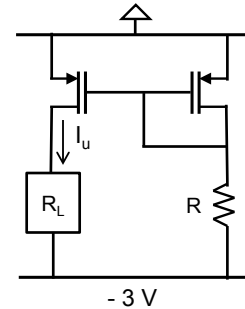
Notando che  $2k(V_{\text{DD}} - I_D R - V_T) = g_m$ , essa assume la seguente forma sintetica:

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1 + g_m R)}$$

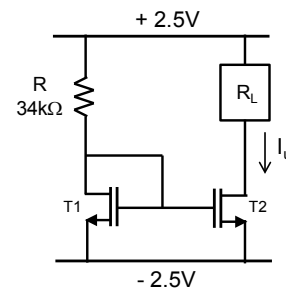
Le variazioni % di corrente sono quindi minori di un fattore  $(1 + g_m R)$  rispetto alla variazione iniziale di  $k$ , confermando la bontà della scelta dello specchio.



- E 4.5** Con riferimento al circuito della figura accanto ( $V_T=0.8V$ ,  $k=100\mu A/V^2$ ):
- Calcolare il valore di  $R$  che consenta al generatore di corrente di fornire  $300\mu A$  al carico.
  - Calcolare il massimo valore della resistenza di carico  $R_L$  oltre cui il transistor del generatore entra in zona Ohmica
  - Mantenendo la  $R$  trovata prima, calcolare la corrente fornita al carico quando  $k=120\mu A/V^2$  di entrambi i MOSFET, cioè il 20% più grande, e verificare che la variazione di corrente sia molto minore di 20%.



- E 4.6** Si analizzi il circuito seguente realizzato con transistori aventi  $k=100\mu A/V^2$ ,  $V_T=0.7V$  e  $V_A=\infty$ . In particolare:
- calcolare la corrente fornita in uscita al carico
  - calcolare la variazione di questa corrente quando tutti i due transistori subiscono una variazione del valore di  $k$  del 5%.
  - Rappresentare sulla curva transcaratteristica del transistor del ramo di riferimento il punto di lavoro e giustificare graficamente la relativa stabilità del generatore, confrontando questo risultato con quello che si sarebbe ottenuto con un generatore di corrente di pari caratteristiche ma con il Gate del Mosfet fissato da un partitore resistivo.
  - Apportare le modifiche al circuito per arrivare a  $\delta I/I < 0.1\%$  senza variarne le alimentazioni. E' facile o no? Perché?



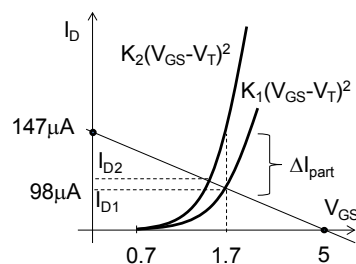
- a) Il bilancio al Drain di T1:

$$\frac{2.5V - V_D}{34 k\Omega} = k(2.5 - 0.7 + V_D)^2$$

fornisce  $V_D \approx -0.8V$  (Si scarta l'altra soluzione,  $V_D \approx -3V$ , perché oltre le alimentazioni). Da cui si ottiene  $I_u \approx 98\mu A$ .

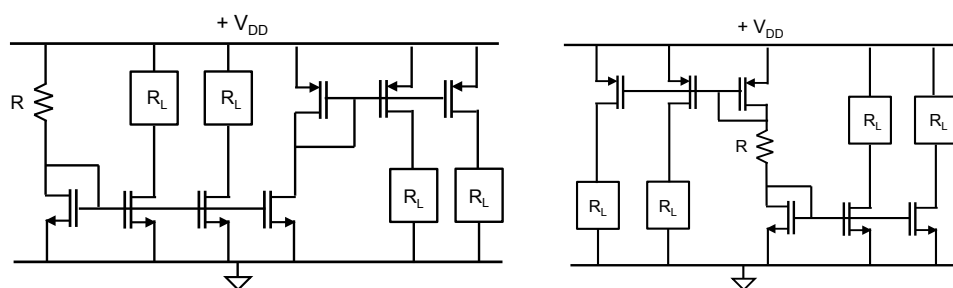
- b)  $\delta I/I = 5\%/7.8 = 0.64\%$  ( $\Delta I \approx 640nA$ )

- c)





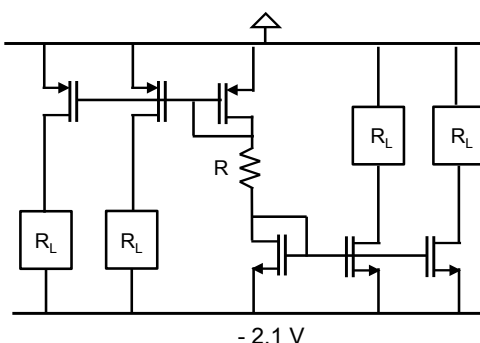
**Generatori a specchio a più uscite.** E' facile pensare ad una struttura a specchio con uscite multiple per alimentare carichi diversi ed indipendenti, come nella Fig.4.4. Valori diversi di corrente potranno essere ottenuti collegando tutti i Gate insieme (quindi  $V_{GS}$  uguale per tutti i rami) ma scegliendo  $W$  proporzionalmente diverse nei vari transistori. Grazie ad un solo ramo di riferimento la potenza complessiva assorbita dalle alimentazioni sarà limitata. Notate che entrambi i circuiti della Fig.4.4 risolvono il problema di avere nello stesso circuito sia alimentatori "dall'alto" sia "dal basso".



**Fig. 4.4** Esempi di possibili circuiti per realizzare generatori di corrente multipli, sia con nMOSFET che con pMOSFET.

**E 4.7**

- Scegliere il valore di  $R$  in modo che il seguente generatore di corrente multiplo fornisca  $10\mu A$  a tutti i carichi resistivi collegati. Si utilizzino transistori, sia nMOS che pMOS, con  $k=40\mu A/V^2$  e  $V_T=0.4V$ .
- calcolare la potenza dissipata nel ramo di riferimento;
- calcolare la variazione della corrente fornita ai carichi dovuta ad una variazione del 3% del valore del fattore  $k$  di tutti i transistori;
- cosa modifichereste se voleste una corrente di  $35\mu A$  nei soli rami con il carico collegato a massa?

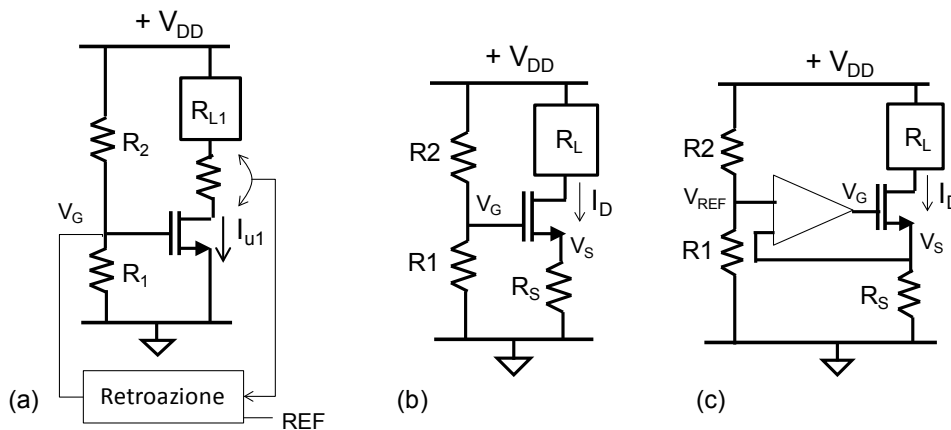


### 4.2.3 Generatori di corrente con resistenza di degenerazione

Per stabilizzare la corrente di un generatore si potrebbe anche pensare di leggerne il valore (ad esempio ponendo lungo il suo percorso un resistore di sonda  $R_S$  ed acquisendone la tensione ai capi, come proposto nella Fig.4.5a) e poi riportare questa informazione al Gate tramite un apposito circuito in retroazione che riaggiusti il valore di tensione di Gate conseguentemente.

L'idea è ottima e si può effettivamente realizzare sia in modalità analogica che digitale. Tuttavia l'idea della Fig.4.5a può essere realizzata in maniera enormemente più semplice riflettendo sul fatto che la retroazione che agisca sulla tensione  $V_{GS}$  di comando del MOSFET può essere fatta semplicemente mettendo la resistenza di "misura" al Source, come mostrato nella Fig.4.5b. La tensione ai capi di  $R_S$  infatti va a modificare l'iniziale tensione di comando del transistor nel modo desiderato : se  $I_D$  aumentasse,  $V_{GS}$  diminuirebbe riportando la corrente verso il valore iniziale. Per quantificare i vantaggi di una simile scelta facciamo il conto preciso della corrente di Drain nel circuito della Fig.4.5(b):

$$\begin{cases} \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = I_D \\ k(V_{GS} - V_T)^2 = I_D \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{V_S}{R_S} = I_D \\ k(V_G - V_S - V_T)^2 = I_D \end{cases} \quad (4.4)$$



**Fig. 4.5** Modifica al circuito della Fig.4.1 consistente nell'introduzione di una resistenza di sonda per realizzare un generatore meno sensibile alla variazione dei parametri caratteristici del transistor: (a) retroazione esterna con sonda sul Drain, (b) retroazione con  $R_S$  tra Source e massa; (c) eventuale ulteriore stabilizzazione con OpAmp.

Il sistema (analogo alla (4.3)) risolto in  $V_S$  o  $I_D$  permette di ottenere la corrente effettivamente prodotta dal generatore. Si noti che l'equazione di 2° grado che si deve risolvere avrà due soluzioni matematicamente possibili, di cui però solo una è fisicamente compatibile con le caratteristiche del MOSFET.

Il sistema fornisce anche, sostituendo la prima nella seconda, l'espressione

$$I_D = k(V_G - I_D \cdot R_S - V_T)^2 \quad (4.5)$$

che può essere derivata per esempio rispetto a  $k$  per ottenere la sensibilità del circuito a variazioni di  $k$ :

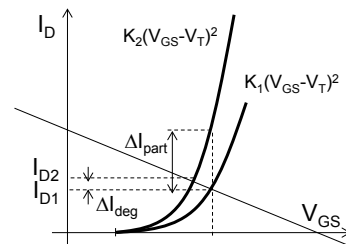
$$\frac{\partial I_D}{\partial k} = (V_G - I_D \cdot R_S - V_T)^2 - 2k(V_G - I_D \cdot R_S - V_T) \frac{\partial I_D}{\partial k} R_S$$

Notando che  $2k(V_G - I_D R_S - V_T) = g_m$ , essa assume la seguente forma sintetica:

$$\frac{\partial I_D}{I_D} = \frac{\partial k}{k} \frac{1}{(1 + g_m R_S)} \quad (4.6)$$

L'espressione mostra come la corrente sia più stabile di un fattore  $(1 + g_m R_S)$  di quanto non lo sia in un circuito senza  $R_S$ . Scegliendo opportunamente  $V_G$  ed  $R_S$ , il miglioramento può essere grande! Notale che l'espressione (4.6) è identica a quella ottenuta con lo specchio, proprio perché i due circuiti spartiscono lo stesso sistema di equazioni costitutive.

Il miglioramento introdotto dall'aggiunta della resistenza  $R_S$  nella stabilizzazione della corrente può essere colto immediatamente, come già visto con lo specchio, dall'analisi grafica del sistema (4.4), dove la prima equazione è la parabola e la seconda è la retta con pendenza definita. Il punto di intersezione corrisponde alla soluzione del sistema e quindi alla  $I_D$  cercata. Ad esempio la variazione  $\Delta I_{deg}$  di  $I_D$  (da  $I_{D1}$  a  $I_{D2}$ ) è ben minore di quella  $\Delta I_{part}$  risultante dal circuito senza  $R_S$  a fronte di una uguale variazione di  $k$ . Aumentando  $R_S$ , la pendenza della retta di carico diminuisce e quindi il valore di  $I_D$  varia sempre meno al variare dei parametri del transistor.



La presenza della resistenza  $R_S$  determina effettivamente una **retroazione** dello stadio alle variazioni dei parametri del MOSFET. In modo intuitivo, se il nuovo MOSFET presenta un  $k$  maggiore, la corrente  $I_D$ , a parità di  $V_{GS}$ , dovrebbe aumentare. Ma se la corrente  $I_D$  aumenta, anche la caduta di tensione ai capi della resistenza  $R_S$  aumenta. Dato che il potenziale  $V_G$  è fissato dal partitore, la tensione

$V_{GS}$  diminuisce, contrastando l'iniziale tendenza della corrente  $I_D$  ad aumentare. Essa quindi aumenta meno di quanto aumenterebbe se non ci fosse la resistenza  $R_S$  stabilizzandone il valore.

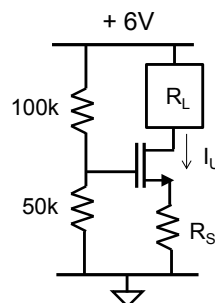
Se ci pensate anche la resistenza  $R$  dello specchio della Fig.4.3 fa questa cosa! Rispetto al generatore a specchio, il generatore della Fig.4.5b, che chiameremo "**generatore di corrente con resistenza di Source**", ha però lo svantaggio di una minore dinamica dell'uscita perché una parte della tensione di alimentazione è ora utilizzata ai capi di  $R_S$ . Inoltre il termine  $(1+g_m R_S)$  risulta in genere minore perché  $R$  è in genere minore dell'equivalente resistenza nel ramo di riferimento dello specchio, su cui può cadere più tensione. Ha viceversa il vantaggio di non richiedere l'uso di due transistori identici. Ed ha anche il vantaggio di fornire una ben maggiore resistenza di uscita al circuito, come vedremo nel §4.3

Notare che il generatore della Fig.4.5c sarebbe ancora più stabile di quello (b) grazie al  $G_{loop}$  più elevato dovuto all'alto valore di  $A_0$ .

**E 4.8**

Considerare il seguente generatore che utilizza un nMOSFET con  $k=100\text{mA/V}^2$  e  $V_T=0.4\text{V}$ .

- Dimensionare  $R_S$  per fare scorrere una corrente di  $10\text{mA}$ .
- Valutare il massimo valore che può assumere la resistenza di carico  $R_L$ .
- Calcolare la variazione della corrente del circuito qualora  $V_T$  variasse del 30%.



- $R_S \cong 128\Omega$ ;
- $R_{L|\max} = 440\Omega$ ;

c) Dalla Eq.(4.5) si ottiene 
$$\frac{\partial I_D}{\partial V_T} = 2k(V_G - I_D \cdot R_S - V_T) \left[ (-) \frac{\partial I_D}{\partial V_T} R_S - 1 \right]$$

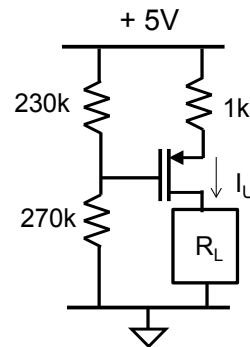
Da cui si ricava 
$$\frac{\partial I_D}{\partial V_T} (1 + g_m R_S) = \frac{-2k(V_G - I_D \cdot R_S - V_T)^2}{(V_G - I_D \cdot R_S - V_T)}$$

E quindi 
$$\frac{\partial I_D}{I_D} = - \frac{\partial V_T}{V_T} \frac{2V_T}{V_{OD}} \frac{1}{(1 + g_m R_S)}$$

Nel nostro caso  $I$  varierebbe del 8.3%, cioè di  $800\mu\text{A}$ .

**E 4.9**

- a) Calcolare la corrente generata dal seguente circuito utilizzando un PMOSFET con  $k=4\text{mA/V}^2$  e  $V_T=0.8\text{V}$ .  
 b) Riflettere sul criterio di scelta dei valori delle due resistenze del partitore.  
 c) Se alimentato con una batteria da 3000mAh, per quanto tempo potrebbe essere alimentato il circuito?  
 d) Calcolare la corrente generata qualora il transistor avesse un  $k=6\text{mA/V}^2$ , cioè del 50% più elevato, e verificare che vari meno rispetto al caso in cui  $R_S$  sia assente (a pari corrente portata).  
 e) Visualizzare sulle due curve transcaratteristiche i due punti di lavoro del generatore di corrente, evidenziandone la bontà nello stabilizzare la corrente fornita.



- a) Impostando il sistema di bilancio delle correnti nel nodo di Source:

$$\frac{5 - V_S}{1\text{k}} = I_D$$

$$k(V_S - 2.7 - 0.8)^2 = I_D$$

si ottengono due soluzioni di cui solo  $I_D=1\text{mA}$  è congruente con il circuito.

- b) Noto che scorre nel partitore una corrente circa 100 volte minore di  $I_U$ , contribuendo quindi poco al consumo di potenza dello stadio pur facilmente realizzabile tecnologicamente.  
 c) Poco meno di 3000 ore, equivalenti a poco meno di 125 giorni.

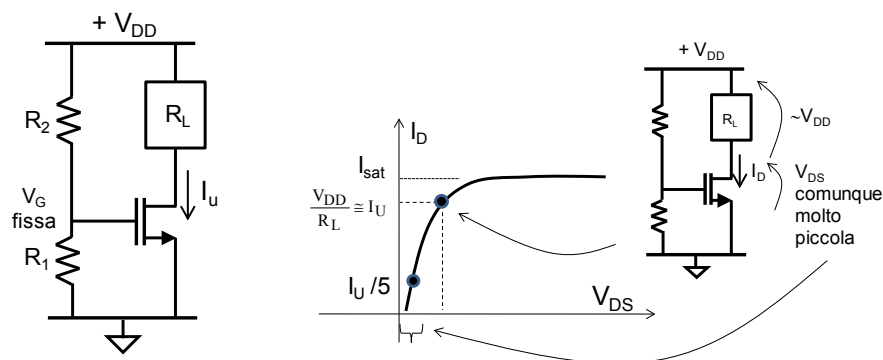
#### 4.2.4 Comportamento di un generatore fuori dinamica

Cosa succederebbe se la resistenza di carico  $R_L$  avesse un valore grande, tale da far uscire il transistoro dalla sua zona di saturazione ?

Con riferimento alla Fig.4.6, all'aumentare di  $R_L$ ,  $V_D$  diminuisce fino a portare il transistoro in zona ohmica ed a rendere non più valida la (4.1). Tuttavia possiamo ancora stimare la corrente notando che ora la tensione del Drain è così bassa da essere poco diversa da quella del Source. Poiché in questo esempio quest'ultima è ancorata a massa, la tensione ai capi della resistenza di carico  $R_L$  è sostanzialmente pari a poco meno di  $V_{DD}$ . La corrente necessariamente circolante sarà quindi limitata a :

$$I_U \cong \frac{V_{DD}}{R_L} \quad (4.7)$$

La corrente fornita dal generatore avrà un valore necessariamente minore di quello di saturazione e dipenderà direttamente dal valore di  $R_L$  e dal valore dell'alimentazione del circuito: una resistenza  $R_L$  cinque volte più grande riceverebbe una corrente cinque volte più piccola. Guardando la zona ohmica della curva caratteristica del transistoro, riportata a destra nella Fig.4.6, i punti di lavoro nelle due situazioni descritte differiscono di un fattore 5 sull'asse delle correnti ma di pochissimo sull'asse della tensione  $V_{DS}$ , facendo conservare di validità la (4.7).



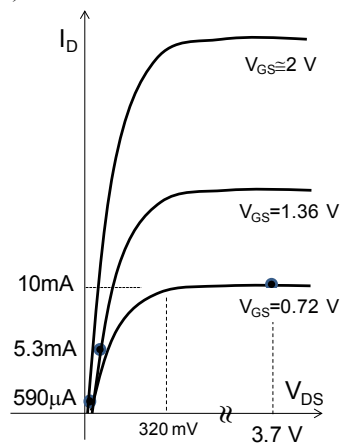
**Fig. 4.6** Correnti portate dal transistoro quando funzionante in zona ohmica.



**E 4.10** Calcolare la corrente fornita al carico  $R_L$  dal generatore dell'esercizio E4.8 quando:

- $R_L=100\Omega$
- $R_L=1k\Omega$
- $R_L=10k\Omega$
- Disegnare il punto di lavoro del transistor nelle tre situazioni.

- 10mA;
- $\sim 5.3\text{mA}$ ;
- $\sim 590\mu\text{A}$ ;
- 



#### 4.2.5 Impedenza di uscita con transistori ideali

Quando si parla di impedenza in un circuito elettronico si intende sempre "impedenza dinamica", o "impedenza su segnale".

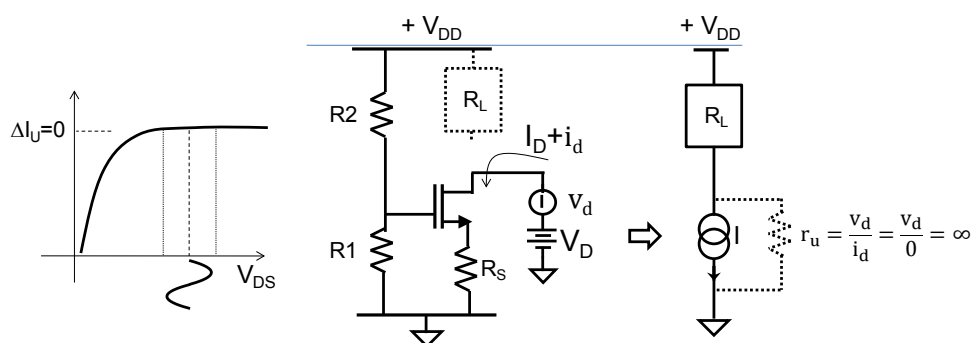
Pertanto, per calcolare il valore dell'impedenza di uscita di un generatore di corrente si sonda il punto di uscita (il Drain del MOSFET) con un *segnale* di tensione e si registra il corrispondente *segnale* di corrente, come mostrato nella Fig.4.7: il rapporto tra i due valori fornisce proprio la resistenza mostrata su segnale da quel punto, in questo caso la resistenza di uscita del generatore di corrente. Nel fare questo conto si ipotizza che la polarizzazione del circuito sia sempre presente ed invariata.

Poiché le curve caratteristiche di un MOSFET ideale sono orizzontali nella zona di saturazione, la variazione di corrente al Drain corrispondente ad una variazione di tensione al Drain sarà nulla, confermando una resistenza di uscita del generatore infinita:  $r_U = \infty$ .

Questo risultato è indipendente dalla presenza o meno sul Source di una resistenza  $R_S$ :

***fintanto che si utilizzano transistori ideali ( $V_A = \infty$ , cioè  $r_0 = \infty$ ), la resistenza dinamica di uscita dei generatori visti fino ad ora è infinita:  $r_U = \infty$ .***

I generatori di corrente fin qui visti sono quindi **ideali**, cioè riescono a fornire al carico tutta la corrente generata al loro interno.



**Fig. 4.7** Schema di calcolo della resistenza di uscita di un generatore di corrente.

### NOTE AVANZATE di PROGETTO (1)

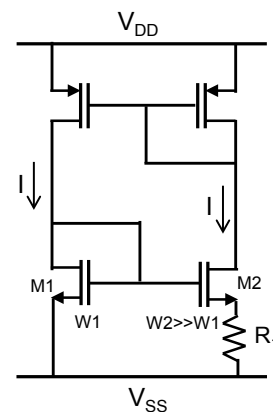
I generatori di corrente visti fino ad ora sono vincolati ad una tensione di alimentazione: se questa cambia, cambia anche la corrente prodotta !

Questo vuole anche dire che se la tensione di alimentazione fosse disturbata o rumorosa, lo sarebbe anche la corrente prodotta.

#### ***Come fare un generatore di corrente indipendente dalla tensione di alimentazione ?***

Ci sono tanti modi. Uno è mostrato qui accanto. Lo specchio sopra serve solo per obbligare i due transistori sotto a portare la stessa corrente. I due transistori sotto hanno invece diversa  $W$ . M2 ha  $W$  molto maggiore di M1, per cui porta la stessa corrente con una  $V_{OD}$  minore, lasciando un po' di tensione ai capi di  $R_1$ . La scelta di  $R_1$  definisce quanta corrente effettivamente circolerà, secondo le seguenti equazioni:

$$\begin{cases} I = k_1(V_{GS1} - V_T)^2 \\ I = k_2(V_{GS2} - V_T)^2 \\ I = \frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{R_1} \end{cases}$$



Ricavando  $V_{GS1}$  e  $V_{GS2}$  dalle prime due ed inserendole nella terza, si ottiene

$$I = \frac{1}{R_1} \left[ \sqrt{I} \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{k_1}} - \frac{1}{\sqrt{k_2}} \right) \right]$$

Da cui si ottengono le due soluzioni :  $I = 0$        $I = \frac{\left( \frac{1}{\sqrt{k_1}} - \frac{1}{\sqrt{k_2}} \right)^2}{R_1^2}$

Ad esempio, se  $k_1 = 1 \text{ mA/V}^2$  e  $k_2 = 9k_1$ , scelta  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  si ottiene una  $I = 444 \mu\text{A}$ , valore indipendente dalla tensione di alimentazione ( $V_{DD}$  e  $V_{SS}$ ) del circuito. Se avessi bisogno di questa corrente altrove, non faccio che prenderla con un altro transistor collegato a specchio con questi.

*Trovate voi il minimo valore di tensione di alimentazione ( $V_{DD} - V_{SS}$ ) che permetta al circuito di funzionare in base al valore di  $V_T$  dei MOSFET.*

### 4.3 GENERATORI DI CORRENTE con MOSFET REALI

Poiché i MOSFET reali presentano curve caratteristiche non piatte, come visto nel §3.3.8, la corrente effettivamente inviata ad un carico non dipende solamente dal comando  $V_{GS}$  ma anche dal valore della tensione  $V_{DS}$ . Questa a sua volta dipende dal carico da pilotare, e perciò allontana i generatori dalla idealità di comportamento fino ad ora apprezzata.

La Fig.4.8 visualizza questa situazione nel caso di generatore con  $V_{GS}$  fissata. In questo caso è definita la curva caratteristica la cui pendenza definisce univocamente la resistenza finita  $r_0$ :

$$r_0 \cong \frac{V_A}{k(V_{GS} - V_T)^2} \quad (4.8)$$

Dalla relazione (3.15), come pure dalla Fig.4.8, si evince infatti che bisogna utilizzare il valore di corrente ideale  $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$  che corrisponde all'intercetta sull'asse delle ordinate del prolungamento della curva stessa. La resistenza  $r_0$  è equivalente alla resistenza Norton del generatore poiché modifica il valore della corrente circolante proprio in base alla tensione ai suoi capi.

#### 4.3.1 Calcolo della corrente prodotta

Con riferimento alla Fig.4.8, è facile calcolare la corrente  $I_U$  effettivamente fornita al carico  $R_L$  in questa nuova condizione come bilancio al nodo di uscita:

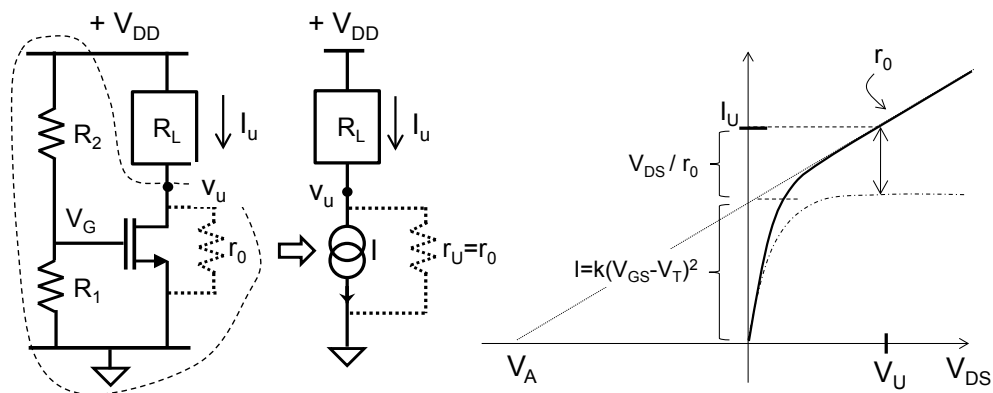


Fig. 4.8 Generatore di corrente utilizzando un MOSFET reale avente  $r_0$  finita.

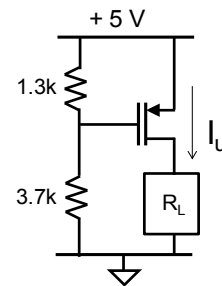
$$\begin{cases} k(V_{GS} - V_T)^2 + \frac{V_U}{r_0} = I_U \\ \frac{V_{DD} - V_U}{R_L} = I_U \end{cases}$$

La presenza di  $r_0$  peggiora purtroppo le prestazioni del generatore di corrente, modificando la corrente fornita  $I_U$  in base al carico alimentato e variando con esso: se aumentiamo il carico  $R_L$  la corrente  $I_U$  diminuisce.

Chiediamoci ora se il generatore di corrente a specchio e quello degenerato che abbiamo visto essere superiori a quello a partitore resistivo nel contrastare gli effetti di variazione di  $k$  o di  $V_T$ , siano migliori anche quando il transistor ha una  $r_0$  finita.

**E 4.11**

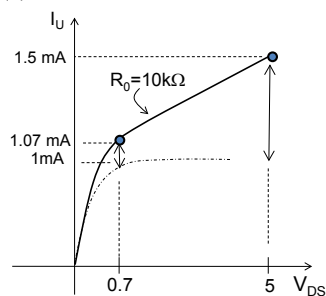
- Calcolare la corrente fornita dal generatore utilizzando un MOSFET con  $k=4\text{mA/V}^2$ ,  $V_T=0.8\text{V}$  e  $V_A=10\text{V}$  quando il carico è  $R_L=4\text{k}\Omega$ .
- Calcolare la corrente quando invece  $R_L=1\Omega$ .
- Rappresentare graficamente sulla curva caratteristica le due situazioni di lavoro appena calcolate, cioè i due punti di lavoro.



(a)  $I_U=1.07\text{mA}$ .

(b)  $I_U=1.5\text{mA}$

(c)



### 4.3.2 Generatori a specchio di corrente

L'uso di transistori “reali” ( $r_0$  finita) nei generatori a specchio porta innanzitutto ad una *variazione della corrente nel ramo di riferimento*. Con l'aiuto della Fig.4.9, essa è calcolabile risolvendo le equazioni di bilancio di correnti al nodo di Drain/Gate:

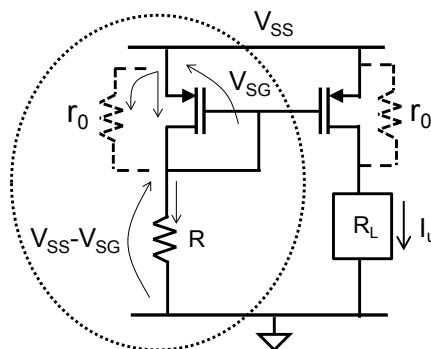
$$\begin{cases} k(V_{SG} - V_T)^2 + \frac{V_{SG}}{r_0} = \frac{V_{SS} - V_{SG}}{R} \\ r_0 = \frac{V_A}{k(V_{SG} - V_T)^2} \end{cases} \quad (4.9)$$

Il legame tra  $r_0$  e  $V_{SG}=(V_{SS}-V_G)$ , inserito nella prima equazione, darebbe una equazione di 3° grado, difficile da risolvere.

E' utile pertanto imparare a risolvere il sistema in modo disaccoppiato : non conoscendo inizialmente il valore di  $V_{SG}$ , scelgo arbitrariamente un valore di  $r_0$  (è prassi prendere il valore iniziale  $r_0=\infty$ ) con cui risolvere la prima equazione. Trovo così una prima ipotesi di valore di  $V_{SG}$  da inserire ora nella seconda equazione di (4.9) con cui calcolare un corrispondente  $r_0$ . A questo punto si riapplica la prima delle (4.9) con questo valore di  $r_0$  e si ricalcola il nuovo valore di  $V_{SG}$ . Si ripete il calcolo altre volte fino a pervenire al risultato finale con la voluta precisione, cioè fino a quando la differenza nei risultati tra un ciclo ed il successivo sia ritenuto trascurabile.

Questo modo di procedere per passi successivi è indicato come “*metodo iterativo*”.

Trovato il valore della tensione al Gate del ramo di riferimento, esso coinciderà con quello del transistor di destra. Quest'ultimo si trova quindi in una situazione



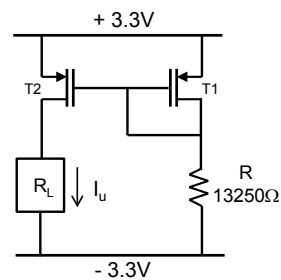
**Fig. 4.9** Generatore di corrente a specchio utilizzando MOSFET reali ( $r_0$  finita). Nel tratteggio è evidenziato il ramo di riferimento.

identica a quella del transistor di destra del generatore a partitore resistivo della Fig.4.8:  $V_{SG}$  è fissata (per cui è fissata la corrente "ideale" in essa circolante),  $r_0$  è fissata ed ora si tratta solo di fare il bilancio di corrente al nodo di Drain.

Quindi la corrente circolante dipenderebbe da  $r_0$  e dal carico  $R_L$  come in una semplice architettura a partitore resistivo. Ma permarrebbero i vantaggi di minore sensibilità rispetto alle variazioni di  $k$  e/o di  $V_T$  dei due transistori grazie alla retroazione intrinseca nel ramo di riferimento, esplicitata dalla (4.9).

**E 4.12**

- a) Calcolare la corrente  $I_U$  fornita ad un carico  $R_L=10\Omega$  dal seguente generatore a specchio realizzato con MOSFET aventi  $k=1.6mA/V^2$ ,  $V_T=0.8V$  e  $V_A=6V$ .
- b) Calcolare  $I_U$  quando  $R_L=3k\Omega$  e commentarne il risultato.



Concentriamoci innanzitutto sul ramo di destra. Per risolvere analiticamente il problema basterebbe esprimere il bilancio di correnti al nodo di Drain:

$$\begin{cases} k(V_{SG} - V_T)^2 + \frac{V_{SG}}{r_0} = \frac{6.6V - V_{SG}}{13250} \\ r_0 = \frac{V_A}{k(V_{SG} - V_T)^2} \end{cases}$$

Scegliamo un valore di  $r_0$  nella seconda con cui risolvere la prima e poi aggiorniamone il valore di nuovo con la seconda ("metodo iterativo"). Se il MOSFET avesse  $V_A=\infty$  la tensione al Gate sarebbe  $V_G=2V$  ( $V_{od}=0.5V$ ) e la corrente  $I=k(V_{od})^2=400\mu A$ . Un transistor reale con questa  $V_{SG}$  avrebbe  $r_0=V_A/400\mu A=15k\Omega$ .

Risolviamo quindi di nuovo la prima equazione con il nuovo valore di  $r_0$  stimato sopra ( $r_0=15k\Omega$ ): si ottiene  $V_{SG}=1.245V$  ( $V_{od}=0.445V$ ). Ad esso corrisponderebbe una corrente ideale (con  $V_A=\infty$ ) di  $317\mu A$  e quindi una nuova stima di  $r_0=18.9k\Omega$ . Si può quindi risolvere di nuovo l'equazione con questo nuovo valore di  $r_0$  ed iterare la procedura fino a quando le modifiche da apportare ad ogni ciclo siano ritenute ininfluenti. In questo caso si verifica che con il valore  $V_{SG}=1.25V$  ( $V_{od}=0.45V$ ) si ha  $r_0=18.5k\Omega$  e si è sufficientemente vicini al valore corretto di bilancio:

$$324\mu A + \frac{1.25V}{18500\Omega} = \frac{6.6V - 1.25V}{13250} \quad 324\mu A + 68\mu A \cong 404\mu A \quad \text{OK!}$$

Il transistor T2 avrà la stessa  $V_{SG}=1.25V$ , la stessa  $r_0=18.5k\Omega$  e la corrente portata effettivamente dipenderà dalla tensione del suo Drain. Con un carico così piccolo, la  $V_D$  sarà prossima a  $-3.3V$ . La corrente in uscita sarà quindi

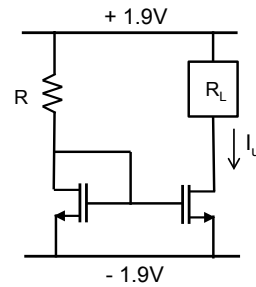
$$I_U \cong 324\mu A + \frac{6.6V}{18500\Omega} = 680\mu A$$

La corrente è ben diversa dalla corrente di  $404\mu A$  portata dal ramo di riferimento dello specchio (difficile continuare a chiamarlo specchio!). Notare che se  $R_L=3k\Omega$ ,  $I_U=560\mu A$  confermando che il generatore a specchio è tanto scarso quanto quello a partitore resistivo nel compensare le variazioni di carico  $R_L$ .

**E 4.13**

Supponendo che i MOSFET del circuito della figura accanto abbiano  $V_T=0.6V$ ,  $k=\frac{1}{2}\mu C_{ox}W/L=400\mu A/V^2$  e  $V_A=3V$ ,

- Dimensionare  $R$  affinché in essa scorra una corrente di  $100\mu A$ .
- Calcolare quale corrente effettivamente raggiunge il carico nei due casi di (Find the effective value of the current reaching the load of)  $R_L=10\Omega$  ed  $R_L=33k\Omega$ .



- Se  $V_A=\infty$ , per avere  $I_D=100\mu A$  dovrà essere  $V_{GS}=1.1V$ . In questa situazione  $r_0\cong 30k\Omega$ . Imposto quindi il sistema seguente:

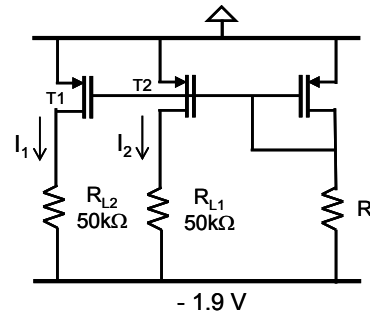
$$\begin{cases} \frac{3.8 - V_{GS}}{R} = 100\mu A \\ k(V_{GS} - 0.6)^2 + \frac{V_{GS}}{r_0} = 100\mu A \end{cases}$$

la cui soluzione è  $V_{GS}=1V$ . Con questo valore si ottiene una nuova stima di  $r_0=45k\Omega$ . Reinserito questo valore nel sistema si ottiene la nuova stima di  $V_{GS}=1.04V$ . Da questa si ricava il corrispondente  $r_0=39k\Omega$ . Ci si può fermare qui o fare un'altra iterazione trovando  $V_{GS}=1.03V$  e quindi  $R\cong 27.7k\Omega$ .

- Per  $R_L=10\Omega$  si ottiene  $I\cong 170\mu A$ ; per  $R_L=33k\Omega$  si ottiene  $I\cong 93\mu A$ . Questi due valori così differenti evidenziano quanto "brutto" sia questo generatore di corrente, poiché varia significativamente la corrente fornita al variare del carico  $R_L$ .



**E 4.14** Progettare un generatore di corrente che fornisca  $10\mu A$  a 2 carichi uguali di  $50k\Omega$ , utilizzando MOSFET con  $k=10\mu A/V^2$ ,  $V_T=0.6V$  e  $V_A=3V$ .  
 a) calcolare il valore di  $R$ ;  
 b) stimare la variazione della corrente fornita ai carichi dovuta ad una variazione del 5% del valore di  $k$  di tutti i transistori;  
 c) calcolare la corrente fornita a  $R_{L1}$  dal generatore quando  $R_{L1}=10\Omega$   
 d) calcolare le ripercussioni sulla  $I_1$ .



- a) Prendiamo il transistor T1. Dovrà essere verificata la seguente espressione di bilancio:

$$k(V_{SG} - V_T)^2 + \frac{1.4V}{r_0} = 10\mu A$$

Come valore di primo tentativo di  $r_0$  prendiamo quello che si avrebbe con  $10\mu A$  di corrente ( $r_0=3V/10\mu A=300k\Omega$ ). Svolgendo i calcoli si otterrebbe  $V_{SG}=1.33V$ . In questo caso la  $r_0$  sarebbe pari a  $r_0=563k\Omega$ , che reinserito nell'equazione darebbe  $V_{SG}=1.47V$ . Questo a sua volta darebbe  $r_0=400k\Omega$  e quindi  $V_{SG}=1.4V$ . Se decido di fermarmi qui (perché gli scostamenti tra una soluzione e la successiva si stanno riducendo :  $1.6V-1.33V-1.47V-1.4V$  e considero ormai ininfluenti ulteriori variazioni) trovo che il ramo di destra ha  $V_D=-1.4V$ . Il bilancio nel ramo di destra impone che  $R=50k\Omega$ , valore accidentalmente simile a  $R_{L2}$  e  $R_{L1}$ .

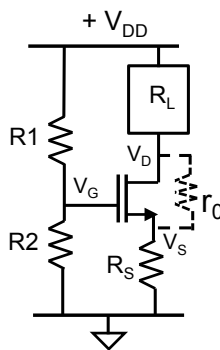
### 4.3.2 Generatori con resistenza di Source

Diversa è la situazione nel generatore di corrente con la resistenza di degenerazione (Fig.4.10). Fissata la tensione di Gate, la corrente è ricavata risolvendo il sistema ottenuto facendo i bilanci di corrente ai nodi del circuito in cui le incognite sono  $V_S$ ,  $V_D$ ,  $I$  e  $r_0$ .

$$\begin{cases} \frac{V_{DD}-V_D}{R_L} = I \\ k(V_G - V_S - V_T)^2 + \frac{V_D-V_S}{r_0} = I \\ \frac{V_S}{R_S} = I \\ r_0 = \frac{V_A}{k(V_G-V_S-V_T)^2} \end{cases} \quad (4.10)$$

Infatti anche  $r_0$  è incognito, dipendendo anch'esso da  $V_{GS}$  non ancora noto.

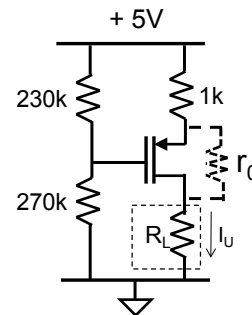
Anche in questo caso la via analitica è complessa dovendo risolvere una equazione di 3° grado. In alternativa, come abbiamo visto nell'esercizio E4.12, si può pensare di risolvere il problema iterativamente disaccoppiando la quarta equazione dalle prime tre, assegnando ad  $r_0$  un valore di "primo tentativo" con il quale risolvere il sistema di 3 equazioni nelle 3 incognite  $V_D$ ,  $V_S$  e  $I$ . Trovata la soluzione  $V_{GS}$ , si calcola il nuovo valore di  $r_0$  e lo si introduce nel sistema di 3 equazioni come "nuovo tentativo". Si continua ad iterare in questo modo fino a quando i nuovi risultati differiscono di poco rispetto ai precedenti. Come valore di  $r_0$  iniziale si può pensare di scegliere  $r_0 = \infty$ .



**Fig. 4.10** Generatore di corrente utilizzando un MOSFET reale avente  $r_0$  finita con resistenza di degenerazione per stabilizzare la corrente in uscita al variare del carico  $R_L$ .

**E 4.15** Considerare il generatore utilizzando un pMOSFET caratterizzato da  $k=4\text{mA/V}^2$ ,  $V_T=0.8\text{V}$  e  $V_A=10\text{V}$  mostrato nella figura accanto.

- a) Calcolare la corrente erogata ad una resistenza  $R_L=1\Omega$ .  
b) Calcolare la corrente erogata ad una resistenza  $R_L=2.7\text{k}\Omega$ .

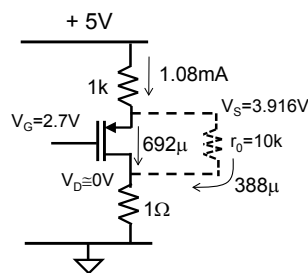


Se  $V_A=\infty$  ( $r_0=\infty$ ), si otterrebbe  $V_{SG}=1.3\text{V}$  e  $I=1\text{mA}$ . Questa corrente sarebbe indipendente dal valore del carico  $R_L$ .

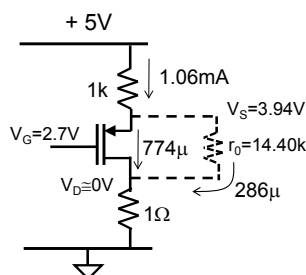
- (a) Se  $V_A=10\text{V}$ , la corrente circolante sarà funzione del valore di  $V_D$  e quindi devo impostare il seguente sistema di bilancio delle correnti nel ramo di destra:

$$\begin{cases} \frac{5 - V_S}{1k} = I \\ k(V_S - 2.7 - 0.8)^2 + \frac{V_S - V_D}{r_0} = I \\ \frac{V_D}{R_L} = I \\ r_0 = \frac{V_A}{k(V_S - 2.7 - 0.8)^2} \end{cases}$$

Alleniamoci a risolvere il sistema iterativamente. Come valore di primo tentativo scelgo  $r_0=10\text{k}\Omega$ , ricavato dalla  $V_{SG}=1.3\text{V}$  ottenuta prima con  $V_A=\infty$ . Risolvendo il sistema (attenzione a tenere qualche cifra significativa) si ottiene  $V_S=3.916$ , da cui  $V_{SG}=1.216\text{V}$  e  $I_u=1.08\text{mA}$ . Tale situazione è rappresentata nella figura seguente:



Ma se il MOSFET avesse  $V_{SG}=1.216\text{V}$  allora dovrebbe avere  $r_0 \approx 14.4\text{k}\Omega$ . Ripartendo nel conto con il nuovo valore di  $r_0$  si otterrebbe  $V_S=3.94$ , da cui  $V_{SG}=1.24\text{V}$  e  $I_u=1.06\text{mA}$ . Tale situazione è rappresentata nel seguente schema:



Potremmo ripetere una terza volta il conto con  $r_o = 12.9k\Omega$  ottenendo  $V_S = 3.93V$  e  $I = 1.07mA$ . Poiché la corrente al carico è variata di poco (circa 1%, valore pari alle imprecisioni delle resistenze, e quindi inutile fare meglio!) rispetto alla precedente iterazione, mi considero soddisfatto e termino qui dicendo che con un carico da  $1\Omega$  la corrente portata dal generatore è di  $1.07mA$ .

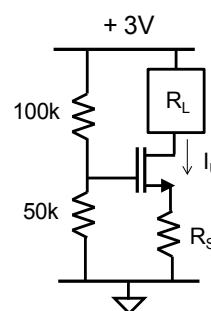
(b) Risolvo il sistema precedente con  $R_L = 2.7k\Omega$ . Al primo tentativo uso sempre  $r_o = 10k\Omega$ . Ottengo  $V_S = 3.977$ , da cui  $V_{SG} = 1.277V$  e  $I_u = 1.02mA$ . Ma se il MOSFET avesse  $V_{SG} = 1.277V$  allora dovrebbe avere  $r_o = 11k\Omega$ . Ripartendo nel conto con il nuovo valore di  $r_o$  si ottiene  $V_S = 3.98$ , da cui  $V_{SG} = 1.28V$  e  $I_u = 1.02mA$ .

Concludo osservando che pur variando tantissimo la resistenza di carico, la corrente portata dal generatore rimane sostanzialmente uguale, modificandosi di meno del 3% !

**E 4.16**

Considerare il generatore utilizzando un MOSFET a canale  $n$  ad arricchimento ( $k = 25mA/V^2$ ,  $V_T = 0.5V$ ,  $V_A = 30V$ ) mostrato nella figura.

- Dimensionare  $R_S$  per fare scorrere una corrente di  $1mA$  ad un carico  $R_L$  di  $4\Omega$ .
- Tenendo la  $R_S$  appena trovata, valutare la massima resistenza di carico alimentabile.



Come evidenziato nell'esercizio E4.15 l'architettura del generatore della Fig.4.10 è molto robusta alle variazioni del carico  $R_L$ . Infatti supponendo ad esempio che  $R_L$  diminuisca,  $V_D$  dovrà salire in tensione provocando un aumento della tensione ai capi di  $r_o$ , che a sua volta farebbe aumentare la corrente in  $R_L$ . Ma così aumenterebbe anche la corrente in  $R_S$ , spostando  $V_S$  in alto e riducendo la corrente primaria nel MOSFET, e quindi anche la corrente totale in  $R_L$ , controbilanciandone l'iniziale aumento. La corrente in uscita dal generatore tende quindi a rimanere quasi costante nonostante le variazioni del carico, e questo è molto positivo.

#### 4.3.4 Impedenza di uscita con transistori reali.

La grandezza che quantifica l'insensibilità del generatore alle variazioni del carico è l'impedenza di uscita del generatore stesso. Il suo valore è importante che sia il più alto possibile, in modo che sia massima la frazione di corrente fornibile dal generatore che scorra effettivamente nel carico e che questa sia insensibile alle variazioni del carico. E' importante quindi saperla calcolare.

Abbiamo visto come questo calcolo sia semplice nel caso di un generatore a MOSFET con il Source direttamente collegato ad una alimentazione, come nel circuito della Fig.4.8 o dello specchio di Fig.4.9, in cui la resistenza di uscita  $r_U$  coincide con  $r_0$ .

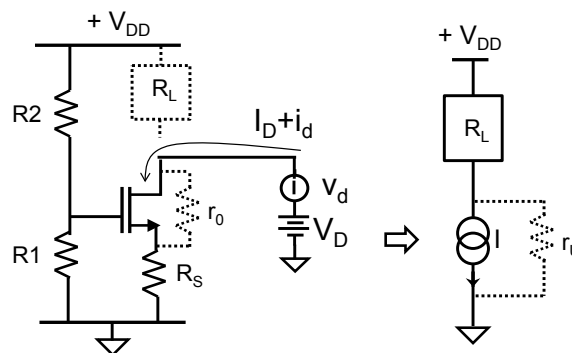
Nel caso invece di un generatore con la resistenza di degenerazione sul Source (Fig.4.11), il calcolo della resistenza di uscita su segnale (che quindi sottintende una linearizzazione del problema) richiede l'impostazione del seguente bilancio,:

$$\begin{cases} \frac{v_d - v_s}{r_0} + (0 - v_s) \cdot g_m = i_d \\ \frac{v_s}{R_S} = i_d \end{cases}$$

Esso porta alla seguente soluzione :

$$r_U = \frac{v_d}{i_d} = r_0 \cdot (1 + g_m R_S) + R_S \quad (4.11)$$

L'impedenza di uscita di un generatore di corrente con resistenza di degenerazione



**Fig. 4.11** Schema circuitale per il calcolo della resistenza di uscita del generatore di corrente reale ( $r_0$ ) con resistenza  $R_S$  al Source.

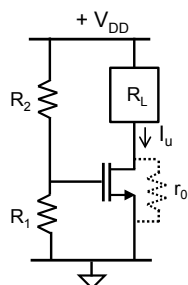
è quindi maggiore della semplice  $r_0$  almeno di un fattore  $(1+g_m R_S)$ , spesso in modo sufficiente per rendere la sua impedenza molto più elevata (e quindi trascurabile) rispetto a  $R_L$  !

Questo è molto positivo perché rende il generatore più performante.

L'architettura con resistenza di degenerazione è quindi molto interessante. Un suo difetto è che la tensione ai capi del carico ha una dinamica di valori possibili minore delle altre architetture a causa della caduta di tensione su  $R_S$ , proprio pari a  $V_S = I R_S$ . Questo aspetto diventa particolarmente limitante quando l'alimentazione è di basso valore, ad esempio quando  $V_{DD} < 1V$ .

---

### Confronto tra architetture di GENERATORI DI CORRENTE

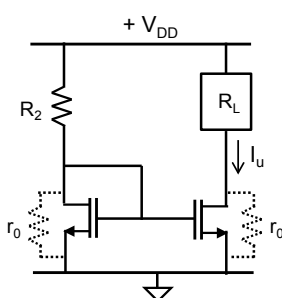


- Bassa resistenza di uscita, pari a  $r_0$  del transistore utilizzato (meglio usare L grandi)
- Corrente  $I_u$  al carico molto dipendente dal carico stesso
- Molto sensibile alle caratteristiche del transistore ( $V_T$ ,  $k$ ,  $r_0$ ) ed all'ambiente (T):

$$\frac{\partial I_U}{I_U} \approx \frac{\partial k}{k}$$

$$\frac{\partial I_U}{I_U} \approx -2 \frac{V_T}{(V_{GS} - V_T)} \frac{\partial V_T}{V_T}$$

- Massima dinamica di tensione ai capi del carico

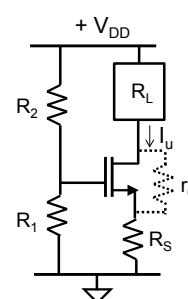


In un circuito integrato, in cui i due MOSFET siano considerabili identici:

- Bassa resistenza di uscita, pari a  $r_0$  del transistore utilizzato (meglio usare L grandi)
- Corrente  $I_u$  al carico molto dipendente dal carico stesso
- Massima dinamica di tensione ai capi del carico
- Poco sensibile alle caratteristiche del transistore ( $V_T$ ,  $k$ ) ed all'ambiente (T):

$$\frac{\partial I_D}{I_D} \approx \frac{1}{(1 + g_m R)} \cdot \frac{\partial k}{k}$$

$$\frac{\partial I_U}{I_U} \approx -2 \frac{V_T}{(V_{GS} - V_T)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R)} \cdot \frac{\partial V_T}{V_T}$$



- Resistenza di uscita molto elevata

$$r_U = \frac{V_d}{i_d} = r_0 \cdot (1 + g_m R_S) + R_S$$

- Corrente  $I_u$  al carico poco dipendente dal carico stesso
- Minore dinamica di tensione ai capi del carico
- Poco sensibile alle caratteristiche del transistore ( $V_T$ ,  $k$ ) ed all'ambiente (T):

$$\frac{\partial I_D}{I_D} \approx \frac{1}{(1 + g_m R)} \cdot \frac{\partial k}{k}$$

$$\frac{\partial I_U}{I_U} \approx -2 \frac{V_T}{(V_{GS} - V_T)} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R)} \cdot \frac{\partial V_T}{V_T}$$

## NOTE AVANZATE di PROGETTO (2)

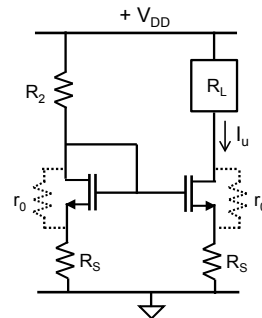
### *Come realizzare uno specchio di corrente con alta resistenza di uscita ?*

Per quanto visto fino ad ora, per aumentare la resistenza di uscita di un generatore si deve :

- i) scegliere un transistor con  $L$  grande in modo che la sua  $r_0$  sia grande;
- ii) aggiungere una resistenza di "degenerazione" sul Source.

Entrambe queste accortezze possono essere messe in pratica in uno specchio di corrente, nel modo ad esempio mostrato qui accanto aggiungendo una uguale resistenza  $R_S$  al Source di entrambi i MOSFET.

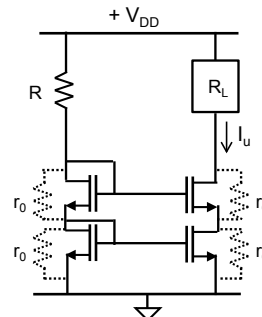
Attenzione ! Più  $R_S$  è grande e più viene limitata la dinamica di uscita, cioè la tensione a disposizione del carico  $R_L$ .



*Sviluppi ulteriori ? Come avere una  $R_S$  grande che non usi troppa tensione ?*

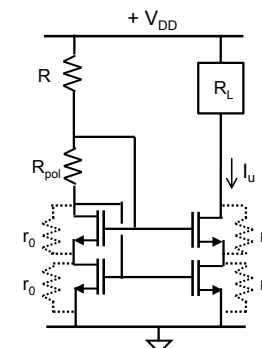
Perché non pensare di utilizzare proprio una  $r_0$  come resistenza di "degenerazione" al posto di  $R_S$  !

Essa infatti può essere di valore elevato senza "occupare" troppa tensione ai suoi capi. Qui di fianco è mostrata una proposta: poiché uno specchio va sempre fatto bilanciato, bisogna aggiungere il MOSFET su entrambi i rami.



*Sviluppi ulteriori ? Come ri-guadagnare dinamica di uscita ?*

Quale pensi sia il vantaggio di collegare lo specchio come nello schema qui a fianco rispetto a quello appena visto? Sappi che questa soluzione è quella effettivamente preferita dai progettisti di circuiti integrati. Perché ?



Con che criterio sceglieresti  $R_{pol}$  ?



#### 4.4 GENERATORI DI CORRENTE A BJT

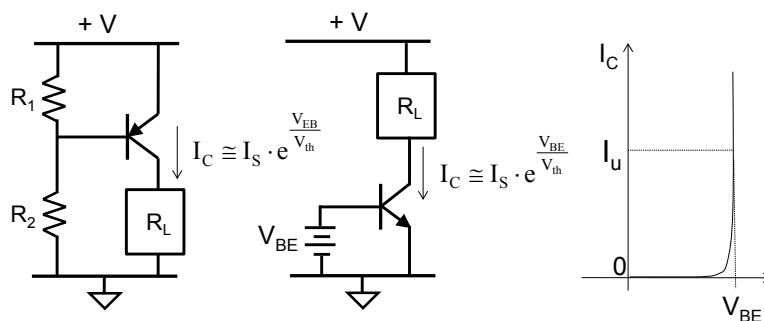
Ricordando il principio di funzionamento del transistor bipolare e la sua relazione caratteristica tra il comando  $V_{BE}$  e la corrente  $I_C$  prodotta :

$$I_C \cong I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_{th}}} \quad (4.12)$$

si sarebbe indotti a realizzare un generatore di corrente fissando direttamente la tensione  $V_{BE}$  per ottenere la desiderata  $I_C$  da mandare su di un carico  $R_L$ , come nella Fig.4.12. Questa modalità di collegamento ha però diversi svantaggi:

- la corrente di collettore dipenderebbe direttamente dalla corrente di saturazione inversa  $I_S$  del BJT, la quale è molto variabile da lotto a lotto anche di 2 o 3 ordini di grandezza. Ciò non renderebbe possibile né prevedere con precisione il valore di  $I_C$  né tantomeno confidare che circuiti nominalmente uguali portino effettivamente tutti la stessa corrente;
- data la relazione esponenziale tra  $V_{BE}$  e  $I_C$ , piccole imprecisioni sulla  $V_{BE}$  determinerebbero ampie variazioni di  $I_C$ , per cui non si conoscerebbe mai con precisione l'effettiva corrente di Collettore, vale a dire l'effettiva corrente di uscita del generatore di corrente.

Pertanto **un BJT non dovrebbe mai essere "polarizzato" di tensione**, cioè avere il suo punto di lavoro vincolato da una tensione  $V_{BE}$  fissa. Anche dal grafico della Fig.4.12 si percepisce come, data la ripidità della curva esponenziale, sia impossibile fissare  $I_C$  ad un valore prestabilito fissando  $V_{BE}$ .



**Fig. 4.12** Esempi di controllo in tensione di un BJT. Questo tipo di collegamento va evitato perché non produce una corrente di collettore precisa e riproducibile.

Meglio progettare il generatore di corrente in modo che sia **fissata la corrente di Base,  $I_B$** , da cui  $I_C$  dipende solo linearmente attraverso  $\beta$ :

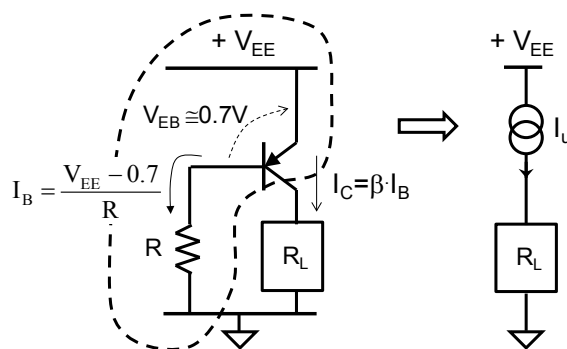
$$I_C = \beta I_B \quad (4.13)$$

Questo è il caso del generatore di corrente della Fig.4.13. Per calcolare le correnti e le tensioni in questo circuito, ed in generale in tutti i circuiti che contengono un BJT, conviene attenersi alla seguente semplice regola pratica:

*si suppone a priori che il dispositivo sia polarizzato in zona attiva diretta e che abbia la "giusta" dimensione in modo che, attraversato dalla corrente di progetto, la tensione tra Base ed Elettore assuma un valore pari a  $V_{BE} \approx 0.7V$ .*

Questa assunzione consente in genere di ricavare tutte le correnti e le tensioni nel circuito. Alla fine si verifica che questa assunzione non abbia generato qualche incongruenza (per esempio che la giunzione base-collettore sia in diretta) e all'atto della realizzazione effettiva del circuito si porrà attenzione a scegliere le dimensioni giuste del transistor.

Anche il  $\beta$  del transistor è un parametro variabile che dipende dai processi di fabbricazione (drogaggi di emettitore e di base, dimensioni delle zone di emettitore e di base, che possono variare da dispositivo a dispositivo dello stesso tipo) ed anche dalla temperatura ( $n_i$ ,  $V_{th}$ ). Nella pratica accade facilmente che la variabilità di  $\beta$  tra transistori diversi realizzati con lo stesso processo tecnologico in tempi diversi o in fabbriche diverse raggiunga anche il 50%, mentre all'interno di uno stesso chip la variabilità è contenuta in pochi %.



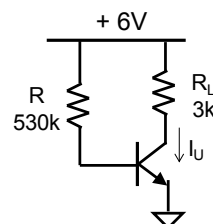
**Fig. 4.13** *Generatore di corrente in cui i collegamenti al BJT fissano la corrente di base e, tramite il suo valore di  $\beta$ , la corrente di collettore. Questo tipo di collegamento è sicuramente migliore di quello in Fig.4.12 perché la variabilità di  $\beta$  è molto minore di quella di  $I_S$ .*

**E 4.17**

(a) - Calcolare il valore della corrente fornita al carico dal generatore di corrente accanto, il cui transistor bipolare ha un  $\beta$  nominale pari a 100 e  $V_A = \infty$ .

(b) - Calcolare la variazione della corrente di Collettore al variare del valore del  $\beta$  del transistor dal valore nominale ad un nuovo valore pari a 150 e ad un nuovo valore pari a 50, equivalenti ad una variazione del  $\beta$  di  $\pm 50\%$ .

(c) - Calcolare il massimo valore di  $\beta$  oltre cui il circuito non funzionerebbe più come generatore di corrente ideale.



(a) - Supponendo che il transistor funzioni nella zona attiva diretta e che sia scelta la dimensione giusta, la tensione  $V_{BE}$  sarà pari circa a 0.7V. La corrente di Base è quindi  $I_B \approx 5.3V/R = 10\mu A$  e la corrente in uscita dal generatore  $I_C = \beta I_B = 1mA$ . Poiché il potenziale del Collettore è pari a 3V, la giunzione Base-Collettore è polarizzata inversamente (2.3V) e quindi il BJT opera effettivamente nella sua corretta zona di funzionamento (in zona attiva diretta), come ipotizzato all'inizio.

Si noti come una differente scelta del valore di  $V_{BE}$  (ad esempio  $V_{BE} = 0.67V$  o  $V_{BE} = 0.72V$ , come potrebbe in realtà verificarsi in un dispositivo reale) non avrebbe modificato in modo apprezzabile il valore calcolato della corrente.

(b) - Il valore di  $I_C$  dipende direttamente dal  $\beta$  del transistor secondo la relazione  $I_C = \beta I_B$ . Pertanto la sensibilità di  $I_C$  al variare del  $\beta$  è esprimibile come:

$$\frac{\partial I_C}{\partial \beta} = I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad \Rightarrow \quad \frac{\partial I_C}{I_C} = \frac{\partial \beta}{\beta}$$

Una variazione del 50% del  $\beta$  comporta quindi una analoga variazione del 50% di  $I_C$ .

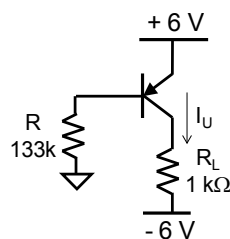
(c) - Il transistor entra in saturazione ( $V_{CE} = 0.2V$ ) se  $\beta > 193$  ( $\delta\beta/\beta > +93\%$ ), compromettendo il buon funzionamento del generatore.

**E 4.18**

a) Calcolare la corrente fornita al carico ( $1k\Omega$ ) dal seguente generatore di corrente utilizzando un BJT con  $\beta = 200$  e  $V_A = 50V$ , e disegnare il circuito equivalente Norton del generatore di corrente.

b) Calcolare la corrente fornita ad un carico  $R_L$  di soli  $4\Omega$ .

c) Calcolare l'intervallo di valori che può avere il carico affinché possa essere collegabile al generatore.



[a]  $V_C = 2.55V$  e  $I = 8.55mA$ ; b)  $I \approx 9.92mA$ ; c)  $0 < R_L < 1475\Omega$

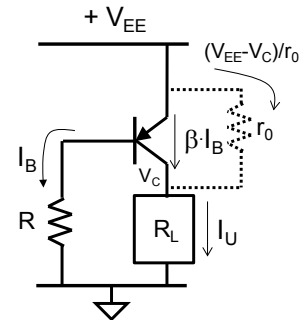
In un BJT reale, avente una  $V_A$  finita la corrente di uscita è ulteriormente modificata in valore dalla presenza della resistenza finita  $r_0$  tra Collettore ed Emettitore. La corrente in uscita può essere stimata dalla seguente relazione:

$$\beta \cdot I_B + \frac{V_{EE} - I_U \cdot R_L}{r_0} = I_U$$

Supponendo in prima approssimazione che il valore  $\beta \cdot I_B$  sia fissato, il transistorore sta operando su una fissata curva caratteristica, il cui valore di  $r_0$  è fissato a

$$r_0 \cong \frac{V_A}{\beta \cdot I_B} \quad (4.14)$$

indipendentemente dalla tensione di Collettore.



Nonostante che l'architettura della Fig.4.13 sia molto migliore di quella della Fig.4.12, tuttavia in molte occasioni i generatori così fatti ancora non soddisfano le specifiche di precisione, riproducibilità e stabilità richieste nelle applicazioni. Nel seguito saranno illustrate alcune soluzioni circuitali per ottenere generatori di corrente più precisi e stabili, meno sensibili a variazioni di  $\beta$  o della temperatura.

#### 4.4.1 Generatori di corrente a specchio

Per ottenere un generatore di corrente la cui corrente sia il più possibile indipendente dai parametri del transistorore usato, bisognerebbe che la corrente venisse definita non da un transistorore tramite un componente stabile, ad esempio una resistenza. Poiché in uscita è sempre vantaggioso avere un transistorore per sfruttarne l'impedenza elevata di Collettore, bisognerebbe che la corrente fosse fissata dalla resistenza in un altro punto del circuito e che il transistorore di uscita ne "venisse informato". Una architettura con questa caratteristica è proprio quella a specchio, già vista nel paragrafo precedente con i MOSFET ed ora mostrata nella Fig.4.14 con i BJT. L'idea è quella di replicare il transistorore di uscita (T2) con un altro identico (T1) avente rigorosamente la stessa tensione tra Base ed Emettitore, così da assicurarci di avere in entrambi i BJT la stessa tensione di comando e quindi la stessa corrente.

Per definire la corrente in T1 basta cortocircuitare la base con il collettore di T1 così da avere 0.7V ai capi del dispositivo e porre in serie ad esso una

resistenza (si noti che T1 continua a funzionare bene in zona attiva diretta nonostante il cortocircuito tra B e C !).

Chiamiamo *corrente di riferimento*,  $I_{rif}$ , la corrente che viene forzata a scorrere nella resistenza R e che vale

$$I_{rif} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE} + 0.7)}{R} \quad (4.15)$$

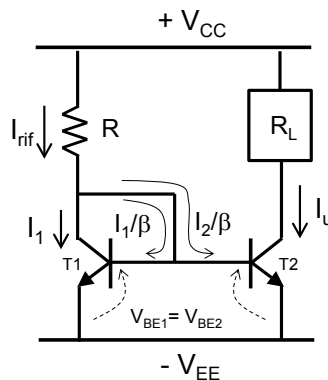
Poiché,  $V_{BE1}=V_{BE2}=V_{BE}$  le correnti di  $T_1$  e  $T_2$  sono legate dalle relazioni:

$$I_1 = I_{S1} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_{th}}} \quad e \quad I_2 = I_{S2} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_{th}}} \quad (4.16)$$

dove le correnti di saturazione  $I_{S1}$  ed  $I_{S2}$  sono proporzionali alle aree dei due transistori e  $V_{th}$  è supposta uguale nei due transistori perché alla stessa temperatura. La corrente continuerebbe a dipendere ancora direttamente dalla  $I_S$  dei due transistori ma costruendo i due transistori integrati sullo stesso chip e posti a pochi micron uno dall'altro si verifica sperimentalmente che i valori di  $I_S$  risultano in pratica coincidenti. Se i transistori sono uguali ed isotermini,  $I_1=I_2$ . Imponendo il bilancio delle correnti, si trova il legame tra la corrente di riferimento e la corrente del transistore  $T_2$  che rappresenta la corrente di uscita  $I_U$  del generatore:

$$I_u = \frac{I_{rif}}{1 + 2/\beta} \quad (4.17)$$

Il circuito, quindi, ha la caratteristica di riproporre in uscita (*specchiare*) il valore della corrente di riferimento tanto meglio quanto più grande è il  $\beta$  dei transistori, cioè quanto più la loro corrente di Base sia trascurabile.



**Fig. 4.14** Generatore di corrente realizzato con uno specchio di corrente a bipolari.

Eventuali variazioni di  $\beta$  si ripercuotono sul valore di  $I_u$  con una riduzione tanto maggiore quanto maggiore è il  $\beta$  nominale dei due transistori, secondo la relazione:

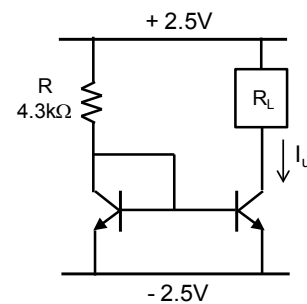
$$\frac{\partial I_u}{\partial \beta} = I_{rif} \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)^2} \cdot 2 \cdot \frac{1}{\beta^2}$$

da cui si ottiene

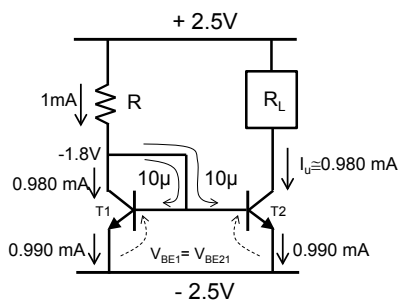
$$\frac{\partial I_u}{I_u} = \frac{\partial \beta}{\beta} \cdot \left( \frac{2}{2 + \beta} \right) \quad (4.18)$$

**E 4.19**

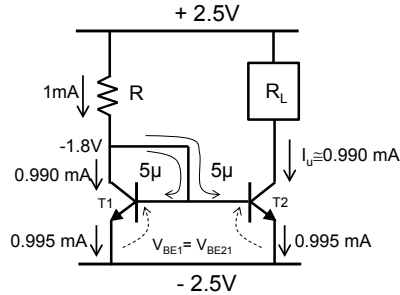
- a) Calcolare la corrente  $I_u$  del seguente generatore di corrente a specchio i cui transistori identici hanno  $\beta=100$  e  $V_A=\infty$ .  
b) Calcolare la variazione percentuale della corrente di uscita qualora il valore di  $\beta$  di entrambi i transistori vari del 100% passando da 100 a 200.



(a) – La figura seguente mostra i valori delle correnti circolanti nei vari rami del generatore:



(b) – Nel caso di  $\beta=200$ , le correnti sarebbero le seguenti:

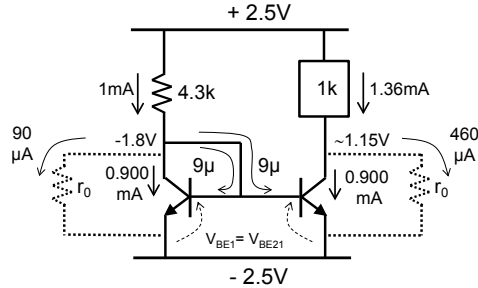


La variazione della corrente di uscita  $I_U$  è solo di  $10\mu\text{A}$  rispetto a  $980\mu\text{A}$ , cioè di poco più del 1%, a fronte di una variazione di  $\beta$  del 100% ! Il generatore di corrente a specchio è effettivamente molto stabile, come anticipato dalla (4.13) e calcolato nella (4.18).

**E 4.20**

- a) Ricalcolare la corrente al carico del circuito precedente ( $\beta=100$ ) nel caso ora di un BJT reale con  $V_A=8V$  e con  $R_L=1k\Omega$ .  
 b) Calcolare il massimo ed il minimo carico applicabile in uscita e le corrispondenti correnti fornitegli.

Il BJT ha una  $r_0 \approx 8k\Omega$ . Le correnti circolanti sono quindi come in figura



- b) Con  $R_L=0\Omega$  si ha  $I_U=1.525\text{mA}$ ; con  $R_L=5.18k\Omega$  si ha  $I_U=0.925\text{mA}$ . Quindi, a causa di  $V_A$  finito, il generatore di corrente non si comporta molto bene quanto a costanza della corrente al variare del carico.

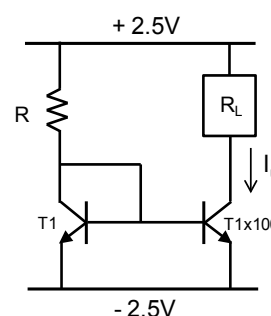
Se si volesse produrre una corrente diversa da quella del ramo di riferimento, basterebbe fare il transistor  $T_2$  con area corrispondentemente diversa da quella di  $T_1$ . Ad esempio se l'area di  $T_2$  fosse doppia di quella di  $T_1$ ,  $I_2=2 \cdot I_1$  e

$$I_u = 2 \frac{I_{\text{rif}}}{1 + 3/\beta}$$

per cui agendo solo sul rapporto delle aree dei transistori è possibile variare la corrente di  $T_2$  rispetto alla corrente di riferimento entro un buon margine di valori. Bisognerà solo evitare che la corrente in  $T_2$  sia troppo più grande di quella in  $T_1$  perché a quel punto la somma delle correnti di base può diventare significativa rispetto alla  $I_{rif}$  e modificare conseguentemente la corrente di uscita del generatore nonché aumentare la sua sensibilità a variazioni dei parametri dei transistori, come evidenziato in alcuni degli esempi che seguono.

**E 4.21** Considerare l'architettura circuitale a specchio in cui ora il transistore di uscita abbia un'area 100 volte maggiore del transistore del ramo di riferimento.

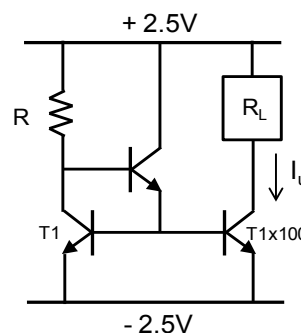
- Nel caso in cui entrambi i transistori abbiano  $\beta=100$  calcolare il valore della resistenza  $R$  per avere una corrente di uscita di 100mA;
- Calcolare di quanto varierebbe la corrente di uscita  $I_u$  qualora il  $\beta$  di entrambi i BJT variasse del 100% passando da 100 a 200.



$$[R=2.15k\Omega; I_u=133mA, \Delta I_u/I_u=33\%]$$

**E 4.22** Verificare che la modifica introdotta nel circuito accanto aumenta enormemente la stabilità della corrente in uscita dal generatore rispetto all'E 4.21.

- Calcolare il nuovo valore della resistenza  $R$  per avere la stessa corrente di 100mA in uscita dell'esercizio precedente
- Calcolare la variazione indotta dal cambio di  $\beta$  di entrambi i transistori del 100% passando da 100 a 200 e confrontare il risultato con quello dell'esercizio precedente individuando il motivo di tale miglioramento.



Il problema rilevato nell'esercizio precedente era che una variazione del  $\beta$  dei transistori comportava una variazione delle correnti di base che si ripercuotevano in una variazione della corrente prelevata dal ramo di riferimento dove c'è la resistenza  $R$ . Questo comportava che la corrente in  $T_1$  cambiasse e quindi cambiasse pure la corrente in  $T_2$ .



La soluzione proposta qui diminuisce il prelievo di corrente dal ramo di riferimento, lasciando che quasi tutta  $I_{rif}$  scorra in T1. Essendo  $I_{rif}$  stabilizzata, anche la corrente specchiata in T1x100 sarà stabilizzata e sostanzialmente indipendente da  $\beta$ .

a) Per avere 100mA in uscita, la resistenza dovrà essere  $R \approx 3.6k\Omega$ .

b) Al variare di  $\beta$  da 100 a 200, la variazione della corrente è ora impercettibile e può essere ricavata facendo il bilancio di corrente al nodo di collettore di T1:

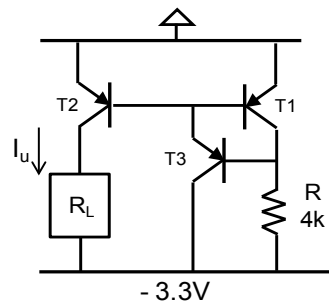
$$I_{mA} = I + \left( \frac{I}{\beta} + \frac{I \cdot 100}{\beta} \right) \cdot \frac{1}{\beta}$$

da cui  $I_U = I \times 100$ . Si ricava quindi un valore  $\Delta I_U / I_U = 0.7\%$  per  $\Delta \beta / \beta = 100\%$  !

**E 4.23**

a) Calcolare la corrente  $I_u$  del seguente specchio di corrente ( $\beta=100$ )

b) Calcolare il valore minimo del  $\beta$  dei transistori (supposti per semplicità tutti uguali), che permetta di avere una differenza tra la corrente di riferimento e quella specchiata inferiore all'1%.



(a) - Per la presenza di T<sub>3</sub> solo 1/ $\beta$  della corrente di Base di T<sub>1</sub> e di T<sub>2</sub> è prelevata dal ramo di ingresso, rendendo ancora più trascurabili le correnti di Base di T<sub>1</sub> e T<sub>2</sub> rispetto a  $I_{rif}$ . Quindi  $I_u = I_{rif} = 475\mu A$ .

(b) - Poiché in questo tipo di generatore di corrente si ha

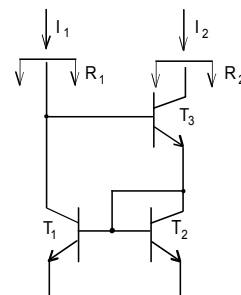
$$I_u \approx \frac{I_{rif}}{1 + 2/\beta^2}$$

basta usare transistori con  $\beta > 14$  per avere una differenza tra le correnti inferiore all'1%.

**E 4.24**

Si consideri il seguente specchio di corrente, detto specchio di Wilson.

Valutare il rapporto  $I_1/I_2$  in funzione del  $\beta$  dei transistori e determinare quale corrente tra  $I_1$  e  $I_2$  gioca il ruolo di  $I_{rif}$  e quale quello di  $I_u$ .



#### 4.4.2 Specchi di corrente a BJT ad uscite multiple

Schemi circuitali impieganti gli specchi di corrente sono utilizzati per fornire la corrente in più rami di un circuito. Un esempio è illustrato nella Fig.4.15. L'aggiunta dei transistori T1, T2 e T3 in parallelo al BJT di riferimento T ha però l'effetto di sommare le loro correnti di Base a quelle di T e quindi di aumentare la differenza tra la corrente  $I_{rif}$  e quella erogata dai singoli transistori. In questi casi bisogna quindi ricalcolare il valore della resistenza R da usare nel ramo di riferimento ogni volta che si aggiunge un ramo di uscita, soprattutto se quest'ultimo porta una corrente multipla rispetto al riferimento stesso. Nell'esercizio seguente sono riportati dei *distributori di correnti* a specchio che forniscono corrente dall'alto ed anche assorbono corrente dal basso del carico.

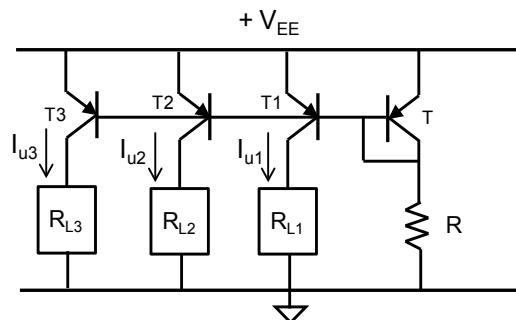
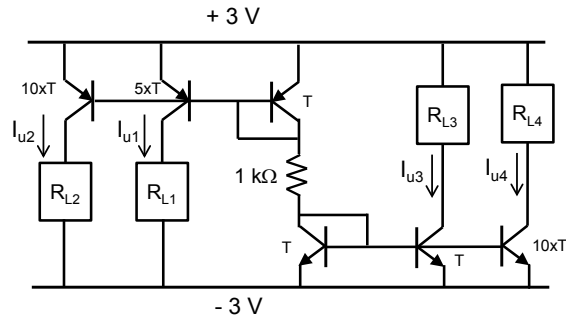
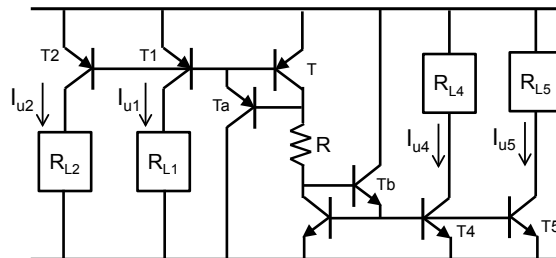


Fig. 4.15 Generatore a specchio ad uscite di corrente multiple.

**E 4.25** Nel seguente sistema di generatori di corrente interallacciati a specchi multipli



- Calcolare la corrente nei 4 rami di uscita del generatore nell'ipotesi che tutti i transistori abbiano  $\beta=70$  e dimensioni reciproche come indicato nella figura.
- Calcolare la variazione percentuale della corrente ad ogni uscita dovuta ad una variazione del 20% del  $\beta$  di tutti i transistori
- Modificare il circuito secondo lo schema seguente con l'aggiunta di due transistori al posto del cortocircuito tra Collettore e Base, aventi entrambi lo stesso beta degli altri transistori. Calcolare la nuova variazione percentuale della corrente di uscita per  $\Delta\beta/\beta=20\%$  come prima.



#### 4.4.3 Generatori di corrente con resistenza di degenerazione

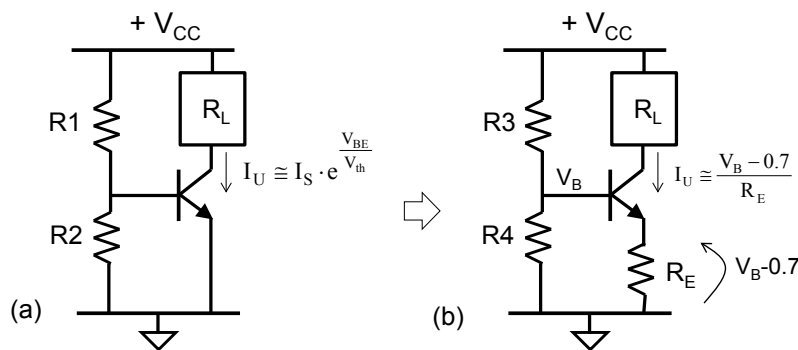
Un altro modo per fissare la corrente circolante in un transistor è quella di proporre la corrente del valore desiderato direttamente al morsetto dell'Emettitore. Sfruttando il fatto che la giunzione Base-Emettitore di un transistor ha circa 0.7V ai suoi capi (purché progettato con l'area giusta), basterà aggiungere tra l'Emettitore e l'alimentazione una resistenza  $R_E$ , come nel circuito della Fig.4.16. La partizione di resistenze sulla Base fissa infatti la tensione  $V_B$  da cui consegue il valore fissato di tensione all'Emettitore  $V_E = V_B - 0.7$ . E' stata così fissata la differenza di potenziale ai capi della resistenza  $R_E$  e quindi la corrente necessariamente circolante nel BJT, pari a :

$$I_U \cong \frac{V_B - 0.7}{R_E} \quad (4.19)$$

Quest'ultima sarà ora prelevabile dal Collettore così da averla ad alta impedenza per il carico come si richiede ad un generatore di corrente.

Lo svantaggio della realizzazione della Fig.4.16b è che la dinamica di uscita viene ridotta rispetto al circuito (a), esattamente del valore  $\Delta V = I_U R_E$ . Questo fatto può avere ripercussioni importanti nei circuiti a bassissima potenza alimentati a tensioni molto basse, a volte anche inferiori al Volt. In questi casi non ci si può permettere di perdere il centinaio di mV necessari ai capi di  $R_E$  e quindi si deve rinunciare ad inserire  $R_E$ .

A parte ciò il generatore della Fig.4.16b è molto usato grazie alla sua sostanziale insensibilità ai parametri tecnologici quali il  $\beta$  o  $I_S$ . Affinché ciò sia vero bisogna comunque porre attenzione in fase di progetto alla scelta delle resistenze  $R_3$  e  $R_4$  del partitore di Gate e fare in modo che la corrente in esse circolante sia molto

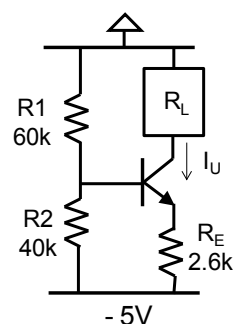


**Fig. 4.16** Modifica di uno "scarso" generatore di corrente aggiungendo una resistenza  $R_E$  tra l'emettitore e l'alimentazione in modo da ottenere un "ottimo" generatore di corrente, stabile e preciso.

maggiore della corrente di Base in modo che  $V_B$  sia insensibile a variazioni di quest'ultima a sua volta conseguenti a variazioni di  $\beta$ .

**E 4.26**

- a) Calcolare la corrente fornita al carico dal seguente generatore il cui BJT ha  $\beta=400$  e  $V_A=\infty$  e le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  sono state scelte per assorbire dalle alimentazioni circa 1/10 della corrente disponibile in uscita.
- b) Stimare la variazione di  $I_U$  causata da una variabilità del 3% nel valore della resistenza  $R_E$ .
- c) Calcolare la variazione di  $I_U$  conseguente ad una sostituzione del BJT con un altro avente  $\beta=50$ .



- a) – Se  $I_B=0$ , allora  $V_G=-3V$  ed  $I_U=500\mu A$ . Pertanto  $I_B=1.25\mu A$ . Il bilancio di corrente al nodo di Gate:

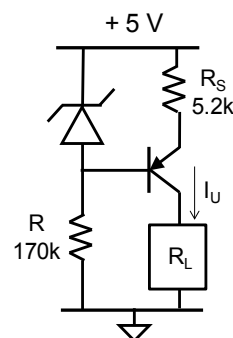
$$\frac{0 - V_G}{60k} = 1.25\mu A + \frac{V_G + 5}{40k}$$
 fornisce il valore più corretto di  $V_G=-3.035V$ , da cui  $I_U=487\mu A$ .

- b) -  $\Delta I_U/I_U=3\%$

- c) – Se  $\beta=50$ ,  $I_B=9.7\mu A$  ed il bilancio al nodo di Gate fornisce  $V_G=-3.24V$  a cui corrisponde  $I_U=408\mu A$  !La causa è da ricercarsi nel valore elevato delle due resistenze del partitore. Se esse venissero ridotte a 6K e 4K la corrente sarebbe molto più stabile ma si consumerebbe enormemente più potenza.

**E 4.27**

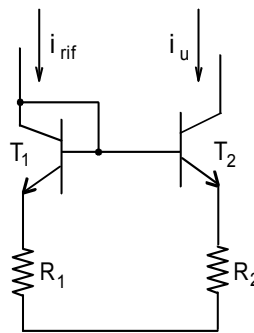
- a) - Calcolare la corrente erogata dal generatore della figura ( $V_Z=3.3V$ ,  $\beta=200$ ,  $V_A=\infty$ )
- b) – Calcolare la corrente totale assorbita dall'alimentazione e commentare il risultato alla luce dell'uso dello zener al posto di un resistore.
- c) – Calcolare la variazione di corrente  $I_U$  qualora il BJT venisse sostituito con uno con  $\beta=100$ .



- a) - Il potenziale della Base è fissato dal diodo Zener a  $V_G=1.7V$ . Il potenziale di Emettore è 0.7V sopra e fissa la differenza di potenziale ai capi di  $R_s$ , e quindi il valore della corrente del transistor a  $500\mu A$ .

- b) -  $510\mu\text{A}$ . Lo zener permette di mantenere  $3.3\text{V}$  ai suoi capi anche con pochissima corrente applicata, nel nostro caso  $10\mu\text{A}$ .
- c) -  $\Delta I_U \approx 0$ . Infatti lo zener non varia sostanzialmente la tensione ai suoi capi pur variando la corrente in esso. Il suo uso al posto del resistore pertanto permette di realizzare un generatore con corrente  $I_U$  molto più stabile alle variazioni di  $\beta$  e che consuma molto meno corrente.

**E 4.28** *Il seguente specchio di corrente è detto specchio Widlar. Dimostrare, nel caso  $V_A = \infty$ , che il rapporto  $I_U/I_{rif}$  è circa pari a  $R_1/R_2$ .*



Vi sarà sempre più chiaro nei prossimi capitoli che i generatori di corrente sono usati per :

- polarizzare un circuito;
- costituire un carico a grandissima impedenza (grazie alla sua alta resistenza di uscita) da utilizzarsi negli amplificatori per ottenere grandi guadagni in tensione.