Introduzione all'Elettronica

V. Flaminio

Marzo 2002

Capitolo 12

Caratteristiche dei FET ed amplificatori a FET

12.1 Introduzione

In questo capitolo discuteremo alcuni semplici esempi dell'uso dei FET come amplificatori. Analizzeremo in particolare la scelta del punto di lavoro e delle reti di polarizzazione, il calcolo della risposta per piccoli segnali, a basse frequenze ed infine i limiti posti dalle capacitá parassite e da quelle di accoppiamento sulla banda passante.

Anche se le considerazioni che faremo saranno limitate ai JFET, che sono dei tipici dispositivi a svuotamento, queste possono facilmente essere generalizzate al caso dei MOSFET, sia a svuotamento che ad arricchimento. Nel seguito di questo capitolo adopereremo il termine FET per JFET.

Per una trattazione piú dettagliata dell'argomento, si consulti le referenze ([10]),([7]),([11]),([22]).

12.2 Caratteristiche dei FET

Le curve caratteristiche di un tipico FET a canale n sono mostrate in figura 12.1 dove vá notato che, per un dispositivo a svuotamento quale il JFET, V_{gs} deve esser negativo.

I punti indicati con la labels A,B,C,.., sono i punti di *pinchoff* corrispondenti ai vari valori di V_{GS}.

La zona di saturazione inizia per $V_{DS} = V_A$ se $V_{GS} = 0$, per $V_{DS} = V_B$ se $V_{GS} = V_1$, etc..

La caratteristica che esprime l'andamento di I_D in funzione di V_{GS} nella zona di saturazione é mostrata in figura 12.2.

Questa é a volte espressa analiticamente nella forma:

$$I_{DS} \; = \; I_{DSS}\left[1 + 3\frac{V_{GS}}{V_{P0}} + 2\left(-\frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^{3/2}\right] \qquad (12.1)$$

che é spesso approssimata con un andamento quadratico:

$$I_{DS} \; = \; I_{DSS}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^{n} \qquad (12.2)$$

con $n \approx 2$.

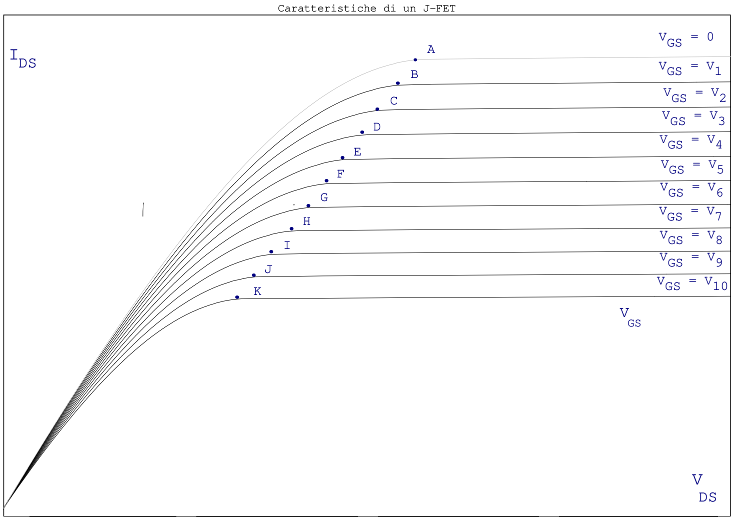

Figura 12.1:

Come sappiamo, un FET é un dispositivo che controlla una corrente (la corrente nel canale, I_{DS})mediante una tensione (la differenza di potenziale V_{GS} tra gate e source). Un parametro importante é quindi la transconduttenza g_m:

$$g_m \equiv \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \tag{12.3}$$

Facendo uso dell'ultima equazione (con n=2) si trova:

$$g_m = -\frac{2}{V_{P0}}\sqrt{I_{DS}I_{DSS}} \tag{12.4}$$

La corrente I_{DS} nella zona di saturazione non é rigorosamente costante per V_{GS} fissato, ma dipende leggermente [1] anche da V_{DS}. Scriveremo allora:

$$I_D \equiv I_{DS} = f\left(V_{GS}, V_{DS}\right)$$

e, per piccole variazioni di V_{GS} e V_{DS}:

$$\delta I_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\delta V_{GS} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\delta V_{DS}$$

cioé, indicando con lettere minuscole le componenti variabili di correnti e tensioni:

$$i_d = g_m v_{gs} + g_d v_{ds} \tag{12.5}$$

dove:

$$g_d = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \tag{12.6}$$

é la conduttanza differenziale del canale nella zona di saturazione: $g_d = 1/r_d$.

Valori tipici di g_m ed r_d sono:

$$g_m \approx 3\ mS$$

[1] Ció é analogo a quanto accade nel caso dei transistor bipolari, a causa dell'effetto "Early"

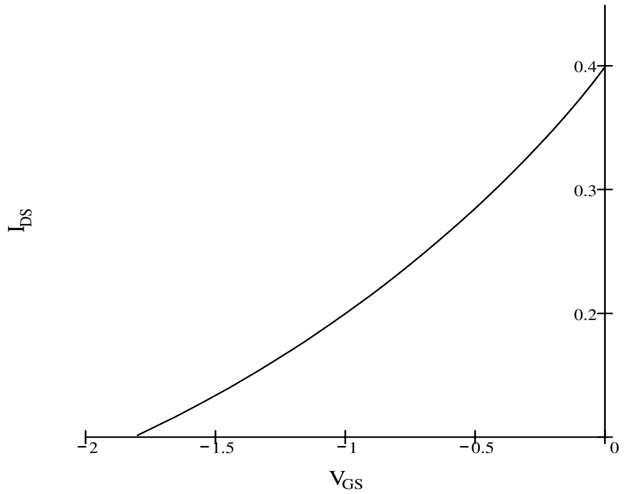

Figura 12.2:

$$r_d \;\approx\; 100\; k\Omega$$

Spesso r_d é cosí elevato da poter esser trascurato.

Confrontiamo la 12.5 con l'analoga equazione per il transitor bipolare:

$$i_c \;=\; h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$$

con:

$$v_{be} \;=\; h_{ie}i_b$$

da cui:

$$i_c \;=\; \frac{h_{fe}}{h_{ie}}v_{be} + h_{oe}v_{ce}$$

vediamo che il parametro h_{fe}/h_{ie} del transitor bipolare corrisponde al g_m del JFET, mentre h_{oe} corrisponde a g_d.

Il g_m tipico del FET é $(1-5)\,mS$, mentre il parametro h_{fe}/h_{ie} del transitor bipolare vale $(40-400)\,mS$.

12.3 Circuito equivalente del FET

L'equazione 12.5 della sezione precedente porta in modo immediato al circuito equivalente di figura 12.3.

Notiamo che l'impedenza d'ingresso é effettivamente infinita, il che é rappresentato dal gate che risulta isolato nello schema equivalente. Usando poi il teorema di Thevenin, possiamo sostituire, come mostrato in figura 12.4, al generatore dipendente di corrente, in parallelo con la resistenza r_d, un generatore di tensione, $-\mu v_{gs}$, in serie con r_d.

Il parametro $g_d \;=\; 1/r_d$ é noto come "conduttanza di drain" o "conduttanza d'uscita". Il parametro μ é anche uguale a:

$$\mu \;=\; \frac{\partial V_{DS}}{\partial V_{GS}}|_{I_{DS}=cost.}$$

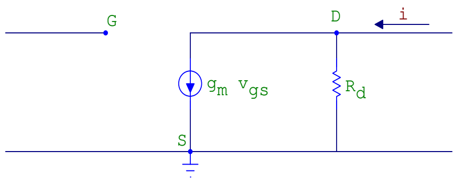

Figura 12.3:

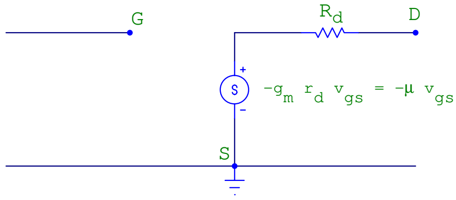

Figura 12.4:

12.4 Schemi di polarizzazione per il FET

Uno schema tipico in cui un FET a canale n viene adoperato come amplificatore é quello mostrato in figura 12.5.

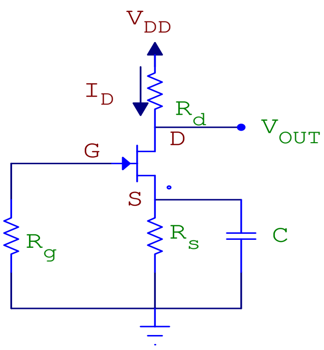

Figura 12.5:

Le resistenze R_g ed R_s servono a tenere il gate ad una tensione negativa rispetto al source. Indicando con $I_D = I_{DS}$ la corrente quiescente nel FET, si ha infatti:

$$V_{GS} = V_G - V_S = -R_S I_D \tag{12.7}$$

É anche:

$$V_{DD} = R_d I_D + V_{DS} + R_s I_D = (R_d + R_s) I_D + V_{DS} \tag{12.8}$$

Il condensatore C é un corto circuito per la componente variabile, mentre é un interruttore aperto per la corrente che polarizza il source.

Se sono dati V_{DD}, R_d, R_s, R_g, é immediato trovare il punto di lavoro, facendo uso delle caratteristiche di uscita o dell'espressione analitica di I_D vs V_{GS}:

$$I_D \;=\; I_{DS} \;=\; I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^2 \tag{12.9}$$

Infatti, dall'equazione 12.7 si ha: $I_D \;=\; -V_{GS}/R_s$ e, uguagliando questa al secondo membro della 12.9, si ottiene:

$$I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right)^2 \;=\; -\frac{V_{GS}}{R_s}$$

che é un'equazione quadratica nella variabile V_{GS}. Risolta tale equazione si ottiene V_{GS}. Noto cosí V_{GS}, I_D si ottiene facendo uso della 12.9 e V_{DS} facendo uso della 12.8.

Consideriamo il seguente esempio:

$$V_{DD} = 15\;V \;\;,\;\; R_d = 620\;\Omega \;\;,\;\; R_s = 380\;\Omega$$

$$R_g = 10\;M\Omega \;\;,\;\; I_{DSS} = 13\;mA \;\;,\;\; V_{P0} = -4.4\;V$$

Troviamo facilmente:

$$V_{GS} \;=\; -1.77\;V$$

da cui:

$$I_D \;=\; 4.65\;mA$$

ed infine:

$$V_{DS} \;=\; V_{DD} - (R_d + R_s)I_D \;=\; 10.35V$$

Allo stesso risultato si potrebbe arrivare, fissati i valori dei componenti, facendo uso delle caratteristiche di uscita, mostrate in figura 12.6.

Il valore di V_{DD} fissa il punto della retta di carico corrispondente a $I_D = 0$, mentre il rapporto tra V_{DD} ed $(R_d + R_s)$ fissa il punto corrispondente a $V_{DS} = 0$.

Il punto di lavoro Q sará il punto d'intersezione tra la retta di carico e la curva caratteristica per la quale risulti essere:

$$I_D \;=\; -\frac{V_{GS}}{R_s}$$

Esaminiamo come secondo esempio il seguente.

Si vuol calcolare la rete di polarizzazione di un J-FET a canale n (BFW10) tale che il punto di riposo abbia:

$$I_{DSQ} \;=\; 6\;mA \;\;,\;\; V_{DSQ} \;=\; 10\;V \;\;,\;\; V_{DD} \;=\; 20\;V$$

I parametri I_{DSS} e V_{P0}, forniti dal costruttore, sono:

$$I_{DSS} \;=\; 13\;mA \;\;,\;\; V_{P0} \;=\; -4.5\;V$$

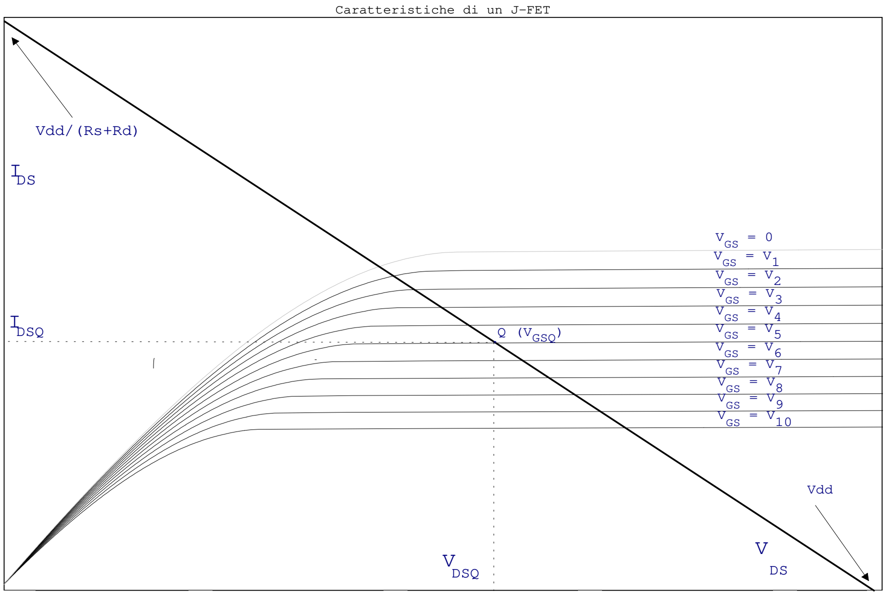

Figura 12.6:

Il circuito di polarizzazione é il medesimo usato nell'esempio precedente. Calcoliamo ora i valori dei componenti. Dall'espressione analitica di I_D vs V_{GS}, troviamo:

$$V_{GS} \ = \ V_{P0} \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$$

cioé:

$$V_{GSQ} \ = \ V_{P0} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right)$$

che, con i valori numerici dati, fornisce:

$$V_{GSQ} \ = \ -4.5 \left(1 - \sqrt{\frac{6}{13}}\right) \ = \ -1.44 \ V$$

Con tale valore di V_{GSQ} troviamo:

$$R_s \ = \ -\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} \ = \ 250 \ \Omega$$

$$R_d \ = \ \frac{V_{DD} - V_{DSQ} - R_s I_{DQ}}{I_{DQ}} \ = \ \frac{20 - 10 - 0.25 \cdot 6}{6} \ \approx \ 1.4 \ k\Omega$$

Il valore della resistenza R_g non é molto importante. Esso puó essere scelto in modo da ottimizzare il valore della resistenza d'ingresso dell'amplificatore.

Teniamo ora conto del taglio in frequenza posto dalla presenza del condensatore C. La costante di tempo associata al sistema $R_s C$:

$$\tau \ = \ R_s C \ = \ 250 \, C$$

corrispondente ad una frequenza $f_{min} = 1/(2\pi\tau)$.

Se si vuole adoperare l'amplificatore a frequenze f maggiori di $40\,Hz$, dovremo avere:

$$40 > \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{1500C}$$

da cui:

$$C > \frac{1}{40 \cdot 1500} \approx 16\,\mu F$$

Per calcolare i valori dei componenti necessari per polarizzare un FET, é possibile alternativamente far uso della caratteristica mutua $(I_{DS} - V_{GS})$.

Consideriamo ad esempio il caso di un FET per il quale, dalla caratteristica mutua, si possa desumere che per il valore di I_{DSQ} voluto $(10mA)$ sia $V_{GS} = -1V$. Se inoltre si vuole $V_{DSQ} = 10V$ e $V_{DD} = 20V$, dalle solite equazioni 12.7 e 12.8 si trova:

$$R_s = 100\,\Omega$$

$$R_d = 900\,\Omega$$

Uno schema di polarizzazione alternativo é quello che usa un partitore sul gate, come mostrato in figura 12.7.

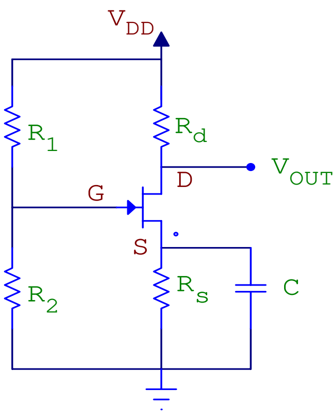

Figura 12.7:

Si supponga di voler far uso di un J-FET a canale n BF256B, la cui caratteristica di trasferimento é mostrata in figura 12.8.

Si sia inoltre scelto:

$$R_s = 1\,k\Omega \quad , \quad R_d = 3\,k\Omega \quad , \quad R_1 + R_2 = 2\,M\Omega \quad , \quad V_{DD} = 25\,V$$

e fissato V_G a $+2\,V$. Dalla maglia d'ingresso si ha:

$$V_{GS} = V_G - R_s I_D \tag{12.10}$$

dove:

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

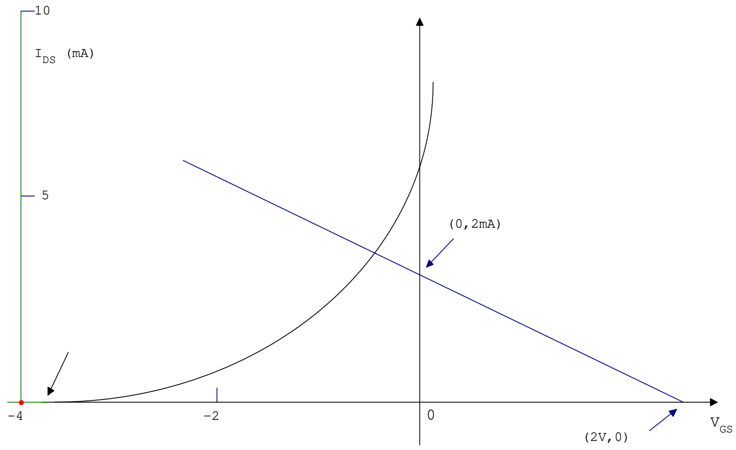

Figura 12.8:

da cui:

$$R_2 \; = \; (R_1 + R_2)\frac{V_G}{V_{DD}} \; = \; 160\,k\Omega$$

Per cui:

$$R_1 = 2\,M\Omega - R_2 = 1840\,k\Omega$$

Tracciamo ora sulla caratteristica, la retta di carico data dalla 12.10. Questa passa per i punti $(0, V_G/R_s)$ e $(V_G, 0)$; cioé, nel nostro caso, per i punti: (0, 2 mA) e (2V, 0). Le coordinate del punto d'intersezione con la caratteristica mutua sono:

$$I_{DQ} = 3.5\,mA$$

$$V_{GSQ} = -1.5\,V$$

Si ha poi per la tensione di drain:

$$V_{DSQ} \; = \; V_{DD} - (R_d + R_s)I_{DQ} \; = \; 25 - (3+1)\,3.5\,V \; = \; 11\,V$$

Al medesimo risultato si sarebbe potuti arrivare facendo uso delle caratteristiche "di drain" (I_{DS}, V_{DS}) anziché di quelle di trasferimento.

12.5 Amplificatori a FET

Il parametro piú importante nel calcolare la risposta di un FET adoperato come amplificatore é la transconduttanza g_m. Abbiamo giá visto (equazione 12.4) che essa é data da:

$$g_m \; = \; -\frac{2}{V_{P0}}\sqrt{I_{DS} I_{DSS}}$$

Se ora definiamo:

$$g_{m0} \; = \; g_m(I_{DS} = I_{DSS}) \; = \; -\frac{2}{V_{P0}} I_{DSS}$$

avremo:

$$g_m \;=\; g_{m0}\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \tag{12.11}$$

o, alternativamente:

$$g_m \;=\; g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{P0}}\right) \tag{12.12}$$

Vediamo cosí che la transconduttanza aumenta come la radice quadrata di I_{DS}.

Facciamo ora uso del modello del FET discusso in precedenza per calcolare il guadagno in tensione di un amplificatore a FET come quello mostrato in figura 12.9.

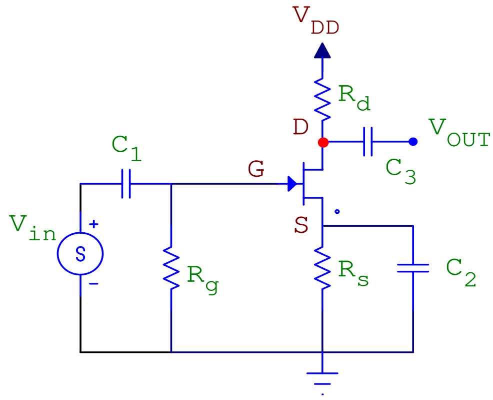

Figura 12.9:

Se ammettiamo di potere, alle frequenze di lavoro, assimilare tutti i condensatori a dei cortocircuiti, lo schema equivalente utile per il calcolo del guadagno in tensione, definito come il rapporto tra v_{ds} e v_{gs}, é quello di figura 12.10.

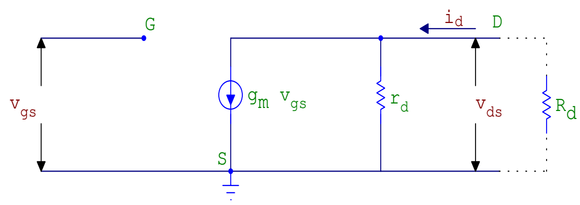

Figura 12.10:

Da questo si ottiene:

$$\begin{aligned} i_d &= g_m v_{gs} + g_d v_{ds} \\ v_{ds} &= -R_d i_d \end{aligned}$$

con: $g_d = 1/r_d$.

da cui:

$$v_{ds} = -R_d g_m v_{gs} - R_d g_d v_{ds}$$

$$v_{ds}(1 + R_d g_d) = -R_d g_m v_{gs}$$

ed infine:

$$A_v \equiv \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -\frac{R_d g_m}{1 + R_d g_d} \tag{12.13}$$

Essendo poi:

$$1 + R_d g_d = 1 + R_d/r_d = \frac{r_d + R_d}{r_d}$$

il guadagno A_v puó anche essere espresso come:

$$A_v \equiv -\frac{g_m R_d r_d}{R_d + r_d} = -g_m R_d^* \tag{12.14}$$

dove R_d^* é il parallelo di R_d ed r_d.

Il circuito d'uscita puó quindi essere schematizzato come un generatore di tensione pari a $-g_m R_d^* v_{gs}$ in serie con la resistenza R_d^*, come mostrato in figura 12.11:

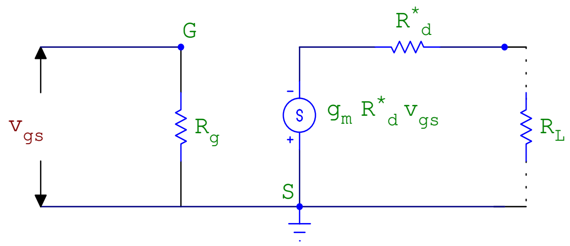

Figura 12.11:

dove abbiamo anche specificato la resistenza di polarizzazione sul gate e l'eventuale carico R_L.

Se ad esempio ammettiamo di far uso di un FET con $g_m = 2\,mS$ ed una resistenza di drain $R_d = 10\,k\omega$, avremo un guadagno in tensione di 20.

Calcoliamo ora l'impedenza d'uscita di questo amplificatore. Per farlo usiamo la definizione:

$$Z_{out} = \frac{v_{out\,(circuito\,aperto)}}{i_{out\,(corto\,circuito)}}$$

dove:

$$v_{out\,(circuito\,aperto)} = \left[-\frac{R_d g_m}{1 + R_d g_d}\right]_{R_d=\infty} v_{gs} = -\frac{g_m}{g_d} v_{gs}$$

e:

$$i_{out\,(corto\,circuito)} = -g_m v_{gs}$$

Ne segue:

$$Z_{out} = \frac{1}{g_d} = r_d$$

12.6 Inseguitore di source

Il circuito di figura 12.12, analogo all'inseguitore di emettitore, é un inseguitore di source.

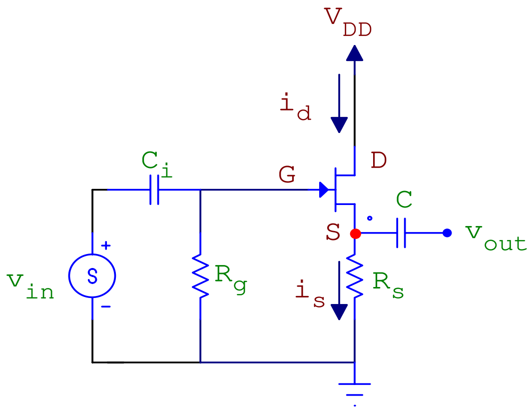

Figura 12.12:

La relazione tra segnale in uscita e segnale in ingresso é ottenibile facilmente se si ricorda che:

$$i_d = i_s = g_m v_{gs}$$

Essendo poi:

$$v_{out} = R_s i_s = R_s g_m v_{gs}$$

e:

$$v_{gs} = v_{in} - v_{out}$$

si ha:

$$v_{out} = R_s g_m v_{in} - R_s g_m v_{out}$$

da cui:

$$v_{out}\,(1 + R_s g_m) = R_s g_m v_{in}$$

ed infine:

$$A_v \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_s g_m}{1 + R_s g_m} \approx 1 \tag{12.15}$$

poiché $R_s g_m \gg 1$ (in realtá questa disuguaglianza non é sempre vera: se $R_s = 1\,k\Omega$ e $g_m = 3mS$ segue che $R_s g_m = 3$).

Consideriamo ad esempio un amplificatore che adopera un FET 2N3819, con:

$$g_m = 2mA/V$$

$$R_s = 4.7\,k\Omega$$

Si trova:

$$A_v \;=\; \frac{9.4}{10.4} \;\approx\; 0.9$$

L'impedenza d'ingresso dell'inseguitore di source é determinata essenzialmente da R_g, che puó esser scelto di valore molto alto ($> 20\,M\Omega$). L'impedenza d'uscita é ottenibile dalla definizione:

$$R_{out} \;=\; \frac{v_{out\,(circuito\,aperto)}}{i_{out\,(circuito\,chiuso)}}$$

in questa espressione, il numeratore é:

$$v_{out} \;=\; A_v v_{in} \;=\; \frac{R_s g_m}{1 + R_s g_m} v_{in}$$

mentre il denominatore é semplicemente: $g_m v_{in}$.
Si ha cioé:

$$R_{out} \;=\; \frac{R_s g_m}{(1 + R_s g_m) g_m} \;\approx\; \frac{1}{g_m} \tag{12.16}$$

Nell'esempio fatto, $R_{out} = 1/(2mA/V) \;=\; 500\,\Omega$.

Negli esempi visti, l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore a FET é ridotta, rispetto all'impedenza della giunzione di gate, dalla presenza delle resistenze di polarizzazione. Un fenomeno analogo si incontra nell'amplificatore a transistor bipolare, dove, peraltro, l'impedenza d'ingresso "intrinseca" non é altrettanto elevata.

Un metodo per ridurre l'effetto della resistenza di polarizzazione nell'inseguitore di source é quello noto come "bootstrap", di cui un esempio é quello di figura 12.13.

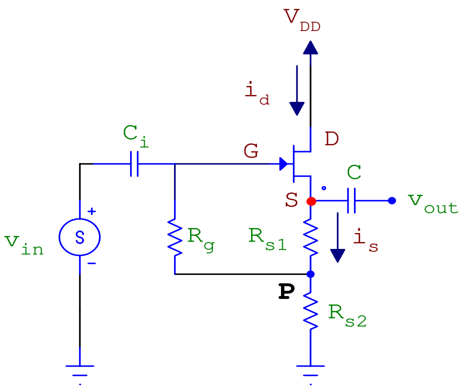

Figura 12.13:

Prima di esaminare quantitativamente il problema, vediamo di capire intuitivamente ció che, in tale circuito, causa l'aumento dell'impedenza d'ingresso. La tensione del source, come sappiamo, "insegue" quella del gate. La tensione del punto P, se R_{s1} é piccola rispetto ad R_{s2}, "insegue" anch'essa la tensione di gate. La corrente i che attraversa la resistenza R_g é pari alla differenza di potenziale ai suoi capi divisa per R_g. Ora, la differenza di potenziale ai capi di R_g, per l'effetto di "inseguimento" menzionato, é molto piccola: se v_g aumenta, cosí fa anche v_p; di conseguenza il rapporto v_g/i, che é appunto la resistenza vista guardando dal gate verso massa, sará grande. Vediamolo ora quantitativamente. La tensione del punto P é:

$$v_p \;=\; \frac{R_{s2}}{R_{s1}+R_{s2}} v_s$$

mentre é:

$$R_g i \;=\; v_g - v_p \;=\; v_g - \frac{R_{s2}}{R_{s1}+R_{s2}} v_s$$

L'impedenza "effettiva" di R_g é allora:

$$Z_{eff} \;=\; \frac{v_g}{i} \;=\; \frac{v_g}{\frac{v_g}{R_g} - \frac{R_{s2}}{R_{s1}+R_{s2}}\frac{v_s}{R_g}} \;=\; \frac{R_g}{1 - \frac{R_{s2}}{R_{s1}+R_{s2}}\frac{v_s}{v_g}}$$

Sostituiamo ora al rapporto v_s/v_g la sua espressione data dalla 12.15. Troviamo:

$$Z_{eff} \;=\; \frac{R_g}{1 - \frac{R_{s2} g_m}{1+(R_{s1}+R_{s2})g_m}} \;\approx\; \frac{R_g}{1 - \frac{R_{s2}}{R_{s1}+R_{s2}}} \;=\; R_g\left(\frac{R_{s1}+R_{s2}}{R_{s1}}\right)$$

Vediamo cosí che se $(R_{s1}+R_{s2}) \gg R_{s1}$, si ha:

$$Z_{eff} \gg R_g$$

12.7 Amplificatore a FET: struttura generale

Abbiamo finora studiato le caratteristiche dell'amplificatore a FET nelle configurazioni source-comune o inseguitore di source. Nel primo caso la resistenza di source era "bypassata" dal condensatore, nel secondo non c'era alcuna resistenza sul drain e mancava il condensatore. Esaminiamo ora il caso generale in cui siano presenti sia R_d che R_s e che nessuna delle due abbia un condensatore in parallelo.

La struttura é quindi quella di figura 12.14. Il circuito equivalente utile per il calcolo del guadagno e delle impedenze d'uscita e d'ingresso é mostrato nella stessa figura

v_{o2} é l'uscita nel caso in cui si adoperi il circuito come inseguitore di source; v_{o1} quella relativa al caso in cui lo si adoperi come amplificatore common-source. Abbiamo adoperato, nel circuito equivalente, il generatore dipendente di tensione: $\mu v_{gs} = g_m r_d v_{gs}$ in serie con r_d.

Dall'equazione della maglia d'uscita otteniamo:

$$i_d\left(R_d + r_d + R_s\right) \;=\; \mu v_{gs}$$

$$v_{gs} \;=\; v_g - v_s \;=\; v_i - R_s i_d$$

Da queste due equazioni segue:

$$i_d\left(R_d + r_d + R_s\right) \;=\; \mu v_i - \mu R_s i_d$$

da cui:

$$i_d \;=\; \frac{\mu v_i}{R_d + r_d + R_s(1+\mu)}$$

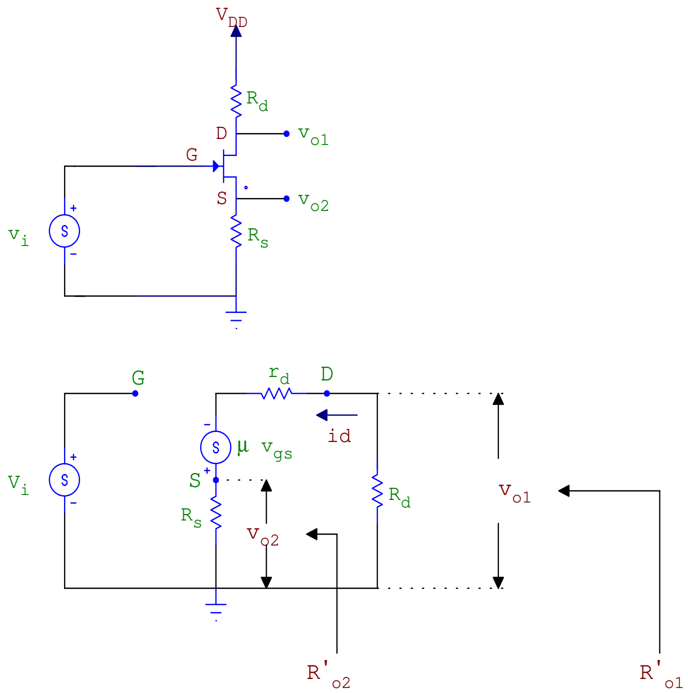

Figura 12.14:

La tensione in uscita sul drain é:

$$v_{o1} \;=\; -R_d i_d \;=\; -\frac{\mu R_d v_i}{R_d + r_d + R_s(1+\mu)} \tag{12.17}$$

La tensione in uscita sul source:

$$v_{o2} \;=\; R_s i_d \;=\; \frac{\mu R_s v_i}{R_d + r_d + R_s(1+\mu)} \tag{12.18}$$

Il guadagno in tensione relativo al primo caso (amplificatore source-comune con resistenza sul source) é allora:

$$A_{v1} \;=\; \frac{v_{o1}}{v_i} \;=\; -\frac{\mu R_d}{R_d + r_d + R_s(1+\mu)} \tag{12.19}$$

(dove $\mu \gg 1$).

Questa puó esser riscritta, trascurando 1 rispetto a μ e sostituendo $\mu = g_m r_d$ nella forma:

$$A_{v1} \;=\; -\frac{g_m r_d R_d}{R_d + r_d + R_s(1+\mu)} \;=\; -\frac{g_m R_{||}}{1 + g_m (R_s/R_d) R_{||}} \tag{12.20}$$

dove:

$$R_{||} \;=\; \frac{r_d R_d}{r_d + R_d}$$

Se é $g_m R_s/R_d R_{||} \gg 1$, questa diventa $A_{v1} = -R - d/R_s$, cioé il guadagno viene a dipendere solo dalle resistenze R_d ed R_s e non dal g_m del FET. Ció é analogo a quel che si trova nel caso di un amplificatore a transistor bipolare con resistenza sull'emettitore.

Calcoliamo ora, per questa configurazione, l'impedenza d'uscita R'_{o1}. Ricorriamo alla definizione:

$$R'_{o1} = \frac{v_{o1\ (circuito\,aperto)}}{i_{o1\ (circuito\,chiuso)}}$$

dove $v_{o1\ (circuito\,aperto)}$ é il segnale di tensione in uscita in assenza di carico (a parte R_d), cioé:

$$v_{o1\ (circuito\,aperto)} = -\frac{\mu R_d v_i}{R_d + r_d + (1+\mu)R_s}$$

e la corrente in uscita $i_{o1\ (circuito\,chiuso)}$ é ottenibile dal circuito equivalente di figura, ponendo un corto in parallelo ad R_d. Si ottiene in tal modo:

$$i_{o1\ (circuito\,chiuso)} = -i_d = -\frac{v_{gs}}{r_d + R_s}$$

con:

$$v_{gs} = v_g - v_s = v_i - R_d i_d$$

da cui si ottiene poi:

$$i_{o1\ (circuito\,chiuso)} = -i_d|_{R_d=0} = -\frac{\mu v_i}{r_d + R_s(1+\mu)}$$

Si ha cosí per l'impedenza d'uscita:

$$R'_{o1} = R_d \frac{r_d + R_s(1+\mu)}{r_d + R_d + R_s(1+\mu)} = R_d \parallel (r_d + R_s(1+\mu)) \tag{12.21}$$

Si vede da quest'ultima espressione che la resistenza d'uscita R'_{o1}, calcolata senza tener conto di R_d é:

$$R_{o1} = r_d + R_s(1+\mu) \tag{12.22}$$

Calcoliamo ora la resistenza d'uscita R'_{o2}.

$$R'_{o2} = \frac{v_{o2\ (circuito\,aperto)}}{i_{o2\ (circuito\,chiuso)}}$$

dove:

$$v_{o2\ (circuito\,aperto)} = \frac{\mu R_s v_i}{R_d + r_d + (1+\mu)R_s}$$

$$i_{o2\ (circuito\,chiuso)} = i_{o2}|_{R_s=0} = \frac{\mu v_i}{R_d + r_d}$$

da cui:

$$R'_{o2} = \frac{R_s(R_d + r_d)}{R_d + r_d + (1+\mu)R_s} \tag{12.23}$$

Il guadagno in tensione nella configurazione inseguitore di source (con resistenza sul drain) é (facendo uso della 12.18):

$$A_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_i} = \frac{\mu R_s}{R_d + r_d + (1+\mu)R_s}$$

che per $R_d = 0$ diventa:

$$A_{v2} = \frac{\mu R_s}{r_d + (1+\mu)R_s} \approx \frac{g_m r_d R_s}{r_d + g_m r_d R_s}$$

Se ad esempio si sceglie:

$$R_s = 2\,k\Omega \quad , \quad R_d = 1\,k\Omega \quad , \quad r_d = 100\,k\Omega \quad , \quad g_m = 3\,mS$$

e quindi:

$$\mu = g_m r_d = 300$$

Avremo:

$$A_{v2} \approx 0.85 \quad , R'_{o2} \approx 290\,\Omega$$

12.8 Risposta in frequenza di un amplificatore a FET

Il guadagno dell'amplificatore a FET nella configurazione source-comune, calcolato in precedenza:

$$A_v = -\frac{R_d r_d}{R_d + r_d} g_m = -g_m R_d^*$$

é indipendente dalla frequenza. Ció dipende dal fatto che si sono trascurate le capacitá presenti nel circuito. Queste comprendono sia la capacitá di accoppiamento, che le capacitá parassite interne al FET, nonché quelle associate ai cavi che collegano il generatore dei segnali che si vogliono amplificare all'amplificatore stesso. L'effetto di tutte queste capacitá é quello di ridurre la banda passante e di far sí che essa assuma l'aspetto mostrato in figura 12.15, dove é riportato, in funzione di $\log(f)$, il rapporto $|v_{out}/v_{in}|$ espresso in decibel.

Vogliamo ora esaminare l'effetto delle varie capacitá e vedere come esse influiscano sulla banda passante. Il circuito base, mostrato in figura 12.16, presenta le seguenti capacitá:

- C_o: capacitá d'uscita del generatore
- r_s: resistenza d'uscita del generatore
- C_f: capacitá associata ai cavi di collegamento
- C_a: condensatore d'accoppiamento
- C_{gs}: capacitá parassita tra gate e source nel FET
- C_{gd}: capacitá parassita tra gate e drain nel FET

Esaminiamo ora in dettaglio l'effetto di queste capacitá sulla banda passante, separatamente per le alte e le basse frequenze.

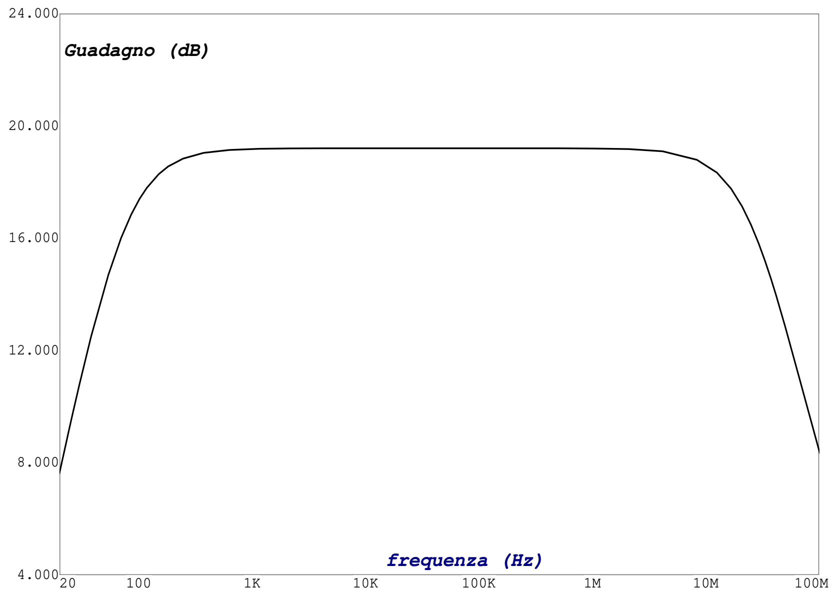

Figura 12.15:

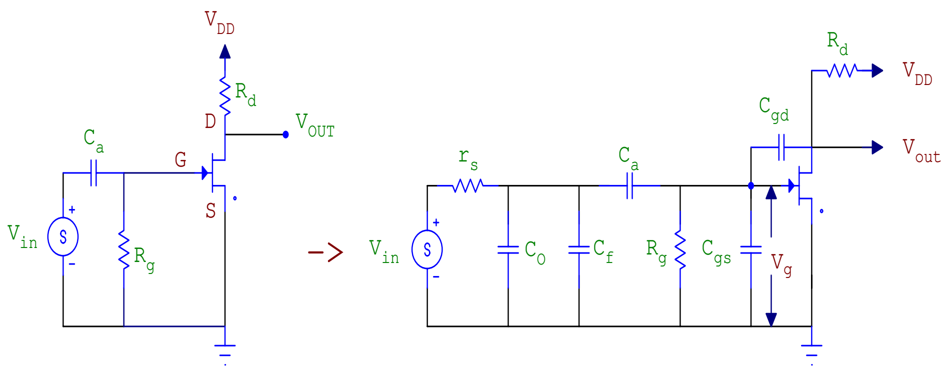

Figura 12.16:

12.8.1 Risposta alle alte frequenze

Cominciamo con l'esaminare la risposta del circuito ad alta frequenza, dove C_a puó esser assimilata ad un corto-circuito. In tali condizioni, le capacitá C_o, C_f, C_{gs} risultano in parallelo, e possono esser sostituite da un'unica capacitá C_1. Il circuito diventa allora quello di figura 12.17 (a).

La resistenza R_g é in genere molto grande e puó quindi esser trascurata. Sostituiamo inoltre al FET il suo circuito equivalente, costituito da un generatore di tensione $-g_m R_d^* v_g$, in serie con la resistenza $R_d \parallel r_d \equiv R_d^*$. Si ottiene cosí lo schema di figura 12.17 (b).

Facciamo ora l'ulteriore approssimazione (che verificheremo tra poco) consistente nel trascurare la caduta ai capi di R_d^*. Ammettiamo cioé che sia $v_{out} = -g_m R_d^* v_g$. Il circuito si trasforma allora ulteriormente in quello di figura 12.17 (c)

Applichiamo ora il teorema di Miller, facendo uso dell'impedenza che collega i terminali d'uscita v_{out} a quelli d'ingresso v_g. L'impedenza é quella costituita dalla

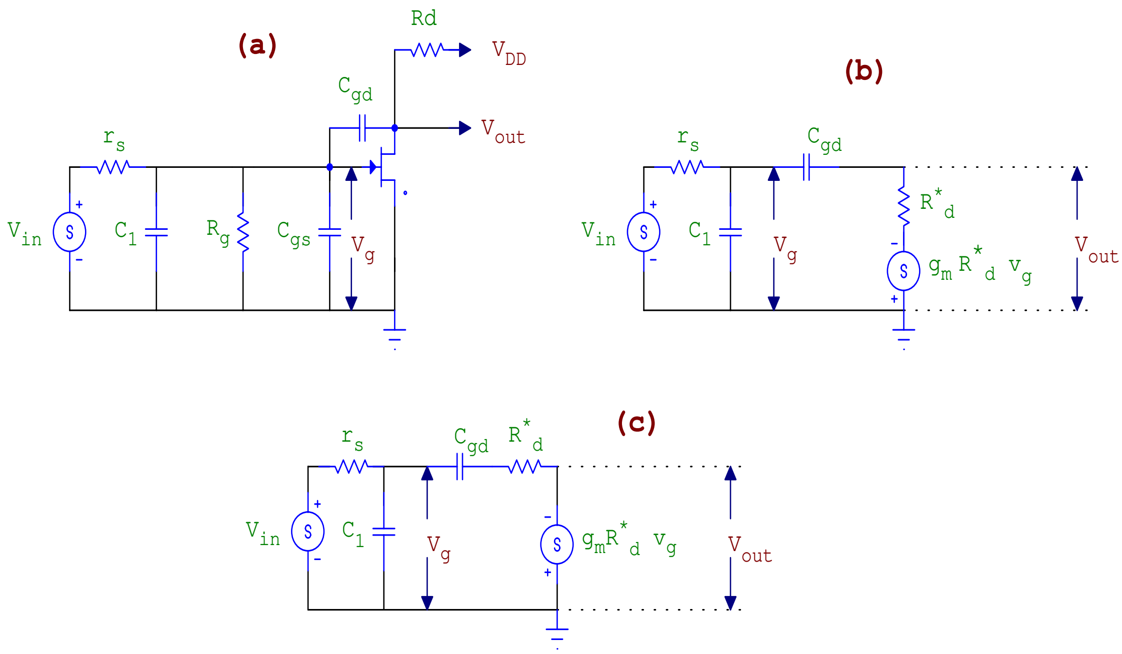

Figura 12.17:

serie di C_{gd} ed R_d^*:

$$Z = \frac{1}{j\omega C} + R_d^* = \frac{1 + j\omega R_d^* C}{j\omega C}$$

dove abbiamo per brevitá di scrittura posto $C \equiv C_{gd}$. Il teorema di Miller dá il circuito di figura 12.18, dove si é posto $K = -g_m R_d^*$.

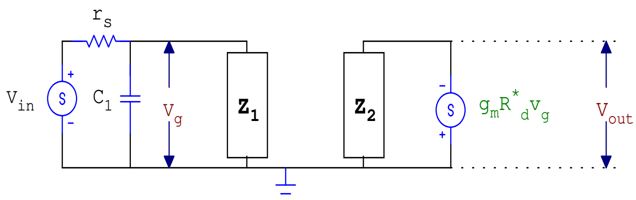

Figura 12.18:

Il guadagno in tensione é:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_{out}}{v_g}\frac{v_g}{v_{in}} = -g_m R_d^* \frac{v_g}{v_{in}} \tag{12.24}$$

Le impedenze Z_1 e Z_2 sono date da:

$$Z_1 = \frac{Z}{1-K} = \frac{1 + j\omega R_d^* C}{j\omega C(1 + g_m R_d^*)}$$

$$Z_2 \;=\; \frac{ZK}{K-1} \;=\; \frac{(1+j\omega R_d^* C) g_m R_d^*}{1+g_m R_d^*}$$

Facciamo ancora un'approssimazione (la cui validitá sará verificata); ammettiamo che sia:

$$R_d^* \ll \frac{1}{\omega C}$$

cioé: $\omega C R_d^* \ll 1$.

Con ció Z_1 diventa:

$$Z_1 \approx \frac{1}{j\omega C(1+g_m R_d^*)}$$

L'impedenza del parallelo $Z_1 \parallel C_1$ é allora:

$$Z' \;=\; \frac{Z_1}{1+j\omega C_1 Z_1} \;=\; \frac{1}{j\omega\left[C_1 + C(1+g_m R_d^*)\right]}$$

La relazione tra v_g e v_{in} é quindi:

$$v_g \;=\; v_{in}\frac{Z'}{r_s+Z'} \;=\; v_{in}\frac{1}{1+j\omega r_s\left[C_1 + C(1+g_m R_d^*)\right]}$$

per cui:

$$\frac{v_g}{v_{in}} \;=\; \frac{1}{1+j\omega r_s\left[C_1 + C(1+g_m R_d^*)\right]}$$

Facendo uso della 12.24 si ottiene poi:

$$A_v(\omega) \;=\; -\frac{g_m R_d^*}{1+j\omega r_s\left[C_1 + C(1+g_m R_d^*)\right]}$$

Ponendo $A_o = g_m R_d^*$ (guadagno a centro banda), questa puó essere riscritta nella forma:

$$A_v(\omega) \;=\; -\frac{A_o}{1+j\omega r_s\left[C_1 + C(1+A_o)\right]} \tag{12.25}$$

Vediamo cosí che la capacitá $C = C_{gd}$ risulta moltiplicata per il fattore $1+A_o$, che é in genere grande. Ció é conseguenza dell'effetto Miller. I FET sono normalmente costruiti in modo che la capacitá C_{gd} (indicata in letteratura come C_{rss}) sia minore di C_{gs} (con il simbolo C_{iss} viene indicata la somma $C_{gd} + C_{gs}$). Valori tipici di C_{rss} per i FET sono nel range (1-15) pF mentre per C_{iss} troviamo valori nel range (3-70) pF [2].

Il modulo di A_v dipende da ω come:

$$|A_v(\omega)| \;=\; \frac{A_o}{\sqrt{1+(\omega/\omega_U)^2}} \tag{12.26}$$

con:

$$\omega_U \;=\; \frac{1}{r_s\left[C_1 + C(1+A_o)\right]} \tag{12.27}$$

[2] Sia C_{gd} che C_{gs} dipendono molto dalla differenza di potenziale V_{DS} e decrescono all'aumentare di questa, per rimanere appossimativamente costanti per valori di V_{DS} maggiori di (10-15) V

Per valori di C_{gd}, C_{gs} ed r_s:

$$C_{gd} = 2\,pF$$

$$C_{gs} = 4\,pF$$

$$r_s = 10\,\Omega$$

e per un guadagno a centro banda $A_o = 20$, troviamo (ammettendo di poter trascurare C_1):

$$\omega_U = \frac{1}{10\,[2 \cdot 10^{-12} \cdot 21]} \approx 2.38 \cdot 10^9\ s^{-1}$$

cioé:

$$f_U = \frac{\omega_U}{2\pi} = 379\,MHz$$

L'andamento di $|A_v|$ (in dB) in funzione della frequenza f é mostrato, per un tipico amplificatore a FET, in figura 12.19.

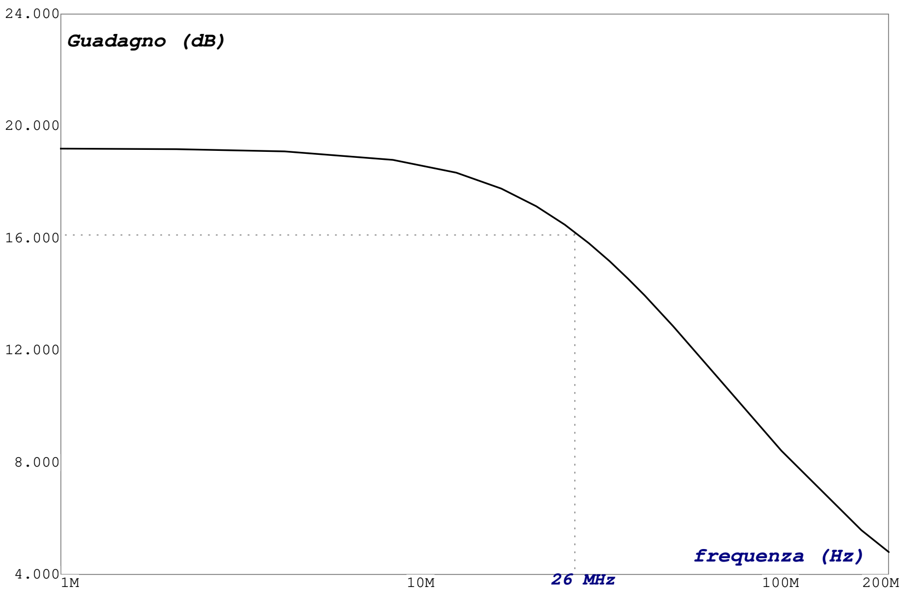

Figura 12.19:

Il valore di f_U per tale amplificatore é di 26 MHz. A tale frequenza il guadagno si é ridotto di 3 dB rispetto al valore che esso ha a centro banda.

La frequenza f_U (26 MHz nel nostro esempio) definisce il taglio superiore della banda passante dall'amplificatore.

Dalla definizione 12.27 di ω_U segue che, per aumentare la banda passante occorre:

- diminuire A_o
- diminuire r_s
- diminuire C_1

- diminuire C_{gd}

Vediamo che diminuire quest'ultimo parametro é particolarmente importante poiché esso compare moltiplicato per A_o.

Un aumento del guadagno A_o a frequenze intermedie si accompagna ad una riduzione della banda passante. Si definisce quindi un fattore di merito dell'amplificatore:

$$F = A_o f_U$$

Cioé:

$$F = \frac{A_o}{2\pi r_s \left[C_1 + (1 + A_o)C_{gd}\right]}$$

A paritá di F, un aumento di un fattore 10 nel guadagno A_o si accompagna (all'incirca) ad una riduzione di un fattore 10 nella banda passante.

L'effetto della capacitá interna al FET tra gate e drain (C_{gd}) é mostrato in figura 12.20. Si vede chiaramente che, all'aumentare di C_{gd} tra 1 pF e 40 pF la frequenza di taglio superiore scende da 220 MHz a 5.5 MHz.

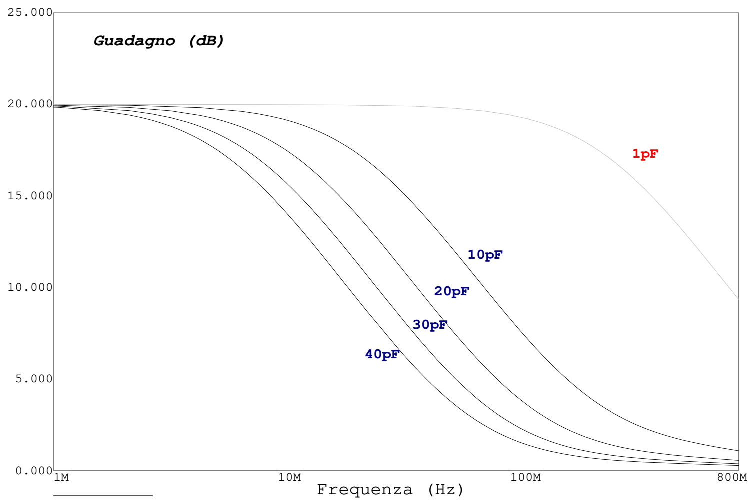

Figura 12.20:

Verifichiamo ora, con un esempio numerico, la validitá delle approssimazioni fatte.

La prima delle approssimazioni é consistita nel trascurare (vedi figura 12.17) la caduta di potenziale ai capi di R_d^* rispetto al potenziale del generatore dipendente $-g_m R_d^* v_g$. La seconda nel trascurare la caduta di potenziale ai capi di R_d^* rispetto a quella ai capi della capacitá C_{gd}.

Ammettiamo che sia:

$$g_m = 2\,mS \;\;,\;\; R_d^* = 2\,k\Omega \;\;,\;\; v_g = 0.1\,V \;\;,\;\; C = C_{gd} = 2\,pF \;\;,\;\; f = 1\,MHz$$

Avremo allora:

$$g_m R_d^* v_g = 0.4\,V$$

La resistenza associata alla capacitá C sará:

$$Z_c \; = \; \frac{1}{\omega C} \; = \; \frac{1}{2\pi f C} \; \approx \; 80 \, k\Omega$$

Poiché questa é molto maggiore di R_d^*, vediamo che la caduta di potenziale ai capi di R_d^* é trascurabile rispetto a quella ai capi di C, il che giustifica la seconda delle approssimazioni fatte (a maggior ragione se la frequenza fosse piú bassa di quella scelta). L'approssimazione verrebbe meno solo a frequenze tali che:

$$Z_c \approx R_d^*$$

cioé:

$$f \approx \frac{1}{2\pi R_d^* C} \approx 400 \, MHz$$

maggiore della frequenza di taglio dell'amplificatore.

Per verificare la prima delle approssimazioni calcoliamo la corrente nella serie $C - R_d^*$:

$$i \; = \; \frac{v_g(g_m R_d^* + 1)}{\sqrt{(R_d^*)^2 + 1/(\omega^2 C^2)}} \; \approx \; \omega C v_g \, (g_m R_d^* + 1)$$

La caduta di potenziale ai capi di R_d^* sará allora:

$$v \; = \; R_d^* \, i \; = \; v_g \, (g_m R_d^* + 1) \, \frac{R_d^*}{1/(\omega C)} \; \approx \; 0.025 \cdot (g_m R_d^* + 1) \; \ll \; (g_m R_d^* + 1) \, v_g$$

cioé molto minore della differenza di potenziale ai capi di C.

12.8.2 Risposta alle basse frequenze

Ci siamo fino a questo momento occupati della risposta dell'amplificatore alle alte frequenze. Vediamo ora di esaminarne il comportamento all'altra estremitá dello spettro, a frequenze molto basse. In tale regione si fará ovviamente sentire l'effetto delle capacitá in serie al segnale, cioé essenzialmente della capacitá di accoppiamento C_a. Poiché in tale zona di frequenza, l'impedenza capacitativa $|1/(j\omega C_a)|$ é grande, potremo trascurare, rispetto a questa, l'impedenza d'uscita r_s del generatore.

Il circuito equivalente che adopereremo per calcolare la risposta in questa zona di frequenze é mostrato in figura 12.21.

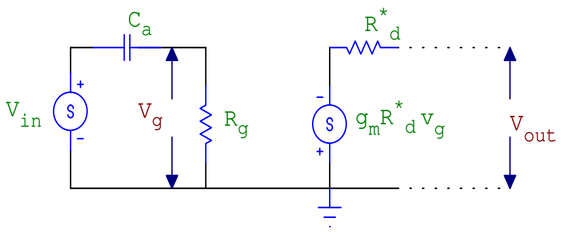

Figura 12.21:

In tale schema, v_g é dato da:

$$v_g = \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_a}} v_{in} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega R_g C_a}} v_{in}$$

da cui segue:

$$v_{out} = -g_m R_d^* v_g = -\frac{A_o}{1 + \frac{1}{j\omega C_a R_g}} \tag{12.28}$$

dove abbiamo posto:

$$A_o = g_m R_d^*$$

Il modulo della funzione di trasferimento $|A_v|$ é quindi:

$$|A_v(\omega)| = \frac{A_o}{\sqrt{1 + (\omega_L/\omega)^2}} \tag{12.29}$$

dove abbiamo posto:

$$\omega_L = \frac{1}{C_a R_g}$$

Esso tende a 0 per $\omega \to 0$ e si riduce di 3 dB per $\omega = \omega_L$, cioé per un valore della frequenza f:

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_a R_g} \tag{12.30}$$

Se $R_g = 1\, M\Omega$ e $C_a = 4\, nF$; si trova:

$$f_L = \frac{1}{2\pi\, 10^6\, 4\, 10^{-9}} = 40\ Hz$$

La frequenza f_L definisce il limite inferiore della banda passante dell'amplificatore. Notiamo ancora che per $\omega = \omega_L$, la 12.28 ci dá per la quantitá complessa A_v:

$$A_v = -\frac{A_o(1-j)}{2} \tag{12.31}$$

da cui vediamo che alla frequenza f_L c'é uno sfasamento di $\pi/2$ tra v_{in} e v_{out}.

12.8.3 Risposta sull'intero spettro di frequenze

L'espressione della risposta globale in frequenza puó essere ottenuta combinando la 12.26 con la 12.29. Si trova:

$$|A_v| = \frac{A_o}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_U)^2}\sqrt{1 + (\omega_L/\omega)^2}} \tag{12.32}$$

L'andamento del guadagno in funzione della frequenza f é qualitativamente quello mostrato nella figura 12.22. Il grafico superiore si riferisce al modulo del guadagno, espresso in decibel, quello inferiore allo sfasamento (in gradi). Notiamo che agli estremi della banda passante, ad esempio per $f = f_L$ o $f = f_U$, il segnale in uscita é non soltanto attenuato, ma anche fortemente fuori fase rispetto al valore che esso ha a centro banda.

Se quindi v_{in} ha componenti di Fourier su di una banda di frequenza che si estende dal centro bando fino ad uno degli estremi, v_{out} avrá componenti di Fourier che, per frequenza prossime all'estremitá della banda, sono ridotte e sfasate. Ció implica che v_{out} sará *distorto* rispetto a v_{in}.

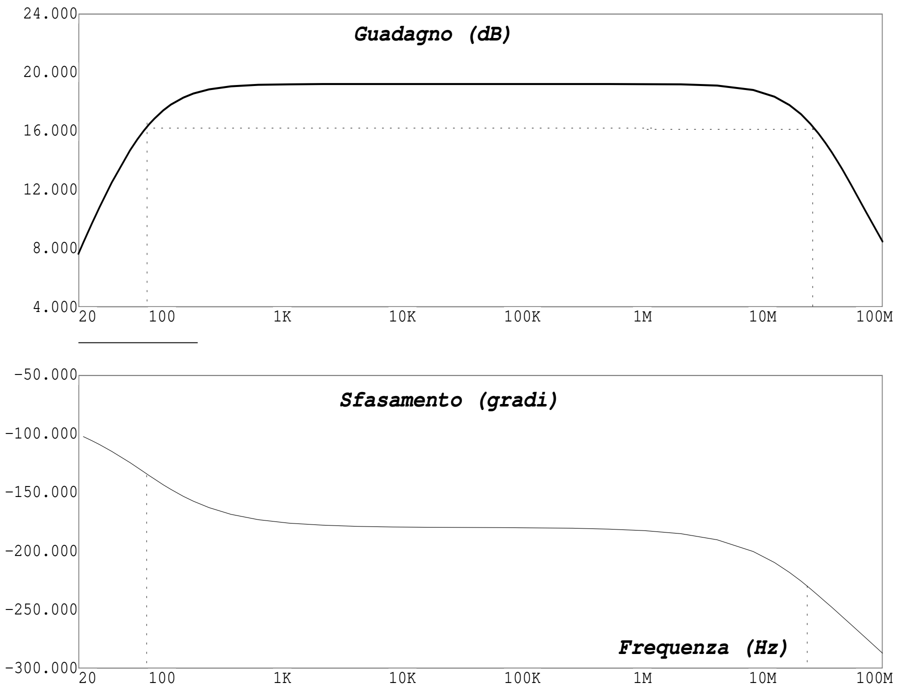
Guadagno (dB)
24.000
20.000
16.000
12.000
8.000
4.000
20
100
1K
10K
100K
1M
10M
100M
Sfasamento (gradi)
-50.000
-100.000
-150.000
-200.000
-250.000
-300.000
Frequenza (Hz)

Figura 12.22:

Indice

1 Sistemi Logici **1**
1.1 Sistemi di numerazione 1
1.2 Il codice Grey 7
1.3 Porte logiche 7
1.4 Algebra di Boole 11
1.4.1 Identitá Booleane 11
1.5 Leggi di De Morgan 13
1.6 Forme standard di funzioni logiche 16
1.7 Operazioni aritmetiche 17
1.8 Sottrazione binaria 19
1.9 Rappresentazione dei numeri negativi 21
1.10 Comparatori digitali 23
1.11 Paritá di un numero binario 24
1.12 Codificatori/Decodificatori 25
1.13 Multiplexer/Demultiplexer 29
1.14 Registri e memorie: i Flip-Flop 33
1.15 Shift-Registers 38
1.16 Applicazioni degli Shift-Registers e dei Flip-Flop 46
1.16.1 Applicazioni degli shift-registers 46
1.16.2 Applicazioni dei FF 48
1.17 Alcune applicazioni pratiche di registri e contatori in esperimenti di fisica 53
1.18 Decodificatori e Display 55
1.19 Moltiplicazione e divisione in binario 57
1.20 La divisione in binario 64

2 Linee di trasmissione **67**
2.1 Introduzione 67
2.2 Cavi coassiali: principi generali 67
2.3 Riflessioni alle estremitá di una linea di trasmissione 71
2.4 Riflessioni multiple 73
2.5 Effetti resistivi nelle linee di trasmissione 75
2.6 Adattamento d'impedenza per una linea di trasmissione 77
2.7 Linee di trasmissione commerciali 78

3 Uso delle trasformate di Fourier e di Laplace nella soluzione di problemi relativi a sistemi elettronici **79**
3.1 Introduzione 79
3.2 La trasformata di Fourier 79

3.3 Trasformata di Laplace 84
3.4 Esempi di calcolo di antitrasformate di Laplace 88
3.5 Risposta di un circuito ad un'eccitazione di forma generica 92
3.6 Calcolo dell'antitrasformata di Laplace per una funzione esprimibile come rapporto di polinomi 94
3.7 Circuito LCR eccitato da un gradino unitario di tensione 99
3.8 Risposta di un circuito CR ad un segnale sinusoidale 103
3.9 Riflessione di un impulso rettangolare all'estremitá di una linea di ritardo chiusa su di un condensatore 105

4 Rappresentazione grafica di funzioni di trasferimento in elettronica 111
4.1 Introduzione 111
4.2 Diagrammi di Bode 111
4.3 Quadripoli del secondo ordine 116
4.4 Funzioni di trasferimento con due poli complessi coniugati 125
4.5 Diagrammi di Nyquist 130

5 Amplificatori operazionali 133
5.1 Introduzione 133
5.2 Proprietá degli amplificatori operazionali 133
5.3 Ingresso differenziale 134
5.4 Amplificatori Operazionali: alcune applicazioni 136
5.5 Amplificatori invertenti e non-invertenti realizzati con operazionali . . 136
5.6 Impedenza d'ingresso dell'amplificatore invertente 140
5.7 Impedenza d'uscita dell'amplificatore invertente 141
5.8 Amplificatore non-invertente 143
5.9 Impedenza d'ingresso dell'amplificatore non-invertente 143
5.10 Impedenza d'uscita dell'amplificatore non-invertente 144
5.11 Amplificatore della differenza di due segnali 144
5.12 Amplificatore della somma di due o piú segnali 145
5.13 Integratore realizzato tramite un operazionale 146
5.14 Derivatore realizzato tramite un operazionale 150
5.15 Amplificatore di carica 152
5.16 Tensione di riferimento 155
5.17 Convertitori corrente-tensione e tensione-corrente 155
5.18 Applicazioni non-lineari degli operazionali 160
5.19 Comparatore con isteresi 160
5.20 Multivibratore astabile (generatore di onde rettangolari) 163
5.21 Multivibratore monostabile 167
5.22 Generatore di onde triangolari 168
5.23 Limitatori e rettificatori 170
5.24 Rivelatori di picco 173
5.25 Limiti degli amplificatori operazionali 175

6 Il timer 555 183
6.1 Introduzione 183
6.1.1 Multivibratore astabile 183
6.2 Multivibratore monostabile 185

6.3 Trigger di Schmitt 188
6.4 Convertitore tensione-frequenza 189

7 Filtri attivi **191**
7.1 Introduzione 191
7.1.1 Caratteristiche di risposta dei filtri 191
7.2 Generalitá sui filtri attivi 194
7.3 Funzione biquadratica di trasferimento 196
7.4 Filtri di Butterworth 199
7.5 Filtro di Butterworth del secondo ordine 203
7.6 Alcune considerazioni sulla conversione di impedenze tramite operazionali 206
7.7 Corrispondenze tra tipi diversi di filtri 208
7.8 Il "ripple" nei filtri 208
7.9 Filtri di Bessel e di Chebyshev. Confonto tra diversi tipi di filtro . . . 209
7.10 Filtri attivi a retroazione multipla 211
7.11 Filtri notch 212
7.12 Filtri a condensatori commutati 216

8 Oscillatori sinusoidali **221**
8.1 Introduzione 221
8.2 Realizzazione di un oscillatore sinusoidale 222
8.3 L'oscillatore a sfasamento 223
8.4 Oscillatore a sfasamento a transistor bipolare 228
8.5 L'oscillatore sinusoidale in quadratura 230
8.6 Circuiti limitatori negli oscillatori sinusoidali 232
8.7 Oscillatore a mezzo ponte di Wien 233
8.8 L'oscillatore a ponte di Wien 234

9 Il rumore nei circuiti elettronici **239**
9.1 Introduzione 239
9.2 Processi stocastici stazionari 240
9.2.1 Descrizione nel dominio del tempo 240
9.2.2 Analisi nel dominio della frequenza 245
9.2.3 Determinazione sperimentale della densità spettrale 249
9.3 Rumore termico 249
9.3.1 Metodo di Nyquist 251
9.4 Il rumore di tipo *shot* 253
9.5 Rumore 1/f 255
9.6 Circuiti equivalenti per il rumore 255
9.7 Rumore in un quadripolo 257
9.8 Dipendenza del rapporto segnale/rumore in un quadripolo dalla resistenza della sorgente 258
9.9 Cifra di rumore 260
9.10 Rumore nel caso di una catena di piú amplificatori in cascata 261
9.11 Espressione analitica della cifra di rumore 262
9.12 Temperatura di rumore 264
9.13 Esempio: Transistor bipolare 265
9.14 Il rumore nei componenti elettronici 270

9.14.1 Introduzione 270
9.14.2 Il rumore nel transistor bipolare 270
9.14.3 Il rumore nei FET 273
9.15 Appendice A 275
9.16 Appendice B 277
9.17 Appendice C 279

10 Convertitori Digitale-Analogico ed Analogico-Digitale 281
10.1 Introduzione 281
10.2 Circuiti di Sample-and-Hold 282
10.3 Convertitori Digitale-Analogico 286
10.4 Convertitori Digitale-Analogico pilotati in corrente 292
10.5 Convertitori Analogico-Digitale (ADC) 294
10.5.1 ADC a contatore (Counting ADC) 294
10.5.2 ADC ad approssimazioni successive 295
10.5.3 Convertitore ADC a rampa singola 298
10.5.4 L'ADC a doppia rampa 299
10.5.5 Flash ADC 301
10.6 Caratteristiche dei DAC ed ADC commerciali 302

11 Il feedback negli amplificatori 305
11.1 Introduzione 305
11.2 Classificazione degli amplificatori 305
11.3 Il concetto di feedback 308
11.4 Tipi di feedback 308
11.5 Feedback: considerazioni generali 311
11.5.1 Proprietá della retroazione negativa 312
11.5.2 Funzione di sensibilitá di un amplificatore con feedback 312
11.6 Effetto del feedback negativo sull'impedenza d'ingresso e su quella d'uscita degli amplificatori 313
11.6.1 Impedenze d'ingresso 313
11.6.2 Considerazioni generali 317
11.6.3 Impedenze d'uscita 318
11.6.4 Effetto del feedback sulle impedenze d'ingresso e d'uscita: sommario 319
11.7 Individuazione del tipo di reazione 319
11.8 Analisi dettagliata dei circuiti con feedback 321
11.9 Risposta in frequenza di un amplificatore con feedback 329

12 Caratteristiche dei FET ed amplificatori a FET 333
12.1 Introduzione 333
12.2 Caratteristiche dei FET 333
12.3 Circuito equivalente del FET 335
12.4 Schemi di polarizzazione per il FET 336
12.5 Amplificatori a FET 340
12.6 Inseguitore di source 343
12.7 Amplificatore a FET: struttura generale 345
12.8 Risposta in frequenza di un amplificatore a FET 348
12.8.1 Risposta alle alte frequenze 349

12.8.2 Risposta alle basse frequenze 354
12.8.3 Risposta sull'intero spettro di frequenze 355