

Capitolo 9

Transistor a microonde

9.1 Introduzione

In questo paragrafo verranno studiati i transistor maggiormente utilizzati alle frequenze delle microonde. Dopo aver introdotto i parametri utili per confrontare tra di loro i diversi dispositivi (figure di merito), la trattazione specifica inizia con il transistor bipolare che storicamente è stato il primo dispositivo a stato solido ad essere realizzato. Si prosegue con il transistor ad effetto di campo a giunzione metallo/semiconduttore (MESFET) che, seppure di più recente ideazione, è largamente utilizzato nei circuiti MIC ed MMIC. Gli ultimi due paragrafi sono dedicati all'analisi di due dispositivi emergenti e cioè i transistor ad eterogiunzione di tipo bipolare (HBT) ed unipolare (HEMT).

9.2 Figure di merito dei transistor

Per tutti i dispositivi che verranno analizzati nel seguito è possibile definire relazioni generali che ne fissano i limiti in frequenza ed in potenza.

In particolare esistono limitazioni alla massima velocità raggiungibile dai portatori in un semiconduttore, al massimo campo elettrico che può esistere nel semiconduttore prima del breakdown e alla massima corrente che può attraversare un transistor (connessa alla sezione della regione attiva).

Partendo da questi presupposti è stato dimostrato^(*) che vale la relazione:

$$P_m f_T^2 = \frac{1}{X_c} \left(\frac{E_m v_{tm}}{2\pi} \right)^2 \quad (9.1)$$

dove P_m è la massima potenza che può essere erogata dal transistor, $f_T = 1/2\pi\tau = v_{tm}/2\pi L$ è la frequenza di taglio del dispositivo legata all'inverso del tempo di transito dei portatori attraverso la regione attiva lunga L percorsa alla

(*)E.O. Johnson: RCA rev., vol. 26, 6, 167-177, 1995.

velocità v_{tm} , E_m è il massimo campo elettrico applicabile prima del breakdown, v_{tm} la massima velocità di trascinamento dei portatori, $X_C = 1/2\pi f_T C_C$ è la reattanza associata alla giunzione in cui si verifica il breakdown.

Dalla (9.1) si evince che, per una data X_C e per un dato dispositivo ($E_m v_{tm}$), la potenza erogata diminuisce se la frequenza di taglio aumenta. Inoltre la potenza può essere aumentata aumentando la sezione del dispositivo e quindi diminuendo X_C .

Valori tipici di v_{tm} per gli elettroni sono 0.6×10^7 cm/s nel germanio, 1.0×10^7 cm/s nel silicio, 2×10^7 cm/s nell'arseniuro di gallio e 5.5×10^7 cm/s nel 2-DEG delle eterogiunzioni.

Il campo elettrico di breakdown è legato all'ampiezza della banda proibita e quindi è basso nel germanio ($E_G = 0.66$ eV) cresce nel silicio ($E_G = 1.12$ eV) e nell'arseniuro di gallio ($E_G = 1.43$ eV) ed è molto elevato nel AlGaAs ($E_G = 1.65$ eV).

Da queste considerazioni emerge la superiorità dei dispositivi su arseniuro di gallio e ad eterostruttura rispetto ai tradizionali dispositivi su silicio e germanio.

Tuttavia accanto a queste considerazioni generali vanno tenuti in conto altri aspetti quali la capacità a dissipare potenza dei materiali e lo stato della tecnologia. Con riferimento al primo punto il parametro saliente è la conducibilità termica rispetto alla quale il materiale migliore è il silicio; per quanto riguarda il secondo punto, ancor oggi, la tecnologia più evoluta è quella del silicio.

In conclusione, nelle applicazioni a microonde il transistor bipolare (BJT) è il dispositivo maggiormente utilizzato nella banda S fino a circa 4 GHz, mentre il MESFET domina tra 4 e 20 GHz. Per applicazioni a frequenze superiori si stanno sempre più diffondendo i dispositivi ad eterostruttura (HEMT).

Utili figure di merito per confrontare tra di loro diversi transistor sono la frequenza di taglio f_T e la minima figura di rumore F_{MIN} .

La frequenza di taglio f_T , oltre che come inverso del tempo di transito, è anche definita come la frequenza alla quale l'amplificazione di corrente di corto circuito, nella configurazione ad emettitore comune (source comune), diventa unitaria.

Il fattore di rumore è una misura del rumore aggiunto ad un segnale nel passaggio attraverso un dispositivo ed è definito come il rapporto dei rapporti tra le potenze disponibili del segnale e del rumore in ingresso ed in uscita (vedi Eq. 8.123). Normalmente questa quantità viene espressa in decibel, in questo caso è detta figura di rumore (Noise Figure NF)

Per un dispositivo privo di rumore si avrebbe $NF = 0$ dB. Come si vedrà nel seguito (par. 9.5) la figura di rumore può assumere un valore minimo (F_{MIN}) che dipende solo dal particolare transistor considerato e che viene in generale riportato nei cataloghi del componente.

9.3 BJT

Il transistor bipolare (Bipolar Junction Transistor = BJT) fu ideato da Shockley nei laboratori Bell nel 1948 ed è stato il primo dispositivo attivo a stato solido ad essere realizzato. Il BJT si utilizza ancor oggi nei sistemi a microonde di bassa e media potenza ($< 100 \text{ W}$) e a frequenze fino a circa 4 GHz .

9.3.a Funzionamento del dispositivo

Il BJT è realizzato accrescendo tre strati di silicio con diversi drogaggi (p/n/p o n/p/n). Poiché il funzionamento alle alte frequenze di questo dispositivo dipende dall'abilità dei portatori di minoranza a diffondere velocemente attraverso la regione di base, si preferisce utilizzare la struttura n/p/n data la maggiore mobilità degli elettroni rispetto a quella delle lacune.

In Fig. 9.1 è riportato l'andamento dei drogaggi (a), della densità di carica (b), del campo elettrico (c), del potenziale (d) e delle bande di energia (e) per una giunzione n/p/n.

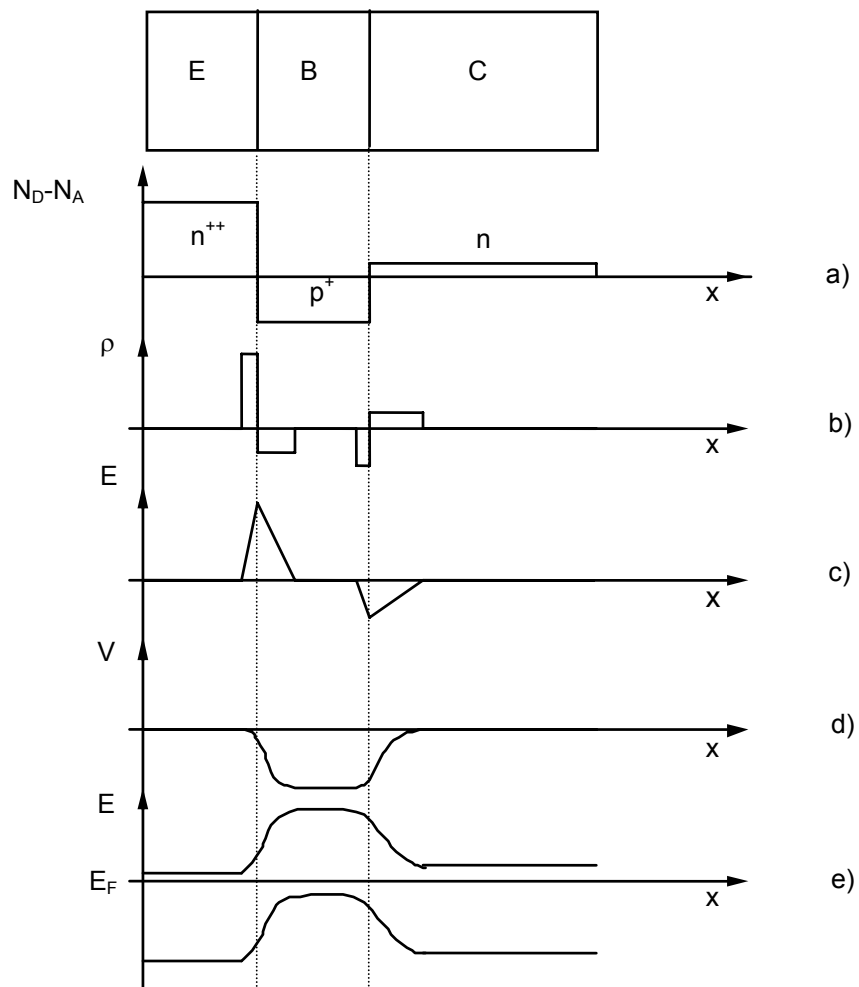


Fig. 9.1

La procedura per ottenere i profili di Fig. 9.1.a e seguenti è simile a quella descritta nel par. 7.3 per i diodi.

Come si vede la zona centrale (base) è maggiormente drogata rispetto alla zona di collettore per far sì che la regione di svuotamento possa estendersi maggiormente dalla parte del collettore (vedi par. 7.3), inoltre la regione di emettitore è più drogata di quella di base. In assenza di polarizzazione, il livello di Fermi è costante attraverso tutta la struttura.

In regione attiva la giunzione base emettitore è polarizzata in diretta mentre quella tra base e collettore in inversa. In Fig. 9.2.a sono riportate le convenzioni utilizzate per le tensioni. In Fig. 9.2.b è riportato l'andamento delle bande di energia in regione attiva (transistor n/p/n) con sovrapposte le correnti che in questa situazione attraversano il transistor.

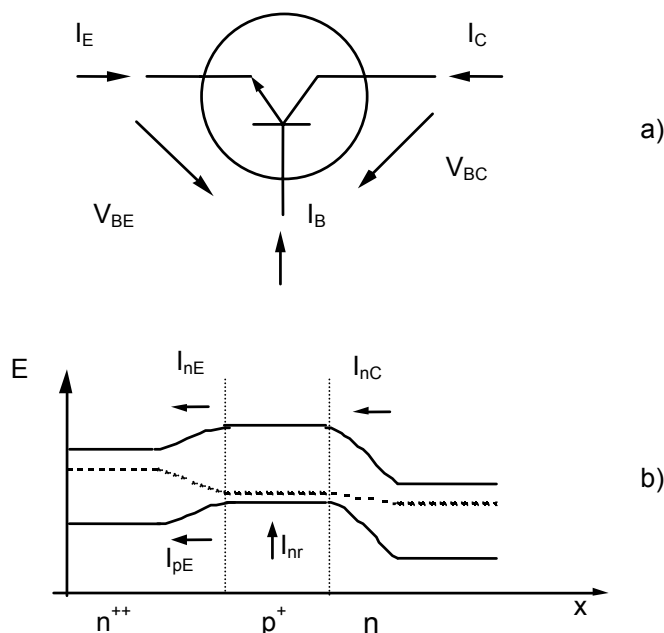


Fig. 9.2

Per effetto della riduzione della barriera di potenziale alla giunzione di emettitore gli elettroni dall'emettitore fluiscono verso la base (I_{nE}) e lacune dalla base all'emettitore (I_{pE}). Una frazione degli elettroni che entrano nella base si ricombina (I_{nr}) mentre i rimanenti elettroni vengono accelerati attraverso la giunzione base collettore polarizzata in inversa (I_{nC}).

Si definisce fattore di trasporto (β^*) la quantità:

$$\beta^* = \frac{\text{corrente di elettroni che raggiunge il collettore}}{\text{corrente di elettroni che parte dall'emettitore}} \quad (9.2)$$

Si definisce efficienza di emettitore γ la quantità:

$$\gamma = \frac{\text{corrente di elettroni che parte dall'emettitore}}{\text{corrente totale di emettitore}} = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE}} \quad (9.3)$$

Poiché l'emettitore è maggiormente drogato rispetto alla base ($n^{++} > p^+$) si ha $I_{nE} > I_{pE}$ e quindi $\gamma \approx 1$.

Risolvendo per questa struttura l'equazione di continuità (v. Eq. 7.30), con le opportune condizioni al contorno, si ottengono le espressioni che legano la corrente di collettore e di emettitore alla tensione base-collettore V_{BC} e base-emettitore V_{BE} :

$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{C0} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (9.4)$$

$$I_E = -\alpha_R I_C - I_{E0} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \quad (9.5)$$

dove la quantità:

$$\alpha_F = \left(\frac{-I_C}{I_E} \right)_{V_{BC}=0} = \gamma \beta^* \cong 1 \quad (9.6)$$

rappresenta l'amplificazione di corrente di corto circuito, a frequenza zero, per la configurazione a base comune.

Analogamente per la configurazione ad emettitore comune si definisce l'amplificazione di corrente di corto circuito:

$$\beta_F = \left(\frac{I_C}{I_B} \right)_{V_{CE}=\text{cost}} \quad (9.7)$$

Essendo $I_B = I_E - I_C$ si ha:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (9.8)$$

In Fig. 9.3 è riportata la caratteristica grafica di uscita di un tipico transistor in configurazione 'base comune'. Il grafico riporta l'andamento della corrente di collettore al variare della tensione tra la base ed il collettore per diversi valori della corrente di emettitore. Come si vede in figura risulta $|I_E| \cong I_C$ e quindi $\alpha_F \cong 1$.

In figura si evidenziano oltre alla regione attiva, la regione di saturazione in cui entrambe le giunzioni sono polarizzate in diretta e la regione di interdizione in cui entrambe le giunzioni sono polarizzate in inversa.

I parametri α_F e β_F sono stati definiti a frequenza zero. Al crescere della frequenza, quando il tempo di transito dei portatori tra l'emettitore ed il collettore è confrontabile con il periodo del segnale, si avrà una riduzione di α_F e β_F .

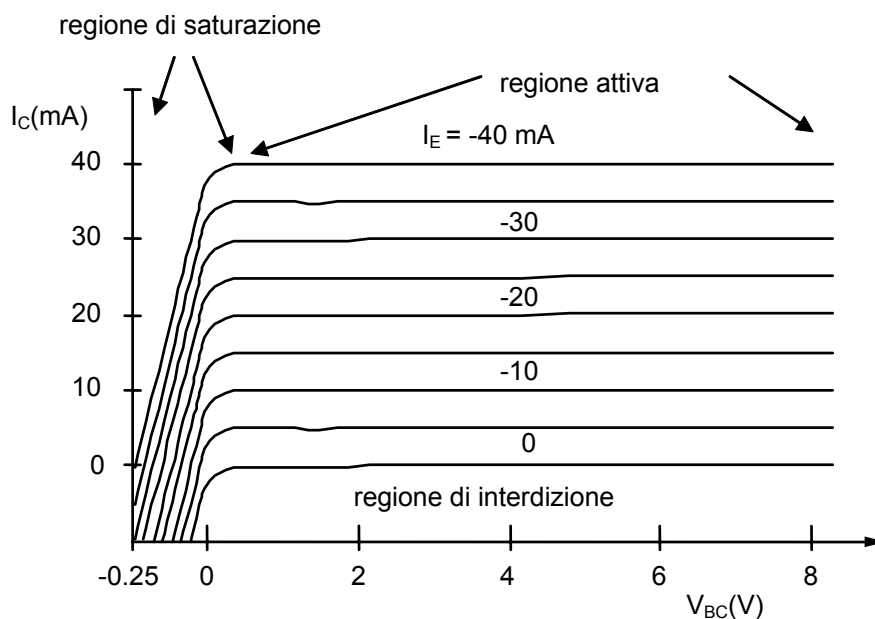


Fig. 9.3

Come detto in precedenza si definisce frequenza di taglio f_T la frequenza alla quale l'amplificazione di corrente in corto circuito nella configurazione ad emettitore comune diventa pari ad uno. Questa frequenza coincide con quella di taglio dell'amplificazione in corrente di corto circuito per la configurazione a base comune. Quindi si ha:

$$\alpha_F(f) = \frac{\alpha_F}{1 + j \frac{f}{f_T}} \quad (9.9)$$

La frequenza di taglio f_T per il BJT può essere espressa come:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_F} \quad (9.10)$$

dove τ_F è il tempo impiegato dai portatori per andare dall'emettitore al collettore. A sua volta τ_F può essere espresso come la somma di quattro termini:

$$\tau_F = \tau_E + \tau_B + \tau_D + \tau_C \quad (9.11)$$

dove:

- τ_E è il tempo di carica della capacità di diffusione della giunzione base-emettitore;
- τ_B è il tempo di transito degli elettroni attraverso la regione di base;
- τ_D è il tempo di transito degli elettroni attraverso la regione di svuotamento del collettore;
- τ_C è il tempo di carica della capacità di transizione della giunzione base-collettore.

Per tipici transistor a microonde operanti intorno a 3 GHz si ha:

$$\tau_E = 1.2 \text{ ps}, \tau_B = 5.4 \text{ ps}, \tau_D = 8.5 \text{ ps}, \tau_C = 0.8 \text{ ps}$$

e quindi:

$$f_T = 1/2\pi\tau_F = 10.6 \text{ GHz}$$

Come si vede i tempi maggiori sono connessi al tempo di transito degli elettroni attraverso la regione di base e attraverso la regione di svuotamento del collettore. In particolare la larghezza della regione di base è il fattore principale di limitazione del funzionamento in alta frequenza del transistor. Le operazioni in alta frequenza del transistor BJT sono state rese possibili dall'avvento della tecnologia planare e dall'introduzione di moderne tecniche di diffusione o alternativamente di impiantazione ionica che hanno reso possibili larghezze di base e di collettore dell'ordine di 0.1 μm e 0.5 μm rispettivamente. Quindi il limite in frequenza del transistor è essenzialmente connesso alla risoluzione delle tecniche di drogaggio.

9.3.b Circuito equivalente per piccoli segnali

In Fig. 9.4 è mostrata la sezione di un BJT con i principali elementi del circuito equivalente per piccoli segnali e con riferimento a quella che è la struttura maggiormente utilizzata per realizzare transistor a microonde cioè la struttura planare interdigitata.

In particolare in Fig. 9.4 è mostrato il generatore di corrente controllato dalla corrente di emettitore ($\alpha_F I_E$) in parallelo al gruppo $R_{B'C'}$, $C_{B'C'}$ che simula il comportamento della giunzione base-collettore ed in serie al gruppo $R_{B'E'}$, $C_{B'E'}$ che simula il comportamento della giunzione base emettitore.

Gli altri elementi sono tutti parassiti. Ad esempio la resistenza di base è dovuta a tre contributi che sono le resistenza della regione di base sotto l'emettitore $R_{BI} \propto s/\ln$, la resistenza della regione di base tra gli spigoli dell'emettitore e gli spigoli del contatto di base $R_{BO} \propto t/\ln$ e la resistenza del contatto di base $R_{BCON} \propto 1/\ln$ dove n rappresenta il numero delle dita.

In un transistor planare la corrente di base fluisce parallelamente alla giunzione base-emettitore e causa una caduta di tensione trasversale sotto l'emettitore all'interno della zona di base. Questo fa sì che alcune zone della base siano in condizioni di polarizzazione diverse rispetto ad altre e provoca quindi un mal funzionamento del transistor. Per evitare questo inconveniente si deve ridurre la resistenza di base. Per questo motivo i transistor a microonde sono realizzati con una struttura interdigitata e con degli emettitori stretti e lunghi. In definitiva si deve cercare di massimizzare il rapporto perimetro-area della giunzione.

Un altro elemento che interviene nel circuito equivalente del transistor è la capacità parassita della giunzione base-collettore. Anche questa capacità è dovuta a diversi contributi (C_{CO} , $C_{CC'}$). Normalmente i transistor sono polarizzati in maniera tale che lo strato di collettore sia completamente svuotato per cui volendo minimizzare queste capacità bisogna minimizzare l'area del collettore il che è in contrasto con l'esigenza di aumentare il rapporto perimetro area. Si deve quindi arrivare ad una situazione di compromesso tra queste due esigenze.

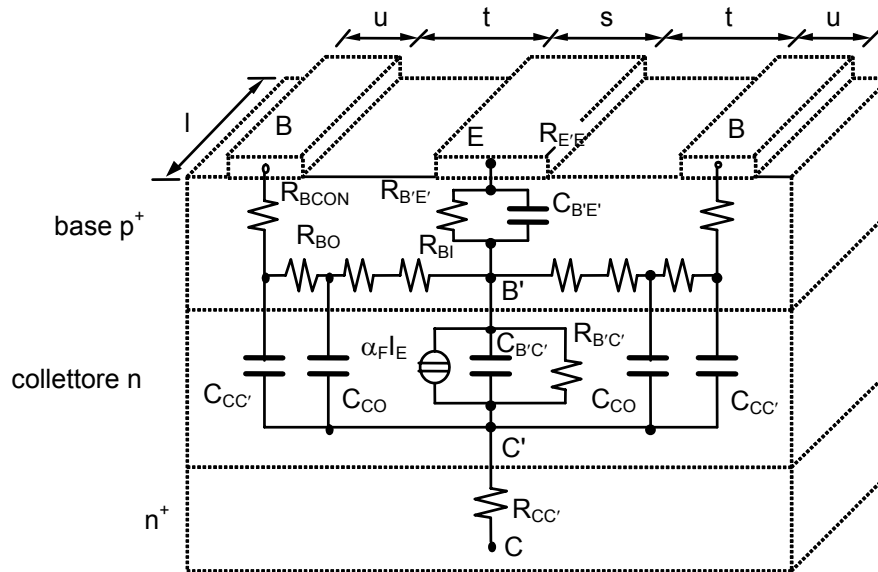


Fig. 9.4

Poiché i transistor sono posti in contenitori metallici (package), un modello completo del transistor a microonde deve tenere in conto anche gli effetti parassiti del contenitore. Il circuito equivalente per il transistor diventa quello riportato in Fig. 9.5, dove lo schema circuitale all'interno della zona tratteggiata è quello riportato in Fig. 9.4. Gli elementi parassiti in questa zona dipendono dal wafer di silicio, mentre quelli all'esterno dipendono dall'incapsulamento.

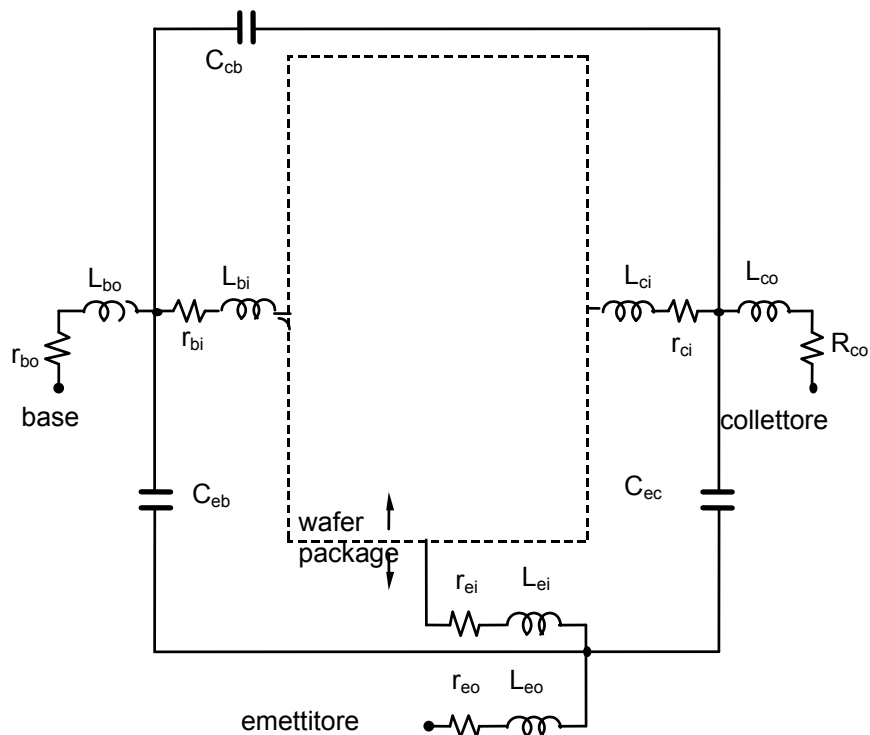


Fig. 9.5

9.3.c Rumore nel BJT

Il rumore nei BJT (v. cap. 6, Vol. 1) può essere suddiviso in rumore di alta frequenza e rumore di bassa frequenza.

Le due principali sorgenti di rumore di alta frequenza nei transistor bipolari sono il rumore termico ed il rumore shot (v. par. 8.8.c).

Il valore quadratico medio della tensione di rumore termico dipende dalle resistenze di base, di emettitore e di collettore insieme alle resistenze dei contatti ohmici, tuttavia in genere il contributo maggiore è dato dalla resistenza di base. Il valore quadratico medio della tensione di rumore shot dipende dalla corrente che attraversa il transistor. Infine il rumore di bassa frequenza nel transistor è essenzialmente il rumore flicker per il quale il valore quadratico medio della corrente di rumore ha una dipendenza dalla frequenza del tipo $1/f$.

A partire dal circuito equivalente del transistor (Fig. 9.4) integrato con i generatori di rumore è stata ricavata la seguente espressione per il fattore di rumore (*):

$$F = 1 + \frac{R_B}{R_G} + \frac{R_{EE'}}{2R_G} + \frac{(R_B + R_{EE'} + R_G)^2}{2\alpha_F R_{EE'} R_G} \left[\left(\frac{f}{f_T} + \frac{1}{\beta_F} + \frac{I_{C0}}{I_E} \right) \right] \quad (9.12)$$

dove R_B rappresenta la resistenza di base complessiva ed R_G la resistenza del generatore. La relazione trovata mostra che se si vuole ridurre il rumore si devono realizzare transistor con basse resistenze di base ed elevate frequenze di taglio.

Il fattore di rumore può essere minimizzato rispetto ad R_G ottenendo così il valore ottimale della resistenza del generatore. Sostituendo questo valore nella (9.12) si ottiene il fattore di rumore minimo:

$$F_{\text{MIN}} \cong 1 + u + (2u + u^2)^{1/2} \quad (9.13)$$

dove:

$$u = \left[1 - \alpha_F + \left(\frac{f}{f_T} \right)^2 \right] \frac{R_B q I_E}{\alpha_F k T} \quad (9.14)$$

Come si vede il minimo fattore di rumore per un transistor bipolare aumenta aumentando la frequenza di utilizzo e al crescere della resistenza di base.

9.3.d Tecniche di fabbricazione

Come detto in precedenza nel funzionamento del BJT in regione attiva la regione di svuotamento della giunzione base-collettore interessa tutta la regione epitassiale di collettore. Per ridurre i tempi di transito attraverso questa regione è importante che essa sia la più stretta possibile. Inoltre, all'interno della regione di svuotamento tra base e collettore devono poter esistere elevati

(*)E.G. Nielsen: Proc. IRE, vol. 45, 957-963, 1958.

campi senza che si inneschi il breakdown della giunzione. Poiché il silicio ha un campo di breakdown superiore rispetto al germanio lo si preferisce per la realizzazione dei transistor BJT a microonde.

Oltre al citato vantaggio il silicio possiede altre prerogative quali la facilità di ossidazione, fattore questo estremamente importante nella tecnologia planare, una inferiore costante dielettrica ed una superiore conducibilità termica rispetto al germanio.

Detto questo nel seguito si mostreranno i passi per la realizzazione di un transistor planare su silicio in configurazione n/p/n (Fig. 9.6).

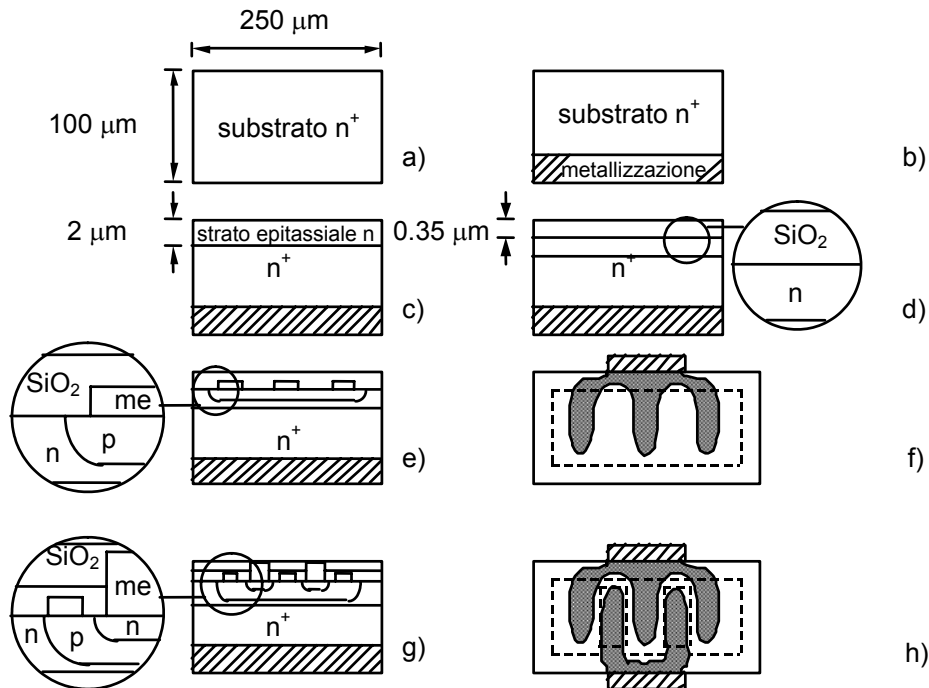


Fig. 9.6

Il transistor viene realizzato a partire da una sottile fetta di semiconduttore (substrato n^+) drogata con arsenico o fosforo (a) ($100\mu\text{m}$), la fetta viene inizialmente metallizzata (elettrodo di collettore) ad una estremità (b). Poiché la zona di collettore deve presentare un drogaggio inferiore vicino alla giunzione collettore-base, si deposita, sopra il substrato, uno strato epitassiale n (c). La tecnica epitassiale consente la crescita di sottili strati monocristallini di elevata purezza. Poiché, come detto in precedenza, questo strato influenza la f_T , il suo spessore deve essere accuratamente controllato entro i $2\mu\text{m}$. Lo strato epitassiale viene poi ricoperto con uno strato isolante di biossido di silicio (SiO_2) dello spessore di circa $0.30\mu\text{m}$ (d). Il biossido di silicio così realizzato impedisce la diffusione delle impurità.

Per realizzare la regione di base, si apre una finestra nell'ossido. Questa finestra viene in genere realizzata utilizzando tecniche fotolitografiche per la definizione dei contorni e attacchi chimici per l'asportazione dell'ossido. Attraverso la finestra viene realizzata per diffusione o per impiantazione ionica

la zona p di base drogando con boro. Entrambe queste tecniche consentono di ottenere dei drogaggi in quantità controllate all'interno di precise e predefinite regioni. In particolare la tecnica dell'impiantazione ionica è preferita per la realizzazione della base. Sulla regione di base vengono poi realizzati i contatti. Si utilizzano leghe di alluminio e silicio o una lega Al-Si-Cu. Un'ulteriore ossidazione della superficie conclude la preparazione dei contatti di base (e,f).

A questo punto si aprono nell'ossido delle finestre, sfalsate rispetto ai contatti di base, e si droga per diffusione o impiantazione ionica con impurità di tipo n. Una ulteriore metallizzazione ed un rivestimento finale di ossido di silicio completano la realizzazione del dispositivo (g,h).

Il tutto viene poi chiuso in un contenitore metallico (package) che conferisce una migliore stabilità meccanica alla struttura, elimina le interferenze elettromagnetiche dall'esterno, facilita il trasporto e la connessione con il circuito esterno.

9.4 MESFET

Il primo transistor utilizzando una giunzione di gate di tipo Schottky fu proposto nel 1966 da C.A. Mead^(*). A partire da questa data il transistor ad effetto di campo a giunzione metallo/semiconduttore (MESFET) si è sempre più imposto fino a diventare attualmente il transistor più utilizzato nelle applicazioni a microonde e digitali di alta velocità.

9.4.a Funzionamento del dispositivo

In Fig. 9.7 è mostrata la sezione di un MESFET a canale n su arseniuro di gallio. Il MESFET è ottenuto realizzando una giunzione rettificante metallo/semiconduttore (contatto di gate) e due giunzioni ohmiche (contatti di source e drain). In questo dispositivo la giunzione rettificante di gate controlla (come in un JFET - par. 1.11.c Vol. 1) il flusso degli elettroni nel canale.

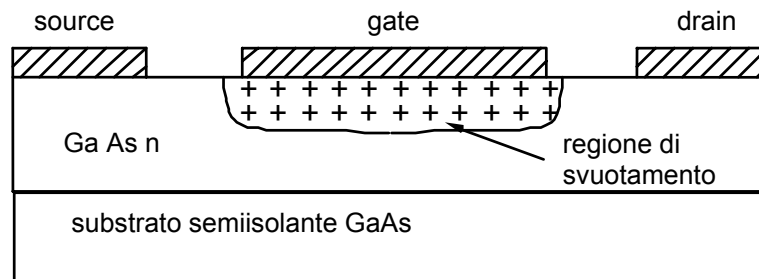


Fig. 9.7

(*)C.A. Mead: Proc. IEEE, vol. 54, 2, 307-308, 1966.

Si preferisce quindi utilizzare strutture a canale n data la maggiore mobilità degli elettroni rispetto a quella delle lacune. Il diagramma a bande, per la giunzione di gate, in assenza di polarizzazione è simile a quello del diodo Schottky (v. Fig. 7.23.d).

Nelle normali condizioni di funzionamento (regione di saturazione) la giunzione di gate è polarizzata in inversa ed il drain si trova ad una tensione positiva rispetto al source (v. Fig. 9.8.a). In regione di saturazione la regione di svuotamento sotto la giunzione Schottky del gate è più profonda dalla parte del drain dove il canale è completamente strozzato (Fig. 9.8.b). Nella figura è inoltre evidenziato lo spessore del canale "a" e la lunghezza del canale "l".

Si noti che l'effettiva lunghezza che le cariche devono percorrere per attraversare la regione di gate (l_{eff}) risulta maggiore di l per la presenza della regione di svuotamento.

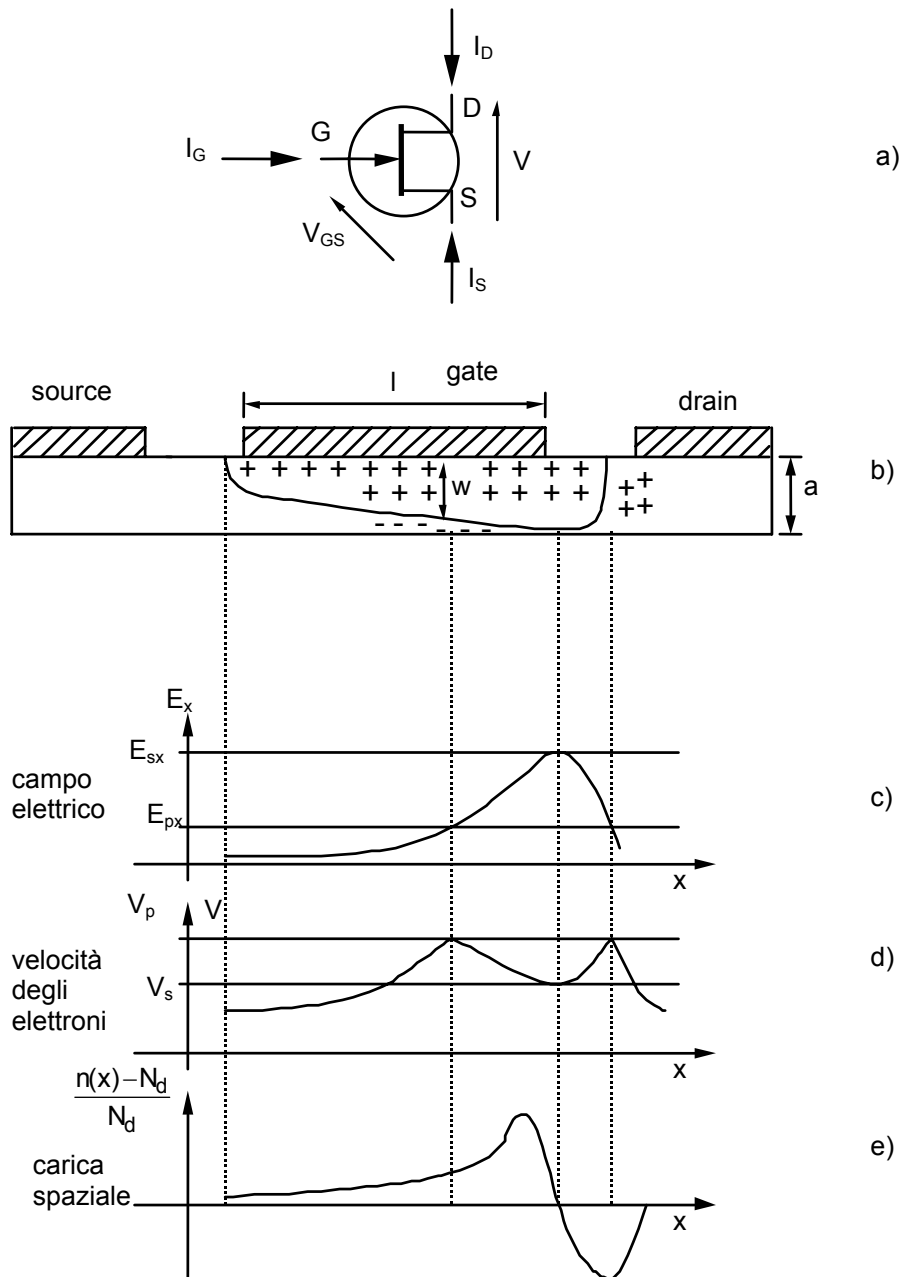


Fig. 9.8

Se si indica con $w(x)$ l'altezza della regione di svuotamento la corrente I_{DS} in condizioni di saturazione è data da:

$$I_{DS} = qz v(x) n(x) [a - w(x)] \quad (9.15)$$

dove z è la larghezza del gate e quindi $z[a - w(x)]$ è la sua sezione.

In queste condizioni l'andamento del campo elettrico longitudinale nel canale è quello mostrato in Fig. 9.8.c. Dovendo essere $I_{DS} = \text{cost}$ alle varie sezioni, se si riduce lo spessore ($a - w(x)$) deve aumentare il campo elettrico (E_x) (Eq. 9.15). Questo avviene fino al picco in Fig. 9.8.c dopodiché il processo si inverte. In Fig. 9.8.d è mostrato il corrispondente andamento della velocità degli elettroni. Questo andamento è facilmente ricavabile a partire dalla caratteristica velocità-campo dell'arseniuro di gallio (Fig. 9.9).

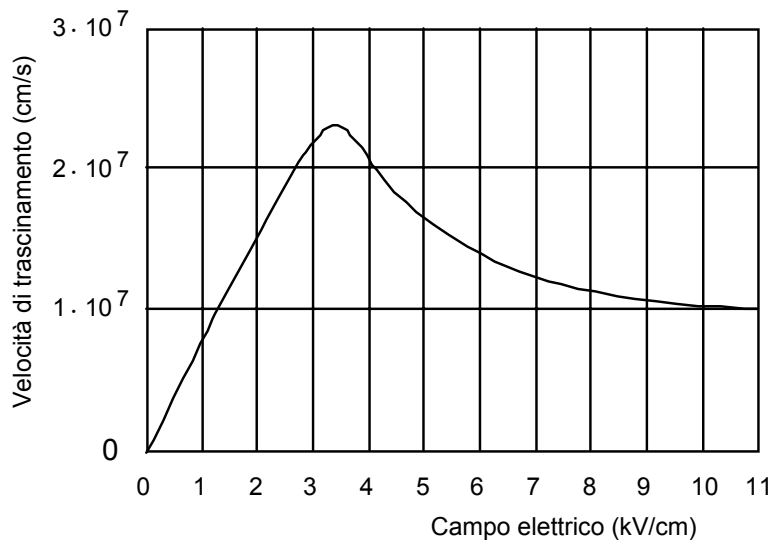


Fig. 9.9

La variazione di v e di w con x determina un andamento della concentrazione dei portatori $[n(x) - N_D]/N_D$ come in Fig. 9.8.e. Si crea una regione di accumulazione degli elettroni seguita da una regione di svuotamento (dominio di dipolo).

Un'analisi semplificata del dispositivo può essere condotta ponendo $n(x) = N_D$ e $v(x) = v_s$, in questo modo si trova^(*):

$$[a - w(x)] = a \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (9.16)$$

^(*)K. Lehovee, R. Zuleg: Solid State Electronics, vol. 13, 1415-1426, 1970.

dove $V_p = \frac{qN_D a^2}{2\epsilon_S}$ è la tensione di pinch-off definita come la tensione che rimuove tutte le cariche dal canale, utilizzando la (9.16) la (9.15) diventa:

$$I_{DS,sat} = qav_s z N_D \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \quad (9.17)$$

Per basse V_{DS} non si ha più lo strozzamento del canale e, direttamente dalla (9.15) e (7.29) si trova:

$$(a - w(x)) = a \left(1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^{1/2}\right) \quad (9.18)$$

Quindi la (9.15) diventa:

$$I_{DS} = qav_s N_D \left(1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^{1/2}\right) \quad (9.19)$$

Per cui si evidenzia un legame lineare tra corrente e tensione.

In Fig. 9.10 sono riportate le caratteristiche di uscita di un MESFET a canale n in configurazione source comune.

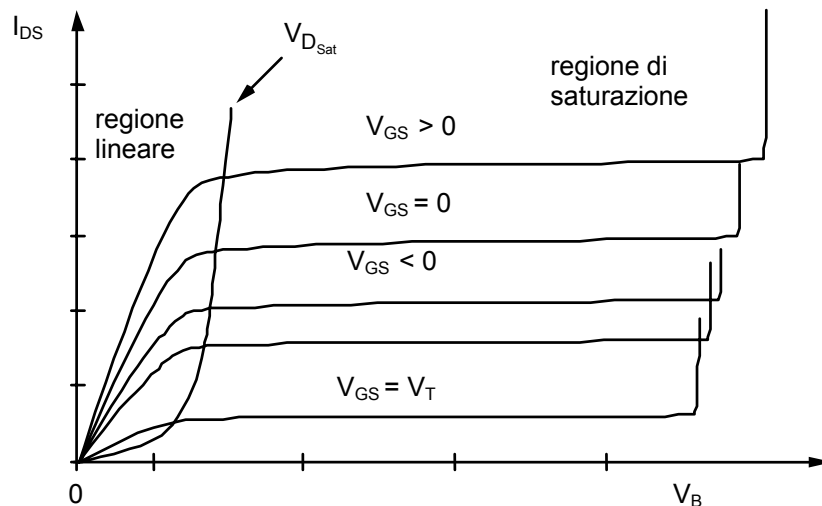


Fig. 9.10

Partendo dal basso la corrente drain-source inizia a scorrere quando la tensione tra il gate ed il source supera il valore di pinch-off V_p . Al di sotto di questo valore il canale è completamente svuotato e non può scorrere corrente.

Si noti che V_T in Fig. 9.10 è legato alla V_p dalla relazione: $V_T = V_{bi} - V_p$. Il limite superiore per V_{GS} si raggiunge quando la giunzione di gate è polarizzata in diretta e comincia a condurre corrente. Il limite superiore per la tensione drain-source è invece connesso al breakdown tra il gate ed il drain. In Fig. 9.10 è riportata anche la curva rappresentativa della tensione di saturazione. La regione alla sinistra di questa curva è nota come regione lineare in quanto per una data V_{GS} la corrente di drain varia linearmente con V_{DS} . In questa regione il canale è solo parzialmente svuotato e le cariche presenti contribuiscono alla conduzione determinando un comportamento di tipo resistivo.

Nella regione di saturazione il comportamento del MESFET è fortemente dipendente dalla lunghezza l del gate.

Per lunghezze l comprese tra 0.5 e $2 \mu\text{m}$ il campo elettrico nel canale al di sotto del gate ha valori tipicamente intorno a 10kV/cm . In questa situazione gli elettroni che viaggiano dal source al drain hanno energia sufficiente per passare dalla valle inferiore a quella superiore del diagramma a bande dell'arseniuro di gallio (v. Fig. 7.36). La velocità degli elettroni nel canale satura al valore di circa $1 \times 10^7 \text{ cm/s}$ e di conseguenza si ha la saturazione della corrente di drain.

Per MESFET con lunghezza di gate inferiore a $0.5 \mu\text{m}$ il tempo di transito degli elettroni attraverso il canale è così breve da non consentire il trasferimento degli elettroni alla valle superiore. L'energia cinetica acquistata dagli elettroni durante il transito è circa uguale alla caduta di energia potenziale lungo il canale (comportamento balistico). In queste condizioni la velocità media degli elettroni può raggiungere anche il valore di $7 \times 10^7 \text{ cm/s}$. Il fenomeno descritto fa sì che questi dispositivi raggiungano frequenze di taglio superiori a 100 GHz .

9.4.b Circuito equivalente per piccoli segnali

In Fig. 9.11 è mostrata la sezione di un MESFET con i principali elementi del circuito equivalente per piccoli segnali, la posizione dei quali descrive, più o meno chiaramente, la loro origine fisica.

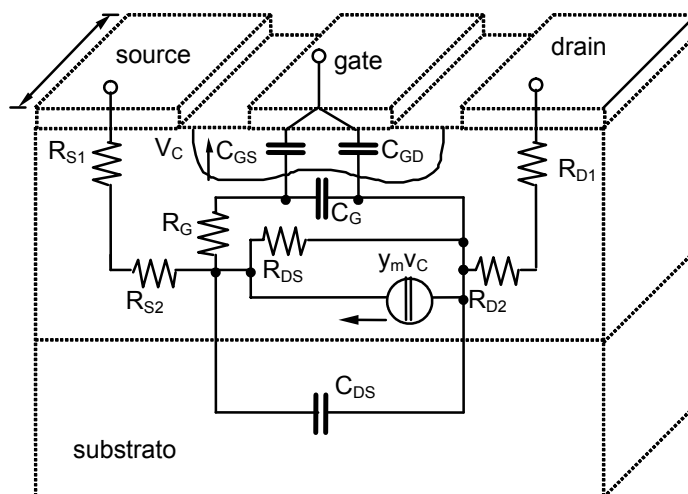


Fig. 9.11

La transconduttanza in continua del MESFET è pari a:

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}=\text{cost}} = 2 \frac{I_{DSS}}{-V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \quad (9.20)$$

Si definisce transammettenza la quantità $y_m = g_m \exp(-j\omega\tau_c)$ dove τ_c è il tempo di ritardo associato al tempo di transito dei portatori attraverso il canale.

La resistenza R_{DS} è legata alla pendenza delle curve della caratteristica di uscita:

$$R_{DS} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}=\text{cost}}^{-1} \quad (9.21)$$

Per tipiche condizioni di polarizzazione la capacità gate-source C_{GS} è la più grande delle capacità del circuito e risulta:

$$C_{GS} \approx A \sqrt{\frac{q\epsilon N_D}{2(V_{bi} - V_{GS})}} = C_{GS0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{bi}} \right)^{-1/2} \quad (9.22)$$

dove C_{GS0} è il valore in assenza di polarizzazione. C_{GD} è la capacità drain-gate che risulta tipicamente trascurabile rispetto a C_{GS} ($C_{GD} \cong 0.1 C_{GS}$), C_G è la capacità del dominio di dipolo e C_{DS} la capacità drain-source.

Gli altri elementi caratterizzano gli effetti dissipativi, ad esempio R_{S1} , R_{D1} , R_{S2} , R_{D2} sono connesse alla resistenza dei contatti ohmici e alla resistenza del canale. I parametri definiti dipendono fortemente dalle caratteristiche geometriche del MESFET. Valori tipici per un MESFET con lunghezza di gate $l=0.8 \mu\text{m}$ sono: $C_{DS} \approx 0.025 \text{ pF}$, $C_{GS} = 0.25 \text{ pF}$, $R_{DS} \cong 500 \Omega$, $g_m \cong 20 \text{ mS}$, $\tau_c \approx 4 \text{ ps}$.

Anche per il MESFET, come per il BJT (v. Fig. 9.5), si potrebbero aggiungere a questo circuito equivalente tutta una serie di elementi parassiti dovuti alle connessioni ed al case. In molte applicazioni e per analisi qualitative è invece utile avere un modello semplificato del MESFET. Questo circuito è riportato in Fig. 9.12.

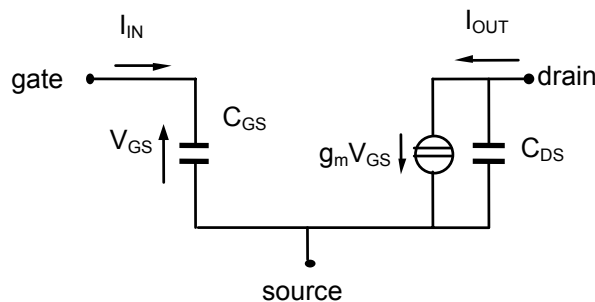


Fig. 9.12

A partire dal circuito di Fig. 9.12 si può facilmente calcolare l'amplificazione in corrente di corto circuito nella configurazione a source comune, definita come il rapporto tra la corrente di corto circuito in uscita indotta da una assegnata corrente di ingresso:

$$A_{IC} = \frac{-I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{g_m}{j\omega C_{GS}} \quad (9.23)$$

La frequenza a cui A_{IC} diventa unitaria è la frequenza di taglio ed è data da:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} = \frac{v_S}{2\pi l} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (9.24)$$

Con campi elettrici di 3 kV/cm si ha $v_S = 2 \times 10^7$ cm/s. Se si suppone $l = 0.8 \mu\text{m}$ si ha $\tau_C \approx 4$ ps ed $f_t \approx 5$ GHz. Riducendo la lunghezza del gate a $0.2 \mu\text{m}$ si arriva a frequenze di taglio dell'ordine dei 20 GHz ma anche superiori se si considera l'effetto dell'overshoot. Quindi il limite in frequenza del MESFET è connesso alla larghezza del gate e quindi alla risoluzione delle tecniche litografiche.

9.4.c Rumore nel MESFET

Dal punto di vista del rumore il MESFET può essere suddiviso in MESFET intrinseco ed elementi parassiti. Gli elementi parassiti (R_S , R_D , R_G) generano rumore termico. Nel MESFET intrinseco il rumore può essere suddiviso in rumore di bassa frequenza e rumore di alta frequenza.

Il rumore di bassa frequenza, al di sotto di 100 MHz circa, è dovuto al rumore flicker. Il rumore di alta frequenza diventa importante a partire da circa 1 GHz. Questo rumore è generato da meccanismi differenti nelle due zone in cui è diviso il canale. Nella regione "ohmica", si ha la presenza di un rumore termico. Nella regione a velocità saturata, il rumore è originato dal passaggio degli elettroni dalla valle a bassa energia a quella a più alta energia. Questo rumore è particolarmente influente e ciò si rispecchia nel fatto che la miglior condizione di polarizzazione del MESFET dal punto di vista del rumore è appena sopra il "ginocchio".

Il rumore di alta frequenza nel canale determina a sua volta delle fluttuazioni nell'ampiezza della regione di svuotamento e di conseguenza un rumore nel circuito di gate. Per effetto di questo fenomeno, la migliore rappresentazione del rumore di alta frequenza nel MESFET si ottiene introducendo due generatori di corrente di rumore, uno fra drain e source ed uno fra gate e source, le cui correnti sono però correlate.

Per questo dispositivo il fattore di rumore minimo può essere espresso come ^(*):

$$F_{MIN} = 1 + kfL \sqrt{\frac{(R_G + R_S)}{g_m}} \quad (9.25)$$

(*)H. Fukui: IEEE Trans. MTT, vol. 27, 643-650, 1979.

dove L è la lunghezza del gate, f la frequenza e k è un coefficiente valutabile sperimentalmente e variabile tra 0.2 e 0.3.

9.4.d Tecniche di fabbricazione

La definizione delle aree attive dei MESFET avviene con tecniche epitassiali o di impiantazione ionica. Utilizzando queste tecniche lo strato attivo di GaAs drogato n ($N_D = 5 \times 10^{16} \div 5 \times 10^{17} / \text{cm}^3$) con uno spessore di 0.1-0.3 μm , viene realizzato su un substrato semi-isolante di GaAs. Il contatto di gate viene realizzato sullo strato attivo formando una barriera Schottky. I contatti di source e di drain sono realizzati sullo strato attivo in maniera tale da presentare un comportamento ohmico e quindi si utilizzano delle leghe ad esempio di Au-Ge. Le metallizzazioni di source drain e gate si estendono oltre l'area attiva per consentire la connessione dei fili di collegamento con il resto del circuito (Fig. 9.13).

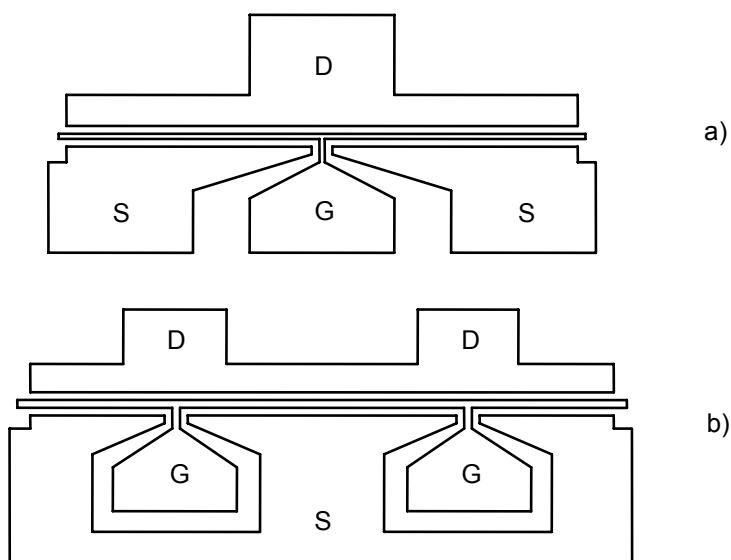


Fig. 9.13

Il MESFET così realizzato viene poi racchiuso in un package per essere venduto singolarmente o integrato con altri dispositivi nei circuiti monolitici.

La lunghezza di gate (l) nei MESFET finora realizzati va da circa un paio di micron ad un minimo di 0.08 μm (primo semestre del 1993). A causa dei bassi valori di l si hanno valori relativamente elevati di R_G ; questo effetto, come visto, è particolarmente deleterio nei confronti del rumore. Per diminuire la resistenza del gate si utilizzano forme diverse per la sua sezione (gate a T, a Y, "a fungo").

In Fig. 9.13.a è mostrato un MESFET con gate a T e si evidenzia il fatto che il gate viene abbassato rispetto al source e al drain per ridurre le resistenze di source e drain. In gran parte dei MESFET la larghezza (z) totale del gate

viene suddivisa in più "dita" connesse in parallelo fra di loro, con il doppio vantaggio di ottenere minore resistenza per ciascun dito e di diminuire ulteriormente la resistenza totale grazie al parallelo delle varie dita (Fig. 9.13.b vista in pianta di un MESFET).

La larghezza $z/2$ delle dita di gate non può essere aumentata eccessivamente e deve rimanere inferiore a $\lambda/16$ con λ lunghezza d'onda alla frequenza di operazione. Questa condizione assicura che gli estremi del dispositivo siano praticamente in fase rispetto al centro. Considerando la struttura gate-canale come una microstriscia su GaAs, la suddetta condizione porta a larghezze delle dita di 5 μm ad 1 GHz e 50 μm a 100 GHz. Sebbene presenti tutti questi vantaggi, la struttura a dita ha però l'inconveniente di aumentare le capacità C_{GS} e C_{DS} .

Per applicazioni di potenza più celle come quella mostrata sono poste in parallelo. Il numero dei dispositivi connessi in parallelo non può essere incrementato eccessivamente in quanto questa connessione determina la riduzione dell'impedenza d'ingresso del MESFET (normalmente di pochi ohm) e ciò non può essere spinto eccessivamente senza creare problemi alle reti di adattamento con le linee a 50 Ω . Un altro problema che si presenta è quello delle eccessive temperature che si raggiungono ponendo troppi MESFET su ogni cella. Quando sono richieste potenze elevate, si preferisce combinare diversi MESFET utilizzando dei sommatore.

9.5 HBT

Come è stato più volte osservato, a parità di campo elettrico applicato, gli elettroni si muovono più velocemente nel GaAs piuttosto che nel silicio; nonostante ciò transistori bipolari ad omogiunzione utilizzando GaAs in luogo del silicio hanno tardato ad imporsi. I motivi sono diversi: da un lato risulta tecnologicamente difficile drogare il GaAs e di conseguenza realizzare delle giunzioni, inoltre nei transistor bipolari è essenziale che, alla giunzione tra emettitore e base, la corrente sia essenzialmente dovuta ai portatori che vanno dall'emettitore alla base (elettroni per un transistor n/p/n). Se il materiale utilizzato è il silicio ciò può ottenersi drogando l'emettitore molto più che la base e, per ridurre il tempo di transito degli elettroni, la base deve essere molto sottile (0.1 μm). Una base sottile e poco drogata però aumenta il valore della resistenza parassita di base (R_B). È dunque importante garantire anche una elevata mobilità alle lacune per ridurre R_B . La mobilità delle lacune nel GaAs ($\approx 250 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) è assai inferiore a quella nel Si ($\approx 600 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) e ciò spiega perché il GaAs non è stato utilizzato in strutture a omogiunzione.

L'idea del transistor bipolare ad eterogiunzione (Heterojunction Bipolar Transistors = HBT) introdotta da Kroemer nel 1957^(*), ha dovuto attendere per la sua realizzazione lo sviluppo di moderne tecniche epitassiali che hanno consentito la realizzazione di eterogiunzioni.

^(*)H. Kroemer: Proc. IRE, vol. 45, 11, 1535-1537, 1958.

9.5.a Funzionamento del dispositivo

La tipica struttura di un HBT è riportata in Fig. 9.14.a. In Fig. 9.14.b in particolare sono mostrati i profili del drogaggio delle varie regioni.

L'emettitore è costituito da una serie di strati di AlGaAs (n). Gli strati n^+ facilitano il contatto ohmico con la metallizzazione. La base è costituita da GaAs (p^+) ed il collettore da GaAs (n-) seguito da uno strato n^+ che facilita il passaggio della corrente dal transistor alla metallizzazione.

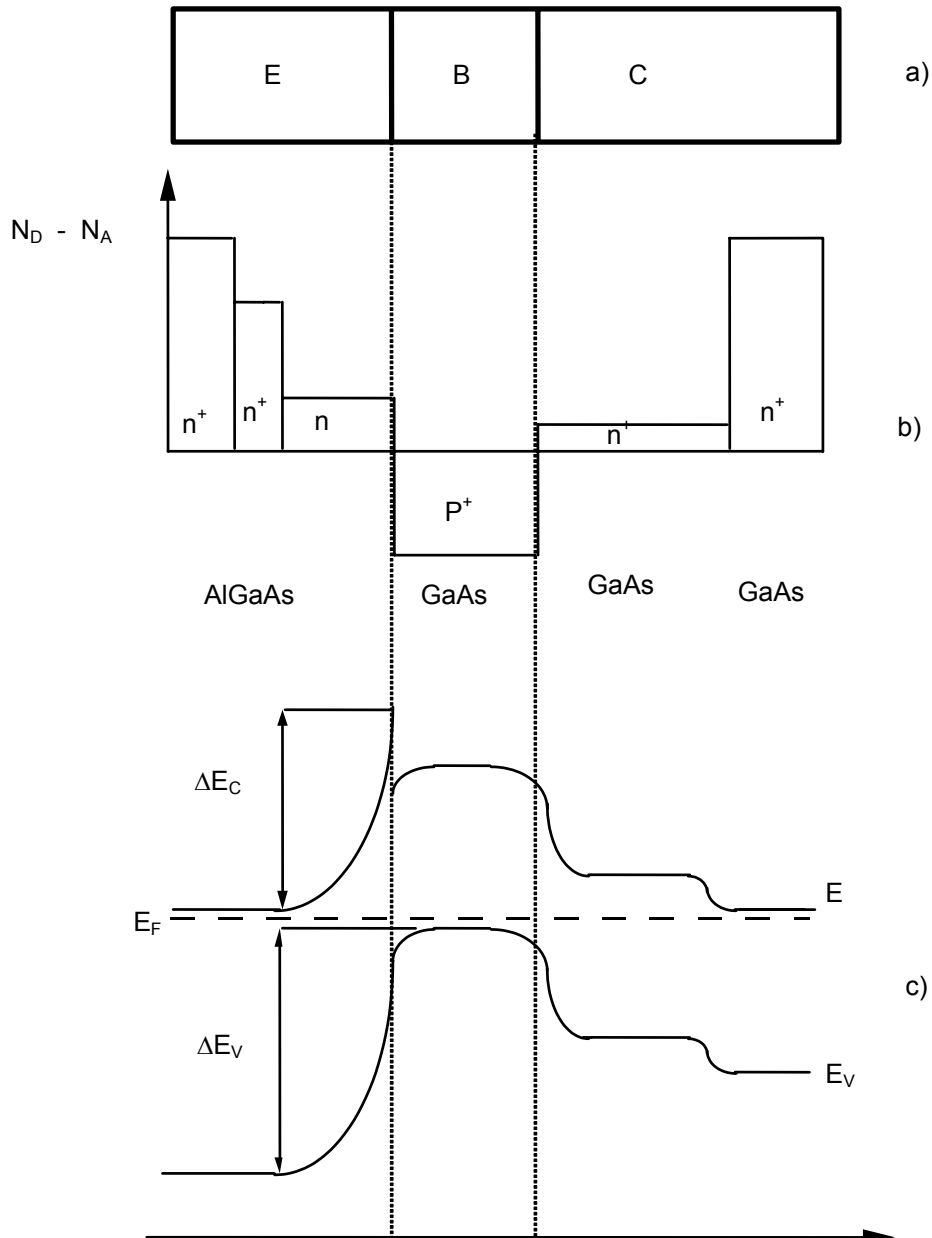


Fig. 9.14

In Fig. 9.14.c è mostrato il diagramma a bande per l'HBT a singola eterogiunzione N/p/n, (con N si indica il materiale drogato n con un'ampia band-gap) in assenza di polarizzazione. La figura evidenzia la discontinuità nella banda di conduzione in corrispondenza dell'interfaccia n-AlGaAs/GaAs. Sempre a questa interfaccia si evidenzia il maggiore salto di energia tra le bande di valenza rispetto a quello tra le bande di conduzione.

In Fig. 9.15 è riportato il diagramma a bande in regione attiva per l'HBT.

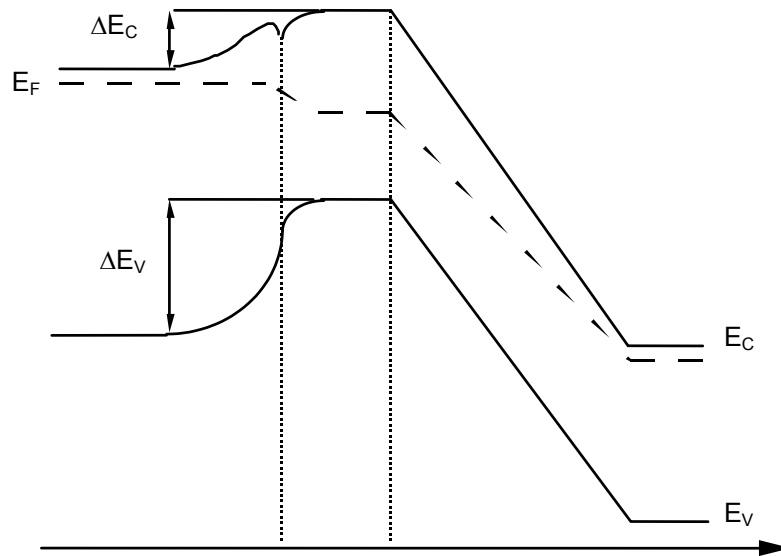


Fig. 9.15

Il trasporto di carica ha inizio con l'applicazione di una polarizzazione diretta alla giunzione emettitore-base e la corrispondente iniezione di elettroni dall'emettitore alla base. Gli elettroni diffondono attraverso la base dove, a causa della loro velocità finita, in parte si ricombinano. I rimanenti elettroni sono accelerati attraverso la giunzione base-collettore polarizzata in inversa dando luogo alla corrente di collettore. La corrente di base è dovuta alla corrente inversa di lacune e a quella di ricombinazione.

Si osservi che alla giunzione emettitore base è presente una barriera di potenziale per le lacune che si muovono verso l'emettitore, maggiore di quella per gli elettroni che si muovono verso la base. La presenza dell'emettitore con una elevata gap di energia e della base con un basso gap crea alla eterointerfaccia una situazione che favorisce l'iniezione di elettroni nella base mentre ostacola l'iniezione di lacune nell'emettitore (elevata efficienza di emettitore). In conclusione si possono fare emettitori poco drogati e basi molto drogate riducendo così la resistenza parassita di base. Inoltre l'elevato drogaggio della base fa sì che lo strato di svuotamento si estenda maggiormente all'interno dell'emettitore (più basso drogaggio) dando luogo ad una bassa capacità di giunzione.

Un'altra caratteristica degli HBT è quella di consentire l'iniezione nella base di elettroni quasi balistici. Per comprendere questa affermazione si

osservi che quando la giunzione fra l'emettitore (AlGaAs) e la base (GaAs) è brusca, all'interfaccia si crea una discontinuità nella banda di conduzione. Il salto energetico fra emettitore e base fa sì che gli elettroni vengano iniettati nella base con energia cinetica molto grande, e di conseguenza con velocità di circa 10^8 cm/s. Nonostante l'elevata concentrazione del drogaggio in base, se la base è sufficientemente sottile, gli elettroni nell'attraversarla subiscono un numero assai ridotto di urti. In questa situazione si possono ottenere condizioni di trasporto quasi balistiche, velocità medie elevate e quindi frequenze di taglio superiori ai 100 GHz.

Un'altra possibilità per migliorare le prestazioni di un HBT è quella di ricorrere a transistor a doppia eterogiunzione vale a dire a dispositivi nei quali anche il collettore, oltre all'emettitore, viene realizzato con un materiale a più alta energy-gap di quella della base. Utilizzando transistor a doppia eterogiunzione si diminuisce la corrente inversa di collettore e viene eliminata l'iniezione di lacune dalla base al collettore in condizioni di saturazione. Questo consente una più rapida commutazione dei circuiti logici nei quali il transistor è chiamato a commutare dallo stato saturo a quello interdetto. Infine si possono progettare transistor in cui il ruolo dell'emettitore e del collettore può essere scambiato, migliorando in tal modo la flessibilità.

9.5.b Circuito equivalente per piccoli segnali

In Fig. 9.16 è mostrato il circuito equivalente per piccoli segnali dell' HBT. I vari elementi componenti il circuito sono riportati all'interno della struttura "mesa" che spesso si utilizza per realizzare gli HBT.

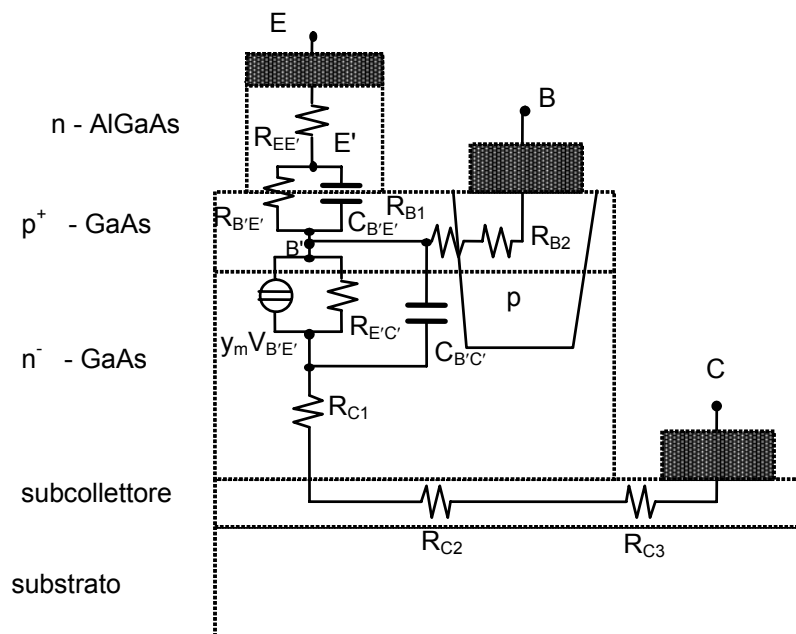


Fig. 9.17

Nella struttura mesa la corrente di emettitore fluisce verticalmente verso il collettore. La resistenza parassita di emettitore ($R_{EE'}$) è dovuta principalmente alla resistenza di contatto della metallizzazione di emettitore. La resistenza di base, che è connessa al flusso laterale della corrente di base, è stata separata in 2 parti R_{B1} , R_{B2} : una dovuta alla zona sotto la base (R_{B2}), ed una alla zona tra base ed emettitore (R_{B1}). L'altra resistenza serie (R_{C1}) è quella di collettore e include il contributo della regione n^- non svuotata. Infine R_{C2} ed R_{C3} tengono conto del flusso laterale nella regione di subcollettore fino alla metallizzazione di collettore. La capacità collettore-base è stata scomposta in due contributi quello interno ($C_{B'C}$) che rappresenta la capacità direttamente sotto l'area di emettitore e quello esterno (C_{BC}) che rappresenta la capacità sotto la metallizzazione della base. Infine è presente la capacità della giunzione emettitore base ($C_{B'E'}$), riconducibile alla profondità della zona di svuotamento e posta in parallelo al contributo resistivo ($R_{B'E'}$).

9.5.c Tecniche di fabbricazione

Gli HBT non sono in genere realizzati in configurazione planare, ma si utilizza per essi una struttura "mesa" come quella mostrata in Fig. 9.16. In questo modo si evitano i complessi processi di impiantazione ionica e diffusione che tendono a degradare la eterogiunzione base-emettitore.

Come per i BJT i dispositivi sono realizzati con una struttura interdigitata. In Fig. 9.17 sono riportate le varie fasi del processo di fabbricazione con riferimento ad un contatto di emettitore, due contatti di base e due di collettore. La sequenza di fabbricazione consiste essenzialmente nella definizione di una struttura multistrato, nella rimozione di parti dei vari strati e nella realizzazione dei relativi contatti ohmici.

Tipicamente i contatti ohmici consistono di strati di Au/Ge/Ni evaporati sequenzialmente e poi metallizzati a formare un contatto non rettificante con bassa resistenza. Inizialmente si realizza il contatto di emettitore (a) che viene poi mascherato con materiali fotoresistenti e quindi lo strato di emettitore è rimosso con un bagno chimico per scoprire lo strato della base (b). Quindi si realizza il contatto per la base (c) in genere 2 per ogni emettitore, tali contatti vengono posti il più vicino possibile all'emettitore per ridurre la resistenza di base. Successivamente si realizzano i contatti sul collettore con tecnica analoga a quella vista per l'emettitore (d,e,f).

In un HBT i vantaggi dell'elevato drogaggio di base si ridurrebbero drasticamente se non venisse adeguatamente ottimizzata tutta la geometria del dispositivo. A tale riguardo si osservi che in un HBT la regione p^+ tra il contatto della base e la regione attiva essendo estremamente sottile (1000 Å) introdurrebbe, nonostante il suo elevato drogaggio, un contributo non trascurabile alla resistenza di base. Per ridurre quindi la resistenza di base si preferisce, prima di realizzare i contatti ohmici di base, convertire da n a p il drogaggio degli strati di GaAs sotto la base (v. Fig. 9.15).

Un'altra accortezza tecnologica per ridurre la resistenza di base consiste nel realizzare contatti ohmici con bassa resistenza di contatto. A tale scopo si utilizzano in prevalenza metallizzazioni a base di Au-Ti, leghe Au-Zn, Au-Mg, Au-Mn e Au-Be con le quali sono stati ottenuti valori dell'ordine di $10^{-7} \Omega \text{ cm}^2$.

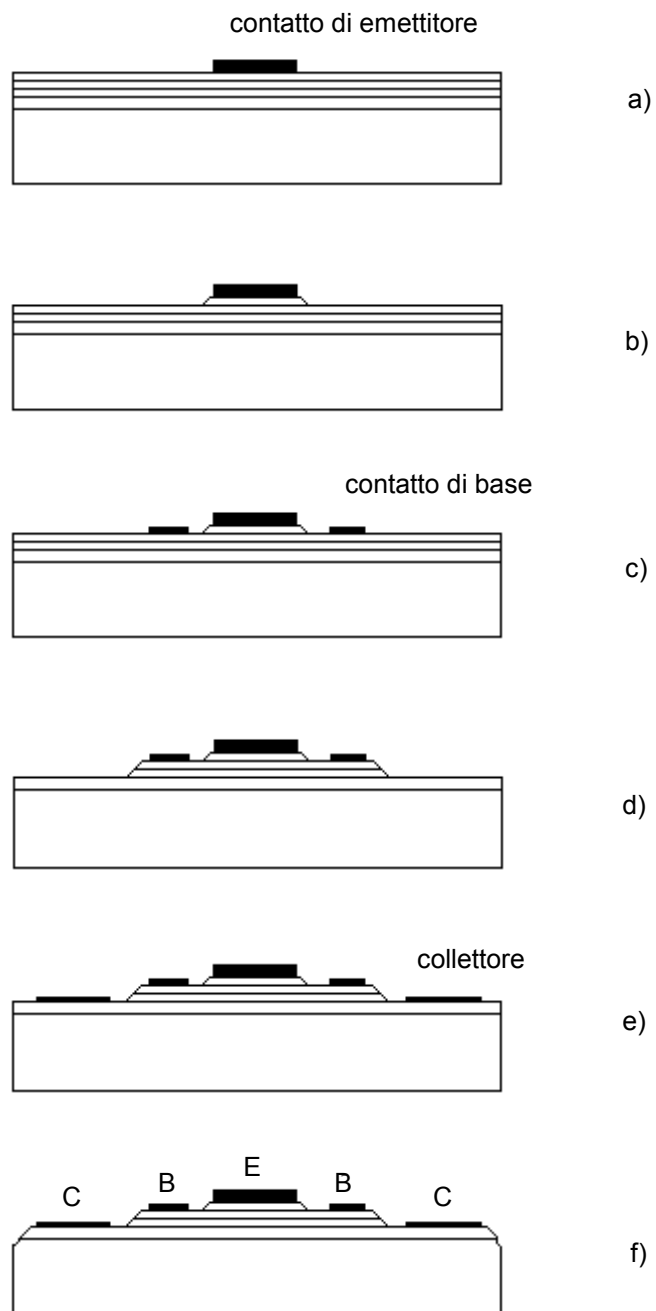


Fig. 9.17

Da quanto detto appare evidente che i transistor bipolari ad eterogiunzione richiedono processi tecnologici estremamente complessi rispetto ai dispositivi unipolari su GaAs; infatti gli HBT pur presentando le stesse difficoltà litografiche richiedono la crescita di strutture multistrato molto più complesse. Questo spiega perché lo sviluppo di questi dispositivi sia in ritardo rispetto a quello dei MESFET ad eterostruttura (HEMT).

9.6 HEMT

L'elevata mobilità degli elettroni nel GaAs (fino a $8000 \text{ cm}^2/\text{V}_s$ a bassi campi elettrici, contro i $1500 \text{ cm}^2/\text{V}_s$ del silicio), ha spinto la ricerca verso la realizzazione di dispositivi come i MESFET in grado di sfruttare i vantaggi dell'arseniuro di gallio.

Per realizzare i MESFET è tuttavia necessario drogare il GaAs. Le impurità che così vengono introdotte riducono con la loro presenza la mobilità dei portatori di carica (una concentrazione di $10^{17} /\text{cm}^3$ di atomi donatori riduce la mobilità del 20%).

I transistori ad alta mobilità (High Electron Mobility Transistor = HEMT) sono dispositivi nei quali la mobilità degli elettroni non è compromessa dalla presenza delle impurità. Sfruttando le proprietà delle eterogiunzioni, si fa in modo che gli elettroni liberi nel canale siano separati dagli atomi donatori, e quindi la loro mobilità è aumentata per effetto della riduzione dello scattering con le impurità ionizzate.

I vantaggi potenziali dell'uso di eterostrutture nei dispositivi attivi a stato solido erano conosciuti da tempo ma la complessità tecnologica ne ha ritardato la realizzazione. In particolare lo sforzo di ricerca compiuto nella fisica dei materiali, nella chimica e nell'elettronica ha consentito di realizzare i primi dispositivi agli inizi degli anni '80.

Gli acronimi più utilizzati per indicare gli HEMT sono: MODFET (MODulation Doped FET), TEGFET (Two-dimensional Electron Gas FET), SDHT (Selective Doped Heterostructure Transistor), HFET (Heterostructure FET). Ognuno di questi acronimi si riferisce ad una particolare caratteristica fisica o strutturale del componente.

9.6.a Funzionamento del dispositivo

La Fig. 9.18 mostra la geometria ed i vari strati GaAs, AlGaAs che compongono un HEMT.

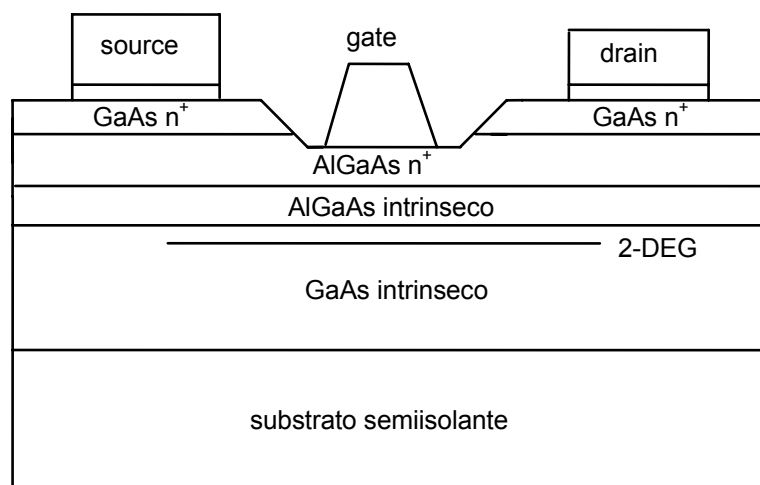


Fig. 9.18

Già da un semplice confronto con la struttura di un MESFET (Fig. 9.7) è evidente la maggiore complessità di un HEMT, complessità che si traduce in difficoltà di fabbricazione e costi più elevati. Rispetto alla tradizionale eterostruttura AlGaAs n^+ / GaAs, nell'HEMT è inserito tra l'AlGaAs n^+ ed il GaAs uno strato di AlGaAs intrinseco che serve ad allontanare maggiormente gli elettroni di conduzione dalle impurità che li hanno generati e quindi a ridurre lo scattering, inoltre si aggiunge, sopra l'AlGaAs n^+ uno strato di GaAs n^+ per migliorare i contatti di source e drain e per prevenire l'ossidazione dello strato AlGaAs n^+ .

Quando si formano le giunzioni, metallo / AlGaAs n^+ / AlGaAs i / GaAs i , il livello di Fermi diventa costante in tutta la struttura, gli elettroni nel AlGaAs n^+ a più alta energia (minore distanza dal livello di vuoto) diffondono sia nel metallo che nel GaAs intrinseco dando luogo qualitativamente alla distribuzione di densità di carica campo elettrico e potenziale riportate in Fig. 9.19 a, b e c.

Ricordando che si conservano le distanze tra gli spigoli di banda ed il potenziale di vuoto si ottiene l'andamento delle bande di energia mostrato in Fig. 9.19 d. Data la particolare struttura della banda di conduzione gli elettroni che, provenienti dal AlGaAs n^+ , arrivano nel GaAs rimangono confinati in una stretta buca di potenziale dove formano un gas bidimensionale (Two Dimensional Electron Gas = 2-DEG). Poiché il GaAs è intrinseco, la mobilità degli elettroni parallelamente all'interfaccia risulta elevata per l'assenza delle interazioni con le impurezze donatrici ionizzate.

Questo sottile strato di elettroni viene utilizzato come regione di canale nell'HEMT, infatti la concentrazione di elettroni (n_{s0}) in questa regione può essere controllata variando la tensione di gate. In particolare in assenza di polarizzazione risulta:

$$n_{s0} = d_m N_D \quad (9.26)$$

dove d_m è lo spessore della regione svuotata nell'AlGaAs n^+ e N_D la concentrazione di donatori.

In assenza di polarizzazione della giunzione di gate al centro dell'AlGaAs n^+ è presente una regione non svuotata ($E=0$) e quindi si crea una struttura tipo MESFET (MESFET parassita) che scherma il canale dell'HEMT. La caduta complessiva di potenziale è data dalla somma di quella ΔV_m legata alla regione di svuotamento d_m e di quella ΔV_i connessa alla zona a campo elettrico costante presente nell'AlGaAs intrinseco.

Applicando una polarizzazione inversa via via maggiore si arriva ad una situazione in cui lo strato di AlGaAs n^+ è completamente svuotato ($V_{GS} = V_{GSMAX}$) (Fig. 9.20), in questa condizione la concentrazione di elettroni del gas assume il suo valore massimo ($n_S = n_{SMAX}$). Aumentando ancora la polarizzazione inversa si giunge ad una situazione ($V_{GS} = V_T$) in cui il campo elettrico è pari a zero in corrispondenza del 2-DEG e quindi $n_S \approx 0$.

Si noti che quella descritta è solo una delle possibili situazioni in cui in particolare la tensione di soglia V_T è negativa. Al variare dei parametri dell'HEMT la tensione V_T può diventare anche positiva nel qual caso il dispositivo lavora a tensioni di gate positive.

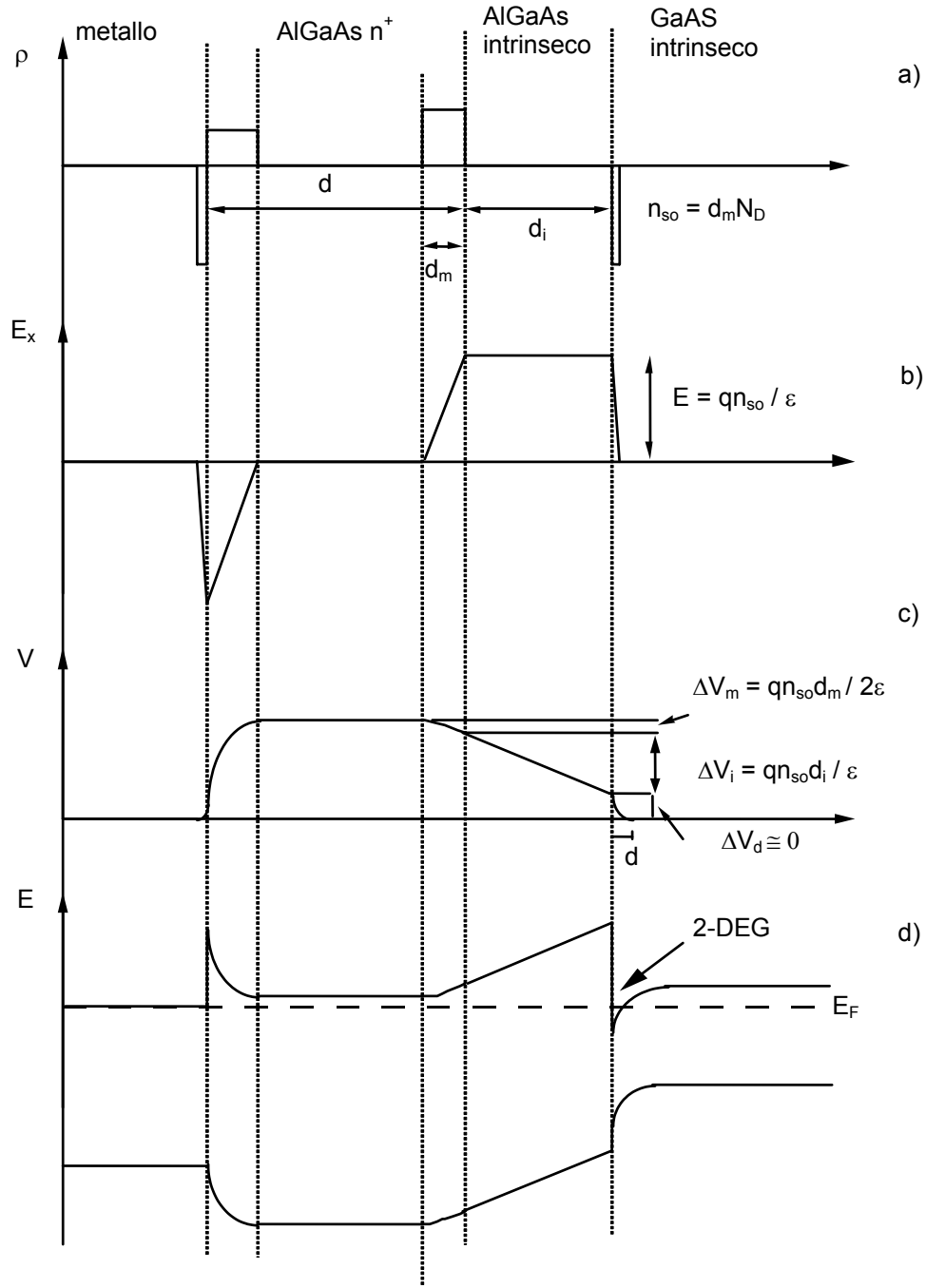


Fig. 9.19

Tornando al nostro caso, dall'analisi della Fig. 9.19.c e 9.20 si evince che:

$$V_{\text{GS MAX}} = \frac{qn_{\text{S0}}}{\epsilon} \left(\frac{d_{\text{m}}}{2} + d_{\text{i}} + \Delta d \right) \quad (9.27)$$

$$V_{\text{T}} = -\frac{qn_{\text{S0}}}{\epsilon} \left(\frac{d_{\text{m}}}{2} \right) \quad (9.28)$$

$$\Delta V_{\text{GS}} = V_{\text{GS MAX}} - V_{\text{T}} = \frac{qn_{\text{S0}}}{\epsilon} (d_{\text{m}} + d_{\text{i}} + \Delta d) \quad (9.29)$$

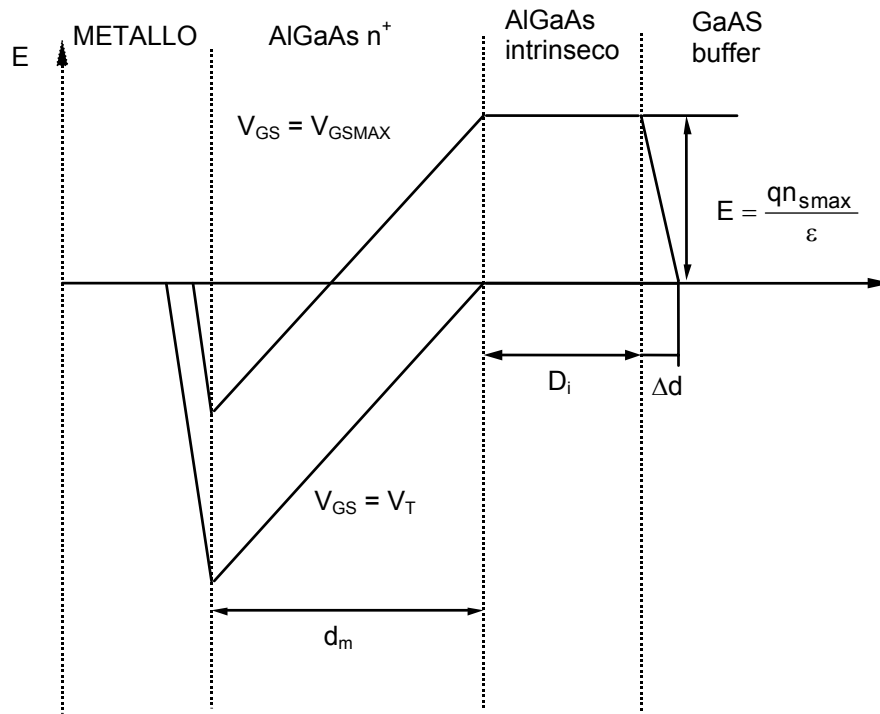


Fig. 9.20

Nella regione attiva la concentrazione di elettroni del gas bidimensionale dipende dalla tensione tra gate e source secondo la relazione:

$$n_s = \frac{\epsilon}{q(d_m + d_i + \Delta d)} (V_{GS} - V_T) \quad (9.30)$$

nella (9.30) per semplicità si è considerato per i semiconduttori AlGaAs e GaAs la stessa permittività. La capacità del canale per unità di area è data da:

$$c_0 = \frac{\epsilon}{d_m + d_i + \Delta d} \quad (9.31)$$

La corrente tra drain e source può essere espressa utilizzando l'equazione del controllo di carica come:

$$I_{DS} = qz n_s(x) v_s = z c_0 v_s (V_{GS} - V_T - V(x)) \quad (9.32)$$

dove z è la larghezza del gate, v_s la velocità di saturazione che nel 2-DEG raggiunge anche valori di 5.5×10^7 cm/s con gate corti ($< 0.2 \mu\text{m}$) mentre si riduce a 2×10^7 con gate lunghi ($> 2 \mu\text{m}$) a causa del passaggio degli elettroni nella valle a più bassa mobilità, e $V(x)$ una tensione che tiene conto della caduta sotto la metallizzazione del source.

9.6.b Circuito equivalente per piccoli segnali

In Fig. 9.21 è mostrata la sezione di un HEMT con sovrapposti i parametri del circuito equivalente per piccoli segnali.

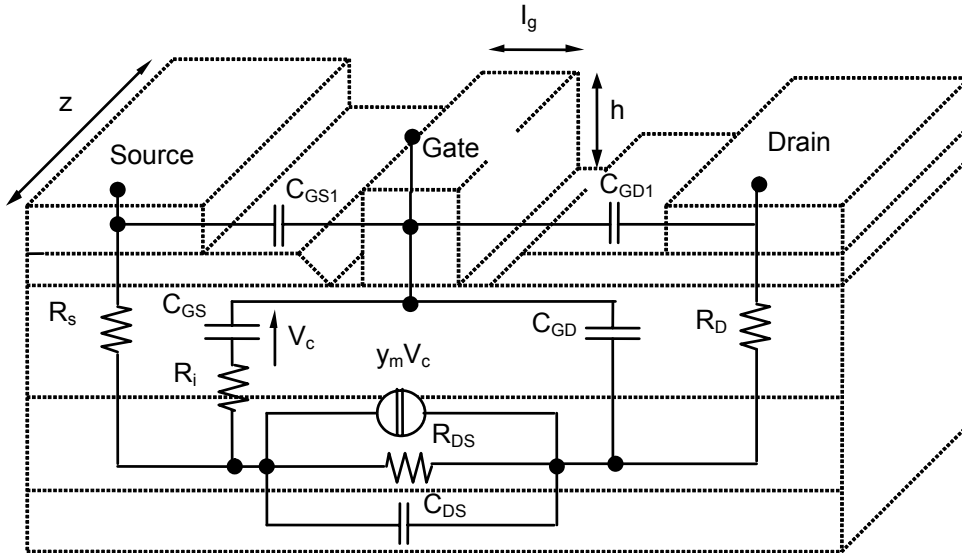


Fig. 9.21

La transammettenza complessa è data da $y_m = g_m e^{j\omega\tau}$ dove τ tiene conto del tempo di transito attraverso il canale sotto il gate:

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}=\text{cost}} \quad (9.33)$$

Alcuni dei parametri riportati in figura possono essere ricavati a partire dall'analisi svolta nel precedente paragrafo; in particolare si ha:

$$R_{DS} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}=\text{cost}}^{-1} \quad (9.34)$$

$$C_{GS} = c_0 Z l_g \quad (9.35)$$

La resistenza di source R_S modella sia la resistenza del contatto ohmico di source, sia quella dello strato GaAs n+ sotto il source, sia infine quella dovuta al 2-DEG tra il source e l'inizio del gate. Un discorso analogo può farsi per la R_D . L'ultima resistenza che compare nel circuito è la R_i che tiene conto dell'accoppiamento resistivo tra il gate e la regione di conduzione del canale.

Dal punto di vista delle capacità l'effetto parassita più importante è quello dovuto alla capacità C_{GD} di controreazione tra gate e drain. Tale capacità è funzione della tensione di gate applicata e diminuisce con l'aumento della tensione di gate fino a quando la zona di svuotamento raggiunge lo strato GaAs n^+ . Un'ulteriore capacità tra drain e gate è dovuta all'effetto di bordo tra le metallizzazioni di gate e di drain (C_{GD1}).

Dualmente anche la capacità parassita tra gate e source è dovuta a due contributi. La componente interna (C_{GS}) accoppia il gate alla regione 2-DEG tra gate e source e dipende dalla zona di svuotamento tra l'angolo della metallizzazione di gate e la metallizzazione dei contatti ohmici. Il contributo esterno (C_{GS1}) dipende dalla capacità di bordo tra le metallizzazioni di gate e source. Infine la capacità C_{DS} tra drain e source è dovuta alla diversa concentrazione di carica tra le due zone coplanari conduttrici 2-DEG, una tra gate e drain, l'altra nella regione tra il gate ed il source, dove non si verifica la saturazione dei portatori. Altri elementi parassiti possono essere inseriti per tenere in conto l'effetto dell'involucro in cui è posto l'HEMT.

9.6.c Rumore nell'HEMT

Le cause del rumore dell'HEMT sono le stesse descritte a proposito del MESFET. La figura di rumore minima può essere espressa come in Eq. 9.25. Un confronto tra le prestazioni in termini di rumore fra un HEMT ed un MESFET è mostrato in Fig. 9.22.

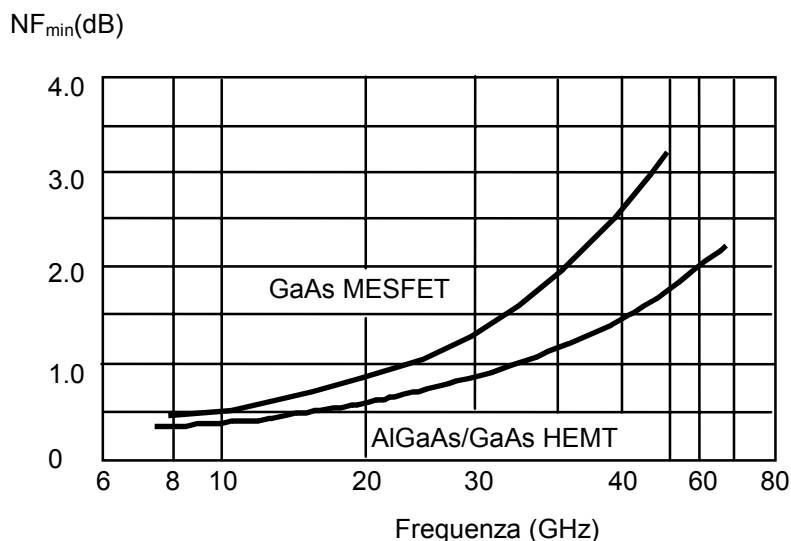


Fig. 9.22

La superiorità dell'HEMT rispetto al MESFET è dovuta alla maggiore mobilità degli elettroni ($8000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ rispetto a $4000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$) e quindi alla maggiore transconduttanza g_m . Inoltre la resistenza R_S è più bassa perché la

conducibilità della zona di semiconduttore tra gate e source è più elevata rispetto a un MESFET

Uno svantaggio degli HEMTs è che la figura di rumore di questi dispositivi è fortemente dipendente dalla temperatura in quanto i vantaggi offerti dal 2-DEG si riducono al crescere della temperatura.

9.6.d Tecniche di fabbricazione

Le due tecniche più diffuse per realizzare eterostrutture sono: l'epitassia da fasci molecolari (Molecular Beam Epitaxy = MBE) e la deposizione da fase vapore con metallorganici (Metal-Organic Chemical Vapor-Phase Deposition = MOCVD). La tecnica MBE garantisce un ottimo controllo della composizione degli strati e del profilo del drogaggio, con un controllo dello spessore entro i 5 Å. Nell'MOCVD le velocità di crescita epitassiale sono maggiori di quelle dell'MBE e si ha un controllo dello spessore entro i 100 Å.

Il processo di fabbricazione degli HEMT è descritto in Fig. 9.24. Si parte da una struttura multistrato composta da GaAs n^+ come strato di copertura ($10^{18}/\text{cm}^3$; 500 Å), seguito da uno strato AlGaAs n^+ che si comporta da strato donatore ($10^{18}/\text{cm}^3$; 500 Å), da uno strato di AlGaAs intrinseco (50 Å) e da uno strato buffer di GaAs.

Il processo di fabbricazione prevede una iniziale lavorazione sul lato superiore seguita da una successiva lavorazione sul lato inferiore. Nel seguito verrà descritta una tecnica che consente la realizzazione di gate a T con autoallineamento delle metallizzazioni.

Come mostrato in figura, si depositano inizialmente uno strato di fotoresist ed uno di PMMA (poli-metil-met-acrilato) in corrispondenza della metallizzazione di gate (a). Il fotoresist viene quindi in parte rimosso con un attacco chimico (b) e quindi si depositano i contatti ohmici di drain e source (c).

I contatti ohmici si realizzano sopra lo strato GaAs n^+ in genere utilizzando una lega di Au:Ge:Ni che garantisce una bassa resistenza di contatto.

I contatti ohmici vengono quindi ricoperti (d). Infine si rimuove il fotoresist (e) e si deposita il contatto rettificante di gate che assume una struttura a T.

Negli HEMTs una ridotta dimensione del gate e una bassa resistenza dello stesso sono caratteristiche essenziali per garantire buone prestazioni.

La realizzazione di un gate sagomato a T, in cui l'impronta piccola definisce la lunghezza del gate, e la parte più larga ne determina la resistenza consente di avere bassi valori di resistenza (0.25 Ω se confrontati con quelli della resistenza di source (tipicamente 5 Ω).

L'ultimo passo del processo di fabbricazione di un HEMT prevede: l'assottigliamento del substrato, l'incapsulamento e la realizzazione di via-holes. I via-holes devono garantire una bassa induttanza del source verso massa, caratteristica importante nelle applicazioni ad alta frequenza sia di potenza che a basso rumore.

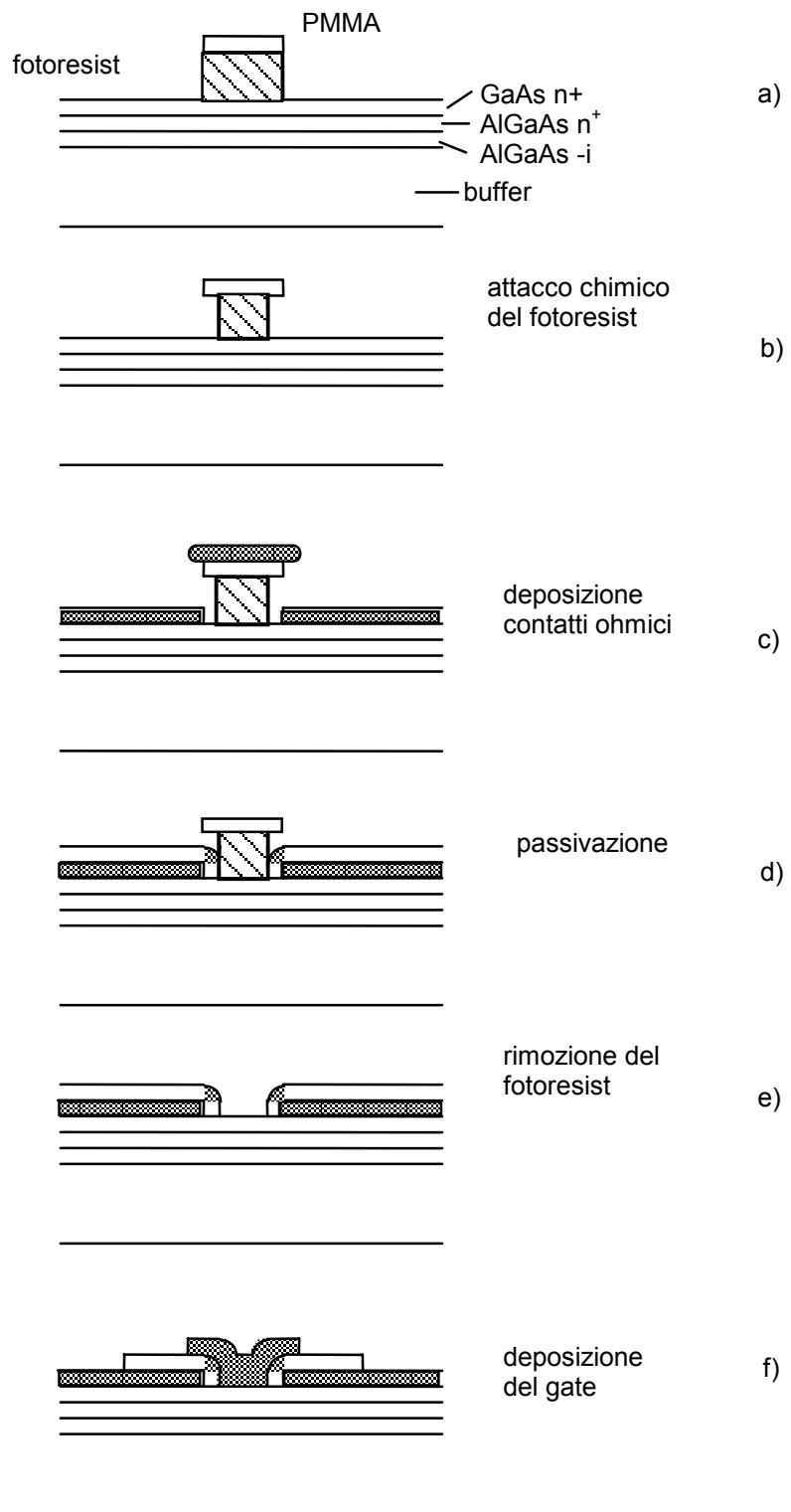


Fig. 9.23

9.6.e HEMT pseudomorfo

L' HEMT pseudomorfo (Fig. 9.24.b) differisce, da quello convenzionale (Fig. 9.24.a) in quanto un sottile (50-200 Å) strato di $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($x=0.15-0.35$) è inserito tra AlGaAs drogato e il buffer GaAs.

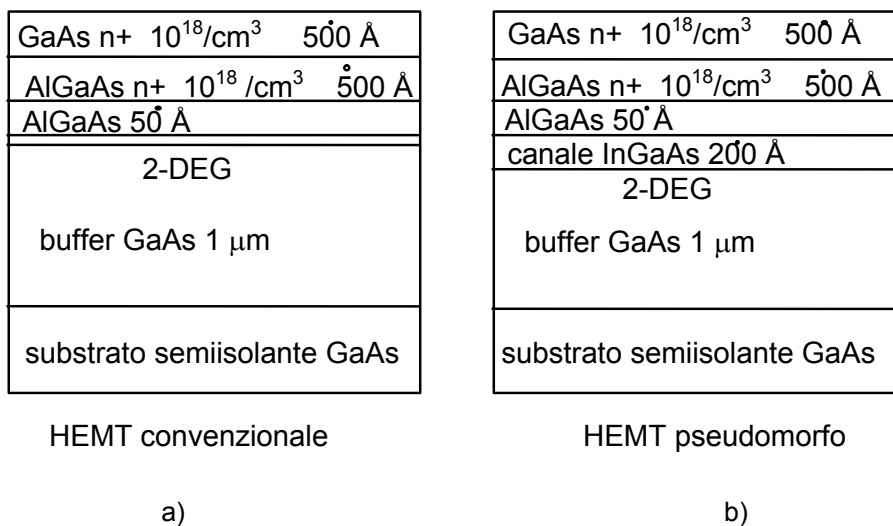


Fig. 9.24

La caratteristica principale degli HEMT pseudomorfi è che la lega InGaAs ha una E_G maggiore rispetto alla lega AlGaAs e quindi la sua presenza aumenta il confinamento delle cariche nel 2-DEG e quindi la loro densità.

Grazie alla elevata densità di carica nel canale l'HEMT pseudomorfo garantisce alti valori di g_m (fino a 930 mS/mm). L'elevato valore di g_m si traduce in alti valori del guadagno di potenza e del prodotto guadagno-larghezza di banda che rendendo l'HEMT pseudomorfo particolarmente adatto ad applicazioni a larga banda e alle più alte frequenze (con l'uso di HEMT pseudomorfi si sono raggiunti valori di f_t maggiori di 150 GHz).