

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria delle Telecomunicazioni

Tesi di Laurea

# Circuiti integrati a microonde basati su GaAs e GaN

Laureanda

**Juljana Hysenbelli**

Relatore

Ch.mo Prof. **Enrico Zanoni**

Università degli studi di Padova

---

Anno Accademico 2010-2011



# Indice

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introduzione</b>                                | <b>9</b>  |
| <b>2</b> | <b>Transistor</b>                                  | <b>13</b> |
| 2.1      | Un po' di storia . . . . .                         | 13        |
| 2.2      | Semiconduttori . . . . .                           | 14        |
| 2.3      | Giunzione p - n . . . . .                          | 18        |
| 2.3.1    | Giunzione polarizzata . . . . .                    | 21        |
| 2.4      | MOSFET . . . . .                                   | 23        |
| 2.5      | BJT, JFET, MESFET . . . . .                        | 26        |
| <b>3</b> | <b>MODFET</b>                                      | <b>31</b> |
| 3.1      | Epitassia . . . . .                                | 32        |
| 3.1.1    | MOVPE . . . . .                                    | 33        |
| 3.1.2    | MOVPE su GaAs . . . . .                            | 34        |
| 3.1.3    | Precursori metallorganici . . . . .                | 35        |
| 3.1.4    | TBAs e TBP . . . . .                               | 36        |
| 3.1.5    | MBE . . . . .                                      | 38        |
| 3.2      | HEMT - High electron mobility transistor . . . . . | 39        |
| 3.2.1    | Fenomeno intrappolamento di carica . . . . .       | 43        |
| 3.3      | Principio di funzionamento . . . . .               | 48        |
| 3.4      | Efficienza di modulazione . . . . .                | 48        |
| 3.5      | Amplificatori a rumore basso . . . . .             | 50        |
| 3.5.1    | Background teorico . . . . .                       | 50        |
| 3.6      | MODFET nei Amplificatori di potenza . . . . .      | 51        |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| <b>4</b> | <b>GaN - Nitrurio di Gallio</b>                                | <b>55</b>  |
| 4.1      | Proprieta' chimico - fisiche . . . . .                         | 55         |
| 4.2      | Substrati . . . . .  | 57         |
| 4.2.1    | $Al_2O_3$ . . . . .  | 59         |
| 4.2.2    | Carburo di Silicio SiC . . . . .                               | 59         |
| 4.3      | Processo di crescita di GaN . . . . .                          | 60         |
| 4.3.1    | Crescita su $Al_2O_3$ . . . . .                                | 62         |
| 4.4      | Drogaggio di GaN . . . . .                                     | 63         |
| 4.4.1    | Drogaggio con accettori . . . . .                              | 64         |
| 4.4.2    | Contatti ohmici su GaN . . . . .                               | 65         |
| 4.4.3    | Diffetti dei GaN . . . . .                                     | 68         |
| <b>5</b> | <b>Radio Frequency Power Amplifier</b>                         | <b>73</b>  |
| 5.1      | Classi di amplificatori . . . . .                              | 73         |
| 5.2      | Concetti di corrente, potenza in uscita e efficienza . . . . . | 77         |
| 5.3      | Approfondimenti sugli amplificatori classe AB . . . . .        | 79         |
| 5.4      | Proprieta' dei RFPA . . . . .                                  | 84         |
| 5.4.1    | Stabilita' . . . . .   | 85         |
| 5.4.2    | Efficienza . . . . .   | 85         |
| 5.4.3    | Nonlinearita' di RFPA . . . . .                                | 86         |
| 5.4.4    | Intermodulazione . . . . .                                     | 86         |
| 5.4.5    | Distorsione AM/AM AM/PM . . . . .                              | 87         |
| 5.4.6    | Punto di compressione a 1 dB . . . . .                         | 89         |
| 5.4.7    | ACPR - Adjacent Channel Power Ratio . . . . .                  | 89         |
| 5.4.8    | RFPA alcuni dati . . . . .                                     | 90         |
| 5.4.9    | RFPA per le comunicazioni mobili, 500 MHz - 6 GHz . . . . .    | 91         |
| 5.5      | Amplificatore Doherty . . . . .                                | 92         |
| 5.5.1    | EER . . . . .  | 92         |
| 5.5.2    | ET . . . . .   | 93         |
| 5.5.3    | Doherty's idea . . . . .                                       | 95         |
| 5.5.4    | Load Modulation . . . . .                                      | 100        |
| 5.6      | Doherty on GaN per il WCDMA . . . . .                          | 103        |
| <b>6</b> | <b>Conclusioni e lavori futuri</b>                             | <b>107</b> |

# Elenco delle figure

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.1  | Bande di energia . . . . .   | 15 |
| 2.2  | Semiconduttori diretti e indiretti . . . . .   | 15 |
| 2.3  | Distribuzione di Fermi . . . . .   | 16 |
| 2.4  | Concentrazione cariche . . . . .   | 17 |
| 2.5  | Distribuzione cariche semiconduttore di tipo n . . . . .   | 18 |
| 2.6  | Velocita' versus campo elettrico . . . . .   | 19 |
| 2.7  | Regione carica spaziale . . . . .  | 20 |
| 2.8  | Polarizzazione inversa . . . . .   | 22 |
| 2.9  | Polarizzazione diretta . . . . .   | 23 |
| 2.10 | n - MOSFET . . . . .   | 24 |
| 2.11 | Canale e zona di inversione di un n - MOSFET . . . . .   | 25 |
| 2.12 | Caratteristiche I - V . . . . .  | 26 |
| 2.13 | Gli stadi di formazione canale e il suo strozzamento . . . . .                                   | 27 |
| 2.14 | Bipolar Junction Transistor . . . . .  | 28 |
| 2.15 | Junction Field Effect Transistor . . . . .   | 28 |
| 2.16 | Metal Semiconductor Field Effect Transistor . . . . .  | 29 |
|      |  |    |
| 3.1  | Tecnica MOVPE . . . . .  | 33 |
| 3.2  | Schema MOVPE GaAs . . . . .  | 35 |
| 3.3  | Struttura molecola triplanare TMI <sub>n</sub> , TMGa . . . . .                                  | 36 |
| 3.4  | Struttura molecola TBAs, TBP . . . . .   | 37 |
| 3.5  | Temperature di decomposizione TBAs, TBP rispetto agli idruri                                     | 38 |
| 3.6  | Concentrazione ossigeno di $Al_{0.85}Ga_{0.15}As$ , confronto tra uso<br>TBAs e arsina . . . . . | 38 |
| 3.7  | Struttura per tecnica MBE . . . . .  | 39 |
| 3.8  | Caratteristiche MOVPE / MBE . . . . .  | 40 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 3.9  | Leghe di semiconduttori utilizzati negli HEMT . . . . .  | 40 |
| 3.10 | 2DEG negli HEMT . . . . .  | 41 |
| 3.11 | Polarizzazione piezoelettrica . . . . .  | 42 |
| 3.12 | Struttura a bande di eterostruttura AlGaAs - GaAs . . . . .  | 42 |
| 3.13 | HEMT convenzionale e pseudomorfo . . . . .   | 44 |
| 3.14 | Confronto fra FET . . . . .  | 45 |
| 3.15 | Trappole 2DEG AlGaN / GaN . . . . .  | 46 |
| 3.16 | Caratteristica DC HEMT . . . . .   | 46 |
| 3.17 | Dispersione frequenza . . . . .  | 47 |
| 4.1  | Cristallo GaN nella forma wurtzite (a) e zincoblenda (b) . . . . .   | 56 |
| 4.2  | Proprieta' GAN e altri semiconduttori . . . . .  | 57 |
| 4.3  | Struttura GaN wurtzite . . . . .   | 58 |
| 4.4  | Struttura GaN zincoblenda . . . . .  | 58 |
| 4.5  | GaN cresciuto sulla direzione 001 dello zaffiro . . . . .  | 59 |
| 4.6  | Caratteristiche zaffiro versus carburo di silicio . . . . .  | 60 |
| 4.7  | Processo Liftoff . . . . .   | 61 |
| 4.8  | Reattore (a) e principio di funzionamento (b) . . . . .  | 62 |
| 4.9  | Struttura cristallina in coordinate esagonali . . . . .  | 63 |
| 4.10 | Buche superficiali di GaN cresciuto a pressione atmosferica . . . . .  | 63 |
| 4.11 | Mg durante l'annealing termico in ambiente azoto (a) e amoniac(a) (b) . . . . .  | 65 |
| 4.12 | Diagramma a bande di una giunzione metallo semiconduttore . . . . .  | 67 |
| 4.13 | Impurita' GaN . . . . .  | 69 |
| 4.14 | Dislocazioni GaN nella direzione [0001] . . . . .  | 70 |
| 5.1  | Polarizzazione per alcune classi differenti di amplificatori . . . . .   | 74 |
| 5.2  | Caratteristiche di alcune classi di amplificatori . . . . .  | 76 |
| 5.3  | (a) Schema circuitale, (b) Caratteristica ideale (c) Tensione in ingresso e forme d'onda della corrente d'uscita . . . . . | 78 |
| 5.4  | Caratteristica della transconduttanza di un dispositivo ideale . . . . .   | 79 |
| 5.5  | Circuito e forme d'onda di un amplificatore classe AB . . . . .  | 80 |
| 5.6  | Esempio di una riduzione angolo di conduzione, potenza ed efficienza . . . . .   | 81 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 5.7  | Intermodulazione 3- a armonica . . . . .  | 82  |
| 5.8  | Confronto tra caratteristica ideale e le caratteristiche del secondo e terzo ordine . . . . .                                   | 83  |
| 5.9  | Intermodulazione PA . . . . .   | 87  |
| 5.10 | Armoniche di IMD3 generate dalla transconduttanza per GaN HEMT . . . . .  | 88  |
| 5.11 | Curve AM - AM e AM - PM . . . . .   | 89  |
| 5.12 | Compressione a 1 dB . . . . .   | 90  |
| 5.13 | Schema circuitale della tecnica EER . . . . .   | 93  |
| 5.14 | Distribuzione di probabilita' della potenza d'uscita istantanea e caratteristica dell'efficienza drain . . . . .                | 94  |
| 5.15 | Dissipazione energia senza e con ET . . . . .   | 94  |
| 5.16 | Curve efficienza con ET . . . . .   | 95  |
| 5.17 | Schema circuitale della tecnica ET . . . . .  | 95  |
| 5.18 | Schema circuitale amplificatore Doherty . . . . .   | 96  |
| 5.19 | (a)Schema base (b) Circuito ideale Doherty . . . . .  | 98  |
| 5.20 | Andamento teorico dell'efficienza Doherty . . . . .   | 99  |
| 5.21 | (a) Tensioni fondamentali d'uscita (b) Correnti fondamentali d'uscita (c) Potenze d'uscita (d) Guadagno ed efficienza . . . . . | 101 |
| 5.22 | . . . . .   | 102 |
| 5.23 | Efficienza per i vari N Doherty . . . . .   | 102 |
| 5.24 | Comportamento DPA per 3W Doherty . . . . .  | 104 |
| 5.25 | Misura di un segnale dello spettro WCDMA prima e dopo l'utilizzo della predistorsione . . . . .                                 | 105 |



# Capitolo 1

## Introduzione

Con la crescita del mercato della comunicazione wireless, cresce anche la richiesta di performance sempre piu' sfidanti per i transistor. I cellulari di nuova generazione richiedono sempre piu' una larga banda con efficienza soddisfacente, d'altro canto le comunicazioni satellitari e TV broadcasting richiedono amplificatori che operano ad alta frequenza e alta potenza riducendo le dimensioni dell'antenna lato utente finale. Inoltre la trasmissione dei dati ad un rate elevato richiede una modulazione della larghezza di banda che si traduce in tecniche di modulazione efficienti per l'utilizzo dello spettro disponibile quali PSK e QAM utilizzate soprattutto nel W - CDMA (Wide Code Division Multiple Access) e OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Sono tecniche a banda larga e nello stesso tempo con un alto range dinamico in termini di rapporto tra potenza massima e potenza media (Peak power to average ratio PAR). Gli attori principali di questo scenario sono gli amplificatori ai quali viene richiesta alta potenza in uscita, alta linearita', alta efficienza e banda larga istantanea. Queste richieste sono molto sfidanti anche solo cercando di soddisfarle una ad una. Per esempio la BTS (Base Station Tranceiver) per lo standard UMTS richiede una modulazione del WCDMA ad un offset di 5 MHz, il segnale produce un PAR di 7 su 10 dB. Non solo, per lo standard di quarta generazione le aspettative non possono che crescere. Nonostante i metodi per aumentare le caratteristiche richieste siano stati individuati da molto tempo il completo utilizzo e' piu' difficile da realizzare, causa l'implementazione stessa dei device. Qui

ricorrono in aiuto i materiali dei transistor utilizzati: i semiconduttori con un bandgap largo che possono dare ottimi risultati sull'efficienza e la linearità per alte frequenze. Tra questi si citano AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTS che sono candidati ideali per l'amplificatore Doherty come verrà spiegato di seguito. Lo scopo della tesi è dare una panoramica esaustiva sugli amplificatori a RF soprattutto il modello Doherty spiegandone anche il motivo della scelta.

Il primo capitolo è un rapido sguardo sui transistor: partendo dalla scelta dei semiconduttori spiegandone le caratteristiche molecolari per introdurre un primo concetto fondamentale che è l'energy bandgap. La comprensione del movimento delle cariche lascia intendere la capacità di sfruttare tale moto per produrre corrente elettrica. Verrà fatto un focus sui transistor che hanno monopolizzato l'elettronica digitale per decenni dalla loro nascita che sono i MOSFET, concludendo con una piccola sezione riguardante anche gli altri tipi di transistor BJT, JFET e MESFET.

Nel secondo capitolo si parla di MODFET - Modulation Doped Field Effect Transistor, quando si incomincia a sfruttare la mobilità degli elettroni in base ai materiali scelti per il design. A fronte di questo ci sono varie tecniche di crescita del materiale (in gergo epitassia) che permettono di avere transistor che lavorano a frequenze oltre i 250 GHz. Si parlerà principalmente di MOVPE e MBE le due tecniche principali. Il paragrafo 3.2 riguarda più nello specifico gli High Electron Mobility Transistor per elencarne le caratteristiche principali guidate dal fenomeno dell'intrappolamento delle cariche e dando una visione anche dei contro, su cosa bisogna tener conto al momento della progettazione dei device. Si parlerà inoltre della loro efficienza e della loro fantastica proprietà di ottenere dispositivo a basso rumore dando alcuni risultati utilizzati nei amplificatori di potenza.

Il capitolo tre si focalizza su un materiale molto potente che è il nitruro di gallio Ga<sub>N</sub> il più diffuso sulle comunicazioni mobili. Verranno introdotte le proprietà chimico fisiche, quelle che hanno indotto la scelta di questo dispositivo rendendolo un ottimo candidato per ottenere alta efficienza e potenza in uscita. Tale materiale dipende però fortemente dai substrati che vengono scelti per la sua crescita poiché essendo un semiconduttore composto dal difficile match reticolare con altri materiali. Vi sarà una descrizione dei materiali principali per l'utilizzo e i risultati ottenuti. Oltre alla scelta vi è

anche un processo di crescita e dosaggio del drogaggio di questo materiale spiegati nei paragrafi 4.3. Un'ultima sezione riguarderà questo materiale riguarda i difetti che sono di varia natura e di come si traducono pregi e difetti negli amplificatori utilizzati nella comunicazione mobile.

Si entra più nel dettaglio dell'obiettivo della tesi nel capitolo 4 che vi sarà una descrizione inanzitutto sugli amplificatori a radio frequenza capendo la divisione per classi. La classe che avrà maggiore attenzione per motivi che verranno spiegati di seguito sarà la classe AB. Nel successivo paragrafo verranno elencate le proprietà e i punti di attenzione degli amplificatori rf per capire meglio i parametri di progetto. L'ultima sezione parlerà dell'amplificatore master del wireless communication, il modello Doherty, un modello semplice ma che raggiunge facilmente gli obiettivi proposti all'inizio. Si concluderà con alcuni dati sulle tecnologie utilizzate e i loro achievements.



## Capitolo 2

# Transistor

La differenza tra un circuito elettrico e un circuito elettronico sta nell'avere o meno dei transistor all'interno. I transistor sono dei circuiti attivi e non passivi come resistenze, condensatori. C'è una corrente che fluisce e il segnale d'uscita è maggiore del segnale d'ingresso, permettendo così al dispositivo di avere un guadagno maggiore di uno. Questo capitolo ha lo scopo di fare un quadro esauriente sulla funzionalità e l'evoluzione nelle prime decadi dall'invenzione.

### 2.1 Un po' di storia

Ho sempre ritenuto fondamentale e curioso l'inizio di ogni invenzione, quello che ne fa un po' la storia. Ognuna di queste mostra come la passione per la materia scelta possa non solo rendere una soddisfazione personale, ma essere utile al cambiamento e l'evoluzione della specie.

Nel 1966 Dr James D. Meindl citò nell'articolo dedicato ai circuiti allo stato solido:

*"In queste due decadi, nessun settore dell'elettronica si è sviluppato più velocemente che i circuiti allo stato solido. Questo sviluppo ha imposto un'espansione di richieste per allargare le conoscenze che uno deve possedere in ottica di costruire un circuito elettronico. "*

Il primo transistor fu progettato da Julius Edgar Lilienfeld, fisico austro-ungarico nel 1925, molto simile all'attuale transistor a effetto di campo ma

purtroppo non riuscì a brevettarlo causa anche l'ignoranza delle industrie. Il brevetto arrivò solo nel 1936 da Oskar Heil, inventore tedesco nonché studioso di fisica, chimica, matematica e musica presso Georg-August University di Göttingen. Entrambi gli studiosi per realizzare il documento hanno impiegato anni di studio e ricerca sui tubi termoionici, ovvero i primi amplificatori realizzati dall'uomo.

Nel 1947 arrivò il primo prototipo di transistor, funzionante e firmato Bell Laboratories, che vede 3 attori nel progetto: John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley i quali ricevettero il premio Nobel per la fisica nel 1956. Questa invenzione ha cagionato l'esistenza di due tipi di transistor:

- A giunzione bipolare utilizzato nell'elettronica analogica
- A effetto di campo largamente utilizzato nell'elettronica digitale e in minor parte su quella analogica.

## 2.2 Semiconduttori

I materiali allo stato solido si dividono in 3 categorie: isolanti, semiconduttori e conduttori in base alla loro conduttività elettrica. Il nostro interesse si focalizza sui semiconduttori, materiali del terzo e quinto gruppo della tavola periodica, nei quali la corrente elettrica è determinata dal movimento sia degli elettroni sia delle lacune.

Ogni atomo della struttura cristallina ha quattro elettroni nell'orbitale esterno che "condivide" con gli atomi vicini e questa condivisione viene chiamata legame covalente. A temperature vicino allo zero assoluto gli elettroni occupano lo stato più basso di energia chiamato anche banda di valenza  $E_v$ , mentre sarà vuota la banda con energia più elevata chiamata banda di conduzione  $E_c$ . L'ampiezza data dalla differenza tra le due variabili appena definite si chiama banda proibita  $E_g$ . Quest'ultima altro non è che l'energia necessaria che serve ad un elettrone per passare dalla banda di valenza alla banda di conduzione, spezzando un legame covalente e lasciando nella banda di valenza l'altro portatore di carica chiamato lacuna.

Il passaggio degli elettroni dalla banda di valenza alla banda di conduzione è conseguenza di un fattore esterno, come il cambio della temper-

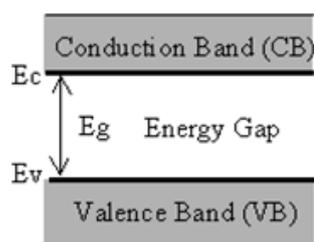


Figura 2.1: Bande di energia

atura oppure l'applicazione di una piccola quantità di potenziale. L'energia stessa è data dalla formula:

$$E = \frac{p^2}{2m_0}$$

con  $p$  il momento e  $m_0$  la massa dell'elettrone. Va da sé dedurre che l'energia necessaria per attraversare la banda proibita non solo deve essere maggiore di zero ma deve subire un cambio del momento. I semiconduttori che rispettano questa affermazione si chiamano a gap indiretto ed è il caso del silicio (Si). Per altri invece, come il gallium arsenide (GaAs) tale transizione di energia non richiede il cambiamento e vengono chiamati semiconduttori a gap diretto come mostra la figura sottostante:

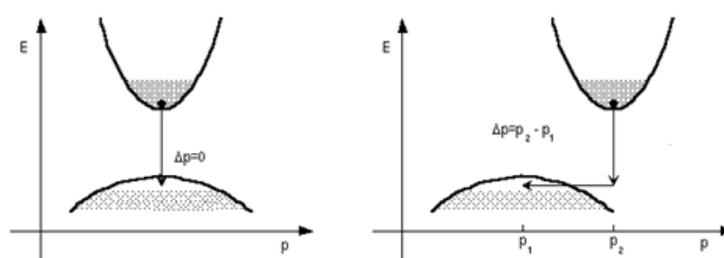


Figura 2.2: Semiconduttori diretti e indiretti

Un'altra variabile importante da definire è l'energia di Fermi e il cosiddetto livello di Fermi noto come: il livello di maggior energia occupato dagli elettroni di conduzione allo zero assoluto. Il corrispettivo valore si chiama

energia di Fermi è chiamata l'energia. La probabilità che un elettrone occupi uno stato di energia  $E$  è data dalla distribuzione Fermi - Dirac:

$$F(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E-E_f}{kT}}}$$

e viene mostrata nella figura sottostante per diversi valori della temperatura  $T$ :

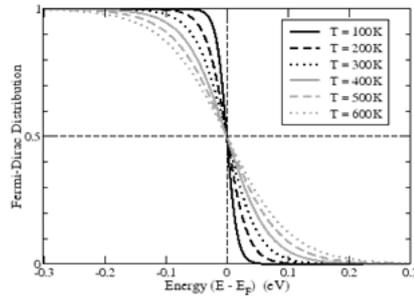


Figura 2.3: Distribuzione di Fermi

$k$  è la costante di Boltzmann,  $E_f$  è l'energia di Fermi mentre  $T$  è la temperatura assoluta espressa in Kelvin. Il parametro sopra definito è importante per introdurre un altro importante parametro che è la concentrazione delle cariche.

Pertanto, la concentrazione degli elettroni in un semiconduttore intrinseco (poche impurità) nella banda di conduzione è data dall'integrale del prodotto della densità degli stati  $N(E)$  per la probabilità di occupare lo stato di energia :

$$n = \int_{E_c}^{\infty} N(E)f(E)dE$$

con  $E_c$  energia al punto più basso della banda di conduzione. Analogamente la concentrazione delle lacune nella banda di valenza è

$$n = \int_{-\infty}^{E_v} (1 - f(E))N(E)dE$$

con  $E_v$  energia al punto più alto della banda di valenza. In figura 2.4 viene mostrato rispettivamente la densità degli stati, distribuzione della

probabilità, concentrazione degli elettroni e delle lacune in un semiconduttore intrinseco:

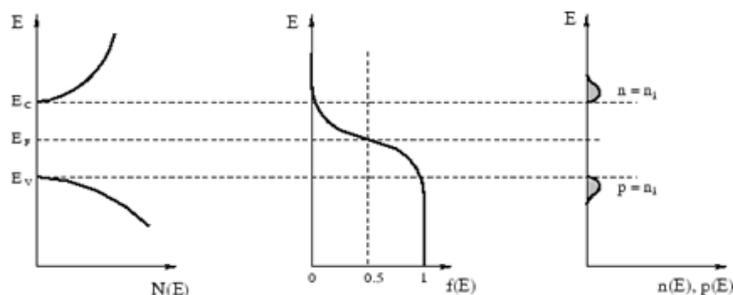


Figura 2.4: Concentrazione cariche

Come si può notare il livello di Fermi in un semiconduttore intrinseco è circa  $E_g/2$  e la concentrazione intrinseca delle cariche è  $n_i^2 = np$ . Ma se il semiconduttore fosse drogato di impurità allora tali considerazioni non sarebbero più valide e il semiconduttore verrebbe chiamato estrinseco. Il motivo per il quale i semiconduttori vengono drogati è per definire il numero e il tipo delle cariche libere che si possono muovere nel cristallo, applicando un potenziale esterno. Per esempio se droghiamo il silicio (elemento IV gruppo) con del arsenico (elemento V gruppo), un atomo di arsenico con i suoi cinque elettroni di valenza, formerà un legame covalente con gli elettroni di valenza del silicio. Come sappiamo gli elettroni nella banda di valenza sono otto, e l'unico libero può passare in banda di conduzione sotto l'effetto di una moderata temperatura. L'arsenico viene chiamato donatore oppure un semiconduttore di tipo n. Analogamente vi sono semiconduttori di tipo p, i quali hanno un eccesso di lacune nella banda di valenza. Un esempio è il boro elemento del III gruppo della tabella periodica e che a contatto con il silicio (quattro elettroni) "attrae" gli elettroni liberi per formare il legame covalente catturandone e stabilizzandone uno. In questo modo si crea una lacuna nella banda di valenza formando il drogaggio di tipo p. Il boro viene chiamato pertanto un accettore. La concentrazione delle impurezze per metro cubo immesse nel semiconduttore vengono denotate con  $N_A$  e  $N_D$  rispettivamente riferite ad accettori e donatori. Ancora, in un semiconduttore di tipo n,  $N_A$

$= 0$ ,  $n \gg p$ , e  $n \approx N_D$  (la concentrazione di elettroni liberi è approssimativamente uguale alla densità di atomi donatori). Di conseguenza si ha che la concentrazione delle lacune in questo tipo di semiconduttore è

$$p \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

con  $n_i$  concentrazione intrinseca cariche come sopra definito. Analogamente per un semiconduttore di tipo p si ha:

$$n \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

In figura 2.5 viene mostrato la densita' degli stati, probabilita' di distribuzione e concentrazione delle cariche in un semiconduttore di tipo n.

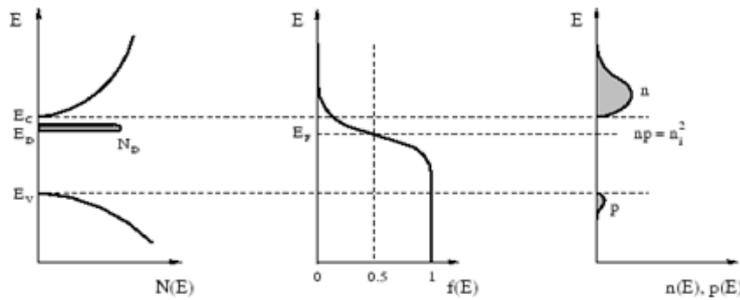


Figura 2.5: Distribuzione cariche semiconduttore di tipo n

Come si nota, cambia non solo la concentrazione nella banda di conduzione naturalmente, ma anche il livello di fermi che si sposta di piu' verso la banda di conduzione (analogamente si sposta verso la banda di valenza nei semiconduttori di tipo p).

La figura sottostante mostra la velocita' degli elettroni rispetto al campo elettrico per alcuni semiconduttori utilizzati per le onde millimetriche e microonde.

### 2.3 Giunzione p - n

Una volta compreso che possiamo cambiare la concentrazione delle cariche "a nostro piacimento" in base alle caratteristiche dei semiconduttori andiamo a

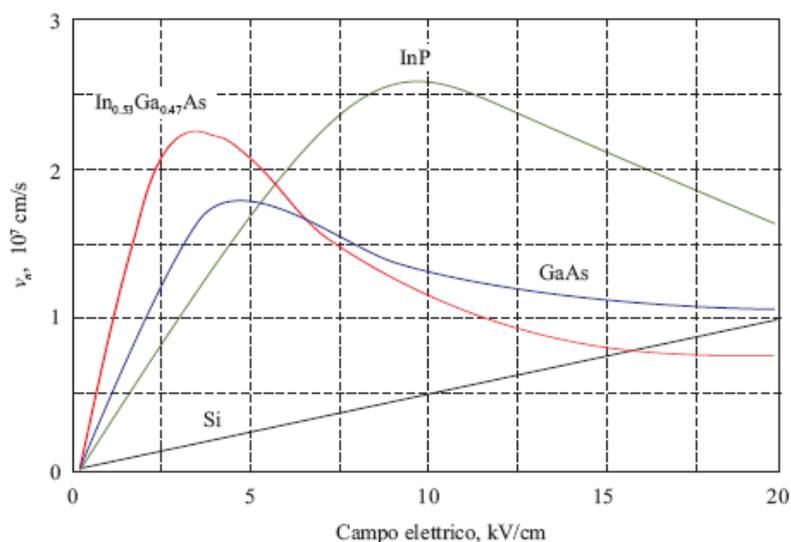


Figura 2.6: Velocita' versus campo elettrico

vedere come sfruttare questa proprieta'. Questo paragrafo spiega come cambia la corrente elettrica e quali sono le sue componenti durante l'unione dei semiconduttori di tipo p e n, la giunzione p - n. Al momento della giunzione le cariche maggioritarie cominciano a muoversi creando diffusione di carica. Le lacune si muovono dal semiconduttore di tipo p al semiconduttore di tipo n, lasciando degli ioni accettori  $N_A^-$  vicino alla giunzione. Analogamente gli elettroni si muovono verso il semiconduttore di tipo p lasciando vicino alla giunzione ioni donatori  $N_D^+$ . Gli atomi ionizzati formano una regione di carica spaziale o di svuotamento, in figura 2.7 denotata come RCS e danno luogo ad un campo elettrico. Il campo elettrico causa la corrente di deriva la quale viaggia in direzione opposto alla diffusione.

In condizioni di equilibrio la somma delle due correnti, diffusione e deriva deve essere zero. Facendo una considerazione su una delle due cariche, le lacune, si ha:

$$\begin{aligned}
 J_p &= J_p(\text{deriva}) + J_p(\text{diffusione}) \\
 &= q\mu_p p E - qD_p \frac{dp}{dx}
 \end{aligned}$$

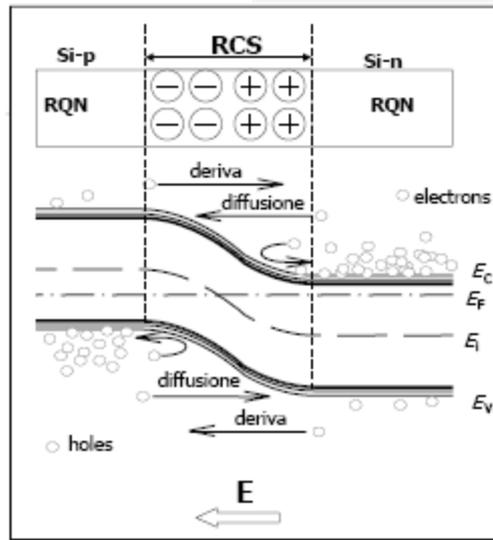


Figura 2.7: Regione carica spaziale

$$\begin{aligned}
 &= q\mu_p p \left( \frac{1}{q} \frac{dE_i}{dx} - kT\mu_p \frac{dp}{dx} \right) \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

dove  $D_p$  e' una costante di diffusione e data dalla relazione di Einstein:

$$D_p = \frac{kT}{q} \mu_p$$

Sostituendo la concentrazione,

$$p = n_i e^{\frac{(E_i - E_F)}{kT}}$$

derivando  $p$  rispetto a  $x$  e sostituendo i risultati ottenuti nella formula della corrente totale si ha:

$$J_p = \mu_p p \frac{dE_F}{dx} = 0, \quad \frac{dE_F}{dx} = 0$$

Analogamente per gli elettroni si ha

$$\begin{aligned}
 J_n &= J_n(\text{deriva}) + J_n(\text{diffusione}) \\
 &= q\mu_n n E - qD_n \frac{dn}{dx}
 \end{aligned}$$

$$= \mu_n n \frac{dE_F}{dx} = 0$$

Quindi in condizioni di equilibrio il livello di Fermi deve essere costante. Questa costanza richiede una determinata regione di carica spaziale durante la giunzione. Se si integra il campo elettrico lungo la regione di carica spaziale che chiamiamo  $W_{dep}$  troviamo una differenza di potenziale chiamato anche potenziale di built-in  $V_{bi}$  (potenziale non misurabile direttamente altrimenti si potrebbe estrarre energia da un sistema chiuso in equilibrio violando la seconda legge della termodinamica):

$$V_{bi} = \Psi_n - \Psi_p = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right)$$

Dove il potenziale elettrostatico si potrebbe ricavare utilizzando l'equazione di Poisson:

$$\frac{d^2\Psi}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} = -\frac{\rho_s}{\epsilon_s} = -\frac{q}{\epsilon_s}(N_d - N_a + p - n)$$

con  $\rho$  densità di carica e  $\epsilon$  costante dielettrica. A quest'ultima è legata anche la larghezza della regione carica spaziale che è:

$$W_{dep} = x_p + x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q}\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)V_{bi}}$$

### 2.3.1 Giunzione polarizzata

Cosa succede se applichiamo un potenziale esterno  $V_A$ ? Vi sono due casi da analizzare: polarizzazione diretta, quando il terminale p viene connesso al terminale positivo; polarizzazione indiretta nel caso contrario. Notiamo subito che la larghezza della regione di carica spaziale diventa:

$$W_{dep} = x_p + x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q}\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)V_{bi} - V_A}$$

*Polarizzazione inversa* : il potenziale ai capi della giunzione p-n sarà  $V_{bi} - V_A$  con  $V_A < 0$ . Sotto questa condizione il campo elettrico aumenta e svuoterà le due zone dei portatori maggioritari, estendendo la RCS verso le regioni quasi neutre della parte p e n del semiconduttore. La diffusione delle cariche diminuisce e di conseguenza anche la corrente che la rappresenta,

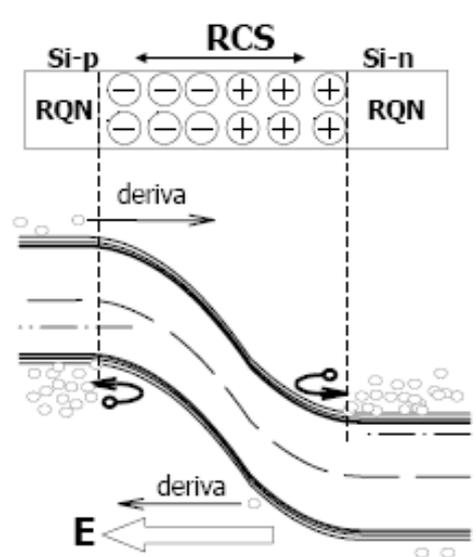


Figura 2.8: Polarizzazione inversa

facendo così dipendere la corrente totale solo dalla corrente di deriva per un valore molto basso e fortemente dipendente dalla temperatura.

*Polarizzazione diretta* Il potenziale applicato  $V_A$  è maggiore di zero ed è in opposizione con la tensione di built in. La regione di carica spaziale ne percepisce la diminuzione del potenziale complessivo e questo comporta una riduzione della RCS permettendo alla corrente di diffusione di fluire maggiormente.

I primi dispositivi creati sfruttando le proprietà delle mobilità delle cariche nella giunzione pn, utilizzati nell'elettronica digitale sono i MOSFET, basati su silicio. Nel seguente paragrafo vi sarà una descrizione sulla costruzione e funzionamento di questi dispositivi che saranno poi confrontati nel prossimo capitolo con i transistor dei giorni d'oggi. Ma oltre ai MOSFET vi sono anche i BJT (primi ad essere utilizzati nell'elettronica analogica), JFET e MESFET dei quali vi sarà una breve introduzione.

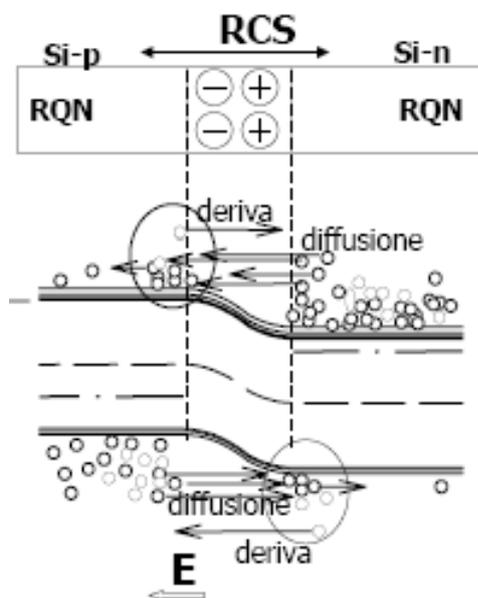


Figura 2.9: Polarizzazione diretta

## 2.4 MOSFET

I MOSFET - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor come si deduce dal nome, fanno parte dei transistor a effetto di campo (FET). In questi dispositivi la larghezza del canale conduttivo dipende dalla variazione del campo elettrico su di esso applicato, sono quindi dispositivi controllati in tensione. In figura 2.10 viene mostrata una struttura simile: il dispositivo è creato su un substrato di tipo p detto anche body. Ai lati ci sono due regioni n drogate fortemente chiamate source e drain. Tra quest'ultime viene aggiunto uno strato finissimo di  $SiO_2$ , un isolatore eccellente. Sopra di esso viene depositato il metallo chiamato anche gate, da qui il nome metal oxide semiconductor; vengono fatti dei contatti metallici anche sopra il source e il drain. Se la tensione applicata al gate  $V_G$  è molto piccola  $\leq 0$ , la superficie del biossido di silicio attrae le lacune formando una condizione di *cutoff*, dove non c'è un passaggio di corrente tra il source e il drain (anche le giunzioni pn tra source - body, drain - body sono in polarizzazione inversa).

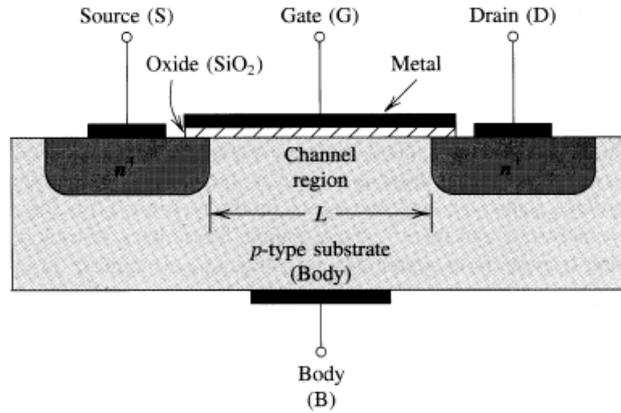


Figura 2.10: n - MOSFET

Se  $V_G$  e' sopra lo zero, le lacune vengono respinte dalla superficie sotto il gate, e gli elettroni vengono attratti al loro posto. Maggiore e' la tensione applicata, piu' grande e' il numero di elettroni che si accumula sotto questa superficie. In poche parole la superficie sotto il biossido di silicio apparentemente diventa un substrato di tipo n, e un cammino continuo di elettroni viene creato dal source al drain. Una significativa corrente fluisce lungo il canale formato (fig. 2.11), creando cosi' la zona di inversione (inversion layer). Come si evince anche dalla figura, subito dopo la zona di inversione vi e' la regione di svuotamento. Il transistor viene chiamato n - MOSFET proprio perche' il canale e' di tipo n, analogamente un p - MOSFET ha un canale formato da lacune.

La tensione per la quale si ha un pari numero di elettroni nel canale confrontato alle lacune nel substrato viene chiamato tensione di soglia (threshold voltage)  $V_{th}$ . Una volta che il canale di conduzione e' stato formato, la corrente puo' fluire dal drain al source se e solo se  $V_G - V_{th} > 0$ . Si dice che il transistor si trova nella regione lineare anche detta regione ohmica o di triodo. In queste condizioni il MOSFET lavora come un resistore e la corrente e' data approssimativamente da:

$$I_D \approx \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left( (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$$

dove  $\mu_n$  e' la mobilita' delle cariche,  $C_{ox}$  e' la capacita' per unita' di area,

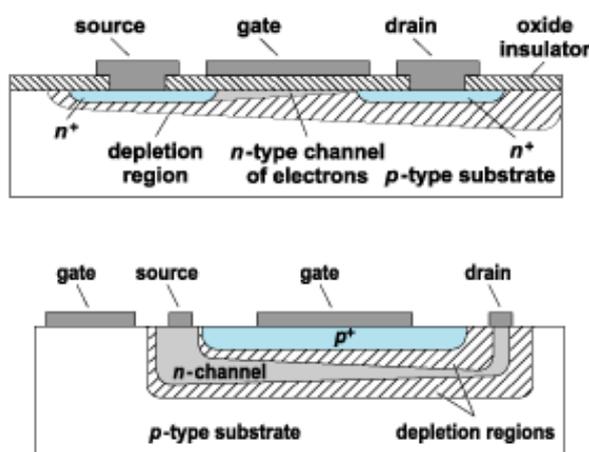


Figura 2.11: Canale e zona di inversione di un n - MOSFET

$W$ , e  $L$  sono rispettivamente larghezza e lunghezza canale,  $V_{DS} = V_G - V_{th}$ , e si e' supposto che il source non sia a massa.

Se applichiamo una tensione lungo il canale, la concentrazione delle cariche lungo il canale non e' omogenea, in particolare siccome  $V_D$  cresce positivamente, la tensione gate - canale vicino al drain e piu' piccola rispetto alla stessa tensione vicino al source.

Quando la tensione di drain diventa abbastanza grande il potenziale gate - canale diventa piu' piccolo di  $V_{th}$  e il canale comincia a "strozzarsi" e la zona di inversione comincia a mancare dalla parte del drain . Si dice che il transistor si trova in uno stato di pinch - off. La tensione del canale quando e' in questo stato e' pari a  $V_G - V_{th}$ .

Se invece  $V_{GS} > V_{th}$  e  $V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})$  siamo in condizioni di saturazione del transistor. Una volta raggiunto il completo strozzamento, il valore della corrente che percorre il canale non dipende dalla variazione di  $V_{DS}$ : la corrente dipende solamente dalla tensione  $V_{GS}$ , ed il MOSFET funziona quindi come amplificatore. Il valore della corrente e' pari a:

$$I_D \approx \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

La regione di interdizione invece, anche detta di cut-off, si verifica quando

$V_{GS} < V_{th}$ , e in questo caso il transistor è spento, e non vi è passaggio di carica tra gate e source.

Gli vari stati sopra descritti sono rappresentati nella figura 2.13; invece in figura 2.12 vengono mostrate le caratteristiche I - V di un MOSFET e sono ricavate dalla relazione:

$$I_D \approx \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

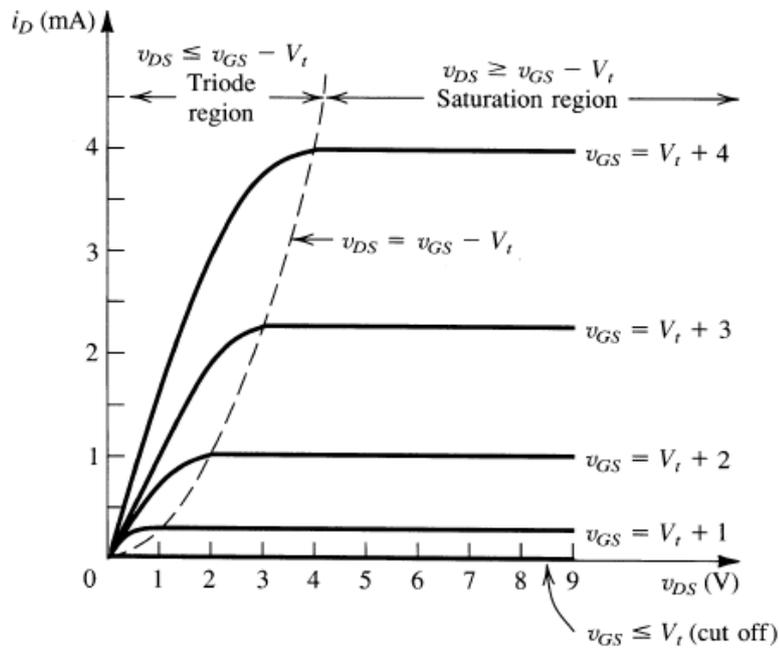


Figura 2.12: Caratteristiche I - V

## 2.5 BJT, JFET, MESFET

Nel seguente paragrafo verranno introdotti le altre tecnologie di dispositivi utilizzati prima dei mosfet (bjt) oppure in minor scala per le particolari caratteristiche (jfet)

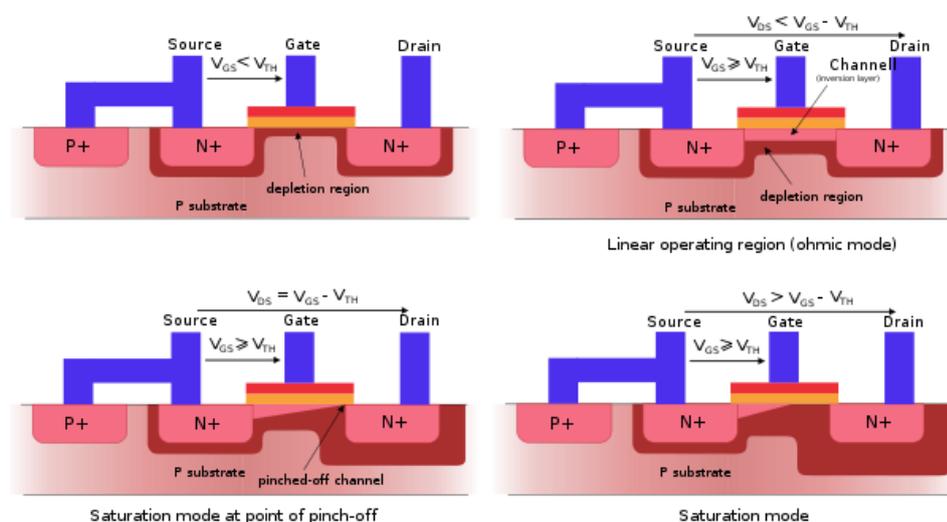


Figura 2.13: Gli stadi di formazione canale e il suo strozzamento

## BJT

I BJT, Bipolar Junction Transistor, sono i primi transistor scoperti nei laboratori Bell. E' fatto da tre strati di silicio drogato, dove lo strato centrale ha drogaggio opposto agli altri due, formando così una doppia giunzione p-n. In figura 2.14 viene mostrato un tipico bjt e come si evince, gli strati sono denominati base (quello centrale), emettitore e collettore. Il principio di funzionamento sta nel poter controllare la conduttività elettrica (coinvolto sia i portatori maggioritari sia quelli minoritari) applicando una tensione ai terminali. Si chiama bipolare proprio perché entrambi le tipologie di portatori di carica sono utilizzati per creare la corrente elettrica.

## JFET

Junction Field Effect Transistor, e' una miscela di BJT e MOSFET, formato da strati di silicio drogato (pno o npn) ma nello stesso tempo vi sono i terminali source drain. Tra source e drain vi e' sempre un canale formato che permette il passaggio di corrente ma vi e' anche un gate che controlla tale flusso. La giunzione tra il terminale di gate e il source viene polarizzata inversamente estendendo la zona di svuotamento all'interno di un canale e

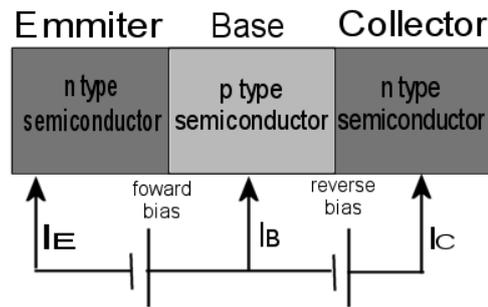


Figura 2.14: Bipolar Junction Transistor

l'estensione della regione di svuotamento determina la conduttanza tra il source e il drain. Questo tipo di transistor e' controllato in tensione e a differenza dei BJT i terminali possono essere scambiati non sono fissi, e il flusso di corrente si basa sul movimento delle cariche maggioritarie facendo un JFET un transistor unipolare. In figura 2.15 viene mostrato quanto appena descritto.

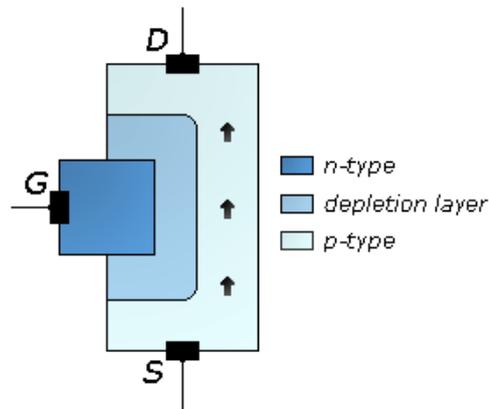


Figura 2.15: Junction Field Effect Transistor

## MESFET

Metal Semiconductor Field Effect Transistor sono simili ai JFET ma con la differenza che per il gate non si utilizza la giunzione pn ma una giunzione Schottky (metallo conduttore) da cui il nome. La corrente del drain di un

MESFET in saturazione e' data da:

$$I_D = \gamma \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

dove  $\gamma$  e' il fattore del controllo di corrente. Vi sono MESFET basati su GaAs e non su Si ma il funzionamento del transistor e' completamente diverso soprattutto per quanto riguarda le tecniche sull'ingegneria del bandgap che riguarda i processi per il controllo o la modifica del band gap di un materiale controllando la composizione di alcuni tipi di semiconduttori che lo permettono quali GaAlAs, InGaAs, and InAlAs.

In qualsiasi transistor l'obiettivo e' ottenere quanto piu' alto possibile il valore della transconduttanza (indicatore della capacita' di un dispositivo di amplificare la tensione in ingresso convertendola in corrente in uscita) e, nei MESFET questo dipende dalla crescita della conduttanza del canale. Un modo per ottenerlo e' doppare maggiormente il canale ma avremo un maggior numero di impurita' che riducono la mobilita'. Si utilizzano i semiconduttori composti come GaAs, creando una struttura a "sandwich" fatta da uno strato sottile non doppato di GaAs e AlGaAs ai lati. Gli elettroni si muovono dallo strato di AlGaAs a GaAs e rimangono intrappolati dalla barriera di energia che si forma tra i due stati (causa la differenza la larghezza dei bandgap tra i due materiali). Si forma in questo modo un gas di elettroni, chiamato gas bidimensionale poiche' gli elettroni possono muoversi se un campo elettrico viene applicato. I transistor che utilizzano il gas bidimensionale (in gergo 2DEG) per la conduttivita' del canale vengono chiamati High electron mobility transistor e verranno trattati nel prossimo capitolo. I MESFET possono operare fino a frequenze di circa 45 GHz e sono componenti spesso utilizzati per la costruzione di sistemi a microonde.

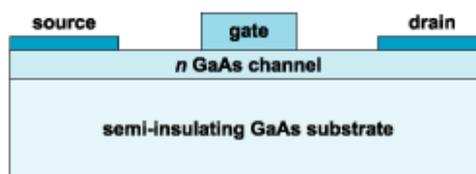


Figura 2.16: Metal Semiconductor Field Effect Transistor

Il prossimo capitolo sarà basato sui HEMT e le tecnologie utilizzate per costruire transistor che possono operare fino ai 300 GHz.

## Capitolo 3

# MODFET

Modulation - Doped - Field-Effect transistor e' la classe dei transistor che comprende: High Electron Mobility Transistor (HEMT), Selectivity Doped Heterostructure Transistor (SDHT), Two Dimensional Gas field effect transistor (TEGFET), utilizzati nei circuiti microonde e onde millimetriche. In particolare trovano un largo utilizzo nei sistemi satellitari DBS(Direct Broadcast Satellite) per frequenze 11- 12 GHz in Giappone e in Europa. Sono dispositivi a basso rumore e sono tipicamente utilizzati come preamplificatori in un ricevitore DBS, seguiti da uno o piu' MESFET basati su GaAs, e i Monolithic Microwave Integrated Circuits (MMIC). Inoltre il MODFET e' un dispositivo unico nell'utilizzo degli amplificatori a basso rumore per temperature criogeniche come dimostrato dalla National Radio Astronomy Observatory.

Cosa c'e' di diverso dai "soliti" transistor che sono stati presentati brevemente al primo capitolo? La differenza sta proprio nel semiconduttore utilizzato. Abituati per molti anni a vedere il silicio come substrato per le sue caratteristiche:

- *Alta mobilita' di lacune* che lo rendono ottimo per la logica CMOS, producendo transistor ad effetto di campo ad alta velocita'
- *L'esistenza del diossido di silicio* che e' un ottimo isolante e facilmente da integrare al substrato stesso nei circuiti.

- *Basso costo di produzione.* La grande quantita' di silicio che si trova nell'ambiente (facente parte della crosta terrestre), implica facilita' di produzione a prezzi bassi quindi facilmente penetranti nel mercato dei transistor a base di silicio.

Il passo evolutivo verso i semiconduttori a base di GaAs e' stata una scelta fisiologica per rispondere alla domanda di lavorare a frequenze piu' alte con alta efficienza. Oltre ad avere un bandgap diretto e una massa efficace minore (maggior mobilita'), i transistor basati su questi semiconduttori lavorano a frequenze oltre 250 GHz (frequenze di lavoro HEMT 600 GHz), con elevata mobilita' di elettroni, e permettendo ai dispositivi un livello di rumore molto piu' basso rispetto ai "cugini". Inoltre le caratteristiche di costruzione assicurano una tensione di breakdown superiore rendendoli flessibili nell'utilizzo ad alte potenze. Come si puo' intuire, questi tipi di semiconduttori sono semiconduttori composti con elementi del terzo e quinto gruppo della tavola periodica dove oltre alle leghe binarie, ampliando gli intervalli composizionali si ottengono leghe ternarie o quaternarie  $III_xIII_{1-x}V$ ,  $IIIV_xV_{1-x}$  tramite la formula empirica:

$$E_g(x) = E_g(0) + bx + cx^2$$

dove  $E_g(x)$  e' la variazione del gap apportata alla variabile  $x$ ,  $E_g(0)$  e' il bandgap del composto binario a gap minore, e  $b$ ,  $c$ , sono parametri determinati sperimentalmente.

### 3.1 Epitassia

L'ottimizzazione dei dispositivi basati su questi materiali si ottiene tramite il processo di epitassia. Tale processo consiste nel crescere strati monocristallini utilizzando dei precursori gassosi o liquidi. La tecnica da fase liquida, Liquid - Phase Epitaxy LPE, assieme all'epitassia da fascia molecolare molecular beam epitaxy MBE, vengono utilizzate per i semiconduttori composti. Se i precursori sono metallorganici la tecnica prende il nome di MOVPE - Metalorganic Vapour Phase Epitaxy. Da una base semiconduttore si fanno crescere film sottili i quali per avere le stesse proprieta' elettroniche del

semiconduttore devono rispettare l'ordinamento cristallografico del substrato e di conseguenza la costante reticolare. Se il film e' depositato su un substrato della stessa composizione si parla di omoepitassia. In caso contrario il processo si chiama eteroepitassia e viene utilizzato per costruire eterogiunzioni laddove sarebbe impossibile crearli diversamente (GaN su zafiro). L'omoepitassia viene utilizzata per crescere un materiale con maggior purezza, aumentando la concentrazione del semiconduttore di partenza per ottenere dei dispositivi a basso rumore. Le tecniche piu' utilizzate sono MOVPE e MBE tramite le quali nel percorso degli anni si sono ottenuti materiali molto puri come GaAs con mobilita' di elettroni oltre  $1000000 \text{ cm}^2/\text{V}^2$  a basse temperature. Di seguito verra' fatta una descrizione su queste tecniche.

### 3.1.1 MOVPE

Tramite questa tecnica si ottiene la crescita epitassiale utilizzando reagenti metallo organici combinati a volte con altri precursori quali  $\text{PH}_3$  per il fosforo e  $\text{AsH}_3$  per l'arsenico. Un sistema tipico e' riportato nella seguente figura:

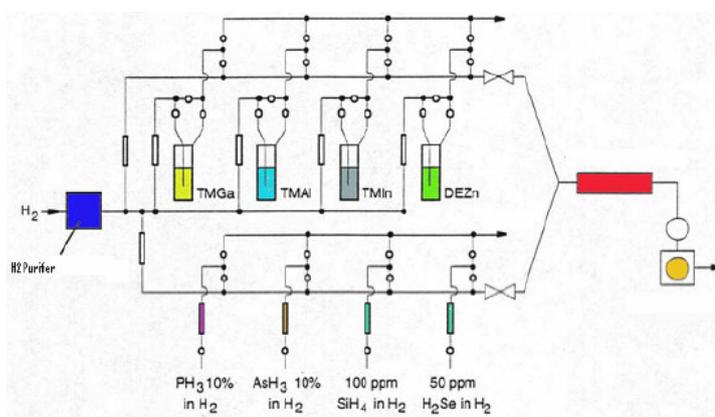


Figura 3.1: Tecnica MOVPE

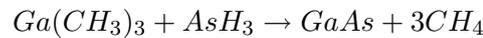
Il processo di crescita consiste nel passaggio da una fase a vapore ad una fase a stato solido cristallino detta anche fase ordinata. La reazione chimica avviene dentro ad una camera sotto condizioni di temperatura e pressione

costante (valori tipici 10 - 100 mbar per la pressione, 500–700° C). Il *carrier gas* tipico per il successo del processo e'  $H_2$  il quale viene saturato con i vapori dei metallorganici in maniera controllata dentro la camera.

Nella camera, l'elevata temperatura innesca la pirolisi, ovvero la dissociazione termica dei reagenti, rendendo cosi' disponibili le specie atomiche che si intende depositare.

### 3.1.2 MOVPE su GaAs

Per capire meglio il processo analizziamo di seguito il MOVPE per GaAs: Il gallio Ga diventa (in fase vapore dal gorgoglio di  $H_2$ ) trimetilgallio TMG. Si sottolinea che le reazioni che portano alla crescita epitassiale con questa tecnica sono esotermiche ovvero rilasciano energia. Per queste reazioni se aumenta la temperatura del substrato, diminuisce la velocita' poiche' per alte temperature, la reazione cessa di esistere non potendo piu' dare energia. L'arsenico invece viene introdotto tramite l'arsina  $AsH_3$  e la reazione chimica e' la seguente:



Come si nota dall'equazione chimica, il risultato oltre ad essere l'arsenurio di gallio, e' accompagnato dal metano, quindi un gas tossico. La tossicita' e' un elemento importante nella determinazione dei precursori da utilizzare. Un semplice schema del processo viene mostrato in figura 3.2

Per la velocita' di crescita si fanno le seguenti considerazioni:

- Per temperature di substrato nel rango di lavoro, la velocita' di crescita non dipende in maniera consistente dalla temperatura,
- La velocita' di crescita dipende in maniera lineare dalla specie meno concentrata  $X_{TMG}$  (frazione molare di Ga), mentre non dipende dalla specie piu' concentrata  $X_{AsH_3}$ , frazione molare di As,
- La velocita' non dipende dalla caratteristica del substrato.

Il tasso di crescita del substrato e' di circa  $1\mu m/h$  e i MOVPE moderni consentono di depositare contemporaneamente 49 da 2 pollici o 5 substrati

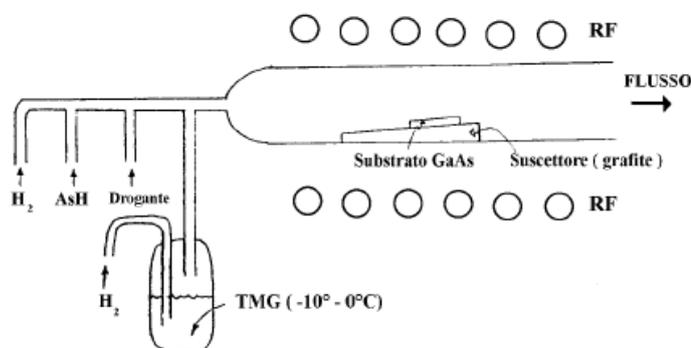


Figura 3.2: Schema MOVPE GaAs

da 10 pollici di diametro. Un altro vantaggio di tale tecnica è la versatilità dei reagenti da utilizzare e la possibilità di scegliere di non operare in regime di ultra vuoto (UHV) aumentando così anche i vantaggi di costo e manutenzione. Sono disponibili anche tecniche di per il monitoraggio in - situ ed in tempo reale del processo MOVPE che forniscono informazioni utili sugli spessori degli strati depositati, sulla loro composizione e le caratteristiche della superficie in crescita. Esse sono basate su misure di riflettanza anisotropa da parte della superficie in crescita e prendono il nome di Spettroscopia da Riflettanza Anisotropa (RAS).

### 3.1.3 Precursori metallorganici

Prima di entrare nella camera reattiva il gas - carrier deve essere arricchito dai vapori dei composti organometallici, dopo il suo passaggio nei gorgogliatori (bubblers). Questi composti sono caratterizzati da alta pressione a vapore (100 torr alle temperature di lavoro) e dai legami gruppo alchilico - metallo, caratteristiche che permettono di:

- avere un altro controllo della quantità di precursore inviato in camera
- ridurre sensibilmente le preazioni indesiderate in fase gassosa
- ottenere basse diluizioni nel gas di trasporto

I precursori del gruppo III formano un legame tra il metallo e tre radicali alchilici avendo in questo modo una molecola trigonale planare come mostrato in figura 3.3

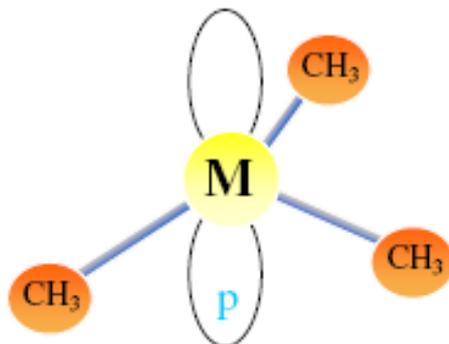


Figura 3.3: Struttura molecola triplanare TMIn, TMGa

Come si nota nonostante la formazione di tre legami covalenti, l'orbitale p rimane libero facendo così diventare il reagente elettrofilo (attira gli elettroni). I precursori delle specie V più comunemente utilizzate sono arsina e fosfina. Il loro utilizzo però è molto dispendioso causa la necessità di controllo continuo e trattamenti di manutenzione.

In generale i precursori metallorganici devono avere determinate caratteristiche per poterli utilizzare per la crescita:

- Basse temperature di pirolisi
- Assenza di pre - reazioni indesiderate nella fase gassosa
- Alta purità in grado di elettroni e bassa tossicità

Due precursori che soddisfano tali caratteristiche sono TBAs (tertiarybutylarsine) e TBP (tertiarybutylphosphine)

### 3.1.4 TBAs e TBP

La loro struttura viene mostrata in figura 3.4

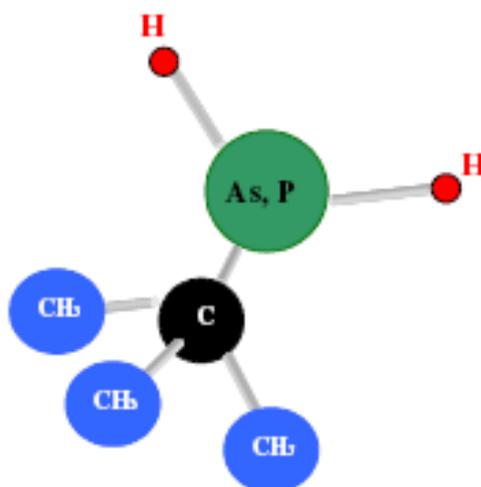


Figura 3.4: Struttura molecola TBAs, TBP

Tali precursori possiedono una struttura tetraedica : tre elettroni dei legami covalenti sono legati all'atomo di carbonio e i due idrogeni, mentre i due elettroni rimanenti costituiscono un orbitale completo in modo da rendere la molecola di tipo donatore. Inoltre il legame metallo - carbonio, rispetto al legame metallo - idrogeno negli idruri arsina e fosfina, diminuisce la tossicità sensibilmente. Un'altra caratteristica importante è l'alta pressione di vapore propria : 96 torr per TBAs a temperature intorno ai 10° C e TBP ben 286 torr a temperatura ambiente che gli rende più volatili rispetto a precursori della III - a specie. Ancora, l'utilizzo di TBAs e TBP permettono di mantenere durante la crescita un rapporto minore tra le specie del V e le specie del III che vengono flussate in camera, oltre ad avere rapporti di pirolisi più basse di quelle degli idruri.

Dagli esperimenti fatti possiamo dedurre che:

- si ha una riduzione del drogaggio intrinseco dovuto al carbonio presente nelle molecole dei reagenti
- minore utilizzo dei sistemi da vuoto e abbattimento dei gas di scarico
- bassa incorporazione di ossigeno in composti contenenti alluminio.

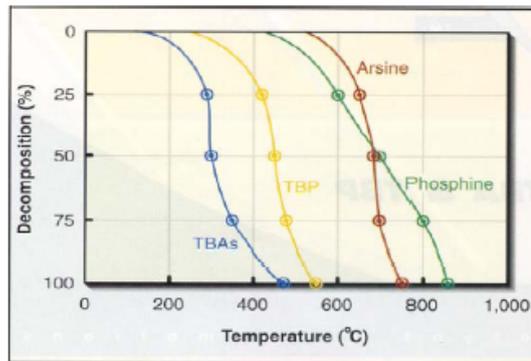


Figura 3.5: Temperature di decomposizione TBAs, TBP rispetto agli idruri

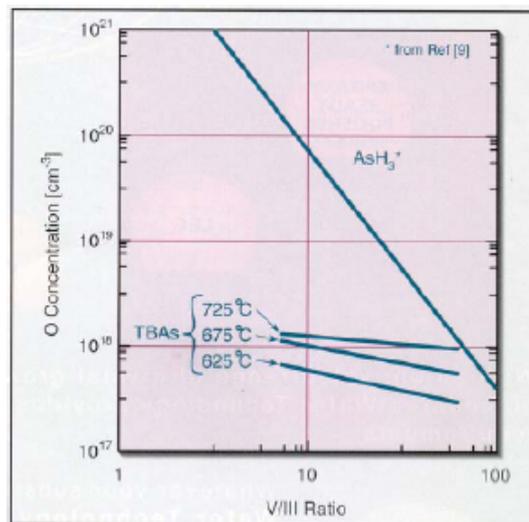


Figura 3.6: Concentrazione ossigeno di  $Al_{0.85}Ga_{0.15}As$ , confronto tra uso TBAs e arsina

### 3.1.5 MBE

Questa tecnica permette la crescita epitassiale fuori dalla condizione di equilibrio termodinamico e consente la crescita di film a singolo cristallo ad elevata purezza. La tecnica consiste nel bombardare in condizioni di UHV (Ultra High Vacuum) un substrato posto nel reattore con fascio di atomi o molecole accelerate termicamente.

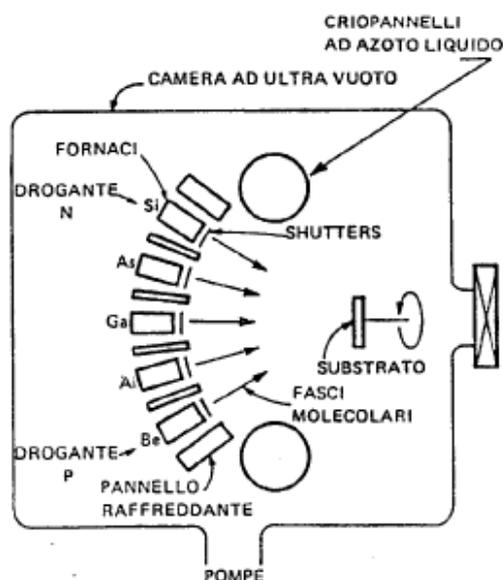


Figura 3.7: Struttura per tecnica MBE

Il fascio viene instradato verso la camera reattiva tramite le celle di Knudsen, le quali riscaldate per effetto Joule, producono un'evaporazione controllata di diverse specie (fasci molecolari). L'esistenza del UHV assicura un controllo in situ durante la crescita tramite la tecnica RHEED (Reflection High Energy Electron Diffraction) e il vantaggio di avere un rapido controllo della sorgente permette un alto controllo della tecnica a basse temperature, tipicamente attorno  $450 - 550^{\circ}C$ . La velocità di crescita varia da  $1\mu m/h$  a  $10\mu m/h$  e i fasci molecolari possono essere interrotti per mezzo di opportuni schermi, permettendo un accurato controllo sulla composizione dello strato depositato.

La figura 3.8 riportata mostra i principali vantaggi e svantaggi delle due tecnologie.

### 3.2 HEMT - High electron mobility transistor

Gli HEMT sono formati da eterostrutture tra due semiconduttori con livelli di energy gap diversi e con costanti reticolari compatibili in modo da creare

| Tecnologia | Vantaggi   | Svantaggi   |
|------------|--|---|
| MBE        | <ul style="list-style-type: none"> <li>Elevata purezza del materiale</li> <li>Interfacce nette e definite</li> <li>Monitoraggio della crescita in situ (RHEED)</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>Crescita uniforme su piccole aree</li> <li>Necessità di UHV</li> <li>Elevato costo del processo</li> <li>Effetto memoria della camera per la specie P</li> </ul> |
| MOVPE      | <ul style="list-style-type: none"> <li>Non opera in UHV</li> <li>Uniformità degli strati su larga scala</li> <li>Alta flessibilità nella scelta dei parametri di crescita e delle sorgenti</li> <li>Elevata purezza del materiale</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>Tossicità delle sorgenti</li> <li>Elevato costo del processo</li> <li>Necessità di monitorare molti parametri di crescita</li> </ul>                             |

Figura 3.8: Caratteristiche MOVPE / MBE

due strati: strato barriera e strato canale (buffer). In figura 3.9 vengono mostrati le leghe tipiche utilizzati negli HEMT.

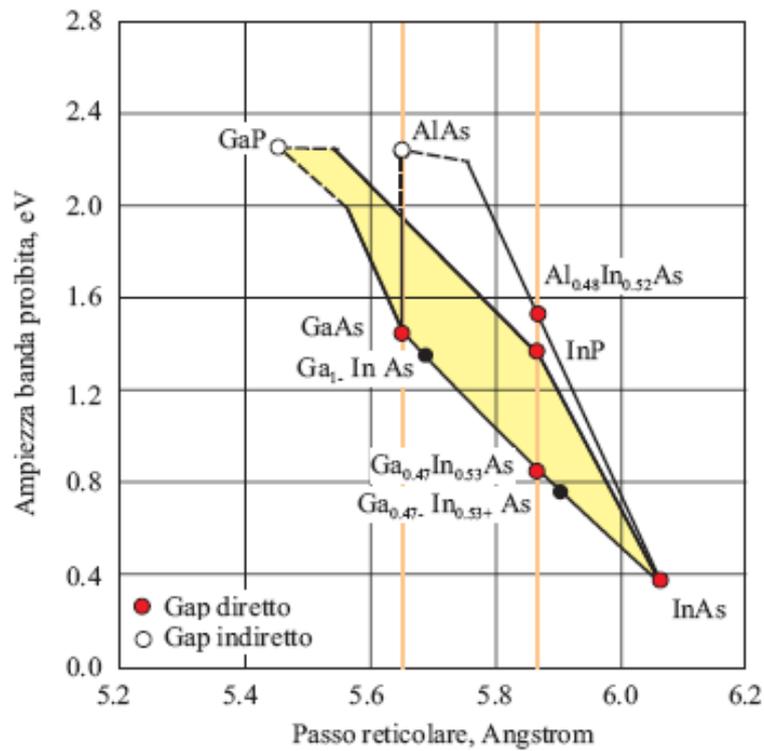


Figura 3.9: Leghe di semiconduttori utilizzati negli HEMT



quantizzata nella direzione ortogonale della stratificazione.

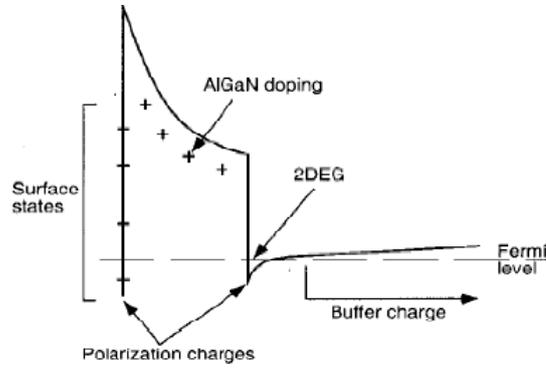


Figura 3.11: Polarizzazione piezoelettrica

Si parla di gas bidimensionale in quanto essi sono in grado di muoversi parallelamente allo strato di stratificazione, ma sono anche confinati nella direzione ortogonale come mostrato in figura 3.12:

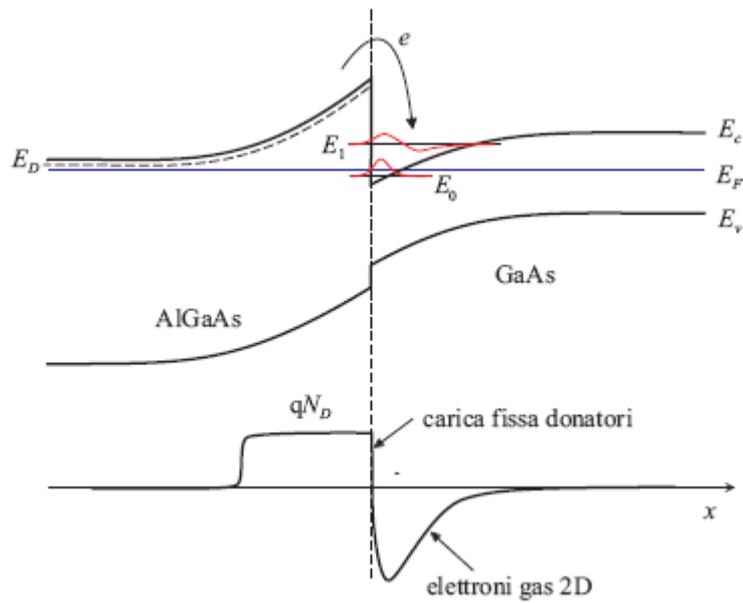


Figura 3.12: Struttura a bande di eterostruttura AlGaAs - GaAs

L'applicazione di un elettrodo di gate rende possibile pilotare la densi-

ta' di popolazione del gas bidimensionale di elettroni permettendo in questo modo la realizzazione di un canale conduttivo pilotato in tensione analogo a quello presente nei MOSFET. La particolarita' sta proprio nel canale conduttivo che non si trova in materiale non drogato, con elevata mobilita' degli elettroni. Inoltre e' possibile rendere sottile o molto drogato lo strato di AlGaAs senza diminuire la mobilita' del canale conduttivo.

La struttura dell'HEMT convenzionale viene superata dal cosiddetto HEMT pseudomorfo (PHEMT). PHEMT e' formato da una struttura epitassiale doppia che comprende il substrato a gap grande, uno strato di confinamento a gas bidimensionale di elettroni (gap piccolo) e uno strato drogato superficiale a gap grande. Lo strato di confinamento puo' essere adattato reticolarmente ai due strati superiore e inferiore, ma puo' anche presentare un piccolo disadattamento reticolare. Nel secondo caso lo strato intermedio risulta distorto o sotto sforzo e viene pertanto chiamato *pseudomorfo*. L'uso di strutture pseudomorfe permette di aumentare il salto di banda fra lo strato di confinamento e gli strati adiacenti.

Strutture pseudomorfe che inducono buche di potenziale rettangolari unite ad un maggior salto di banda consentono di aumentare la trasconduttanza del dispositivo rispetto ad un HEMT convenzionale. La figura 3.13 mostra le due tipologie di HEMT.

Gli HEMT convenzionali hanno frequenze di taglio intorno ai 30 - 40 GHz, invece i PHEMT su InP si utilizzano per realizzare circuiti integrati nelle frequenze 70 - 80 GHz. Un confronto tra le varie frequenze di taglio per dispositivi a effetto di campo viene mostrato in figura 3.14

### 3.2.1 Fenomeno intrappolamento di carica

Come introdotto sopra la crescita della mobilita' delle cariche e' fortemente legata all'intrappolamento degli elettroni nella buca di potenziale. In questo paragrafo vedremo come questa particolarita' degli HEMT influenza le prestazioni di un dispositivo. Le trappole formano una distribuzione di carica quasi statica sia sulla superficie del wafer che nello strato del buffer sotto al canale provocando una riduzione dell'escursione della corrente di drain, che di conseguenza limita la potenza d'uscita alle alte frequenze. Inoltre questi

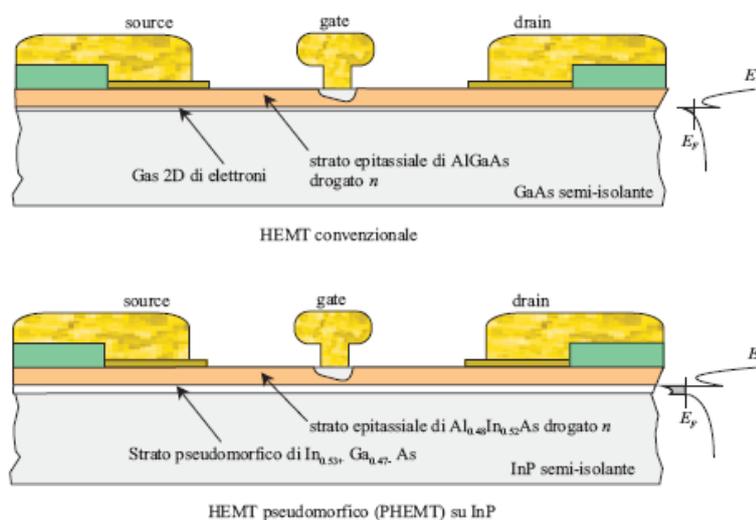


Figura 3.13: HEMT convenzionale e pseudomorfo

stati provocano un ritardo nella risposta del dispositivo, a causa di processi di trapping/detrapping, limitando lo sviluppo di amplificatori di potenza a microonde, campo di utilizzo preferenziale degli HEMT.

Le trappole si possono trovare alla superficie dell'eterostruttura, nello strato barriera oppure nel buffer (fig. 3.15), ma la maggiore attenzione è rivolta a quelle in superficie e nel buffer.

Tra gli effetti più importanti dell'intrappolamento si notano la dispersione della trasconduttanza in frequenza, il collasso di corrente nelle caratteristiche DC, la fotosensibilità e una minor potenza in uscita a frequenze microonde.

### Collasso di corrente

Si intende la riduzione della corrente di drain misurata in DC, dopo l'applicazione di elevate tensioni drain-source. Il fenomeno viene causato dall'intrappolamento degli elettroni nel buffer dell'eterostruttura. È mostrato in figura 3.16 riportando le caratteristiche di uscita  $I_D$  su  $V_{DS}$  in due diverse condizioni di polarizzazione massima. Le linee tratteggiate rappresentano la  $V_{DS}$  massima (10 V), mentre quelle continue un valore di  $V_{DS}$  pari a 20 V. Si nota una riduzione della corrente per valori di  $V_{DS}$  inferiori a 8 V, infatti in

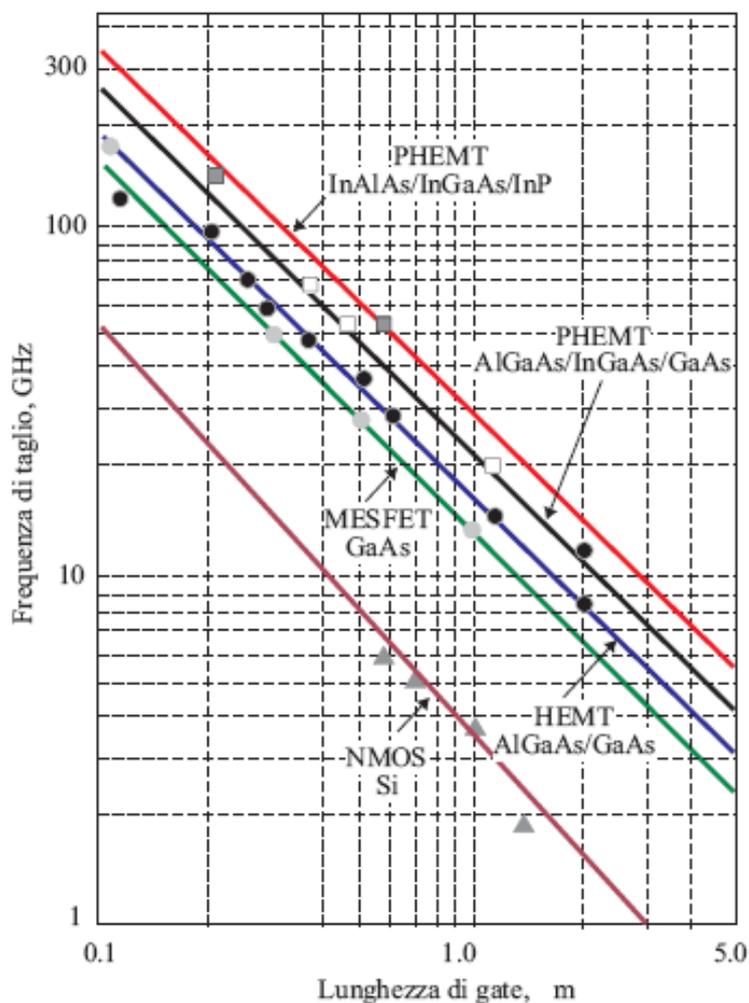


Figura 3.14: Confronto fra FET

questa zona le linee continue sono deformate e rimangono sotto rispetto alle corrispondenti tratteggiate, evidenziando un legame tra collasso di corrente e stress di polarizzazione.

Per tensione drain - source elevata si possono attivare un certo numero di trappole comportando così una riduzione del numero degli elettroni nel canale e diminuzione della corrente, fino al raggiungimento di una tensione adeguata a liberare gli elettroni dalle trappole. I tempi impiegati per il recupero del valore di corrente forniscono informazioni sulla natura delle trappole;

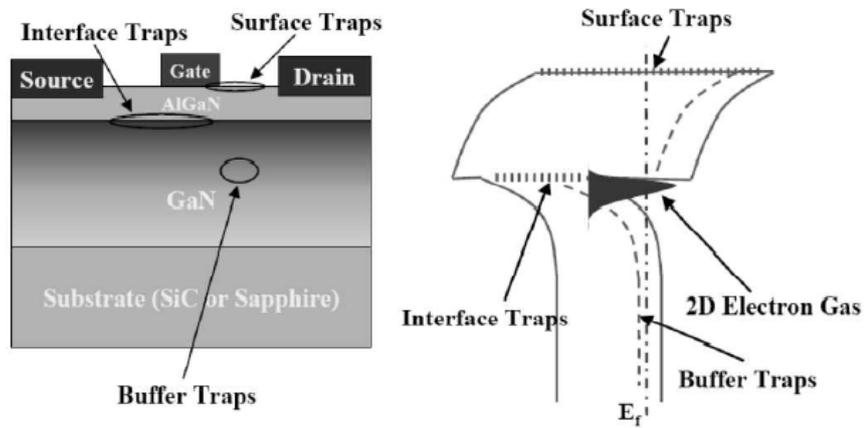


Figura 3.15: Trappole 2DEG AlGaN / GaN

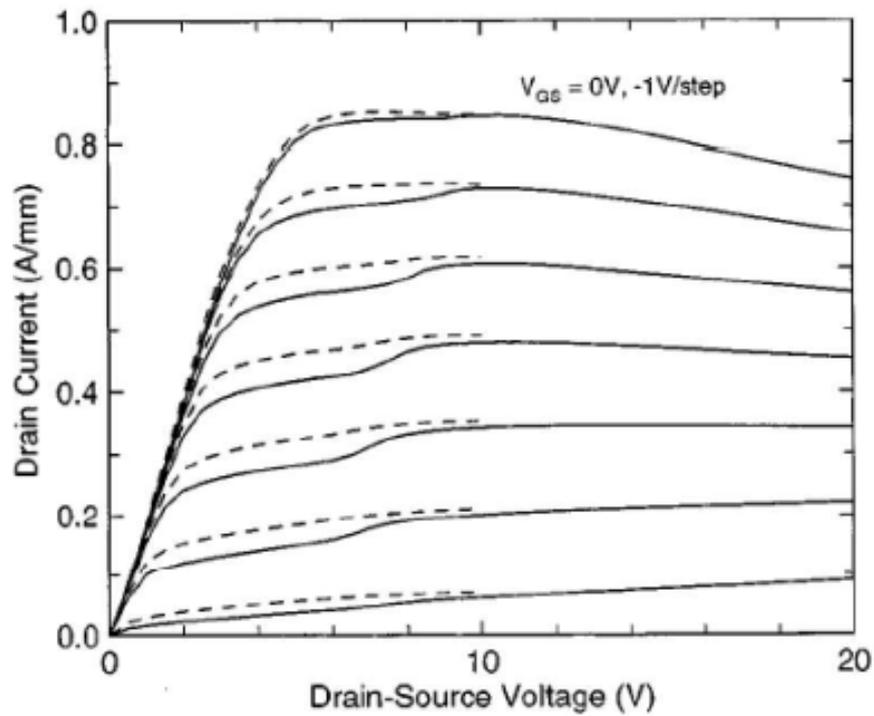


Figura 3.16: Caratteristica DC HEMT

vista la probabile presenza di trappole diverse, la dipendenza temporale può avere più di una componente.

### Dispersione in frequenza

In condizioni di normale funzionamento del dispositivo (canale formato), gli stati superficiali si comportano come dei donori e cedono il loro elettrone. Viene così a formarsi uno strato di carica positiva sulla superficie libera dell'eterostruttura, che compensa la carica nel canale 2DEG. La carica può essere parzialmente neutralizzata se sono presenti elettroni sulla superficie esterna, diminuendo gli elettroni nel canale ed estendendo la regione di svuotamento. A causa delle lunghe costanti di tempo delle trappole, i livelli superficiali non riescono a tornare istantaneamente nelle condizioni iniziali, causando un accumulo di carica negativa che mantiene spento parte del canale. Si ha quindi una riduzione della corrente di drain rispetto al caso stazionario di polarizzazione DC. Quando il dispositivo opera ai grandi segnali raggiunge valori di corrente di drain più piccoli rispetto a quelli ottenuti in continua, e la tensione di ginocchio aumenta. Questo provoca un degrado delle prestazioni in termini di potenza alle radiofrequenze e alle microonde. È stato dimostrato che la compressione della corrente ad alte frequenze è dovuta a fenomeni di intrappolamento di carica localizzati nello strato barriera dell'eterostruttura e nello strato superficiale, mentre in questo caso sono trascurabili gli effetti dell'intrappolamento di elettroni nel buffer.

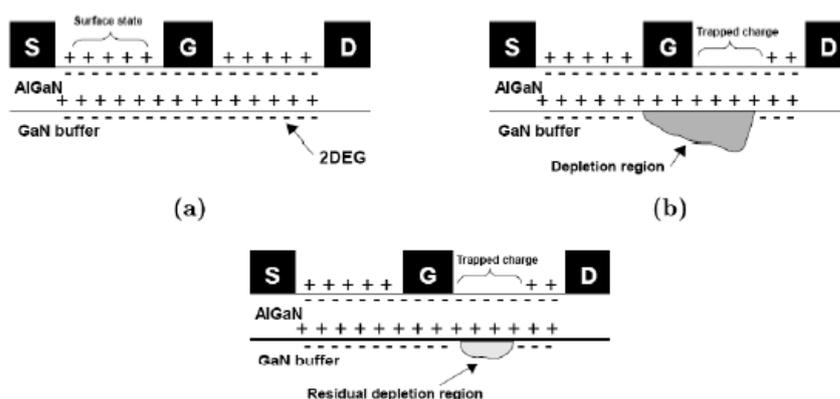


Figura 3.17: Dispersione frequenza

### 3.3 Principio di funzionamento

I principi base possono essere descritti prendendo in considerazione un modello uni-dimensionale controllato in carica, in direzione perpendicolare all'interfaccia della eterogiunzione. Andremo ad esaminare un semplice modello lineare, sufficientemente accurato da poterlo utilizzare nella realta'. Il primo modello fu creato da Delagebeaudeuf e Linh nell'1982 i quali approssimarono il potenziale all'interfaccia della eterogiunzione ad un triangolo, il quale aveva delle sottobande di energia  $E_n$ , ( $n= 1,2,3..$ ) individuate per un massimo della densita dello strato  $n_{s0}$  2DEG. Assumendo che per  $0 \leq n_s \leq n_{s0}$

$$qn_s = C_s(V_g - V_{th})$$

dove  $n_s$  e' la densita' di strato di 2DEG,  $q$  la carica elettrostatica,  $C_s$  la capacita' dello strato 2DEG,  $V_g$  la tensione di gate applicata e  $V_{th}$  viene definito come la tensione di gate dove  $n_s$  linearmente tende a 0. A temperature basse si nota una netta dipendenza di  $n_s$  da  $V_g$  mentre il comportamento ideale diminuisce con l'incremento della temperatura. A temperatura ambiente la dipendenza di  $n_s$  da  $V_g$  si nota solo in una frazione di una oscillazione completa della tensione. Mentre la capacita' e' indipendente alla tensione a 77 K, e mostra una dipendenza a  $V_g$  a temperatura d'ambiente. In definitiva la dipendenza di  $n_s$  da  $V_g$  deriva da una semplice dipendenza lineare.

### 3.4 Efficienza di modulazione

L'efficienza di modulazione e' un concetto chiave e utile a capire in termini poveri: quanto un FET modula la carica totale  $Q_{tot}$  per produrre un incremento alla corrente di drain  $I_{ds}$ :

$$\eta \propto \frac{\partial I_{ds}}{\partial Q_{tot}}$$

Essendo  $Q_{tot}$  fatta di varie componenti, ognuna con un contributo diverso a  $I_{ds}$ , per arrivare al risultato bisognerebbe esaminare il cambiamento di ogni componente separatamente. In una struttura MODFET l'unica componente che contribuisce maggiormente a  $I_{ds}$  e' 2DEG ( $n_s$ , mentre le altre due

componenti, una relativa agli elettroni "rimbalzanti" dei donori  $n_{bound}$  e l'altra che rappresenta gli elettroni a velocita' bassa che si trovano nella nel gap largo del materiale  $n_{free}$ , danno un contributo quasi nullo. Considereremo di seguito il caso semplice in cui la modulazione della carica e' uniforme lungo tutta la lunghezza del gate. Si assume che tutti gli elettroni lungo il 2DEG viaggiano alla loro velocita' di saturazione,  $v_{sat}$ , e consideriamo stazionari gli elettroni rappresentati dalle due componenti sopra menzionate  $n_{bound}$  e  $n_{free}$ . L'efficienza diventa:

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial Q_{tot}} = \frac{\partial q v_{sat} n_s}{\partial q (n_s + n_{bound} + n_{free})}$$

dividendo numeratore e denominatore per  $q \partial V_g$  si ottiene:

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial Q_{tot}} = v_{sat} \frac{\partial n_s / \partial V_g}{\partial (n_s + n_{bound} + n_{free}) / \partial V_g}$$

Confrontando la prima e la terza, possiamo esprimere l'efficienza della modulazione come rapporto tra la carica "utile" e la carica totale:

$$\eta = \frac{\partial n_s / \partial V_g}{\partial (n_s + n_{bound} + n_{free}) / \partial V_g} = \frac{C_s}{C_{tot}}$$

dove  $C_s \leq C_{tot}$ ,  $0 \leq \eta \leq 1.0$ . Un'efficienza di 1.0 rappresenta lo stato piu' efficiente dell'operativita' dove solo la carica dello strato 2DEG e stata modulata dalla tensione.

La frequenza di taglio del guadagno in corrente di un MODFET, variabile che piu' rappresenta e differenzia il dispositivo, e' data da:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{q v_{sat} (\partial n_s / \partial V_g)}{2\pi L_g C_{tot}} = \frac{v_{sat}}{2\pi L_g} \left( \frac{q \partial n_s / \partial V_g}{C_{tot}} \right)$$

con  $g_m$  trasconduttanza del dispositivo,  $C_{gs}$  capacita' totale del gate e  $L_g$  e' la lunghezza del gate. Sostituendo la  $C_{tot}$  si ha:

$$f_T = \frac{v_{sat}}{2\pi L_g} \eta$$

L'eccesso di carica modulata riduce la frequenza di taglio di un fattore pari a  $\eta$

### 3.5 Amplificatori a rumore basso

Il MODFET per le sue caratteristiche (alta velocita' e correnti parassite basse) e' un degno candidato per la costruzione di amplificatori a rumore basso per le frequenze a microonde e millimetro onde. Questi dispositivi vengono largamente utilizzati per le comunicazioni satellitari (sia per utilizzo militare sia per quello commerciale), in radio astronomia arrivando a coprire frequenze da 2 a 100 GHz.

#### 3.5.1 Background teorico

La figura di rumore di una rete a due porte per la definizione di Friis e' data dal rapporto tra ingresso e uscita del rapporto segnale rumore disponibile:

$$\begin{aligned} F &= \frac{S_i/N_i}{S_0/N_0} \\ &= \frac{S_i/N_i}{G_a S_i / (N_a + G_a N_i)} \\ &= 1 + \frac{N_a}{G_a N_i} \end{aligned}$$

dove  $S_i$ ,  $N_i$ ,  $S_0$  e  $N_0$  sono le potenze del segnale e del rumore rispettivamente in ingresso e in uscita;  $G_a$  e  $N_a$  sono le corrispettive guadagno e rumore totale come contributo della rete stessa. Per una temperatura 290 K, la figura diventa:

$$F = 1 + \frac{N_a}{GkT_i B}$$

con  $T_i = 290K$ ,  $k$  costante di Boltzman e  $B$  larghezza di banda.

Per rappresentare un modello dove la figura di rumore che varia poco con la frequenza,  $F_{min}$ , si considera modello semi - empirico proposto da Fukui dove la figura e' espressa in relazione a  $g_m$ ,  $C_{gs}$ ,  $R_s$ ,  $R_g$  e una costante indipendente dalla frequenza  $K_f$ :

$$F_{min} = 1 + K_f \frac{f}{f_T} \sqrt{g_m(R_g + R_s)}$$

impostando  $F_{min}$  oltre un certo range di frequenze, si determina  $K_f$  che a sua volta puo' essere utilizzata per determinare  $F_{min}$  per altre frequenze.

Agli albori della produzione si riusciva ad avere una  $F_{min}$  pari a 1.3 dB per frequenze ai 18 GHz e una lunghezza di gate pari a  $0.25\mu m$  (MODFET) di tipo AlGaAs / GaAs. Attualmente per questi tipi di MODFET si ha una figura di rumore minima pari a 0.51 dB ai 18 GHz , e 2.1 dB ai 60 GHz, per una lunghezza di gate circa  $0.10 - 0,15\mu m$  Se includiamo un canale pseudomorfo  $Ga_{1-x}In_xAs$  si hanno miglioramenti netti per i MODFET basati su GaAs arrivando a 1,4 dB a 60 GHz e 2.1 dB a 94 GHz per un MODFET AlGaAs /  $Ga_{1-x}In_xAs$  con x che varia da 0.28 a 0.35.

Con la crescita delle performance di costruzione la misura della figura di rumore diventa sempre piu' difficile. A basse frequenze, intorno ai 20 GHz,  $F_{min}$  ha un valore circa 0.3 - 0.5 dB per una lunghezza di gate di  $0.15\mu m$  (MODFET di tipo basato su InP) mentre a 60 GHz e' quasi impossibile misurarla causa anche delle variabili dell'intero sistema elettronico che subentrano quali perdite maggiori, valori di impedenze sconosciute ecc. Esiste una forte correlazione tra la figura di rumore minima e il corrispondente guadagno per "lo stato d'arte" di un MODFET. In definitiva i MODFET a basso rumore devono avere alta frequenza di taglio  $f_T$  e di conseguenza "l'associato" alto guadagno e basse resistenze parassite ( $g_m, C_{gs}, R_s, R_g$ ).

### 3.6 MODFET nei Amplificatori di potenza

Per le sue caratteristiche quali alta densita' di corrente e alta frequenza di taglio come detto sopra, il MODFET diventa il candidato ideale per gli amplificatori di potenza per le millimetro onde. Il suo power performance viene caratterizzato in termini di

- Massima potenza in uscita  $P_o$
- Guadagno associato  $G_a$
- Massima efficienza power - added PAE

Per la classe piu' importante a frequenze millimetro onde, classe A, la massima potenza in uscita e' data da:

$$P_o = \frac{1}{8}(I_{max} - I_{min})(BV_{gd} - V_{po} - V_k)$$

con  $I_{max}$  la massima corrente del canale,  $I_{min}$  la minima fuga di corrente del canale tra gate e drain o tra source e drain,  $BV_{gd}$  la tensione di breakdown tra gate e drain,  $V_{po}$  tensione di pinch - off,  $V_k$  la tensione di ginocchio del canale.

Se sostituiamo alla formula precedente il termine  $(BV_{gd} - V_{po})$  con  $BV_{ds}$  tensione di breakdown tra il drain e il source ad una corrente  $I_{min}$  approssimabile a circa il 10 per cento di  $I_{max}$ , la  $P_o$  in uscita diventa:

$$P_o = \frac{1}{8}(I_{max} - I_{min})(BV_{ds} - V_k)$$

mentre la PAE e' data da:

$$\begin{aligned} PAE &= \frac{P_o - P_i}{P_{dc}} \\ &= \frac{P_o(1 - 1/G_a)}{P_{dc}} \end{aligned}$$

con  $P_{dc} = (1/4)(I_{max} + I_{min})(BV_{ds} + V_k)$  quando e' in corrente continua. Per  $I_{min} \approx V_k \approx 0$  si ottiene:

$$PAE = \frac{1 - 1/G_a}{2}$$

Come gia' detto, grazie alle loro proprieta' elencate in questo capitolo gli HEMT sono gli attori principali per costruire amplificatori a RF poiche' adempiono le richieste quali efficienza e linearita' richieste dalle comunicazioni wireless moderne. I dispositivi di potenza piu' utilizzati sono LD-MOS su silicio - FET (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) e i GaAs MESFET e AlGaIn / GaN HEMT. Quest'ultimi sono i dispositivi basati su nitruri ed e' l'ultima tecnologia sviluppata che risponde egregiamente ai requisiti con risultati visibili in breve tempo. Poiche' producono le migliori prestazioni in termini di potenza d'uscita, guadagno ed efficienza sono adottati per essere i dispositivi del futuro. Le proprieta' stesse dei nitruri impattano direttamente sulle performance ai piccoli e grandi segnali del dispositivo. Le proprieta' piu' influenti sono l'energy gap, la conduttivita' termica, le proprieta' di mobilita' elevata delle cariche, la velocita' di saturazione degli elettroni e la conduttivita' del substrato. Il prossimo capitolo

sara' un focus sui i nitruri e in particolare sul nitrurio di Gallio. Il connubio perfetto tra amplificatore Doherty e il GaN come si vedra' successivamente nel capitolo 5 da' degli ottimi risultati soprattutto nelle tecnologie utilizzate per l'UMTS e il WCDMA.



## Capitolo 4

# GaN - Nitruro di Gallio

Il 04 Ottobre 2010 Tokyo, Giappone, Fujitsu limited e Fujitsu laboratories LTD annuncia l'invenzione di un power amplifier utilizzando transistor HEMT basati sul nitruro di gallio, performando la potenza piu' alta in uscita pari a 1.3 W per le applicazioni wireless e delle onde millimetriche proiettando il grande utilizzo nell'immediante futuro. Il transistor promette un output circa 16 volte rispetto all'attuale tecnologia e amplificatori utilizzati. Il nitruro di gallio, scoperto alla fine degli anni 90 e perfezionato fino ai giorni d'oggi e' il materiale piu' utilizzato nelle ricerche e l'ottimizzazione dei dispositivi ad alte frequenze e la costruzione dei LED e laser. Questo capitolo ne fornira' una descrizione dettagliata riguardo le caratteristiche di costruzione e tecniche utilizzate elencando vantaggi e svantaggi.

### 4.1 Proprieta' chimico - fisiche

Gli aspetti fisici dei nitruro sono differenti dagli altri elementi del III - V gruppo in quanto durante la loro crescita formano una struttura di wurtzite, e in rari casi formano una struttura cubica (zincoblenda) come gli altri elementi di questo gruppo (figura 4.1). E' possibile lavorarli solo su alte temperature e alta pressione di disassociazione e questo comporta difficolta' di ottenere un singolo cristallo. Inoltre e' difficile trovare un sustrato tale da permettere la crescita , nonche' il drogaggio di tipo accettore. Tutto questo implica un costo elevato di produzione e non si utilizza un solo tipo di substrato

per la crescita ma sono tipici  $Al_2O_3$ , SiC, Si, GaAs, ZnO. I due più utilizzati sia per il costo sia per le proprietà che andremo a vedere nel dettaglio sono: zaffiro  $Al_2O_3$  e carburo di silicio SiC. Il mismatch reticolare induce anche un coefficiente di espansione termica diversa del substrato che comporta una distorsione termica. Le dislocazioni reticolari create possono arrivare ad una densità pari a  $10^{10}/cm^2$  e creano successivamente i difetti di progetto nei dispositivi (per esempio nei dispositivi a frequenze basse peggiorano l'efficienza del drain).

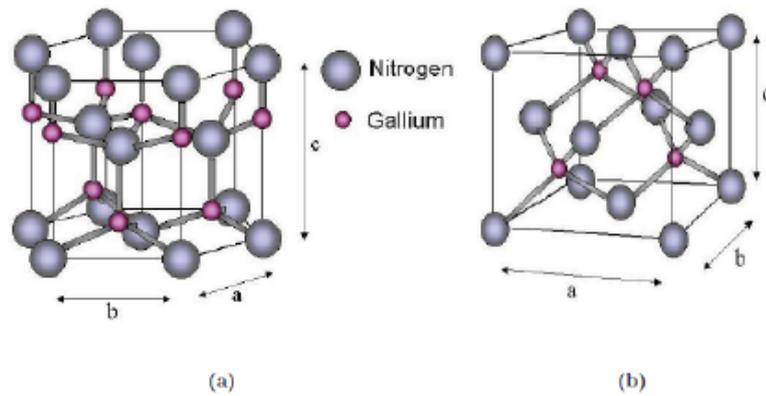


Figura 4.1: Cristallo GaN nella forma wurtzite (a) e zinoblenda (b)

Entriamo più nel dettaglio nella struttura dei nitruri: in entrambi i casi della sua forma come mostrato in figura 4.1, il legame tra gli atomi è di tipo tetraedico. Per le proprietà cristallografiche le due strutture hanno proprietà simili cambia solo la simmetria stessa in quanto nel primo caso è di tipo esagonale e nel secondo si ha una simmetria cubica. Le celle elementari dei due reticoli si possono rappresentare tramite tre costanti che rappresentano le distanze interatomiche  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e tre angoli  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  che indicano gli angoli tra i legami. Nel primo caso, 4.1 (a),  $a = b \neq c$  e  $\alpha = \beta = 90^\circ$   $\gamma = 120^\circ$ , mentre nel secondo (b) si ha  $a = b = c$  e  $\alpha = \beta = \gamma = 90^\circ$ . Queste differenze sono determinanti delle caratteristiche elettriche del materiale poiché al diminuire delle costanti reticolari aumenta l'energy gap  $E_g$ . La peculiarità di GaN è l'energia necessaria per transitare dallo stato di minor energia (banda di conduzione) allo stato di maggior energia (banda di valenza) che è pari a

3.504 eV corrispondente ad una lunghezza d'onda pari a 335nm.

| Proprietà (300K)                       | Simbolo                              | Ge                | Si                | GaAs              | GaP                 | GaN                 |
|--|--------------------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|---------------------|---------------------|
| Struttura cristallina                  | D=diamante                           |                   |                   |                   |                     |                     |
|  | Z=zincoblenda                        | D                 | D                 | Z                 | Z                   | W Z                 |
| Gap                                    | W=wurzite                            |                   |                   |                   |                     |                     |
|  | D=diretto                            | I                 | I                 | D                 | I                   | D                   |
| Costanti del reticolo                  | I=indiretto                          |                   |                   |                   |                     |                     |
|  | $a_0 = b_0$ [Å]                      | 5.64              | 5.43              | 5.65              | 5.45                | 3.19 4.52           |
| Energia di bandgap                     | $C_0$ [Å]                            |                   |                   |                   |                     | 5.19 4.52           |
|  | $E_g$ [eV]                           | 0.66              | 1.12              | 1.42              | 2.26                | 3.39                |
| Coefficiente di temperatura            | $\frac{dE_g}{dT}$ [ $\frac{eV}{K}$ ] |                   |                   |                   |                     | $-6 \cdot 10^{-4}$  |
| Concentrazione di portatori intrinseca | $n_i$ [ $cm^{-3}$ ]                  | $2 \cdot 10^{13}$ | $1 \cdot 10^{10}$ | $2 \cdot 10^{16}$ | $1.6 \cdot 10^{10}$ | $1.9 \cdot 10^{10}$ |
| Mobilità elettronica                   | $\mu_n$ [ $\frac{cm^2}{V \cdot s}$ ] | 3900              | 1500              | 8500              | 110                 | 1500                |
| Mobilità delle lacune                  | $\mu_p$ [ $\frac{cm^2}{V \cdot s}$ ] | 1900              | 450               | 400               | 75                  | 30                  |
| Costante di diffusione elettronica     | $D_n$ [ $\frac{cm^2}{s}$ ]           | 101               | 39                | 220               | 2.9                 | 39                  |
| Costante di diffusione delle lacune    | $D_p$ [ $\frac{cm^2}{s}$ ]           | 49                | 12                | 10                | 2                   | 0.75                |
| Affinità elettronica                   | $\chi$ [V]                           | 4.0               | 4.05              | 4.07              | -                   | 4.1                 |
| Indice di rifrazione                   | $N_{opt}$                            | 4.0               | 3.3               | 3.4               | -                   | 2.5                 |

Figura 4.2: Proprietà GAN e altri semiconduttori

Una caratteristica importante e' la degenerazione della banda di valenza in piu' livelli causata dal campo elettrico intrinseco dovuto alla struttura stessa; caratteristica ben piu' accentuata rispetto ad altri semiconduttori viene mostrata in figura 4.3 e 4.4 rispettivamente per il cristallo a forma di wurzite e zincoblenda . Inoltre il GaN ha anche una deformazione intrinseca dovuta al forte campo elettrico reticolare, rendendolo piu' robuste dinanzi a deformazione della banda di valenza causa forze esterne.

## 4.2 Substrati

Come spiegato anche sopra, per la crescita di GaN si e' sempre utilizzata l'eteroepitassia anche se negli ultimi anni sono state sviluppate tecniche sofisticate che permettono di ottenere strati spessi di GaN tramite l'omoepi-

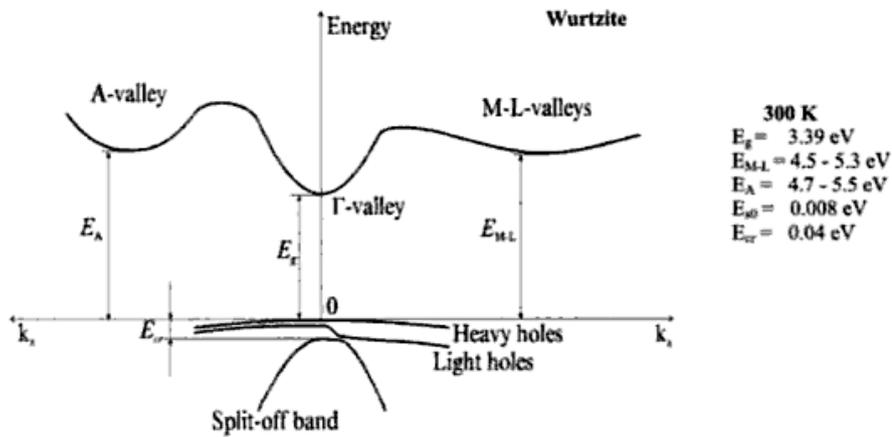


Figura 4.3: Struttura GaN wurtzite

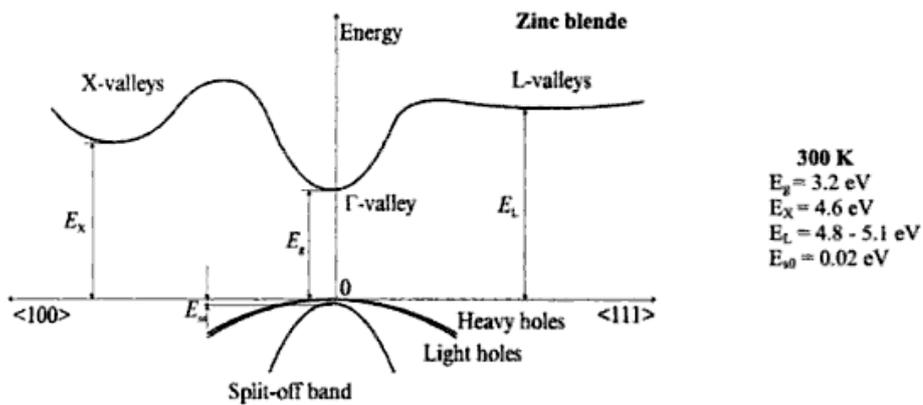


Figura 4.4: Struttura GaN zincoblenda

tassia. Questo oltre a rimediare gli inconvenienti della eteroepitassia presenta caratteristiche migliori rispetto allo zaffiro come:

- crescita della velocità pari a 5 volte la precedente
- alta trasparenza alle frequenze del visibile e dell'UV
- bassa resistività

### 4.2.1 $Al_2O_3$

Lo zaffiro e' il materiale piu' utilizzato per la crescita di GaN nonostante tra i due substrati si abbia un mismatch reticolare che arriva a 16 % e quello termico pari a 39 %. I motivi principali sono il basso costo e la forma esagonale come mostrato in figura 4.5

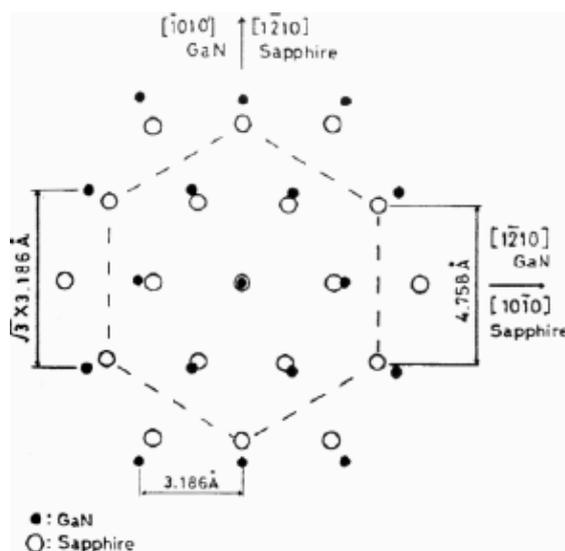


Figura 4.5: GaN cresciuto sulla direzione 001 dello zaffiro

Uno dei problemi maggiori rimane la dislocazione che si forma causa il mismatch termico e gli sbalzi di temperatura durante la fase di crescita. La soluzione introdotta e' creare un buffer tra lo zaffiro e il GaN tale da rendere gli sbalzi piu' gradualmente limitando la dislocazione. A questo scopo si sono ottenuti buoni risultati realizzando uno strato di nitruro di alluminio (AlN) come buffer. La crescita di GaN su zaffiro porta alla formazione di isole esagonali mentre l'utilizzo di AlN rende piu' veloce la crescita bidimensionale. Piu' recentemente si sono ottenuti ottimi risultati facendo crescere GaN su uno strato buffer di GaN.

### 4.2.2 Carburo di Silicio SiC

Questo substrato ha molti vantaggi rispetto allo zaffiro. Il piu' importante e' il mismatch: il reticolare e' pari a 3.5% mentre quello termico a 3.2% , valori

molto piu' significativi rispetto allo zaffiro che permettono una dislocazione nettamente ridotta. Il carburo di silicio e' un buon conduttore sia termico che elettrico; e in particolare l'elevata conducibilita' permette di abbassare le perdite ohmiche rendendolo preferibile per applicazioni di potenza, dove la dissipazione di calore e' fondamentale. Lo svantaggio del substrato e' pero' il costo elevato e la necessita' di crescere in temperature alte, diventando cosi' un ostacolo per le tecniche MBE. Si e' optato anche per una scelta intermedia che ha portato allo sviluppo di un substrato composito il SiCopSiC, in grado di mantenere il mismatch e le proprieta' elettriche con un costo inferiore. La figura 4.6 mostra le caratteristiche principali dello zaffiro e del carburo di silicio.

| Parametri                      | Zaffiro ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) | Carburo di Silicio (6H-SiC)         |
|--------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|
| Simmetria                      | esagonale                           | esagonale                           |
| Costante reticolare a          | 4.758 Å                             | 3.08 Å                              |
| Costante reticolare b          | 12.99 Å                             | 15.12 Å                             |
| Densità                        | 3.98 g/mm <sup>3</sup>              | 3.21 g/mm <sup>3</sup>              |
| Punto di fusione               | 2050 °C                             | 2850 °C                             |
| Calore specifico a 20 °C       | 0.16 cal/g                          | 0.16 cal/g                          |
| Capacità termica               | 16.32 cal/mol · K                   | 6.4 cal/mol · K                     |
| Conducibilità termica          | 0.412 W/cm · K                      | 4.9 W/cm · K                        |
| Coeff. di espansione termica a | $7.5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  | $4.68 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ |
| Coeff. di espansione termica b | $8.5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  | $4.2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  |

Figura 4.6: Caratteristiche zaffiro versus carburo di silicio

### 4.3 Processo di crescita di GaN

L'omoepitassia ha cominciato a dare i suoi risultati alla fine degli anni 90 anche se la crescita di film spessi di GaN non e' riuscita a soddisfare le dimensioni ragionevoli. Pertanto successivamente sono state proposte tecniche diverse per separare film spessi di GaN ottenuti da eteroepitassia per utilizzarli a loro volta nella crescita omoepitassiale. La tecnica maggiormente proposta per la crescita e' la HVPE dove il GaN si ottiene sfruttando il GaCl, prodotto della reazione tra Ga metallico e acido cloridrico HCl nello stato gassoso a temperature 850°C. Successivamente, il GaCl viene portato in

prossimita' della superficie del substrato dove reagisce con l'amoniaca  $NH_3$  a  $900 - 1000^\circ C$  formando il GaN:



Nel '99 si ottiene un wafer dello spessore  $275\mu m$  e del diametro di 2 pollici staccandolo dal substrato di zaffiro tramite laser induced liftoff che prevede l'utilizzo di un laser impulsato entrante nel lato inferiore dello zaffiro che decompone e separa l'interfaccia tra i due materiali (fig. 4.7).

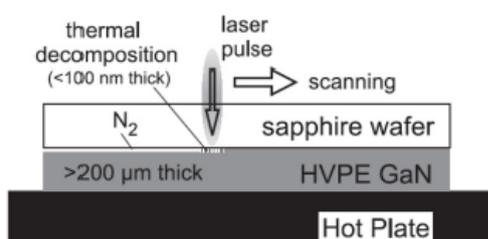


Figura 4.7: Processo Liftoff

Nel 2003 viene introdotta una nuova tecnica : VAS Void Assisted Separation. Viene prima fatto crescere un film di GaN di circa  $300\text{ nm}$  su uno strato di zaffiro che servirà come template tramite MOVPE, sul quale viene depositato uno strato di titanio di  $20\text{ nm}$  spessore per procedere poi alla crescita epitassiale mediante HVPE di  $300\mu m$ .

Entriamo un po' nel dettaglio della tecnica MOVPE introdotta nel secondo capitolo e i risultati che si ottengono specificatamente per GaN. MOVPE permette una crescita graduale del substrato permettendo di mantenere le caratteristiche reticolari delle zone sottostanti. Innanzitutto il substrato viene posto su un supporto di grafite rotante, scaldandolo a  $1150^\circ C$ . Dopodichè la temperatura viene fatta scendere a  $450^\circ C$  per la crescita di uno strato di buffer a basse temperatura per poi completare la crescita di GaN a  $1075^\circ C$ . I primi film prodotti in questa maniera avevano il problema di presentare un elevato drogaggio non intenzionale e una bassa mobilità dovute ai flussi gassosi che non permettevano la crescita uniforme del sub-

strato. Successivamente Nakamura introdusse la tecnica Two - flow MOVPE (fig. 4.8).

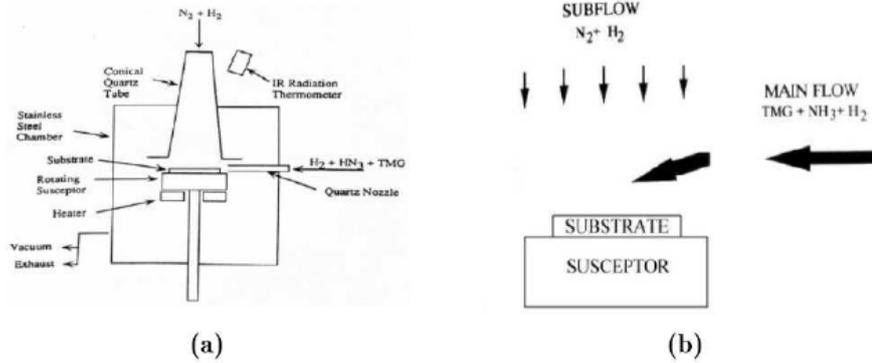


Figura 4.8: Reattore (a) e principio di funzionamento (b)

Questa tecnica aiuta a mantenere una discreta densità di dislocazioni ( $10^8 - 10^8 \text{ cm}^{-2}$ ) realizzando con precisione i diversi strati.

### 4.3.1 Crescita su $Al_2O_3$

Nonostante il perfezionamento delle tecniche, la mancata omogeneità dei film cresciuti rimane un punto su cui lavorarci. Substrati di zaffiro sul piano  $r$  (fig. 4.9) fornendo un buon match reticolare e affidabilità se orientati sul piano  $a$  del film GaN.

Per crescere il GaN lungo questa direzione dello zaffiro si utilizza MOVPE effettuando in primis una pulizia termica in atmosfera di idrogeno per 3 min ad una temperatura di  $1050^\circ C$ . Successivamente viene fatto crescere uno strato di AlN spesso 100 nm a temperature  $1000^\circ C$ . Dopodiché si procede con la crescita di GaN a  $1000^\circ C$  con uno spessore pari a  $1,5 \mu m$ . La morfologia dello strato cresciuto in tal modo è fortemente dipendente dalle condizioni di crescita: in condizioni di pressione atmosferica tendono a crearsi difetti superficiali come mostrato in figura 4.10.

Si è visto che la crescita verso la direzione  $a$  omette la formazione delle buche a bassa pressione.

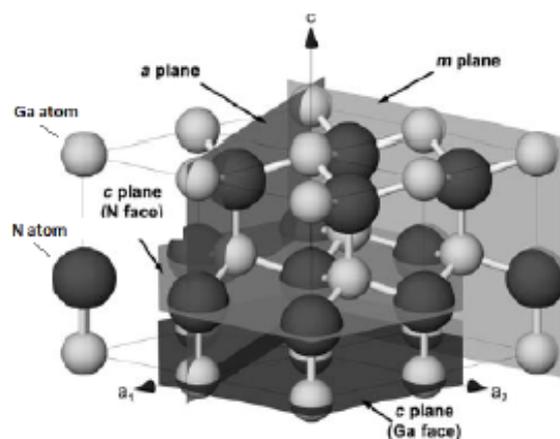


Figura 4.9: Struttura cristallina in coordinate esagonali

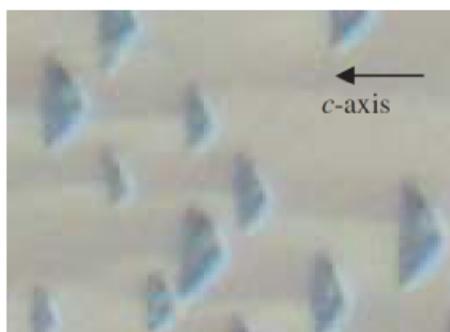


Figura 4.10: Buche superficiali di GaN cresciuto a pressione atmosferica

## 4.4 Drogaggio di GaN

Indipendentemente dal tipo di substrato, dallo strato buffer, i processi di crescita e i trattamenti post - crescita il nitruro di gallio cresce con un drogaggio non intenzionale di tipo n. Tramite la tecnica TF - MOVPE si riesce ad abbassare tale drogaggio, si deduce quindi che e' possibile controllare il drogaggio anche tramite l'aggiunta o l'impiantazione di atomi di germanio o silicio, i quali agiscono da donatori poco profondi. Il drogante viene immerso nella camera di reazione in forma gassosa ( $GeH_4$  per germanio e  $SiH_4$  per il silicio) dove viene fatto reagire con l'ammoniaca e il trimetilgallio. Il silicio

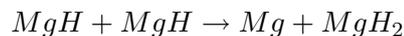
permette una concentrazione maggiore con efficienza piu' alta ed e' quindi il drogante piu' utilizzato.

#### 4.4.1 Drogaggio con accettori

Un'altra importante sfida per i ricercatori e' da sempre stato l'ottenimento di strati drogati p per il nitrurio di gallio. Le prime prove sono state fatte utilizzando materiali come Litio (Li), sodio (Na), potassio (K), berillio (Be) zinco (Zn) e calcio (Ca) compensando in questo modo il drogaggio di tipo n ma abbassando notevolmente la mobilita' di elettroni. Si e' poi scoperto che utilizzando come drogante il magnesio (Mg) e sottoponendo lo strato dopo la crescita, ad un trattamento LEEBI Low Energy Electron Beam Irradiation, la concentrazione delle lacune era pari a  $10^{17}cm^{-3}$  e i valori di resistivita' circa  $12\Omega cm$ . LEEBI permette agli elettroni di trasferire la loro energia al reticolo cristallino e riescono in questo modo a spostare gli atomi di magnesio che inizialmente occupavano le posizioni interstiziali, nelle posizioni del gallio del reticolo risultando cosi' attivati.

I primi buoni risultati sono stati ottenuti da Nakamura che utilizzo l'annealing termico <sup>1</sup>a temperature  $700^{\circ}C$  in ambiente  $N_2$  successivamente alla crescita. Il processo di sottoporre il campione di tipo p a bassa resistenza ad un ulteriore annealing in ambiente  $NH_3$ , fa tornare la resistivita' ai livelli iniziali  $10^6\Omega cm$  come mostrato in figura 4.11

Se ne deduce che il drogaggio e' ostacolato da atomi di idrogeno che si legano al magnesio, privandolo in tal modo alla capacita' di accettare elettroni. Tramite LEEBI gli elettroni energetici prima inducono una dissociazione Mg - H tramite la reazione:



Dopodiche' avviene la seconda dissociazione del  $MgH_2$  portando ad un bilanciamento della reazione ma lasciando all'interno dello strato l'idrogeno. Si nota inoltre che l'utilizzo della tecnica LEEBI per l'ottenimento di un p - GaN migliora le proprieta' elettriche solo entro lo spessore di penetrazione

---

<sup>1</sup>Procedura di ricostruzione dell'ordine cristallino

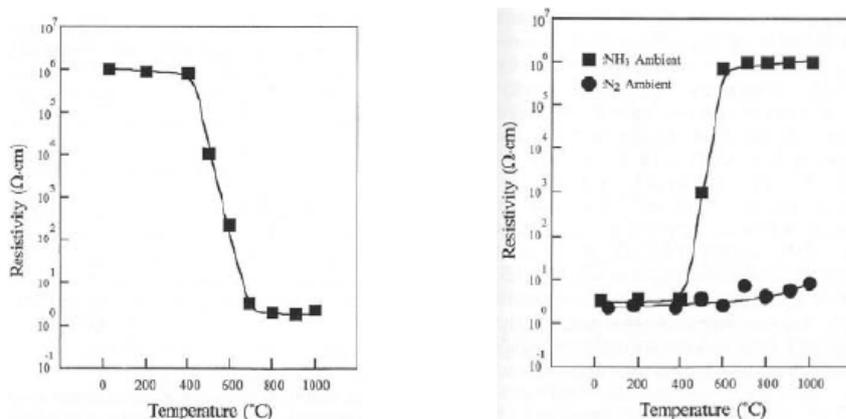


Figura 4.11: Mg durante l'annealing termico in ambiente azoto (a) e amoniaca(b)

del fascio elettronico del cristallo che è pari a  $0.2\mu\text{m}$  circa. Il forte legame tra Mg e H richiede alte temperature che possono essere dannose per il materiale stesso. Le temperature più basse si possono utilizzare se si procede con l'annealing in un ambiente di ossigeno biatomico  $O_2$  invece dell'azoto così l'idrogeno fuoriesce dal substrato nella forma dell'acqua (quest'ultima impedisce all'idrogeno di interagire con il substrato).

#### 4.4.2 Contatti ohmici su GaN

Il contatto metallo semiconduttore di tipo ohmico è un altro aspetto fondamentale da tenere conto nei dispositivi fatti da questo materiale. È importante la bassa resistività in quanto ad alte temperature l'alto valore di resistività può portare la migrazione del metallo verso la giunzione comportando così un cortocircuito. Per il GaN esistono fondamentalmente due tipi di contatti ohmici: di tipo *Schottky* e quelli di *Tunneling*.

- Contatto *Schottky*: la barriera Schottky è l'ostacolo al flusso di elettroni da un metallo verso un semiconduttore drogato in maniera uniforme, pari alla differenza di energia tra il livello di Fermi del metallo e la banda di conduzione all'interfaccia del semiconduttore con l'ossido.

In questo tipo di contatto si avrà quindi un flusso di elettroni dal metallo al semiconduttore, formando una regione detta di accumulazione nella quale sono presenti molti portatori liberi; mentre nel metallo si avrà un cumulo di carica positiva. La banda di conduzione si avvicinerà maggiormente al livello di Fermi.

- Contatto *tunnel*: l'effetto della barriera Schottky cala se il semiconduttore viene drogato fortemente e la larghezza della barriera si riduce fortemente permettendo agli elettroni di attraversarla per effetto tunnel. Quest'ultimo è un effetto quantistico che prevede la probabilità non nulla di attraversamento di una barriera da parte di una particella con energia inferiore alla barriera stessa. Tale probabilità è tanto più grande quanto più la barriera è sottile.

Di seguito facciamo una distinzione per i contatti ohmici su n - GaN e p - GaN.

### Contatti ohmici su n - GaN

Su n-GaN si riescono ad ottenere resistività molto basse, dell'ordine di  $10^{-7} \Omega cm^2$ . Il processo costruttivo inizia con l'impiantazione di silicio nel GaN seguita da un annealing, in modo da creare uno strato di n-GaN fortemente drogato ( $10^{17} cm^3$ ), favorendo il tunneling. Dopodiché si pratica un etching di  $Cl_2$  sulla superficie, eliminando in questo modo lo strato di ossidazione nativa e migliorando l'interfaccia del semiconduttore con il metallo. A questo punto può avvenire la vera e propria deposizione del contatto (seguita da un rapido annealing), che generalmente è costituito da strati successivi di titanio, alluminio, nichel e oro. La formazione di prodotti di reazione come TiAl e AuNi danno al contatto una certa robustezza, e alte temperature non ne alterano le caratteristiche. Il meccanismo di trasporto è il tunneling come mostrato in figura 4.12

Il n-GaN raggiunge alte concentrazioni perché l'azoto migra verso il titanio lasciando vacanze nel GaN. Altri tipi di contatto sono Ti/Au, Ti/Al, Ti/Al/Cu/Au o anche Si/Ti/Al/Cu/Au.

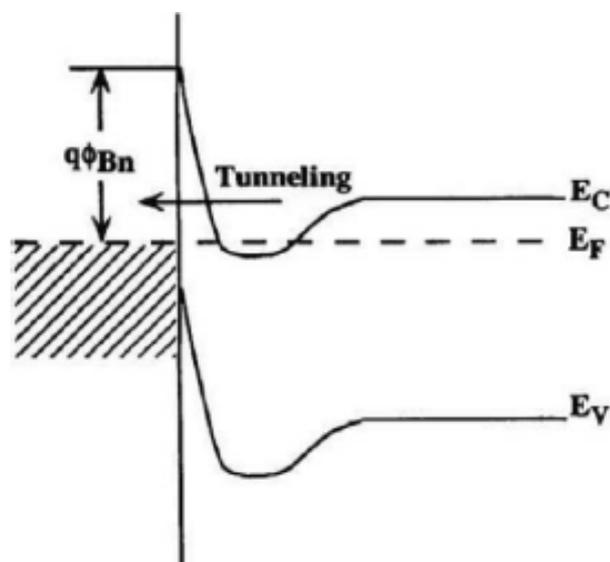


Figura 4.12: Diagramma a bande di una giunzione metallo semiconduttore

#### Contatti ohmici su p - GaN

Mentre per i precedenti si sono ottenuti buoni risultati, per i contatti su p-GaN la resistività non ha mai superato i valori  $10^{-2} - 10^{-4} \Omega \text{cm}^2$ . I fattori che limitano la conducibilità sono:

- alto bandgap del GaN ,  $E_g = 3.44 \text{eV}$
- la sua affinità elettronica,  $\chi = 4.1 \text{eV}$

entrambi richiedono metalli con funzioni di lavoro  $\Phi_M$  alte per avere barriere contenute  $\Phi_B$  pari a  $\Phi_M = (E_g + \chi)$ , mentre in genere  $\Phi_M < 5 \text{eV}$ . La bassa concentrazione di lacune nel p-GaN dovuta alla profondità ( $\approx 170 \text{meV}$ ) del livello accettore introdotto dal magnesio. Come per i contatti su n-GaN, viene fatto un trattamento della superficie per eliminare gli ossidi aumentando in questo modo la densità superficiale di portatori. I metalli maggiormente utilizzati sono multilivelli di nichel/oro, platino e tungsteno. Tutti questi metalli richiedono un annealing termico dopo la deposizione.

### 4.4.3 Difetti dei GaN

Oltre ad analizzare le sue proprietà e caratteristiche come precedentemente fatto, il seguente paragrafo vuole essere un quadro dei principali difetti che sono di varia natura:

- difetti puntuali
- effetti dello strain
- stacking faults
- dislocazioni

#### Difetti puntuali

I difetti di punto sono associati all'impurità del semiconduttore o a vacanze di atomi nella struttura cristallina. Se un atomo vicino si muove per occupare la vacanza, la vacanza si muove nella direzione opposta, verso il sito che era occupato dall'atomo che si è mosso. Il GaN è affetto da vacanze di azoto che sono simili all'idrogeno nella passivazione del magnesio, riducendo perciò il drogaggio del p-GaN.

I difetti interstiziali sono configurazioni ad elevata energia che vanno ad occupare un sito nella struttura cristallina che solitamente non è occupato da atomi. In alcuni cristalli, i piccoli atomi possono occupare gli interstizi senza possedere elevata energia (come l'idrogeno nel caso del GaN). Talvolta gli atomi vengono incorporati nella struttura del reticolo cristallino pur facenti parte delle impurità. Le principali impurità di GaN sono:

1. Ossigeno, causato dai reagenti della MOVPE e residui di MBE, contribuisce al drogaggio non intenzionale del GaN, presentandosi come donore superficiale
2. Idrogeno componente che passiva il magnesio formando legami Mg - H
3. Carbono, anche questo residuo dei precursori di MOVPE e' un'impurità che agisce come accettore.

La figura 4.13 mostra la presenza delle impurità nella profondità indicata.

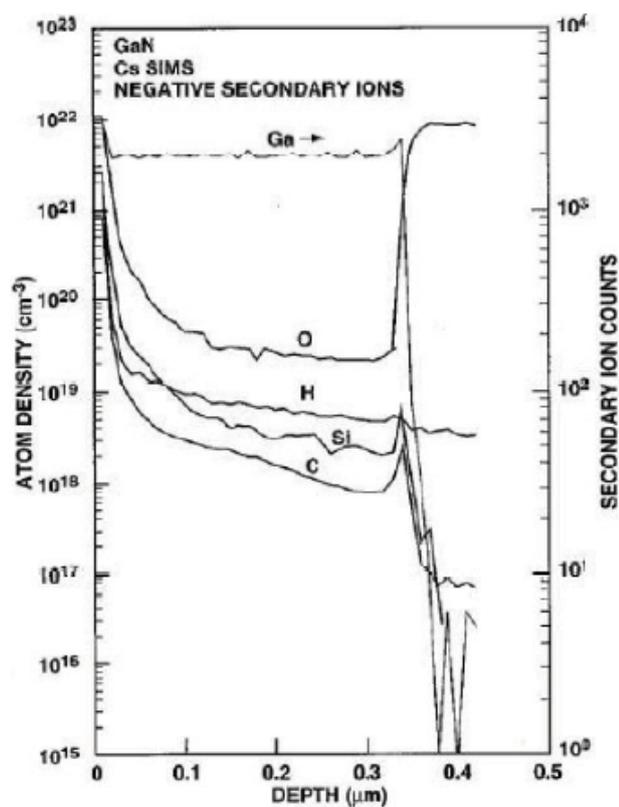


Figura 4.13: Impurita' GaN

### Effetti dello strain e stacking faults

Lo strain viene causato dal mismatch termico che c'è tra il substrato e il film nella fase finale di raffreddamento post - crescita. Esso non solo modifica la periodicità del reticolo ma anche le proprietà delle mobilità, elettroni e lacune, di conseguenza cambiano le performance del dispositivo. Nel GaN lo strain è molto forte comportando uno stacking faults alto. Gli stacking faults sono difetti di piano e sono comuni nei materiali con strutture a strati; si è scoperto che l'effetto maggiore di questi difetti è una variazione locale del bandgap e si individuano le seguenti tipologie:

- piano di base
- piano c

- prismatici
- stacking mismatch boundaries
- inversion domain boundaries

Quelli del piano  $c$  sono molto vicini al substrato, inibiscono la crescita iniziale di isole e generano difetti che si propagano sul materiale verticalmente. I prismatici vengono generati da stacking faults planari appena citati e che si propagano attraverso il reticolo in direzione  $[0001]$  come mostrato in figura 4.14.

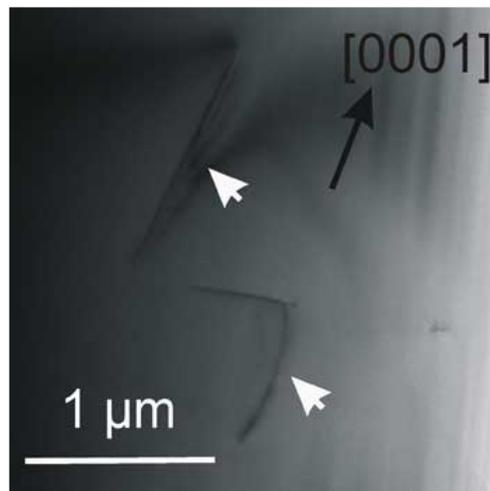


Figura 4.14: Dislocazioni GaN nella direzione  $[0001]$

### Dislocazioni

Le dislocazioni si generano nello strato epitassiale formandosi nel momento in cui si cerca di alleviare lo strain. Si hanno vari tipi di dislocazioni ma sono di particolare interesse quelle a V, che assumono la forma di piramide esagonale rovesciata. Le dimensioni dipendono fortemente dalle condizioni di crescita e variano tra i 10 e i 250 nm. La mobilità delle dislocazioni è minore rispetto ad altri materiali simili quali GaAs e GaP, causa la forte energia di legame del GaN. Le dislocazioni agiscono come centri di ricombinazione non radiativa correlati alle caratteristiche elettriche (aumento della corrente di

perdita) e a quelle ottiche (la comparsa di aree scure sulla superficie del LED). Una tecnica utile a fermare la loro formazioni e' Epitaxial Lateral Overgrowth (ELO).



## Capitolo 5

# Radio Frequency Power Amplifier

Ovunque ci sia una comunicazione wireless, dove ci sono dei trasmettitori, vi troviamo anche amplificatori, come parte molto importante della rete stessa. I principi di funzionamento degli amplificatori nonostante vi sia un cellulare che trasmette a potenza di poche centinaia di mW, una stazione base che trasmette a potenze di circa 10 W oppure un link radio che ne trasmette a 100 W, e le caratteristiche in base alla potenza e la linearita' che devono garantire sono state oggetto di studio per molti anni (e continuano ad esserlo). Il must di un amplificatore che appartiene a questo campo di utilizzo e' amplificare un segnale debole ad un livello appropriato (soprattutto nell'UMTS) con una determinata linearita' ed efficienza, data ovviamente una frequenza e una larghezza di banda. In questo capitolo verranno descritti le principali classi di amplificatori, per poi concentrarsi su quelli che si utilizzano nella comunicazione mobile, e nello specifico il modello Doherty.

### 5.1 Classi di amplificatori

Per le proprieta' fisiche dei materiali che li compongono e quelle costruttive di progetto, gli amplificatori lavorano con caratteristiche diverse che si dis-

tinguono nei parametri: polarizzazione di riposo<sup>1</sup> DC, la modulazione della polarizzazione DC, le terminazioni delle armoniche e il terminale di carico. In figura 5.1 vengono mostrate le caratteristiche di alcune classi di amplificatori ( $I_{DS}$  versus  $V_{DS}$ ) verificate in base a condizioni di carico e polarizzazione diversa.

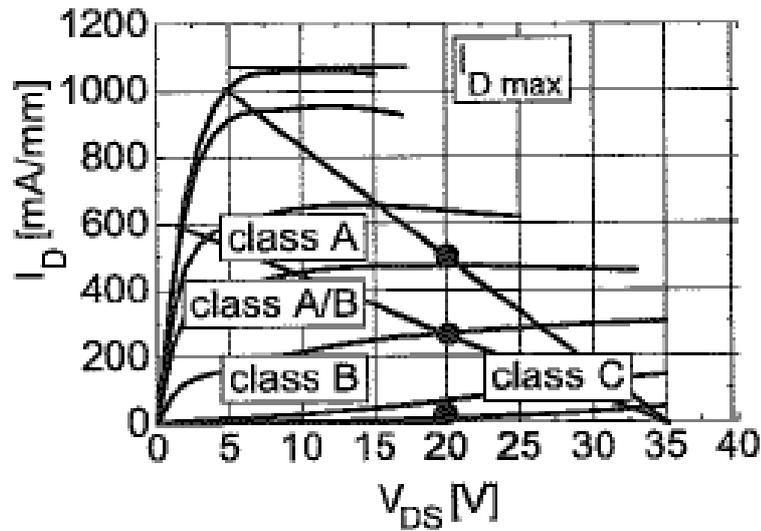


Figura 5.1: Polarizzazione per alcune classi differenti di amplificatori

### Classe A

Il dispositivo viene polarizzato ad un  $I_{max}/2$ . Quest'operazione permette il guadagno massimo rispetto alle altre classi (difatti amplifica il 100% del segnale). Sono amplificatori caratterizzati da una buona linearita' e la scelta della polarizzazione a quel valore permette di correggere la nonlinearita' del diodo. L'efficienza e' bassa (viaggia sul 25%, valore massimo 50%) ed e' per questo motivo che non vengono utilizzati per basse frequenze.

<sup>1</sup>Sono definite come caratteristiche di riposo, i valori di tensione, corrente, potenza, quando non c'e' un carico sul dispositivo e sono indice di dissipazione del dispositivo.

**Classe B**

La sua polarizzazione e' legata al  $V_{DS}$  e  $V_{GS}$ , difatti lavora quando il dispositivo si trova in uno stato di pinch - off (canale strozzato) tale per cui  $V_{DS} = V_{GS}$ . La PAE(power added efficiency) teoricamente parlando e' pari a 78.5% amplificando il 50% del segnale.

**Classe AB**

Come si intuisce dal nome sono amplificatori polarizzati ad un valore che sta nell'intervallo tra le due classi appena definite. Sono caratterizzati da una forte crescita dell'efficienza e una bassa dissipazione di potenza.

**Classe C**

Amplifica meno del 50% del segnale e sono utilizzati in alta frequenza. I dispositivi sono polarizzati in uno stato di pinch off estrema, con  $V_{GS} < V_{th}$ , riuscendo ad ottenere un'efficienza teorica pari al 100%, per un valore effettivo pari al 70 – 90%.

**Classe D**

Hanno un'efficienza pari al 100% grazie alla separazione in fase di corrente e tensione in RF, e vengono utilizzati nell'elettronica di alta potenza. E' fatto da due transistor che lavorano in switch - mode con una frequenza di taglio  $f_T$  alta che li caratterizza e, utilizzano in uscita un filtro che limita la banda. E' adeguato per le modulazioni in fase.

**Classe E**

Anche in questo caso si tratta di un amplificatore switching, caratterizzato da alte frequenze di taglio ad alta efficienza per RF e nuovamente solo la modulazione in fase e' possibile. A differenza della classe D pero' qui abbiamo un unico transistor che agisce da interruttore, collegato attraverso un'induttanza all'alimentazione e attraverso una rete LC al carico. La rete di carico modula le forme d'onda di corrente e tensione al fine di evitare un'elevata

dissipazione di potenza nel transistor. In questo modo si hanno valori bassi (almeno uno dei due) tra tensione e corrente, in qualsiasi momento. Una grossa capacita' posta in parallelo al transistor evita che il segnale RF si diffonda all'alimentazione. Vi e' nuovamente un filtro in uscita che limita la banda poiche' la tensione di breakdown e' alta. L'efficienza e' piu' alta rispetto agli amplificatori di classe B e C (a parita di numeri di transistor) mentre il contenuto armonico e' simile alla classe B.

### Classe F

La forma d'onda in uscita viene identificata utilizzando una tecnica di terminazione armonica, conducendo una tensione con forma d'onda quadratica in uscita, e una forma d'onda di mezza senoide per la corrente. Mentre scambiando corrente e tensione (in questo caso avremo la tensione a forma d'onda di mezza senoide) si ha la classe F inversa. La sfida di questi amplificatori e' la necessita' di far matchare un numero massimo di armoniche (poiche' il numero di armoniche e' limitato) correlandolo con l'efficienza massima ottenibile. Per tutti gli amplificatori di classe F la linearita' viene ridotta tramite la generazione di armoniche all'input.

In figura 5.2 vengono riassunte le caratteristiche appena descritte delle diverse classi di amplificatori.

| Class   | Quiescent DC-current       | PAE (%) | Bandwidth rel. | Linearity | Comment               |
|---------|----------------------------|---------|----------------|-----------|-----------------------|
| A       | $I_{Dmax}/2$               | 50      | ++             | ++        |                       |
| B       | 0                          | 78.5    | ++             | 0         |                       |
| A/B     | $0 \leq I \leq I_{Dmax}/2$ | 78.5    | ++             | +         |                       |
| C       | 0                          | 100     | -              | -         | $P_{out} = 0$ at 100% |
| D       | A/B                        | 100     | -(filter)      | -         | Loss of amplitude     |
| E       | Switch                     | 100     | -(filter)      | -         | Loss of amplitude     |
| F       | -                          | 100     | -(filter)      | -         |                       |
| S       | E,D                        | 100     |                | ++        |                       |
| Doherty | (A,B), F                   | 78.5    | -(load)        | +         |                       |
| Chireix | AB,D,E,F                   | 100     | -              | ++        | Switch AM, PM         |
| ET      | A/B                        | 100     | 0              | +         |                       |
| EER     | D,E                        | 100     | -              | ++        |                       |

Figura 5.2: Caratteristiche di alcune classi di amplificatori

## 5.2 Concetti di corrente, potenza in uscita e efficienza

Le considerazioni fatte di seguito vengono date sotto le ipotesi:

- Caratteristica ideale: corrente di drain direttamente proporzionale alla tensione del gate
- Armoniche di alto grado vengono ipotizzate pari a zero:  $Z_{2f_0, 2f_0} = 0$
- Tensione di ginocchio pari a zero  $V_k = 0$
- Corrente d'ingresso sufficientemente alta affinché il dispositivo possa produrre una potenza d'uscita lineare massima

La corrente di drain ad un certo angolo di conduzione è:

$$I_{DS}(\vartheta) = I_{DS0} + I_{peak} \cos(\vartheta), |\vartheta| < \frac{\alpha}{2} \quad (5.1)$$

ed è zero per  $\frac{\alpha}{2} < |\vartheta| < \pi$ ; dove  $\vartheta = \omega t$ ,  $\alpha$  è l'angolo di conduzione,  $I_{DS0}$  è la corrente di riposo del drain e  $I_{peak}$  è l'ampiezza (in figura 5.3 la visualizzazione delle ipotesi assunte).

L'ampiezza delle armoniche fondamentali, di ordine superiori, e quelle in DC della corrente di drain possono essere ricavate dalla 5.1 tramite le serie di Fourier:

$$I_{DC} = I_{DS0} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{2 \sin(\alpha/2) - \alpha \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)}$$

$$I_{DS, f_0} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\alpha/2)}$$

I parametri in RF possono essere calcolati dalla fondamentale della corrente del drain dato la corrispondente potenza in uscita:

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_{DS, f_0} I_{DS, f_0}$$

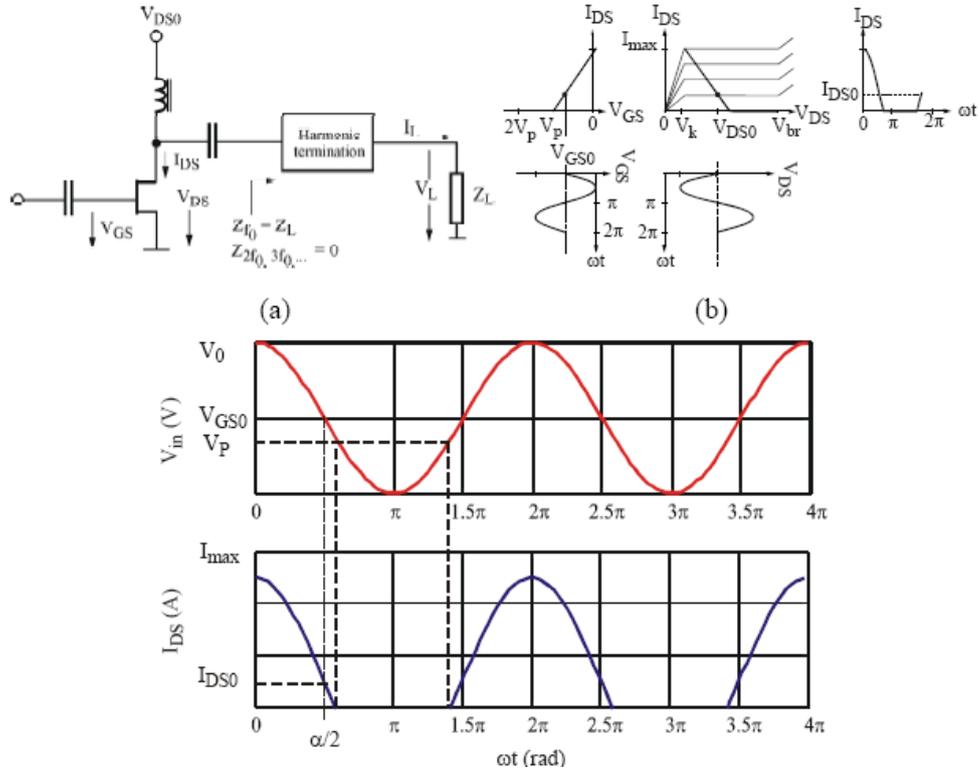


Figura 5.3: (a) Schema circuitale, (b) Caratteristica ideale (c) Tensione in ingresso e forme d'onda della corrente d'uscita

$$I_{DS,f_0} = \frac{V_{DS0,f_0} I_{max}}{4\pi} \frac{\alpha - \sin\alpha}{1 - \cos(\alpha/2)}$$

L'oscillazione massima di tensione d'uscita della componente fondamentale e' uguale alla tensione del drain :  $V_{DS,f_0} = V_{DS0}$ . Mentre l'efficienza del drain e il carico ottimale si possono ricavare da:

$$\eta = \frac{P_{out} f_0}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \frac{V_{DS,f_0} I_{DS,f_0}}{V_{DS0} I_{DS0}}$$

$$\eta = \frac{V_{DS0}}{2V_{DS0}} \frac{I_{DS,f_0}}{I_{DS0}} = \frac{I_{DS,f_0}}{2I_{DS0}} = \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{2[2\sin(\alpha/2) - \alpha \cos(\alpha/2)]}$$

$$R_{opt} = Z_L = \frac{V_{DS,f_0}}{I_{DS,f_0}} = 2\pi \frac{V_{DS0}}{I_{mac}} \frac{1 - \cos \alpha/2}{\alpha - \sin(\alpha)}$$

### 5.3 Approfondimenti sugli amplificatori classe AB

La classe AB degli amplificatori, per molti anni e' stata la preferita per i circuit designers per la loro alta efficienza, basse perdite, e una linearita' accettabile. Data la loro importanza questo capitolo descrivera' nel dettaglio tutte le loro caratteristiche confrontando la teoria e la pratica.

In figura 5.4 viene mostrato un dispositivo RF ideale con una regione di transconduttanza lineare terminata bruscamente da un punto di cutt off. Per ipotesi la corrente d'uscita e' indipendente dalla tensione d'uscita e il valore della tensione d'uscita e' circa il valore di turn - on, detto anche knee - voltage  $V_k$ .

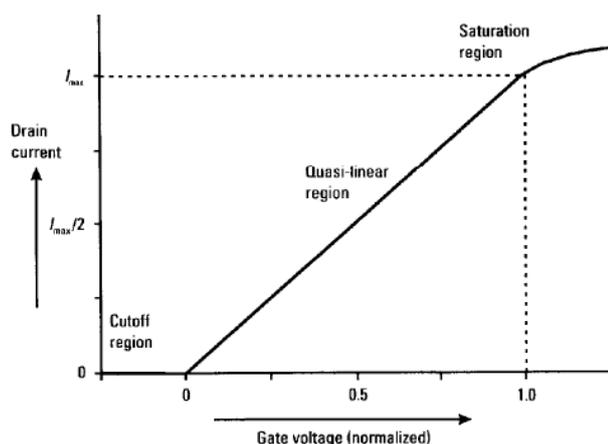


Figura 5.4: Caratteristica della transconduttanza di un dispositivo ideale

Dopodiche' assumiamo che  $V_k$  e' molto piu' piccola rispetto alla tensione in continua, quindi lo si approssima a zero. Il dispositivo e' polarizzato per un valore di riposo che si trova tra la regione dove si trova il punto di cutt off e il punto dove la polarizzazione e' necessaria per la classe A. Inoltre si fa in modo che in ingresso si abbia un valore di corrente che va tra 0 e  $I_{max}$ , dove quest'ultimo e' un valore di massimo predeterminato basato su saturazione e condizioni termali. Il risultato e' una corrente che ha una forma d'onda di un seno troncato non simmetrico, e la regione dove la corrente ha un valore zero corrisponde alle oscillazioni in ingresso della tensione sotto il valore di cutt - off. Ovviamente le forme d'onda della corrente hanno delle componenti

di armoniche. Il punto chiave della progettazione di un amplificatore AB è l'inserimento di un circuito risonante posto in parallelo avente una frequenza di risonanza pari alla fondamentale prevenendo in questo modo le armoniche nella tensione d'uscita. La figura 5.5 mostra il corrispondente circuito e le forme d'onda.

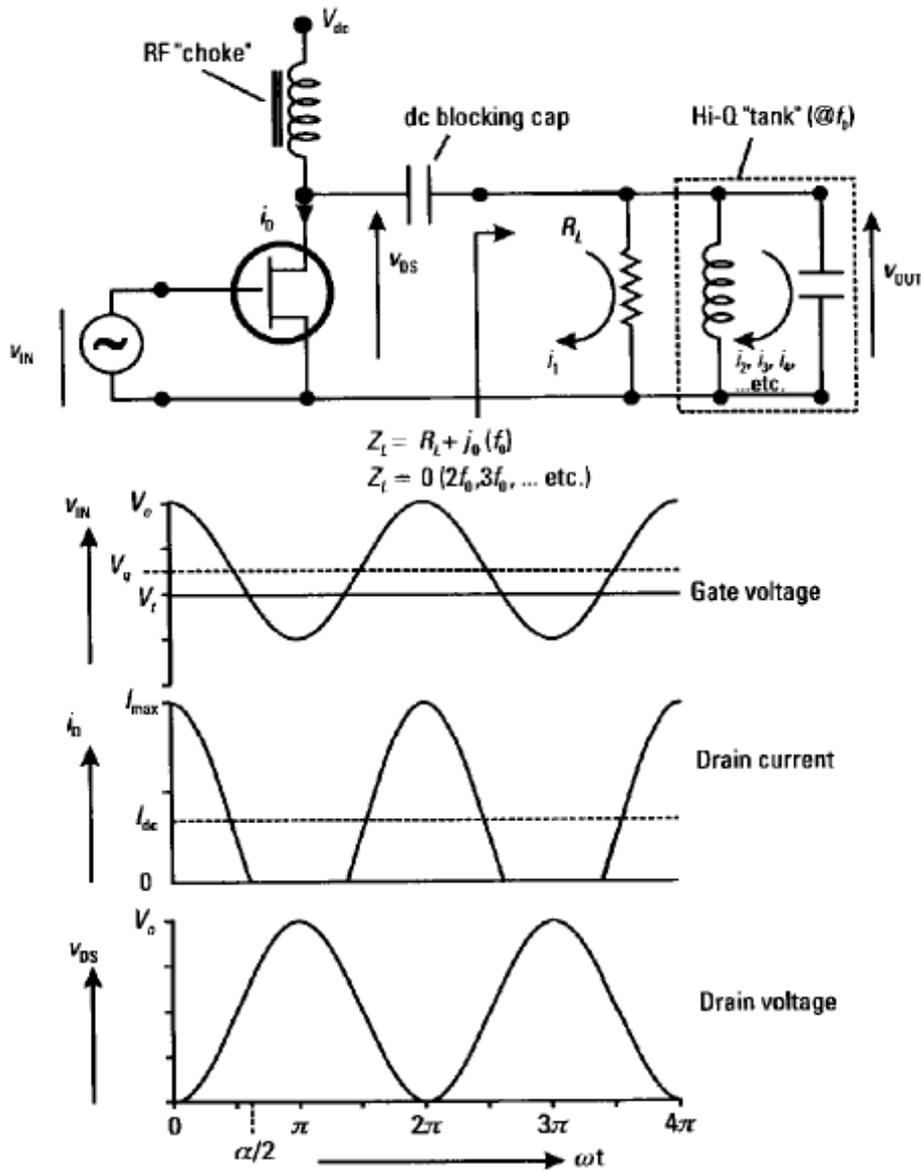


Figura 5.5: Circuito e forme d'onda di un amplificatore classe AB

Il condensatore puo' avere un valore alto, arbitrario, sufficiente a tagliare tutte le armoniche permettendo solo alla componente fondamentale di fluire fino al resistore di carico. In questo modo la tensione d'uscita sara' approssimabile ad una sinusoide con ampiezza che dipende dal valore scelto della resistenza di carico. L'efficienza invece cresce rapidamente se il valore di riposo viene ridotto, facendo calare anche l'angolo di conduzione <sup>2</sup> come mostrato in figura 5.6

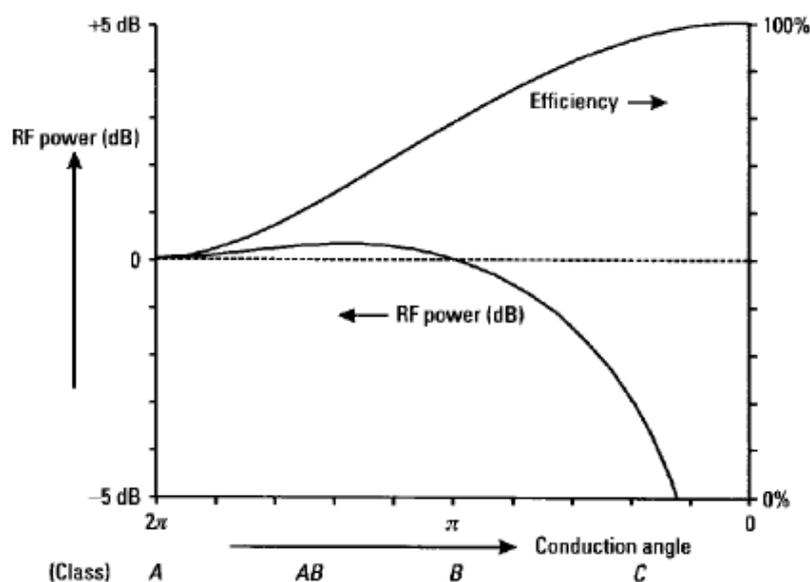


Figura 5.6: Esempio di una riduzione angolo di conduzione, potenza ed efficienza

La condizione della classe B invece si presenta con un valore di riposo pari a zero che corrisponde ad una forma d'onda di mezza sinusoide. Questo si traduce nell'assenza della distorsione da armoniche e rappresenta un amplificatore ideale. L'assunzione stessa di una transconduttanza lineare (fatta all'inizio) e' ideale e non praticabile per i device quali FET o BJT. Per assurdo l'utilizzo di device non perfetto aiuta a limitare le non - linearita'

<sup>2</sup>Porzione di un intero ciclo della tensione alternata  $v$  applicata ad un componente; ancora, il tempo in cui i componenti attivi usati in un amplificatore stanno conducendo l'elettricit'. Questo valore misurato in gradi, rappresenta la durata in uscita riferita ad un onda sinusoidale applicata all'ingresso

introdotte dalla riduzione dell'angolo di conduzione. In seguito si cercherà il miglior compromesso efficienza e linearità introducendo le variabili matematiche caratterizzanti. Quello che si può dedurre per quanto detto sopra è che se un dispositivo con una transconduttanza ideale viene polarizzato al suo punto di cutt - off allora amplifica in modo perfettamente lineare, con alta efficienza ma avente alcune non - linearità. In figura 5.7 viene mostrata la risposta d'intermodulazione causata dalla terza armonica per un dispositivo ideale, polarizzato ad un punto che si avvicina al cutt - off ideale, vicino al punto classe B.

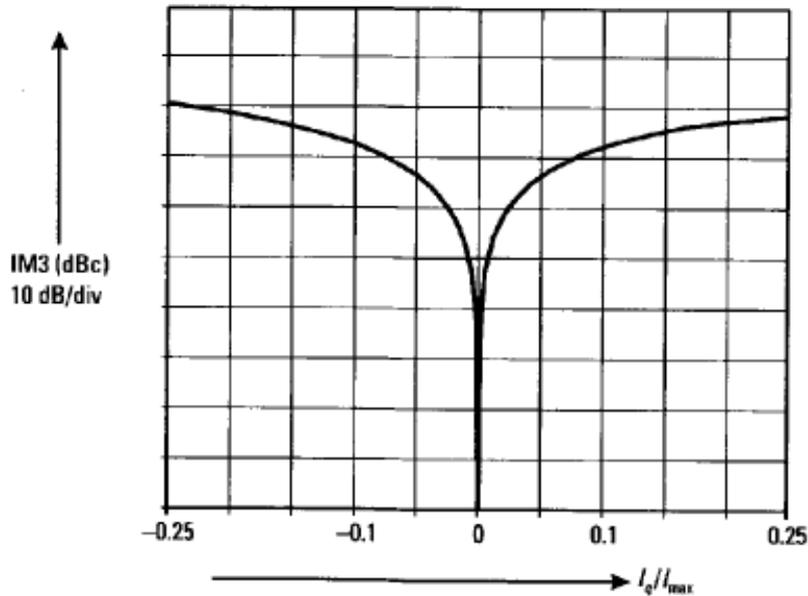


Figura 5.7: Intermodulazione 3- a armonica

Quindi, la linearità teorica della classe B dipende molto dal punto di polarizzazione che applicata alla realtà potrebbe essere uno scenario critico. I dispositivi con una transconduttanza lineare ideale possono non essere una buona scelta per avere alta efficienza. Invece di supporre che la transconduttanza abbia una curva lineare, prendiamo in considerazione anche le curve di secondo e terzo ordine come mostrato in figura 5.8

Nell'analisi seguente la caratteristica del dispositivo è normalizzata tale da avere una  $I_{max}$  pari all'unità corrispondente ad una tensione in ingres-

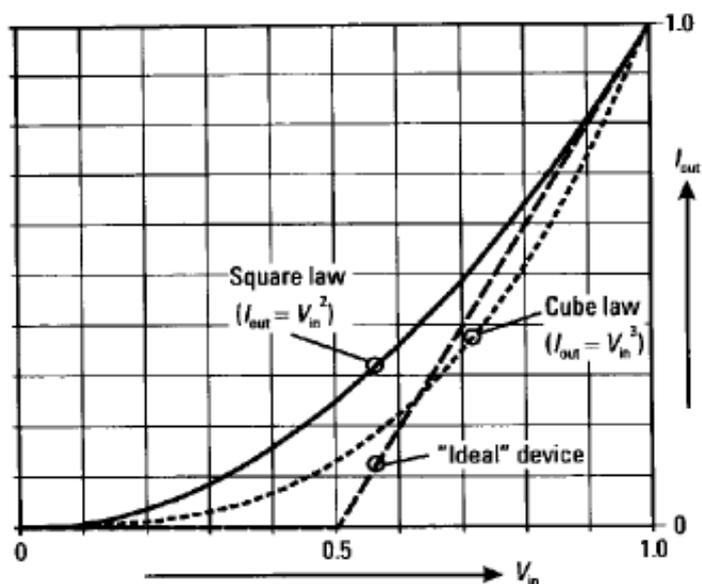


Figura 5.8: Confronto tra caratteristica ideale e le caratteristiche del secondo e terzo ordine

so con valore pari all'unità'. Il punto dove la corrente ha un valore zero corrisponde nuovamente per ipotesi ad un ingresso normalizzato a zero. In questo modo la caratteristica del secondo ordine è:

$$i_o = v_i^2$$

Per le oscillazioni massime di corrente il punto della polarizzazione di riposo è settato a  $v_i = 0,5$  e il segnale d'ingresso è  $v_i = v_s \cos \theta$  con  $v_s$  che assume valori da zero a 0.5 come massimo. La corrente d'uscita è:

$$i_o = \left( \frac{1}{2} + v_s \cos \theta \right)^2$$

con  $0 < v_s < \frac{1}{2}$ . Si ha che:

$$i_o = \left( \frac{1}{4} + v_s \cos \theta + v_s^2 \cos^2 \theta \right)$$

$$i_o = \left\{ \left( \frac{1}{4} + \frac{1}{2} v_s^2 \right) + v_s \cos \theta + \frac{1}{2} v_s^2 \cos 2\theta \right\}$$

Assumendo che vi sia nel circuito risultante una componente che taglia tutte le armoniche di  $\theta$ , si nota che la tensione d'uscita fondamentale e' una funzione lineare all'ingresso  $v_s$  nonostante il secondo ordine della caratteristica. Confrontando il risultato con la caratteristica ideale di una classe A dove:

$$i_o = \left( \frac{1}{2} + v_s \cos \theta \right)$$

il dispositivo con una caratteristica del secondo ordine avra' la stessa ampiezza in uscita della fondamentale ma una componente DC ridotto di un fattore:

$$\frac{\frac{1}{4} + \frac{1}{2}v_s^2}{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}(1 + 2v_s^2)$$

valore che si traduce in una riduzione dell'efficienza per un valore pari al 0.67% , ma anche una linearita' di amplificazione perfetta. Mentre un dispositivo con una transconduttanza del terzo ordine con le stesso ipotesi fatte (oscillazione massima a 0.5), ha un'efficienza migliore arrivando al 75% ma si sono piu' disturbi di terzo grado.

La descrizione classica parla di un dispositivo lineare ideale perfomando pero' delle forme d'onda approssimative per poter tralasciare i disturbi del secondo e terzo grado. La descrizione matematica mostra che e' plausibile specificare la caratteristica di un device per poter permettere un'efficienza che arriva fino al 78% eliminando l'intermodulazione, un disturbo fisiologico dei circuiti da tenere conto nella fase di progetto.

## 5.4 Proprieta' dei RFPA

Come facilmente intuibile il fine principale e' garantire in base ad un determinato segnale d'ingresso, la massima potenza in uscita. Per fare cio' ci sono dei compromessi da accettare quali le distorsioni e la linearita' dovute al fatto che l'amplificatore opera su tutta la dinamica disponibile. La tipica applicazione di un oggetto simile all'interno di un sistema di telecomunicazioni richiede grande focalizzazione sullo schema di modulazione analogico

o digitale, importanza che richiede di conseguenza linearita' ed efficienza elevata suddividendo in questo modo la classe degli amplificatori alla quale si puo' attingere.

Oltre al guadagno che come spiegato anche sopra, e' strettamente legato alla classe di appartenenza ed arriva ad un valore pari a decine di decibel vi sono altri due aspetti importanti quali:

#### 5.4.1 Stabilita'

E' un parametro che spesso per gli amplificatori a radiofrequenza si chiede uno stato incondizionato poiche' i segnali non voluti oltre a creare interferenza possono danneggiare il componente attivo. La stabilita' va analizzata su tutto lo spettro a causa di segnali di varia natura a frequenza diversa da quella di lavoro. Tali segnali hanno le seguenti origini:

- spurie presenti nel tratto a RF;
- disturbi trasmessi dall'alimentazione;
- cross-talk sulle linee di trasmissione.

Questi segnali sono la causa delle oscillazioni e quindi dell'instabilita' dell'amplificatore, presentandosi con alti livelli e causando disturbi. Non solo, alle frequenze in cui il circuito e' instabile il guadagno puo' essere molto elevato rischiando di saturare o addirittura rompere il dispositivo.

#### 5.4.2 Efficienza

La definizione di questo parametro parla di come la parte di potenza in DC viene convertita in RF. Vi sono varie "sotto definizioni " che misurano efficienze, oltre a quella di drain gia' presentata a inizio capitolo si ha anche il parametro di Power added efficiency, PAE, dove si tiene conto anche della potenza d'ingresso a radiofrequenza si ha:

$$PAE = \frac{P_{out,f_0} - P_{in}}{P_{DC}}$$

$$PAE = \frac{P_{out,f_0}}{P_{DC}} \left( 1 - \frac{P_{in}}{P_{out,f_0}} \right) = \eta(1 - 1/G)$$

dove  $\eta$  e' l'efficienza drain definito nel paragrafo 5.2 e  $G$  e' il guadagno dato da:

$$G = \frac{P_{out,fo}}{P_{in}}$$

L'efficienza complessiva e':

$$P_{complessiva} = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{DC}}$$

Il valore dell'efficienza dipende dai parametri parassiti e dalla classe di funzionamento ed e' un compromesso tra linearita' e guadagno.

### 5.4.3 Nonlinearita' di RFPA

Un reale amplificatore di potenza ha un comportamento non lineare, questo significa amplificazione del segnale mediante distorsione. Per le comunicazioni wireless tale distorsione deve essere minimizzata o soppressa. Le nonlinearita' sono fortemente dipendenti dalla parte attiva del device poiche' essa stessa e' la fonte principale delle nonlinearita'. Queste non linearita' comprendono: generazione di armoniche, cross modulazione, conversione AM/AM e AM/PM e anche intermodulazione(IMD) e ACPR Adjacent channel power ratio. Quest'ultime esprimono la linearita' in termini di contenuto armonico e spectrum spreading e sono generalmente determinate con una funzione del terzo ordine in base a tipi diversi di segnali di eccitazione. In dettaglio:

### 5.4.4 Intermodulazione

L'intermodulazione e' il sovrapporsi di segnali creando un segnale indesiderato in uscita. Per verificare questo fenomeno si fanno test con segnali a due toni in ingresso e si verifica la caratteristica del terzo ordine sull'amplificatore sfruttando la serie di Volterra. La nonlinearita' di terzo ordine puo' essere presentata tramite:

$$V_{out} = g_1 V_{in} + g_2 V_{in}^2 + g_3 V_{in}^3$$

dove  $g_1$  e  $g_2$  sono coefficienti di nonlinearita'. In ingresso si ha un segnale del tipo:

$$V_{in} = V_{peak}(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))$$

In uscita si avra' quello che viene presentato in modo semplice in figura 5.9

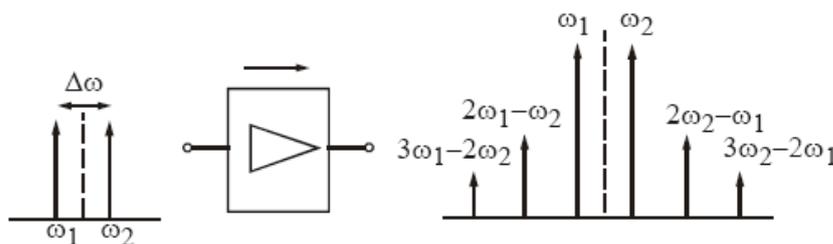


Figura 5.9: Intermodulazione PA

La piu' importante delle distorsioni da intermodulazione e' quelle del terzo ordine (IMD3) allcata nelle frequenze  $2\omega_1 - \omega_2$  e  $2\omega_2 - \omega_1$  con un segnale d'uscita affetto che e':

$$V_{out,IMD3} = \frac{3}{4}g_3V_{peak}^3 \cos(2\omega_{2,1} - \omega_{1,2})$$

La causa di questa distorsione e' la transconduttanza  $G_m$  e le armoniche che puo' produrre in base all'ordine vengono mostrate in figura 5.10 verificate per un GaN HEMT.

#### 5.4.5 Distorsione AM/AM AM/PM

La nonlinearita' dell'ampiezza di un amplificatore e' il risultato di una conversione dalla modulazione in ampiezza (AM - amplitude modulation) del segnale d'ingresso all'AM nel segnale d'uscita. Questo effetto viene denotato AM/AM e puo' essere verificato tramite eccitazione di un segnale single - tone.

Se l'AM nel segnale d'ingresso viene convertito in una modulazione di fase (PM - phase modulation) del segnale d'uscita il fenomeno viene chiamato

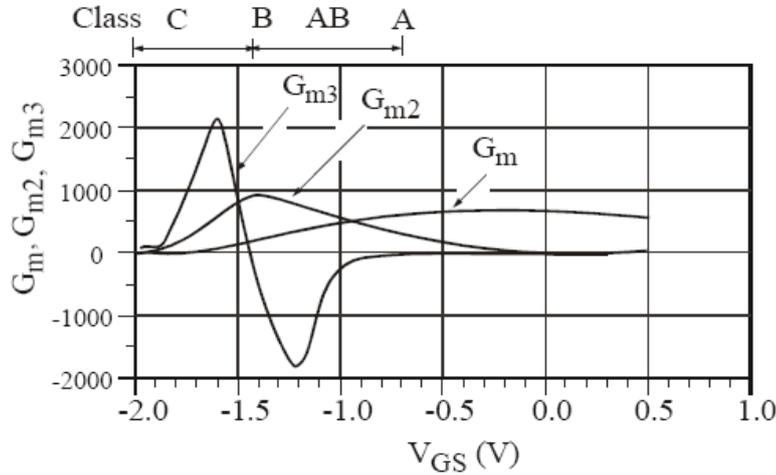


Figura 5.10: Armoniche di IMD3 generate dalla transconduttanza per GaN HEMT

AM /PM. Questo viene determinato assumendo che il segnale d'ingresso viene modulato da un segnale:

$$M(t) = A_M \cos(\omega_M t)$$

Per un amplificatore lineare la fase in uscita rimane costante e indipendente dall'ampiezza del segnale d'ingresso:

$$\phi(V_{out}(t)) = K_\phi$$

Se invece l'amplificazione introduce distorsione si ha:

$$\phi(V_{out}(t)) = K_\phi \cos[\omega_c t + A_M \cos(\omega_M t)]$$

dove  $\omega_c$  e' la frequenza angolare del carrier. Un esempio di distorsione diretta si ha in figura 5.11

La saturazione non permette che l'ampiezza dell'uscita vari linearmente con l'ampiezza d'ingresso, e la fase in uscita rimanga costante. Questa distorsione comporta la modulazione non desiderata di ampiezza e fase. La soluzione potrebbe essere la riduzione della potenza d'ingresso rispetto al punto di potenza massima con la consapevolezza che cosi' facendo si riduce notevolmente l'efficienza.

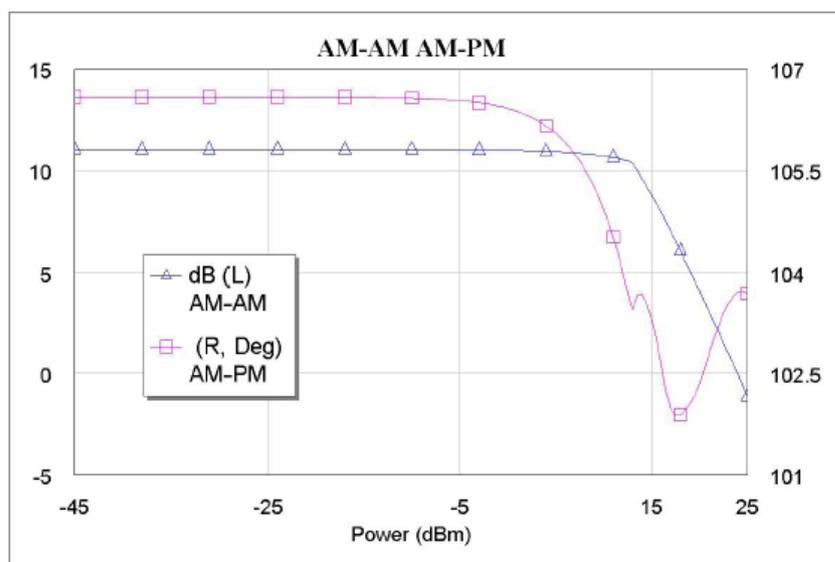


Figura 5.11: Curve AM - AM e AM - PM

#### 5.4.6 Punto di compressione a 1 dB

La potenza d'uscita di un transistore non puo' essere infinita, ma e' necessariamente limitata dal valore della tensione d'alimentazione. Cio' si traduce in una saturazione dell'uscita, e viene definito punto di compressione a 1 dB il valore di potenza all'ingresso per cui l'uscita e' di 1 dB inferiore al valore che avrebbe se si considerasse il guadagno di piccolo segnale. Si ottiene inoltre che il valore di potenza d'uscita in saturazione e' di circa 1,6 volte maggiore rispetto al valore al limite della linearita'.

#### 5.4.7 ACPR - Adjacent Channel Power Ratio

La linearita' di un amplificatore dal punto di vista del segnale complesso che sta lavorando si misura tramite ACPR e ACLR - Adjacent Channel Leakage Ratio<sup>3</sup>. ACPR viene definito come il rapporto tra la potenza totale del canale adiacente (segnale intermodulato) e la potenza del canale in considerazione.

<sup>3</sup>ACLR determina quanto della potenza trasmessa il sistema potrebbe perdere nel primo o nel carrier adiacente. Nei sistemi cellulari, per le BTS tale parametro e' settato a 45 dB

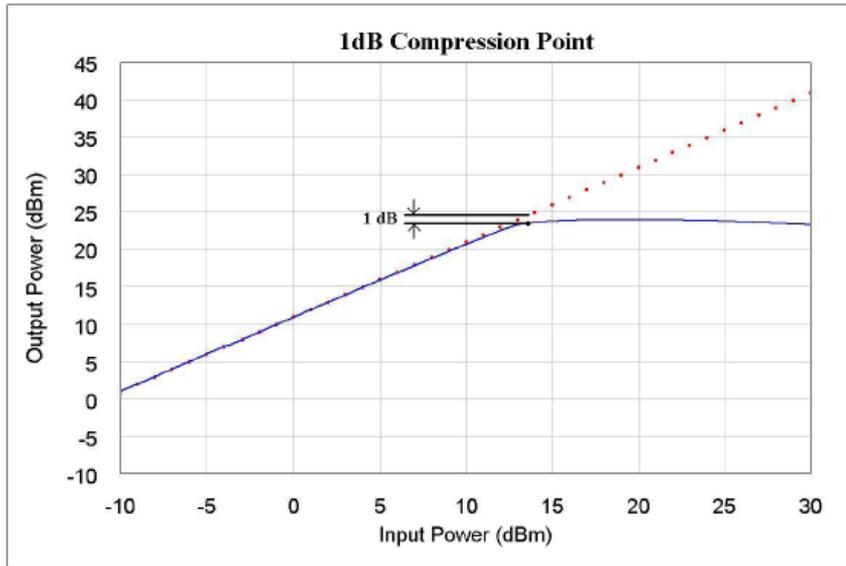


Figura 5.12: Compressione a 1 dB

E' un parametro che varia a seconda dei sistemi: per esempio per un segnale WCDMA e'  $45 \text{ dBc}^4$  su un offset  $\pm 5 \text{ MHz}$  e una larghezza di banda pari a  $3.84 \text{ MHz}$ .

#### 5.4.8 RFPA alcuni dati

Gli HEMT su GaN vengono utilizzati per amplificatori di classe A , B e C. Gli amplificatori di tipo C non sono utilizzati per le comunicazioni poiche' riducono il guadagno ad un minimo di 6 dB accompagnandolo da una riduzione delle linearita'. Vengono utilizzati per la modulazione del carico secondo il concetto Doherty come verra' spiegato di seguito. Gli appartenenti della classe D per le applicazioni RF sono stati studiati e molto discussi in vari articoli. Richiedono una frequenza di taglio molto alta e perdono d'ampiezza, con una banda limitata rendendoli inadeguati per le applicazioni di comunicazione. L'efficienza pari al 90% e' raggiunta ai 30

<sup>4</sup>dBc decibels relative to the carrier. Mentre dBc/Hz sono i decibel relativi alla portante per Hertz. Entrambi sono referenti per mostrare quanto e' il margine segnale rumore per un dato segnale, in altre parole descrivono le spurie e il rumore comparato al segnale trasmesso desiderato.

MHz.

La classe E, quindi parliamo di amplificatori switching, con un'efficienza dell'85 % a 2 GHz comprende amplificatori basati sul nitruro di gallio. Per un'efficienza pari al 50 % arriviamo invece a guadagno pari a 18.2 dB sempre ai 2 GHz. Un'efficienza migliore si ottiene per una larghezza di banda  $\leq 200\text{MHz}$  ad una frequenza 2.14 GHz.

La classe F e classe F inversa sono due classi che teoricamente non si differenziano in efficienza poiche' tensione e corrente in RF sono semplicemente scambiate. Le differenze di efficienza invece si notano per valori di corrente di riposo  $I_{Dq}$  diversi. Nella tecnologia MMIC (Monolithic Microwave Integrator Circuits) basata su amplificatori di classe F con transistor GaN HFET (Heterostructure Field Effect Transistor) e' stata dimostrato che questa tipologia di amplificatori ha un'alta densita' potenza d'uscita:  $\geq 6\text{Wmm}^{-1}$  con efficienza maggiore di 2 GHz (MMIC che lavorano su frequenze 2 - 2.7 GHz). La frequenza di taglio per il guadagno in corrente e' pari a 15 - 20 GHz, fattore 6 volte maggiore della frequenza di lavoro. La potenza d'uscita assoluta dell'amplificatore e' pari a 38 dBm.

#### 5.4.9 RFPA per le comunicazioni mobili, 500 MHz - 6 GHz

Gli LDMOS di silicio, e i GaN HEMT sono un punto di riferimento per la 3-a e 4-a generazione della comunicazione mobile, applicati nelle base - station con larga banda e alta linearita'. Specialmente l'alta linearita' per gli amplificatori nei trasmettitori e' un requisito fondamentale poiche' garantiscono un ACLR (Adjacent channel leakage power ratio) basso. La misura delle perdite di potenza (leakage power) e' molto importante in quanto influenza la capacita' di sistema interferendo la trasmissione tra canali adiacenti. Per questo motivo oltre alle misure di efficienza e frequenza di taglio, il parametro di ALCR rientra tra quelli confrontabili per determinare la bonta' del dispositivo.

Il trade off tra linearita' e efficienza quando si parla di operazioni lineari elevati e' un punto chiave per le applicazioni di comunicazione ad alta potenza. Per un segnale W - CDMA i dispositivi LDMOS hanno una potenza d'uscita

pari a 20 W a frequenze pari a 2.1 GHz, con un'efficienza pari al 29 % e un livello di ACLR pari a -37 dBc (la lunghezza del gate e' pari a 140 nm).

Mentre il vantaggio di utilizzare tecnologie GaAs - HFET e FET e' la crescita del margine di guadagno data una determinata lunghezza di gate. Difatti tali dispositivi sono largamente utilizzati per il WiMAX a frequenze 3.5 GHz, con una potenza pari a 45 W, e una tensione drain - source  $V_{DS}$  pari a 26 V con una lunghezza di gate di  $0.8\mu m$ . Per il W -CDMA tramite questi dispositivi si riesce ad avere un'efficienza di 32 % per una potenza segnale 9.2 W a 2.14 GHz (ALCR a -37 dBc).

## 5.5 Amplificatore Doherty

Come ripetuto piu' volte nei precedenti, il punto di attenzione nella progettazione dei RFPA e' mantenere una buona efficienza per un range vasto di segnali in modo da renderli piu' dinamici nell'utilizzo. Negli ultimi dieci anni sono state fatte molte ricerche e ottenuti molti risultati a riguardo, sempre non tralasciando la linearita'. A tal proposito vi sono due tecniche che hanno piu' di dieci anni ma sempre valide e perfezionate fino ai giorni d'oggi. Trattasi di: Envelope Elimination and Restoration (EER) proposto da Khan nel 1950 e Envelope Tracking (ET). Brevemente:

### 5.5.1 EER

Nell'architettura tipica un limitatore interviene su un segnale modulato in ampiezza e fase eliminandone l'involuppo. Il segnale risultante, modulato solo in fase viene amplificato da un amplificatore di potenza di tipo switched mode (classe D, E) Come gia' visto in precedenza questi amplificatori forniscono alta efficienza solo quando al loro ingresso viene applicato un segnale di ampiezza costante. La modulazione d'ampiezza viene riapplicata al segnale amplificato intervenendo sul drain nello stadio finale di amplificazione. In questo modo l'efficienza risulta prossima al suo valore di massimo al variare del segnale d'ingresso (fig. 5.13).

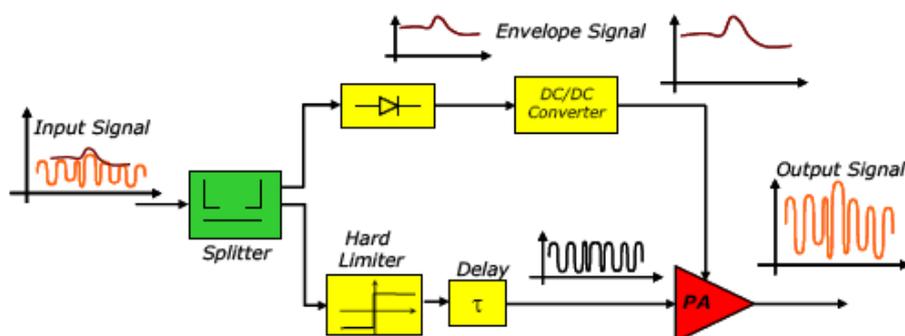


Figura 5.13: Schema circuitale della tecnica EER

### 5.5.2 ET

La tecnologia della classe AB offre efficienza se l'involuppo della forma d'onda e' vicino alla potenza di picco. Amplificando alti livelli di segnale si riduce efficienza come mostrato in figura 5.14 dove la curva blu rappresenta l'efficienza del drain rispetto alla potenza d'uscita, mentre la linea tratteggiata e' la distribuzione di probabilita' della potenza d'uscita istantanea. Come si nota, la potenza del segnale sta ben sotto il picco della potenza indicatore che si sta lavorando con bassa efficienza.

Senza compromettere la banda di utilizzo l'efficienza migliora tramite l'utilizzo della Envelope tracking. La tensione applicata all'ultimo transistor dello stadio RF viene cambiato dinamicamente e viene sincronizzato con il segnale che passa sul dispositivo per garantire che l'output del dispositivo lavori con massima efficienza operando nella regione di saturazione. Si riduce il valore della tensione applicata in modo che possa "tracciare" l'involuppo del segnale riducendo in questo modo anche la dissipazione d'energia come mostrato in figura 5.15

Mentre nella figura 5.16 vi sono delineate le curve dell'efficienza quando si applica ET. Inoltre questa tecnica e' molto compatibile con le tecniche di pre - distorsione e non influisce molto sulla degradazione della linearita'.

Rispetto alla prima tecnica la ET utilizza amplificatori in current mode invece gli switching mode. Nello schema circuitale, non e' presente un limitatore in ingresso e la condizione d'efficienza e' ottenuta variando come

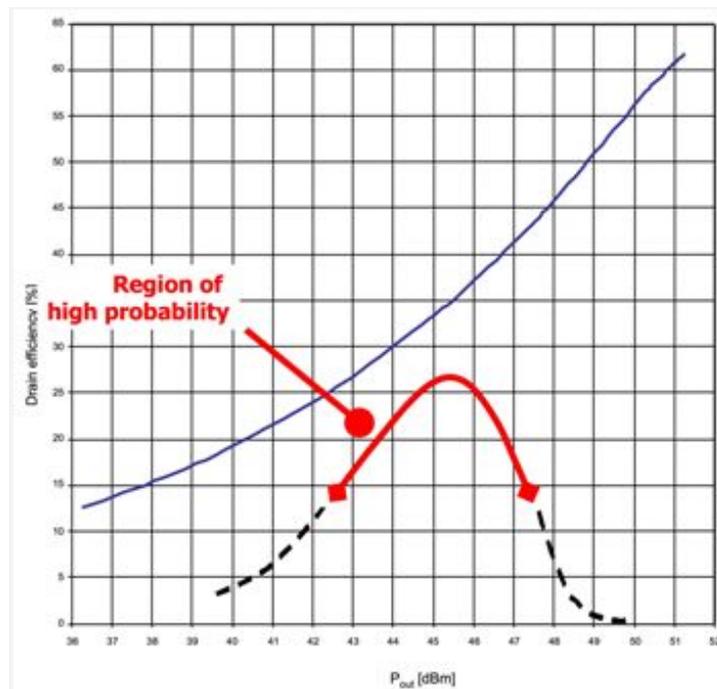


Figura 5.14: Distribuzione di probabilita' della potenza d'uscita istantanea e caratteristica dell'efficienza drain

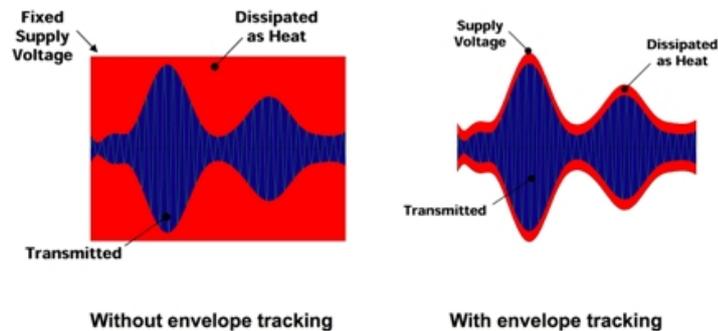


Figura 5.15: Dissipazione energia senza e con ET

introdotto, la tensione di polarizzazione di drain e gate. In questo modo la retta di carico dell'amplificatore raggiunge sempre i limiti fisici del dispositivo attivo (fig. 5.17). L'amplificatore d'involuppo e' perfettamente sincronizzato con il segnale istantaneamente presente nel PA per evitare componenti

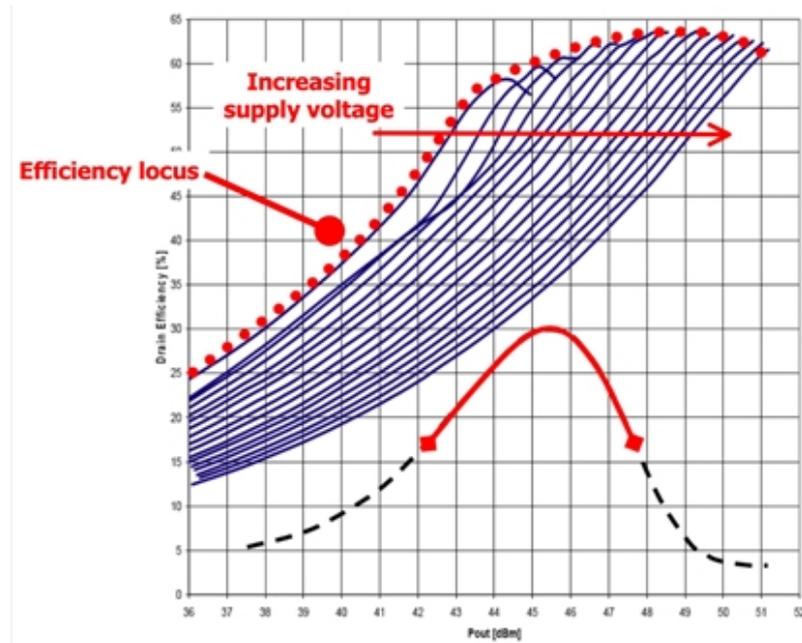


Figura 5.16: Curve efficienza con ET

spettrali dannosi.

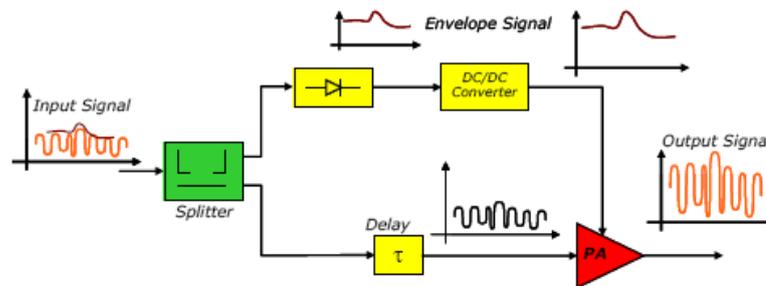


Figura 5.17: Schema circuitale della tecnica ET

### 5.5.3 Doherty's idea

L'architettura di questo amplificatore e' composta da due dispositivi attivi, un invertitore d'impedenza e un resistenza di carico. L'inverter di impen-

denza puo' essere considerato come un trasformatore a un quarto d'onda (lambda quarti) (fig. 5.18).

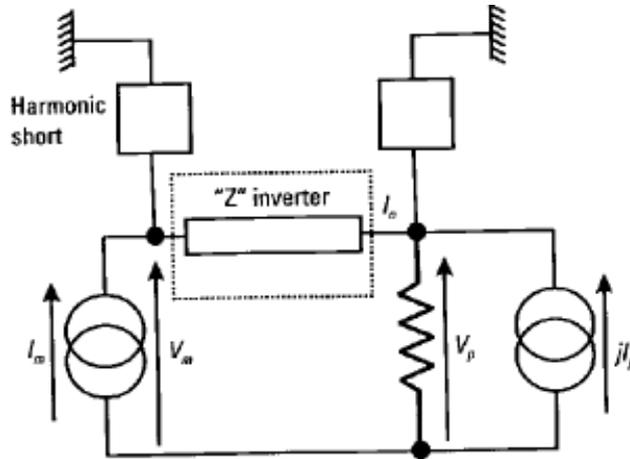


Figura 5.18: Schema circuitale amplificatore Doherty

I dispositivi attivi conducono correnti fondamentali di ampiezza diversa  $I_m$ ,  $I_p$  per un qualsiasi segnale in ingresso  $v_{in}$  dove:

$$I_m = f_m(v_{in}), I_p = f_p(v_{in})$$

dove non necessariamente  $I_m$ ,  $I_p$  hanno una dipendenza lineare da  $v_{in}$ .

Inoltre si ha:

$$\begin{aligned} V_p &= jZ_p I_m \\ I_0 &= \left( \frac{1}{jZ_0} \right) V_m \\ I_0 &= jI_p - \frac{V_p}{R} \end{aligned}$$

Per comprendere meglio l'analisi bisogna conoscere i valori delle tensioni ad ognuno dei dispositivi attivi  $V_m V_p$  mentre abbiamo appena detto pero' che il valore di picco della tensione  $V_p$  e' proporzionale alla corrente del dispositivo principale (main)  $I_m$  ed e' quindi indipendente dal valore di  $I_p$ . Inoltre il

valore della tensione del device principale viene abbassato dall'influenza del device secondario; mentre la linearità dell'intero dispositivo viene determinata dalla caratteristica del device principale  $f_m v_{in}$ . La necessità del device secondario per performare tale caratteristica è dalla possibilità di utilizzare una discreta caratteristica  $f_p v_{in}$  determinata da:

$$V_m = Z_0 \left( \left[ \frac{Z_0}{R} \right] I_m - I_p \right)$$

Il device secondario quindi neutralizza la crescita della tensione del device principale, in modo che l'intero dispositivo possa mantenere un valore un determinato valore sotto una certa soglia per l'intera durata del segnale. Questa proprietà induce ad un concetto di linearizzazione poiché qualsiasi sia il valore della caratteristica  $f_p v_{in}$  o per quanto sia imperfetta il dispositivo secondario (che rimane invisibile al carico in uscita) fa in modo che tale caratteristica rimanga proporzionale ad  $I_m$ . Va da sé che nell'utilizzo di questo modello per applicazioni in RF allo scopo di mantenere un'alta linearità, si utilizzeranno dei device secondari con caratteristiche non perfettamente lineari.

Una volta compreso il concetto, il progetto dell'amplificatore verrà calato nella realtà quotidiana. Questo tipo di amplificatore, oggi largamente utilizzato nelle comunicazioni mobili soprattutto per il WCDMA e OFDM, fu inventato presso i laboratori Bell nel 1936 da W.H. Doherty per aumentare l'efficienza dei trasmettitori basati sui tubi a vuoto. L'idea geniale è basata sulla modulazione attiva del carico da un dispositivo attivo chiamato Main (principale) grazie alla corrente erogata da un secondo dispositivo attivo detto Auxiliary (o di peaking, il secondario per quanto sopra).

L'amplificatore di oggi è fatto da due dispositivi attivi, due reti che invertono l'impedenza ai loro capi tramite un divisore di potenza come mostrato in figura 5.19

Mentre l'andamento teorico dell'efficienza viene mostrato in figura 5.20:

Per bassi valori di potenza in ingresso, l'amplificatore lavora solo con il Main (Regione Low power) in conduzione che solitamente è un amplificatore polarizzato in classe AB, mentre il Peaking risulta spento causa la sua polarizzazione in C. Se aumentiamo la potenza, la corrente erogata dal

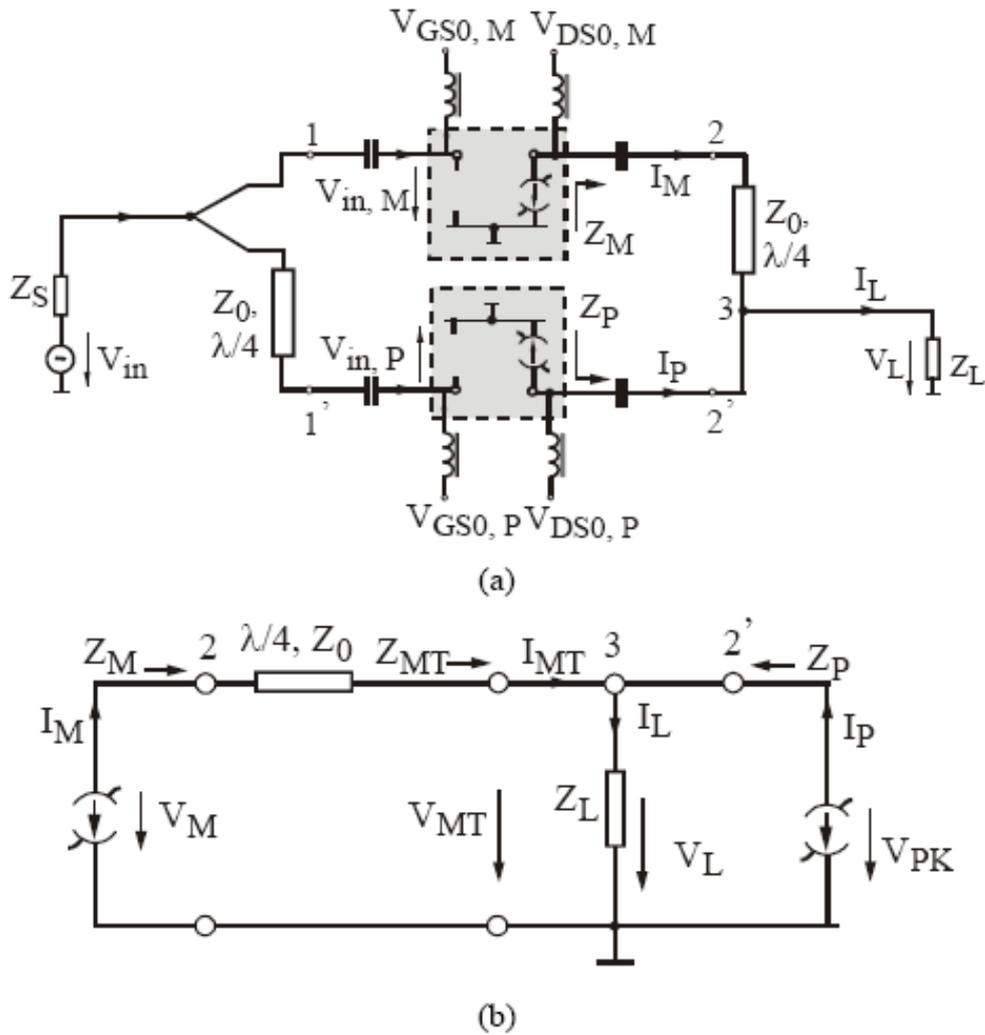


Figura 5.19: (a) Schema base (b) Circuito ideale Doherty

Main aumenta fino a raggiungere il punto di break (break point), quindi siamo in condizioni di massima efficienza poiche si trova nella regione di saturazione. Continuando ad aumentare la potenza il Peaking comincia a condurre (Regione Medium Power) modulando la corrente erogata sulla resistenza di carico  $R_L$  vista dal Main, diminuendo in questo modo il valore della corrente. Sotto queste condizioni il Main mantiene l'efficienza e per un massimo valore di potenza d'ingresso (massimo involuppo) entrambi i dispositivi raggiungono la saturazione (Regione High Power). Come introdotto

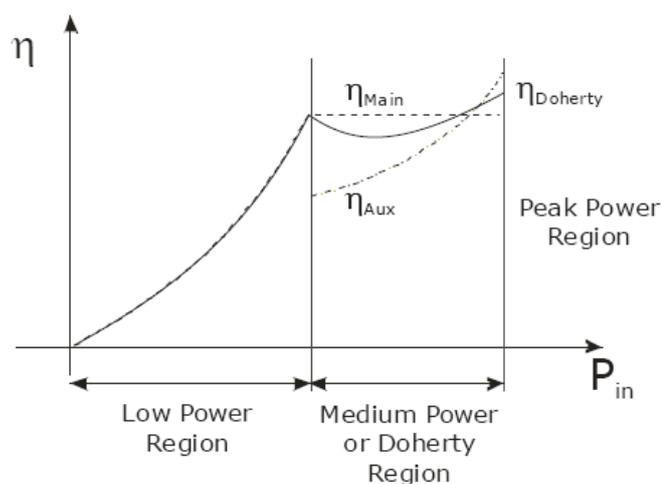


Figura 5.20: Andamento teorico dell'efficienza Doherty

anche nella prima parte del paragrafo, tra i due drain si introduce un invertitore di impedenza per trasformare la tensione ad una coppia dei suoi terminali in corrente all'altra coppia dei terminali di valore indipendente dal carico. Per questo potrebbe essere adatta una linea di trasmissione lunga  $\frac{1}{4}\lambda$  della frequenza di lavoro. All'uscita del Main si introduce un ritardo di  $90^\circ$  si pone anche sul Peaking lo stesso ritardo in modo da ottenere successivamente una somma costruttiva sulla resistenza  $R_L$ . Mentre l'inserimento del divisore ricopre un ruolo importante per il funzionamento della configurazione scelta (Main in classe AB e Peaking in classe C). Nel caso in cui si decide di non utilizzarlo, la variabile sulla quale si agisce per ottimizzare il rendimento dell'amplificatore e' il punto di polarizzazione del Peaking C. Proprio perche' si utilizza un invertitore di impedenza lunga un quarto d'onda rispetto alla frequenza di lavoro, il Doherty e' molto utilizzato per i circuiti MMIC ad elevate frequenze(circa dieci GHZ) ai fini dell'utilizzo per le Base station transiever della comunicazione cellulare. I vantaggi di produrre tale tecnologia sono:

- *Semplicita' di realizzazione*: puo' essere realizzato utilizzando tecniche a radio frequenza semplici e note per ottenere l'alta efficienza senza dover ricorrere alla realizzazione di circuiti di controllo utilizzati come ad

esempio nel EER

- *Alta efficienza*: la tecnica load - pull che utilizza la linea ad un quarto d'onda puo' ottenere la stessa efficienza ottenuta magari con tecniche apposite come la EER
- *Facilita' di ottenere linearizzazione "aggiunta"* : tramite semplice tecnica di feedforward e envelope feedback

Mentre i svantaggi sono:

- *Banda stretta*: proprio a causa del trasformatore a un quarto d'onda la banda e' stretta ma questo comunque non costituisce un impedimento per l'utilizzo poiche' la larghezza di banda delle comunicazioni wireless moderne e' sufficientemente stretta.
- *Distorsione causa intermodulazione*: L'amplificatore Peaking puo' generare ampie distorsioni dovute a punti di polarizzazione bassi (classe B o C) Tali distorsioni possono essere annullate dalle componenti di distorsioni causate dall'amplificatore Main se le sue condizioni di polarizzazione vengono fatte in modo apropiato.
- *Degradazione di guadagno*: Sempre dovuta alla Classe B o C del Peaking. Il valore della degradazione pero' puo' essere mantenuto basso (circa 2 dB) grazie al forte guadagno che si ha tramite il Main che subisce una crescita a basse potenze grazie al load - pull (alto guadagno dovuto ad alta impedenza).

#### 5.5.4 Load Modulation

Per vedere come si comporta il carico, lanciamo un piccolo segnale S-parameter per verificare il ritorno di loss in ingresso e in uscita, la stabilita' e larghezza di banda. In figura 5.21(a) vengono mostrate le fondamentali della tensione in uscita per il main e il peaking; come si puo' notare il main mantiene un comportamento quasi costante sopra i 6 dB della potenza e vuole significare che il main e' in saturazione. Nella (b) vengono mostrate le fondamentali delle correnti d'uscita per entrambi gli amplificatori mentre

nella (c) le potenze d'uscita. In (d) invece viene mostrata l'efficienza che per il circuito in oggetto risulta essere 55 % (PAE) e il guadagno.

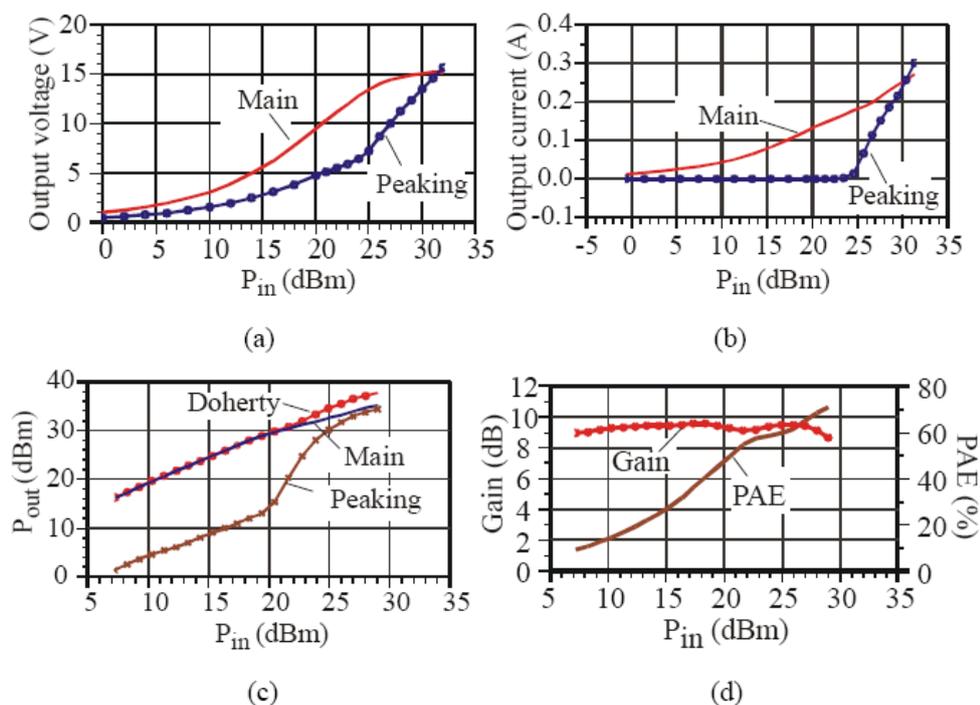


Figura 5.21: (a) Tensioni fondamentali d'uscita (b) Correnti fondamentali d'uscita (c) Potenze d'uscita (d) Guadagno ed efficienza

Mentre la figura 5.22 mostra il carico del main viene modulato da  $60\Omega$  a  $30\Omega$  e il peaking da aperto a  $30\Omega$ . Questo permette al device di lavorare secondo quanto ci si aspettava.

Il tradeoff tra linearita' e efficienza rimane il concetto fondamentale del Doherty. In conclusione la linearita' viene determinata dal Main ed e' indipendente dalla linearita' del peaking ma sotto il punto di break essa decade causa le oscillazioni di tensione ad una determinata livello di potenza.

Un amplificatore RF assieme ai suoi componenti consumano il 50% della potenza totale. La continua evoluzione della tecnologia sempre accompagnata dalla necessita' di supportare diverse tipologie di codifica di canale e modulazione assegnata fa si che la richiesta di un peak to average power PAR sia sempre di piu' un bisogno fisiologico. Come gia' precedentemente detto,

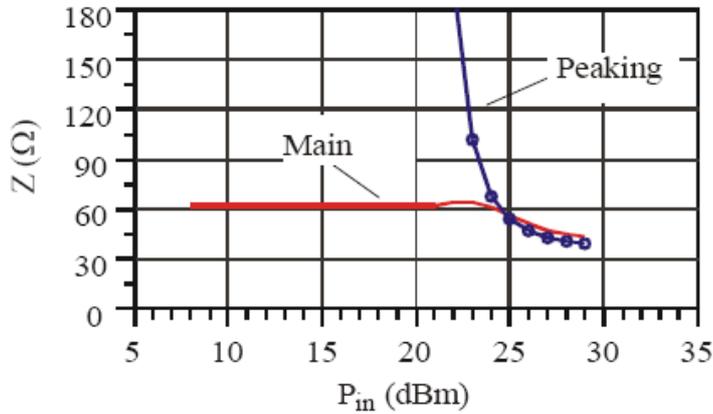


Figura 5.22:

oltre al Doherty vi sono anche due altre tecniche che offrono buoni risultati di efficienza. Lo stato dell'arte della tecnica ET arriva ad un PAE pari al 50.7 % per un segnale W - CDMA con una potenza in uscita pari a 37.2 W. Per incrementare ancora di più questi risultati, una rapida soluzione è un amplificatore N- Doherty composto da N splitter/combinatori, amplificatori Main e Peaking per avere un risultato come mostrato in figura 5.23

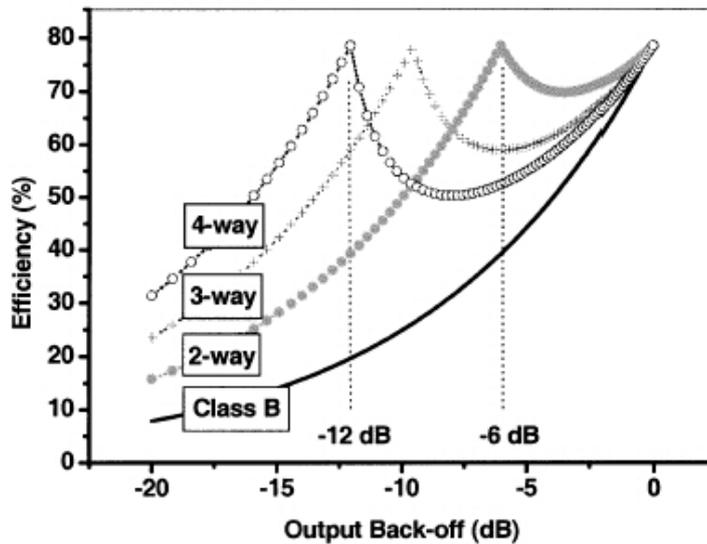


Figura 5.23: Efficienza per i vari N Doherty

Il prossimo paragrafo descrivera' dei risultati ottenuti per un 3 way Doherty amplifier basato su tecnologia GaN.

## 5.6 Doherty on GaN per il WCDMA

Il Doherty amplifier offre ottima efficienza soprattutto per le operazioni in power backoff<sup>5</sup> che sono molto importanti quando si parla di segnali singoli oppure multipli del WCDMA e i segnali della quarta generazione. Purtroppo non sempre la pratica assicura gli stessi risultati per questo tipo di amplificatore poiche' le implementazioni di costruzione impediscono il raggiungimento dell'obiettivo. Il fatto di avere nei sistemi tecniche di gestione dei segnali "misti" ha reso necessario un controllo digitale in input ad ogni cella di amplificatore. Questo semplifica l'ottimizzazione indipendente della singola cella per permettere massima efficienza. Fino ad ora la tecnologia preferita per stazioni base per le comunicazioni wireless se' stata LDMOS causa la sua altalinearita', guadagna ma anche il basso costo. L'utilizzo del GaN grazie al suo band - gap largo scavalca LDMOS poiche' sono possibili maggiore guadagno ed efficienza. Per efficientare l'amplificatore come detto utilizza la modulazione del carico (load modulation) per costringerlo a lavorare in power back - off. Forzando la crescita dell'impedenza in output, crescono le oscillazioni della tensione e di conseguenza anche l'efficienza. E' noto pero' che le componenti parassite dei dispositivi e le perdite causa il matching dei vari device all'interno di un circuito decrementano invece il valore dell'efficienza, soprattutto quando si lavora nelle condizioni di alta impedenza rispetto a quando siamo in presenza di minimo d'impedenza per massimo output. Di conseguenza per realizzare un Doherty dobbiamo tenere in considerazione di utilizzare una modulazione del carico alta una volta che le celle dei transistor vengono attivate dal segnale d'ingresso. E' stato provato che per un punto di back - off (legato all'efficienza desiderata) dato, un amplificatore 3- way Doherty<sup>6</sup>, necessita una modulazione pari 4 volte per il main

---

<sup>5</sup>Per evitare le distorsioni del segnale, l'amplificatore deve operare in backoff, ossia una potenza d'uscita bassa rispetto al suo massimo quindi siamo in regione lineare dell'operativita'.

<sup>6</sup>Composto da un amplificatore main e due amplificatore di peaking

e 3 per il peaking rispetto a quando utilizziamo quello classico.

E' stato studiato e creato un 3 way Doherty amplifier per verificare le sue potenzialita' in base ad un segnale WCDMA. Prima di tutto si ottimizza l'efficienza del DPA(Doherty power amplifier) in funzione della potenza nella regione di back - off in base ad un segnale single tone. Conoscendo la funzione di distribuzione, l'efficienza facilmente calcolabile con quanto dato nei precedenti paragrafi, si prende in considerazione la fase dei peak ( $\varphi_1\varphi_2$ ) e si valuta il comportamento del DPA per:

- fase ottima a massima potenza
- fase ottima in regione back - off
- fase ottima a qualsiasi livello di potenza

In figura 5.24 si notano i risultati con valori di efficienza pari a 54,4% in condizioni di massima potenza, 60,2% nel back - off, e 61,2% negli altri casi (in quest'ultimo si perde in linearita').

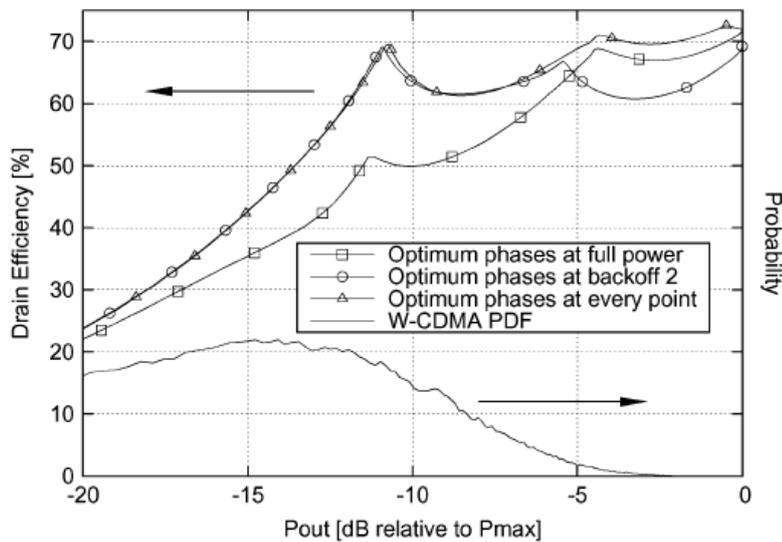


Figura 5.24: Comportamento DPA per 3W Doherty

Una delle misure piu' importanti per UMTS come spiegato anche precedentemente in un paragrafo a parte e' ACLR essendo che da' un'indicazione

diretta della purezza spettrale. Molti scelgono di diminuire il numero dei canali a disposizione per la trasmissione per aumentare l'efficienza delle base station, riducendo in questo modo il PAR e settando i PA ad operare al massimo della loro efficienza. Il decremento del numero dei canali decresce di una decina di dB il picco e senza una riduzione significativa di  $EVM^7$  e ACLR.

Oltre a questo c'è anche il problema delle distorsioni di segnale AM/AM e AM/PM. Per ovviare a questo problema si utilizzano tecniche di predistorsione che nello specifico caso studiato un algoritmo particolare applicato sui polinomi noti su [10] - [12]. In figura 5.25 viene mostrato un chiaro risultato sull'utilizzo della predistorsione. La potenza media in uscita è 38.5 dBm con un PAE del 53 %.

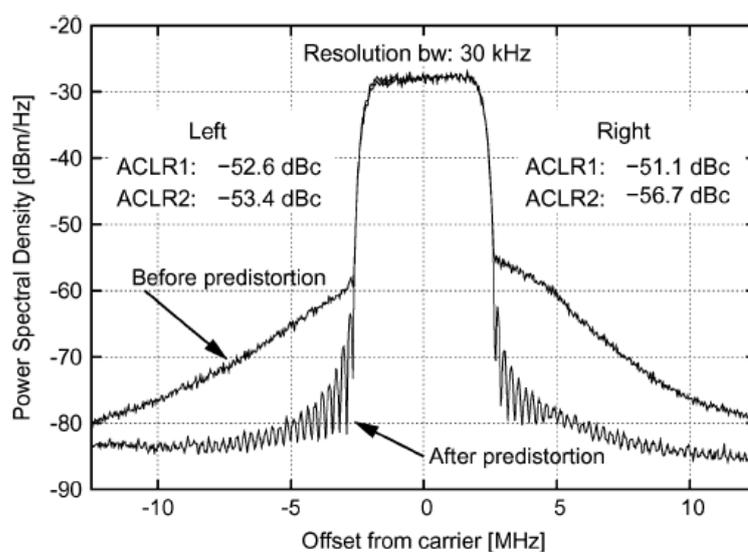


Figura 5.25: Misura di un segnale dello spettro WCDMA prima e dopo l'utilizzo della predistorsione

<sup>7</sup>Error Vector Magnitude o errore di costellazione misura le performance di un ricevitore o trasmettitore. Rispetto alla costellazione di un segnale ideale, se il segnale è affetto da carrier leakage, rumore, la sua costellazione differenzia dalla ideale. EVM misura quanto dista la costellazione affetta da quella ideale.

Il picco di potenza e' pari a 50 dBm (100W) e considerando anche la PAE questi sono degli ottimi risultati, ottenuti solo grazie alla tecnologia utilizzata: GaN per costruire un DPA. La Cree Inc dopo questo studio ha realizzato un 3-W DPA on GaN e tramite l'ottimizzazione dei software adatti si sono ottenuti risultati come 68% di PAE a 50 dBm (massima potenza) e 70,4% al primo punto di break point (primo peaking in funzione) e 64% a 38 dBm al secondo punto di break point(secondo peaking in funzione). Per quanto dimostrato DPA on GaN rimane il candidato ideale per la 4-a generazione e le base station associate.

## Capitolo 6

# Conclusioni e lavori futuri

### Conclusioni

La tesi voleva essere un percorso nel mondo dei transistor e degli amplificatori di potenza. I goal erano due: il primo riguarda le proprietà dei semiconduttori che sono fonte di scoperte da dieci anni a questa parte per superare i limiti del silicio e voler pretendere a maggiore efficienza nell'utilizzo di questi semiconduttori. Per questo motivo sono stati introdotti e spiegati gli HEMT e in particolare il nitruro di Gallio quale elemento molto importante per le applicazioni sulle reti wireless moderne. Il bandgap largo, l'alta mobilità permette a questo materiale di avere performance migliori ad alte temperature rispetto al silicio. Cosa ancora più importante è la bassa resistività ad alte temperature, tensione di breakdown alta, e alta velocità di saturazione che di nuovo lo rendono un candidato ideale per le applicazioni a microonde ad elevate temperature e potenza. Nonostante le difficoltà di produzione e realizzazione spiegate nel capitolo 4 questo nitruro è la base migliore per costruire degli amplificatori che lavorano nella comunicazione mobile. A tal proposito vi è stato introdotto il secondo goal della tesi ossia il modello di amplificatore con il quale si ottengono alti livelli di efficienza e PAR, due concetti molto sensibili specialmente per l'UMTS e il WCDMA. La richiesta di elaborazione di segnali composti che lavorano ad un ampio range di frequenze (dai 0.8 ai 2.4 GHz) rende necessario l'utilizzo di amplificatori che abbiano non soltanto grande stabilità, ma anche un'ottima linearità e potenza in uscita. Il modello Doherty per come è stato dimostrato è l'unico

con il quale si ottengono valori come 60,2 % di efficienza con una potenza media in uscita pari a 38.5 dBm a frequenze dell'UMTS quindi 2.14 GHz. Tali risultati però si ottengono solo tramite il connubio perfetto tra GaN e Doherty i quali sono motivo di studio per poter arrivare ai nuovi standard come LTE preparati.

### Lavori futuri

Uno dei must è realizzare un livello di efficienza ancora più elevata in back-off operations. Soprattutto per gli standard futuri quali LTE dove viene richieste un PAR più alto per un segnale a larga banda sopra i 20 MHz. Le seguenti considerazioni sono da fare nella progettazione degli amplificatori di potenza per le comunicazioni mobili:

*Progetto del Doherty* L'amplificatore Doherty analizzato può essere esteso a lavorare con un PAR più alto per applicazioni a larga banda. La regione di back - off può essere estesa utilizzando due metodi: la prima è utilizzare una struttura asimmetrica che richiede dispositivi con misure diverse (riferendosi alle correnti d'uscita). La seconda è l'utilizzo di due o più amplificatori di peaking. In questo caso cresce la complessità e bisogna avere considerazioni particolari per ogni parte del circuito durante il progetto dell'amplificatore. L'involuppo del bandwidth può essere esteso con l'utilizzo di linee a  $\lambda/4$  in multisezioni e l'utilizzo dei capacitori con frequenza di risonanza su tutta la banda richiesta per evitare gli accoppiamenti.

*Multiband / multistandard amplifier* Questi tipi di amplificatori sono necessari affinché si possa ridurre il numero dei componenti circuitali in una network di comunicazioni mobili. La richiesta deriva direttamente dal fatto che diversi standard di comunicazione lavorano a diverse frequenze ma con un range molto vicino uno dall'altro. Per esempio GSM a 800 MHz e 1.8 GHz, UMTS a 2.14 GHz e il WiMax a 2.4 GHz. L'utilizzo di amplificatori diversi per ognuno dei standard comporta alta complessità ma anche bassa efficienza. Questo potrebbe essere ottimizzato tramite l'utilizzo di amplificatori che operano a larga banda anche se è difficile la realizzazione per accontentare le richieste in una banda da 0.8 a 2.4 GHz. Qui nasce la necessità di un amplificatore a multibanda il design del quale deve tener conto

dei problemi non di una frequenza solo ma quelli relativi a multi - frequenze. Il multibanda e' stato progettato per gli handsets ma sono limitati alla progettazione di una singola classe di progettazione con una bassa efficienza, e notoriamente non utilizzabile per le base station. Oltre a richiedere per il network - matching dei multi band inverter quindi di altri componenti della rete ad essere adattati.



# Bibliografia

- [1] M.Ghione, M.Pirola: *Elettronica delle microonde. Parte II: dispositivi attivi e amplificatori*. Otto Editore Maggio 2002
- [2] Roberto Jakomin: *MOVPE growth of InP based III - V compound semiconductor with transition metal (Fe, Mn)*.
- [3] Xiaoxu Cheng, Miao Li, Yang Wang: *Physics - Based Compact model for AlGaIn/GaN MODFETs with close-formed I-V and C-V characteristics*
- [4] Umesh K. Mishra, Likun Shen, Thomas E. Kazior, Yi-Feng Wu: *GaN - Based RF power devices and amplifiers*
- [5] Umesh K. Mishra, Loi D. Nguyen, Lawrence E. Larson,,: *Ultra High Speed Modulation - Doped Field - Effect Transistors: A tutorial review*
- [6] Umesh K. Mishra, Primit Parikh, Yi-Feng Wu: *AlGaIn/GaN HEMTs - An overview of device operation and applications*
- [7] Steve C Cripps: *Advanced techniques in RF Power Amplifier Design* . Artech House 2002.
- [8] Rudiger Quay: *Gallium Nitride Electronics*. Springer Series in Material Science 2008.
- [9] A.Z. Markos : *Efficiency Enhancement of linear GaN RF power Amplifier using the Doherty technique*
- [10] H.Ku J.Kenney: *Behavioral modeling of RF power amplifiers considering IMD and spectral regrowth asymmetries*

- [11] S. McBeath and D. Pinckley: *Digital memory-based predistortion*
- [12] A. Zhu and T. Brazil: *Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned Volterra series*

# Ringraziamenti

Eccoci qui, se qualcuno sta leggendo questa pagina, significa che ho già discusso la tesi, letto il papiro e magari siamo tutti a festeggiare. Sono quasi 9 anni che aspetto questo momento, sembra sia passato un'eternità dalla prima ora di matematica sui banchi di Paolotti. Mi scorrono in mente tutti i momenti vissuti dal primo passo che ho fatto in questo paese meraviglioso fino ad ora. E tutti quei momenti sono legati a quasi tutte le persone oggi presenti, prima di fermarmi ad ognuno, un grazie di cuore a tutti voi, non sarei riuscita a delineare il mio cammino senza avervi accanto, non sarei cresciuta allo stesso modo, la mia grande fortuna è avere trovato delle persone stupende, uniche che mi hanno insegnato molto dato il loro affetto senza il quale non sarei potuta essere qui.

Ringrazio il professor Enrico Zanoni per avermi dato la possibilità a lavorare a questa tesi, il suo appoggio e collaborazione. Grazie infinite.

Un grazie speciale alla mia mamma, che sono sicura sta versando fiumi di lacrime dall'altra parte dell'Adriatico. Grazie per avermi dato la vita, grazie per avermi coccolato, sgridata, dato qualche sberletta, per tutto, anche per avermi insegnato tutte le tradizioni del nostro paese pur non avendoli mai praticate e mai faro' :). Ti voglio bene.

Grazie a miei zii Pona e Francesco che mi hanno dato questa grande opportunità, per avermi insegnato a fare i primi passi qui e per aver sempre creduto e tanto sperato che io arrivassi a fine percorso. Grazie di cuore.

A mia sorella, che è sempre stata un esempio di volontà e bravura in tutto quello che fa (quasi tutto altrimenti saresti perfetta, e si sa la perfezione è

un idealismo). Grazie per essermi stata vicino in determinati momenti, di avermi ridato la forza di guardare avanti. Ti voglio bene sorellina, tanto. Sono felice che finalmente possiamo vivere di piu' l'un l'altra.

Alla mia super cugina Mirella che prenderla come esempio significa lasciar perdere in partenza e rendersi conto che nessuno fara' mai tutto quello che riesce a fare quella donna. Ti voglio un sacco di bene.

Ovviamente grazie a tuuuuuutto il resto della famiglia per avermi fatto passare una bellissima infanzia.

I seguenti vorrei metterli in ordine temporale per ricostruire un po' l'avventura. Un grazie:

A Lisa, la mia prima compagna di stanza. Quante camminate per trovare casa vero Lisa? Le gite a Gardaland, i sabati a Caorle/Bibione. Anni fantastici, che bimbe :) Grazie a te e a Francesco per i momenti stupendi.

A Mirella, sei stata amica, sorella, seconda mamma. Mi hai insegnato a essere non troppo sportiva :), mi hai dato consigli che spesso mi hanno tirato fuori dai guai, mi hai asciugato le lacrime. Ti voglio tanto bene.

A Paola, come avrei fatto senza di te?! ben 8 anni sui banchi d'universita' tra informatica e tenZione e lo studio nelle mie mille mila case. Sei una delle persone piu' importanti, e sono stra felice di averti conosciuto, vissuto, condiviso le gioie e i dolori di questi anni. Grazie di tutto. Promesso verro' a tutte le prossime lezioni di tennis!!

A Marco, che con tanta pazienza mi hai spiegato informatica con Pippo e Pluto, e che con altrettanta pazienza hai saputo mantenere questo legame di amicizia nonostante la distanza e impegni vari. Davvero contenta di conoscerti.

A Paride, ormai il caffe' della domenica e' un must. Un'amicizia unica, grazie per avermi ascoltato e per avermi regalato sorrisi.

Alla mia fantastica strabigliante squadra di pallavolo: Il Medoacus!!! quanti ricordi, gli anni migliori: Alberto grazie per avermi accolta nella tua squadra, per avermi insegnato come si pronuncia la E in Italia, per avermi aiutato quando avevo bisogno e per aver reso fantastica l'atmosfera in squadra, credo per tutte noi era una seconda famiglia, e nessun altro ha il tuo dono. A SilviaAllegro, Ile, Je, Elena, Elda, le mie amicheeee condiviso gli anni piu' belli, i ricordi piu' belli con voi. Vi amo. Grazie anche a Tiziano, senza di

lui non vi avrei mai conosciuto. Grazie anche per avermi dato in prestito la camera :)

Alle mie meravigliose madrine e padrini: a Ivana e Luigino, per 5 anni siete stati la mia casa, sono cresciuta con voi. Grazie per avermi insegnato non solo il lavoro ma anche ad essere una persona migliore, con il vostro sorriso e grande abbraccio, la saggezza e la voglia di fare. Credo che se non avessi imparato da voi il modo di fare, la grinta e la volontà non sarei dove sono adesso. Grazie infinite. A Marta, Mario e Giulia per essermi stata vicina, per avermi dato il vostro affetto. Vi voglio bene.

Alla fantastica compagnia di Tropea: Michele, Silvia, Vito. Che vacanze stupende, le mie prime vacanze con amici!! Grazie ragazzi!! Ma senza Andrea, non avrei potuto conoscervi, quindi grazie a Calo' che nonostante i primi istanti della nostra amicizia non ti stavo simpatica :P, mi hai regalato momenti meravigliosi d'amicizia. Sei una delle persone migliori io abbia conosciuto. E grazie anche a Serena e Lucia che hanno reso felici Michele e Andrea :)

E nel mentre sono già passati quattro anni, nel quinto ho conosciuto tutti i miei compagni di banco, corso TC. Oltre allo studio ci siamo però anche divertiti un sacco!! Grazie a Alessandro, Richel, Stani, Stefano, Ivan, Luca, e le corrispettive ragazze/mogli per le splendide serate post studio: Elisa, Maria Cristina, Giulia, Alessia. Un grazie speciale a Koichi detto anche Mirko, per le lunghie chiacchierate con una tazza di the', sei una persona stupenda! Bacio ad Alice che hai reso koichi felice :)

Ad Anna, la mia grandissima terza e unica compagna di stanza. Cominciato tutto dalla stanza in via Bandiera, ma è nata una splendida amicizia, che dura nonostante i km. Grazie per tutto e tu sai. Ti voglio bene.

Un grazie al mitico Jonny che mi ha catapultata subito nell'avventura delle interferenze il terzo giorno di lavoro!! Oltre ad essere un collega sei un amico, un grazie di cuore.

A Pippo!!! Enrico, per avermi controllato sempre il libretto e istigato a finire il prima possibile, e grazie perché ogni volta che mi vedi non proprio al top, hai un consiglio e un abbraccio. Ti abbraccio forte, sei un caro amico.

A Federica, la mia Fede. Quanta pazienza che hai avuto :) Come sono felice di essere capitata in quell'ufficio sotto la tua ala. Grazie davvero per tutto,

le quello che mi hai insegnato, per avermi dato fiducia, per le colazioni, i pranzi e le chiacchierate piacevoli. Grazie anche a Giorgia e Rosa, eravamo le fantastiche 4.

A Salvo, per avermi fatto mangiare sushi per la prima volta, per avermi portato su un campo da tennis per la prima volta, e per avermi insegnato come si parcheggia in rotonda :). Per l'amicizia e per la persona quale sei, grazie. A Valentina per la vacanza a Jesolo, per avermi ascoltata e aiutata quando ne avevo bisogno. Un abbraccio.

E adesso arriva @ Home!!! Ricordo quanto saltellavo il giorno che mi hanno detto di fare parte del gruppo (Vero Renato, ti te me ghe dito de no venire, eo so, eo so). Grazie a Silvia e Stefano per la pazienza all'inizio, per essere stato non solo colleghi ma amici, grazie al cuginetto, Stefano, per gli ottimi consigli sui posti di vacanza, a Francesco per la solarita' allegria ma anche saggezza e bravura. Grazie anche alla sua splendida mogliettina Marina che non lo sa ma prima o poi mi fara' un corso di cucina :P. A Giorgio detto Renato per insegnarmi il dialetto ogni giorno, Aldo per i cioccolatini che mi tirano su il morale, Flavio che con tanta pazienza risponde anche alla domanda piu' stupida. Ad Andrea, Gabri, William, Gabri Posa, Enrico, Pakaonio, Federico, Giovanni, Mogni, Egidio, Elena, Andrea Z, Davide, Dario, Alberto, Max, Corrado tutto il 5 piano che mi sopporta ogni giorno. A Salvo, Roby, Andrea C, Antonio. Un grazie a Giacomo per avermi insegnato che non ci si ferma mai prima di conoscere il necessario. Al mio team di Provisioning TI, fantastici.

Grazie a Mimmo per la pazienza di risolvere ogni casino, per essere cosi' solare che anche quando ci sono lampi e tuoni, basta sentirti per cambiare la giornata. Grazie a Gatto (Franco) per le domande intelligenti che fai ai corsi cosi' anche chi e' timido capisce, e per la disponibilita' sempre pronta ad aiutare.

Grazie a Maciiii (Manuela) che anche se ci conosciamo da poco sei entrata nel mio cuore per tutto quello che sei. Ti voglio bene Maci Un grazie davvero a tutti voi e a chi mi sono dimenticata senza volerlo.

Attention: puo proseguire a leggere solo chi non soffre di parole mielose e sdolcinate.

E arriviamo a te, ogni volta che ti penso mi viene in mente il preciso istante quando ci siamo conosciuti e mi scappa un sorriso. Grazie, per essermi stata vicina in ogni singolo momento, non c'è nulla negli ultimi anni che non mi riconduca ad un ricordo vissuto con te. Grazie per capirmi senza che parli, per prenderti cura di me così come solo tu sai fare. Grazie per avermi dato il coraggio di andare avanti, per essere stata la mia camomilla nei momenti bui e per rendermi felice, serena come non lo sono mai stata, giorno dopo giorno. Grazie di esistere. Ti adoro.