



**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI ROMA
"TOR VERGATA"**

FACOLTA' DI INGEGNERIA ELETTRONICA

DOTTORATO DI RICERCA IN
SISTEMI E TECNOLOGIE PER LO SPAZIO

XXI CICLO DEL CORSO DI DOTTORATO

Titolo della tesi

**Studio, Progettazione e Realizzazione di Amplificatori
di Potenza per Applicazioni Wireless**

Dottorando
Rocco Giofrè

Tutor: Prof. Paolo Colantonio

Coordinatore: Prof. Giancarlo Cardarilli

SOMMARIO

Indice delle figure.....	v
Indice delle tabelle	ix
Capitolo 1 - Descrizione dello scenario.....	1
1.1 Introduzione.....	1
1.2 Scopo del lavoro di ricerca.....	6
1.3 Descrizione dei capitoli	6
Bibliografia	8
Capitolo 2 - Amplificatori di potenza e segnali a modulazione complessa.....	9
2.1 Introduzione.....	9
2.2 L'amplificatore di Potenza	10
2.3 Bilanciamento Energetico	12
2.4 Segnali e modulazioni wireless.....	15
2.4.1 Modulazione ASK.....	17
2.4.2 Modulazione FSK.....	18
2.4.3 Modulazione PSK.....	19
2.4.4 QAM e OFDM.....	22
2.5 Switching vs Current Mode	23
2.6 Efficienza media	25
2.7 Polarizzazione Variabile o Carico Variabile	28
2.7.1 Envelope Elimination & Restoration	30
2.7.2 Envelope Tracking	31
2.7.3 Doherty	32
2.8 Conclusioni	35
Bibliografia	36
Capitolo 3 - Amplificatori Switching Mode: Il Classe E.....	38
3.1 Introduzione.....	38
3.2 Il Classe E.....	38
3.2.1 Analisi Teorica: Classe E a bassa frequenza.....	40
3.2.2 Analisi Teorica: Classe E ad alta frequenza.....	45
3.2.3 Soluzione Proposta	49
3.2.4 Progetto	52

3.2.5	Prestazioni.....	54
3.2.6	Classe E in Architetture EER.....	56
3.3	Conclusioni	58
	Bibliografia	59
Capitolo 4 - Amplificatori Current Mode: Harmonic Tuning.....		61
4.1	Introduzione.....	61
4.2	Teoria del Tuning Armonico	62
4.3	Amplificatori Classe F in GaAs per la banda X.....	70
4.3.1	Progetto del PA a Singolo Dispositivo	71
4.3.2	Progetto del PA a Doppio Dispositivo	72
4.3.3	Progetto del PA Finale	77
4.4	2 nd HT Classico in Tecnologia GaN	79
4.4.1	Progetto	79
4.4.2	Prestazioni.....	84
4.5	2 nd HT A Bassa IMD	88
4.5.1	Analisi Teorica	89
4.5.2	Progetto	94
4.5.3	Prestazioni.....	97
4.6	2 nd HT PA dual-band	98
4.6.1	Metodologia di Progetto Sviluppata.....	100
4.6.2	Progetto	103
4.6.3	Prestazioni.....	107
4.7	Conclusioni	110
	Bibliografia	111
Capitolo 5 - L'amplificatore Doherty.....		114
5.1	Introduzione.....	114
5.2	L'idea di W. H. Doherty.....	115
5.2.1	L'evoluzione dell'amplificatore Doherty.....	117
5.3	Analisi Teorica di un AB-C DPA	119
5.3.1	Analisi di un AB-C DPA nella regione Low Power.....	125
5.3.2	Analisi di un AB-C DPA nella regione Medium Power	130
5.3.3	Valutazione delle Prestazioni di un AB-C DPA	138
5.3.4	Dimensionamento del Power Splitter di ingresso	141
5.3.5	Guadagno del Doherty.....	143
5.3.6	Sintesi di un AB-C DPA.....	147
5.3.7	Progetto di un Doherty Tuned Load in Tecnologia GaN.....	150
5.3.8	Prestazioni Doherty Tuned Load GaN.....	158

5.4	Doherty con Main in Classe F.....	161
5.4.1	Osservazioni sulla Configurazione Classe F.....	162
5.4.2	Classe F nell'architettura Doherty	164
5.4.3	Equazioni di Progetto per un Doherty con Main in Classe F.....	166
5.4.4	Confronto Teorico Tra Il TL e il Classe F AB-C DPA	169
5.4.5	Progetto Doherty Classe F GaN	175
5.4.6	Prestazioni Doherty Classe F GaN.....	178
5.4.7	Confronto Sperimentale Tra Il TL e il Classe F AB-C DPA	180
5.5	Conclusioni	182
	Bibliografia	183
Capitolo 6 -	Conclusioni.....	185
	Elenco delle pubblicazioni correlate.....	189

INDICE DELLE FIGURE

Figura 1.1: Tecnica OFDM: a) propagazione multi-percorso; b) segnale OFDM in frequenza; c) segnale OFDM nel tempo.....	4
Figura 1.2: Esempio di architettura MIMO.....	5
Figura 2.1: Schema di principio di un amplificatore di potenza a radiofrequenza.....	10
Figura 2.2: Schema semplificato di un amplificatore di potenza a radiofrequenza.....	12
Figura 2.3: Suddivisione dello spettro elettromagnetico.....	16
Figura 2.4: Esempio di costellazione.....	17
Figura 2.5: Esempio di modulazione ASK.....	18
Figura 2.6: Esempio di modulazione FSK.....	19
Figura 2.7: Esempio di modulazione PSK.....	19
Figura 2.8: Modulazione BPSK (costellazione relativa).....	20
Figura 2.9: Costellazioni per le modulazioni GMSK e QPSK.....	21
Figura 2.10: QPSK a confronto con HPSK.....	22
Figura 2.11: Costellazione di un tipico segnale 16 QAM.....	23
Figura 2.12: Funzioni di densità di probabilità degli involucri di segnali diversamente modulati.....	26
Figura 2.13: Curva di carico e corrente di drain in architetture basate sulla variazione della polarizzazione del dispositivo attivo.....	29
Figura 2.14: Curva di carico e corrente di drain in architetture basate sul concetto di impedenza di carico variabile.....	29
Figura 2.15: Schema di principio di un trasmettitore EER.....	30
Figura 2.16: Schematico dell'architettura dell'Envelope Tracking.....	32
Figura 2.17: Schema base di un amplificatore Doherty.....	33
Figura 2.18: Andamento atteso dell'efficienza dell'architettura Doherty.....	33
Figura 2.19: Andamento delle curve di carico dei due dispositivi per diverse potenza d'ingresso.....	34
Figura 3.1: Amplificatore classe E ideale.....	41
Figura 3.2: Forme d'onda di tensione e corrente.....	43
Figura 3.3: Tensione e corrente ideali normalizzate rispettivamente a V_{Max} e I_{Max}	46
Figura 3.4: Tensione e corrente troncando lo sviluppo al terzo ordine.....	48
Figura 3.5: Andamento di ΔZ e $\Delta \phi$ in funzione di k	51
Figura 3.6: Andamento dell'efficienza di drain in funzione di k	52
Figura 3.7: Foto dell'amplificatore realizzato.....	54
Figura 3.8: Forme d'onda di tensione e corrente del Classe E.....	55
Figura 3.9: Retta di carico del Classe E.....	55
Figura 3.10: Prestazioni d'uscita del Classe E.....	56
Figura 3.11: Prestazioni d'uscita del Classe E al variare di V_{DC}	57
Figura 4.1: Circuito equivalente di un FET nell'approccio semplificato.....	62
Figura 4.2: Forma d'onda della corrente d'uscita.....	63
Figura 4.3: Andamento delle componenti armoniche della corrente d'uscita.....	64
Figura 4.4: Forma d'onda della corrente d'uscita in condizioni di forte compressione.....	69
Figura 4.5: Andamento delle componenti armoniche della corrente d'uscita in condizioni di forte compressione.....	69
Figura 4.6: a) schema elettrico e b) foto dell'amplificatore in Classe F a singolo dispositivo.....	71
Figura 4.7: Misure a 9.6GHz dell'amplificatore a singolo dispositivo.....	72
Figura 4.8: Layout della struttura di combinazione realizzata.....	73
Figura 4.9: Foto dell'amplificatore in Classe F a doppio dispositivo realizzato.....	73
Figura 4.10: Andamento in frequenza del modulo e della fase del guadagno ad anello.....	74

Figura 4.11: Andamento in frequenza del modulo e della fase del guadagno ad anello con la resistenza	75
Figura 4.12: Misure a 9.6GHz dell'amplificatore a doppio dispositivo.....	75
Figura 4.13: Confronto tra le prestazioni ottenute dai due PA	76
Figura 4.14: Confronto tra le prestazioni misurate e simulate dei due PA.....	77
Figura 4.15: Foto dell'amplificatore in Classe F finale.....	78
Figura 4.16: a) prestazioni a 9.6GHz e b) prestazioni in banda.....	78
Figura 4.17: Foto del dispositivo attivo utilizzato.....	80
Figura 4.18: Tipico circuito equivalente di un modello non lineare di dispositivi HEMT.....	80
Figura 4.19: Schematici delle reti di adattamento: a) ingresso, b) uscita.....	81
Figura 4.20: Layout (a) e foto dell'amplificatore (b) realizzato.....	82
Figura 4.21: Confronto tra i carichi ideali e quelli realizzati mediante le reti di adattamento.....	83
Figura 4.22: Curva di carico (a) e forma d'onda di tensione (b).....	83
Figura 4.23: Confronto tra le prestazioni misurate e simulate del PA.....	84
Figura 4.24: Confronto tra le prestazioni misurate e simulate del PA: a) parametri S, b) potenza.....	85
Figura 4.25: Andamento dell'asimmetria di 3°,5° e 7° ordine al variare di $\Delta\omega$	86
Figura 4.26: Andamento dell'efficienza e di C/I_3 al variare del punto di polarizzazione.....	87
Figura 4.27: Modello equivalente del dispositivo usato per applicare Volterra.....	90
Figura 4.28: Contorni di P_{out} (linee nere), di G_L (linee rosse) e B_L (linee blu) ai capi di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ nel piano $\Gamma_{L,ext}$ a 5.5GHz.....	95
Figura 4.29: Contorni di $G_{L,2}$ (linee rosse) e $B_{L,2}$ (linee nere) ai capi di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ nel piano $\Gamma_{L,ext}$ a seconda armonica 11GHz.....	96
Figura 4.30: Layout 3D del $PA_{L,IMD}$	96
Figura 4.31: Prestazioni CW a 5.5GHz (simulate per $PA_{L,IMD}$ e misurate per $PA_{H,IMD}$).....	97
Figura 4.32: Confronto tra gli andamenti simulati dell'AM/PM per entrambi i PA.....	97
Figura 4.33: Confronto tra gli andamenti $\Delta IM3$ (simulata per il $PA_{L,IMD}$ e misurata per il $PA_{H,IMD}$) al variare della spaziatura tra i due toni.....	98
Figura 4.34: Schema di principio di un amplificatore dual-band e andamento del guadagno.....	98
Figura 4.35: Alcuni esempi di celle base della metodologia sviluppata.....	101
Figura 4.36: Struttura generica della rete.....	102
Figura 4.37: Confronto tra le caratteristiche IV misurate e simulate del dispositivo impiegato.....	104
Figura 4.38: IMN realizzata.....	105
Figura 4.39: OMN realizzata.....	105
Figura 4.40: Confronto tra i carichi ideali e quelli reali.....	106
Figura 4.41: Foto dell'amplificatore dual-band finale.....	107
Figura 4.42: Misura dei parametri S dell'amplificatore dual-band.....	107
Figura 4.43: Misure CW dell'amplificatore dual-band a 2.45GHz e 3.3GHz.....	108
Figura 4.44: Misure CW dell'amplificatore dual-band al variare della frequenza.....	109
Figura 5.1: Schema di base dell'architettura Doherty.....	115
Figura 5.2: Andamento atteso dell'efficienza dell'architettura Doherty.....	116
Figura 5.3: Andamento delle curve di carico dei due dispositivi per diverse potenza d'ingresso.....	117
Figura 5.4: Forma d'onda per una generica Classe AB (Main).....	120
Figura 5.5: Forma d'onda di corrente per un Classe C.....	121
Figura 5.6: DC e componenti fondamentali per il dispositivo Main (Classe AB) e Auxiliary (Classe C) in funzione del parametro x.....	125
Figura 5.7: Schema equivalente del Doherty nella regione Low Power.....	125
Figura 5.8: Curva di carico del dispositivo Main quando è raggiunto il valore di corrente $I_{critical}$ ($x=x_{break}$).....	126
Figura 5.9: OBO in funzione di IBO, per differenti condizioni di polarizzazione (ξ) del Main.....	128

Figura 5.10: Esempio di andamento dei fasori a fondamentale della tensione ($V_{1,Main}$) e della corrente ($I_{1,Main}$) del dispositivo Main, assumendo una polarizzazione in Classe AB ($\xi=0.1$) e 6dB di OBO.....	129
Figura 5.11: Schema equivalente del Doherty nella regione Medium Power (o regione Doherty).	131
Figura 5.12: Schema di un $\lambda/4$ e sua matrice di trasmissione.....	131
Figura 5.13: Rapporto tra le correnti massime $I_{M,Aux}$ e $I_{M,Main}$, in funzione della polarizzazione (ξ) del Main e per differenti valori di OBO.	133
Figura 5.14: Rapporto tra la corrente di polarizzazione virtuale $I_{DC,Aux}$ e quella massima $I_{M,Aux}$ del dispositivo Auxiliary, in funzione della polarizzazione (ξ) del Main e per diversi valori di OBO.....	134
Figura 5.15: Forma d'onda di corrente del dispositivo Main assunta nella regione Doherty.	136
Figura 5.16: Andamenti normalizzati delle componenti DC e fondamentali della corrente di uscita del dispositivo Main, confrontati con quelli ideali derivati dalla sinusoide tagliata solo sotto.	137
Figura 5.17: Componenti fondamentali (normalizzate) della tensione e corrente ai capi dei dispositivi Main e Auxiliary.....	137
Figura 5.18: Impedenze di carico (normalizzate) viste dal Main e dall' Auxiliary.	138
Figura 5.19: Andamenti tipici della potenza d'uscita per gli amplificatori Main, Auxiliary e per la struttura Doherty completa.	139
Figura 5.20: Andamenti tipici della potenza in dc per gli amplificatori Main, Auxiliary e per la struttura Doherty completa.	140
Figura 5.21: Andamenti tipici dell'efficienza di conversione per gli amplificatori Main, Auxiliary e per la struttura Doherty completa.	140
Figura 5.22: Curve di carico del Main (a) e dell' Auxiliary (b) alla fine della regione Doherty.....	141
Figura 5.23: Fattore di splitting in potenza per l'amplificatore Auxiliary (Λ_c) in funzione della polarizzazione del Main (ξ), per diversi valori di OBO.....	143
Figura 5.24: Esempio di andamenti del guadagno per il Main, l' Auxiliary ed il Doherty.....	146
Figura 5.25: Andamento della figura di merito GLF.....	149
Figura 5.26: Andamento della figura di merito GLF in funzione di ξ per diversi valori di OBO.	149
Figura 5.27: Caratteristiche di uscita DC I-V del dispositivo attivo considerato.....	150
Figura 5.28: Andamento di $I_{Max,Aux}/I_{Max,Main}$, $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$ e della figura di merito GLF in funzione di ξ	152
Figura 5.29: Rete di uscita per il dispositivo Main.	155
Figura 5.30: Curve di carico simulate per il Main al break (A) ed alla saturazione (B).	155
Figura 5.31: Curva di carico simulata per l' Auxiliary.	156
Figura 5.32: Layout finale del Doherty.	157
Figura 5.33: Resistenze di carico simulate ai capi dei generatori intrinseci, confrontate con i valori teorici.	157
Figura 5.34: Confronto fra le prestazioni simulate e quelle teoricamente attese per l'amplificatore Doherty.....	157
Figura 5.35: Correnti in DC simulate dei due dispositivi attivi, confrontate con quelle teoricamente attese.	158
Figura 5.36: Foto dell'amplificatore Doherty.....	159
Figura 5.37: Misure (CW) dell'amplificatore Doherty.....	159
Figura 5.38: Intermodulazione del terzo ordine in funzione della potenza d'ingresso.	160
Figura 5.39: Fasori della corrente d'uscita in funzione del punto di polarizzazione.	162
Figura 5.40: Andamento di $R_{3,Main}(\xi, x_{break})/R_{3,Main}(\xi, 1)$ in funzione di ξ e per diversi α	166
Figura 5.41: Andamento di $I_{Max,Aux}/I_{Max,Main}$, $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$ e della figura di merito GLF in funzione di ξ per le due configurazioni Doherty.	168
Figura 5.42: Forma d'onda di corrente dell' Auxiliary per $x=1$ normalizzate a $I_{Max,Main}$	169

Figura 5.43: Andamento atteso per le componenti a fondamentale di tensione e corrente del Main e dell' Auxiliary.	170
Figura 5.44: Andamento atteso delle resistenze a fondamentale del Main e dell' Auxiliary.	171
Figura 5.45: Andamento atteso dell'efficienza per il Classe F AB-C DPA e per il Tuned Load AB-C DPA.....	171
Figura 5.46: Andamento atteso della potenza d'uscita per il Classe F AB-C DPA e per il Tuned Load AB-C DPA.....	172
Figura 5.47: Andamento atteso del guadagno per il Classe F AB-C DPA e per il Tuned Load AB-C DPA.....	173
Figura 5.48: Confronto delle prestazioni tra un Classe F AB-C DPA e un Tuned Load AB-C DPA.	174
Figura 5.49: Confronto tra le correnti in DC in un Classe F AB-C DPA e in un Tuned Load AB-C DPA.....	174
Figura 5.50: Contorni a APAEG costante al variare di α e di G_A	175
Figura 5.51: Foto del Classe F AB-C DPA realizzato.	177
Figura 5.52: Rette di carico del Main e dell' Auxiliary.....	178
Figura 5.53: Confronto tra le prestazioni ottenute dalle simulate non lineari e quelle teoricamente attese.	178
Figura 5.54: Confronto tra le prestazioni simulate e quelle misurate a 2.14GHz.....	179
Figura 5.55: Confronto tra le prestazioni simulate dei due DPA realizzati a 2.14GHz.....	180
Figura 5.56: Confronto tra le prestazioni misurate dei due DPA realizzati a 2.14GHz.	181

INDICE DELLE TABELLE

Tabella 1.1: Evoluzione dei sistemi di comunicazione mobile nel corso degli anni.....	2
Tabella 1.2: Segnali usati nei sistemi wireless e specifiche richieste.....	3
Tabella 3.1: Condizioni sugli angoli α , β , γ	43
Tabella 3.2: Caratteristiche del transistor utilizzato.....	53
Tabella 4.1: Valori di K_2 e K_3 e possibili incrementi per le diverse Classi.....	67
Tabella 4.2: Confronto tra le prestazioni dei due PA.....	76
Tabella 4.3: Confronto tra le prestazioni dei due PA.....	79
Tabella 4.4: Carichi ottimi da sintetizzare.....	81
Tabella 4.5: Carichi ottimi d'uscita da sintetizzare.....	105
Tabella 4.6: Stato dell'arte di amplificatori dual-band.....	109
Tabella 5.1: Parametri del Main.....	154
Tabella 5.2: Parametri dell'Auxiliary.....	154
Tabella 5.3: Parametri del Doherty.....	154
Tabella 5.4: Riassunto delle principali caratteristiche dell'amplificatore Doherty progettato.....	160
Tabella 5.5: Parametri del Main.....	176
Tabella 5.6: Parametri dell'Auxiliary.....	176
Tabella 5.7: Parametri del Doherty.....	176
Tabella 5.8: Confronto delle prestazioni dei due DPA.....	181

*...A mamma e papà
con tutto il cuore...*

Ringraziamenti

Eccomi qui, Aprile 2009, io, Rocco Giofrè con questi ringraziamenti termino la scrittura della mia tesi di Dottorato in Sistemi e Tecnologie per lo Spazio. Sono passati dieci anni da quando ho intrapreso il mio percorso formativo presso l'Università di Roma Tor Vergata. Prima la laurea triennale poi quella specialistica ora il Dottorato.

In questi dieci anni ci sono stati momenti veramente indimenticabili, di quelli che ti fanno capire quanto sia bello essere vivi e vivere la vita. Come in tutte le cose però, assieme a questi ce ne sono stati altri veramente difficili, di quelli che sembrano insormontabili, di quelli che quando ti ci ritrovi dentro pensi subito: e adesso...che faccio??? come ne vengo fuori???. Tuttavia, posso assicurarvi che entrambi mi sono serviti per capire prima come stare a questo mondo e poi perché vale la pena starci.

Ragazzi dieci anni sono tanti, in dieci anni si fanno tante cose, s'incontra tanta gente, si fanno tante esperienze. Di conseguenza, sono tante le persone a cui devo dire grazie per aver raggiunto questo traguardo. Nel farlo, spero vivamente di non dimenticare nessuno, ma poiché tutti possiamo sbagliare, chiedo scusa anticipatamente a tutti coloro che credevano di meritare almeno un grazie, e invece non hanno trovato il proprio nome nelle seguenti righe.

Il primo e più importante ringraziamento lo rivolgo, con tutto il cuore, ai miei genitori e a tutta la mia famiglia, alla quale dedico questo lavoro. In tutti questi anni non mi hanno mai fatto mancare niente, mi hanno sempre sostenuto, incoraggiato e aiutato a superare i momenti più difficili. Se sono arrivato qua ancora in forze è soprattutto grazie a mamma Sina e alle mitiche vaschette cukì.

Un grazie particolare va a mia zia Caterina, per i suoi generosi pranzetti domenicali, a mio zio Ciccio e alle mie due splendide cuginette Veronica ed Eleonora. Un grazie altrettanto particolare va ai miei nonni, a tutti i miei zii e ai miei cuginetti.

Un ringraziamento affettuoso e sincero va agli amici che hanno cominciato con me questo percorso, per questo dico grazie a Patrick, che per tanto tempo è stato il mio dirimpettaio; a Marco, che per altrettanto tempo è stato il mio orizzonte e ad Antonio, che completava il gruppo dei "fantastici quattro". A loro sono da poco subentrati Luca, Elisa e Marco, persone altrettanto validi e amici leali ai quali va un sentito ringraziamento. Allo stesso modo, ci tengo a ringraziare il mitico Franco, per la disponibilità che mi ha sempre dimostrato.

Un ringraziamento particolare va al Professor Paolo Colantonio, ormai diventato amico prima che professore, per la sua immensa disponibilità e la preziosa collaborazione.

Ringrazio cordialmente e sinceramente il Professor Franco Giannini, per i suoi consigli e per l'attenzione che mi ha dimostrato, e il Professor Ernesto Limiti, sempre presente e prodigo di suggerimenti.

Un grazie infinito, ma proprio infinito, va ai miei cari amici: Simone, Ivano, Marta, Antonino, Andrea, Angelo, Simplicio, Simone, Ciccio che con la loro amicizia mi hanno aiutato a superare la nostalgia di casa.

Infine, un grazie esclusivo va alle persone che occupano un posto speciale nel mio cuore, alcune delle quali, purtroppo, non ci sono più.

Rocco

Capitolo 1 - DESCRIZIONE DELLO SCENARIO

1.1 Introduzione

Nel corso degli anni, i sistemi e gli apparati di comunicazione wireless hanno subito una vertiginosa crescita, che ha permesso di offrire agli utenti innumerevoli applicazioni e servizi impensabili al tempo in cui Guglielmo Marconi faceva i primi esperimenti di trasmissione radio (1895).

Oggi giorno si sta parlando della cosiddetta quarta generazione di sistemi wireless (4G), che dovrebbe offrire la possibilità di effettuare trasmissioni dati ad elevata velocità fino a 1Gb/s. Considerando che ogni innovazione concettuale (es. chiamata voce o videochiamata, sms o mms ecc.) che è stata introdotta, veniva classificata come una nuova generazione di apparati, con il senno di poi, i sistemi radio che hanno accompagnato l'evoluzione dell'umanità nel corso degli anni possono essere classificati come riportato in Tabella 1.1. Ogni salto "generazionale" ha spesso richiesto lo sviluppo di standard di comunicazione e relative tecniche di modulazione sempre più complessi avendo come obiettivo quello di migliorare l'utilizzazione delle risorse spettrali a disposizione.

I sistemi di prima generazione (1G) sono ormai stati dismessi con l'eccezione del AMPS (Advanced Mobile Phone System) che negli Stati Uniti viene ancora sfruttato, anche se solo come sistema ad accesso libero di background. Molti dei sistemi attualmente usati nelle diverse parti del mondo appartengono alla seconda generazione (2G) basati soprattutto sullo standard GSM (Global System for Mobile Communications), ma anche sui sistemi che usano tecniche di accesso multiplo a divisione di codice (CDMA). In realtà, il CDMA è visto come un'evoluzione concettuale rispetto alla tecnica di accesso TDMA (Time Division Multiple Access) usata nello standard GSM, in quanto esso permette uno sfruttamento maggiore del canale trasmissivo; per questo viene spesso classificato come appartenente alla 2.5G.

La terza generazione dei sistemi wireless (3G), per esempio con lo standard UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), già fornisce un'infinità di servizi anche molto differenti tra loro, come la possibilità di connettersi a internet o quella di effettuare una videochiamata ovunque ci si trovi. Questo si tramuta nella necessità di avere apparati elettronici capaci di gestire trasmissioni con elevato bit-rate e in quella di avere una banda trasmissiva di canale sempre maggiore [1].

Generazione	Sistema	Anno	Descrizione
0G	MTS	1946	Mobile Telephone Service, half duplex, operator assist to establish call, push-to-talk
0G	AMTS	1965	Advanced Mobile Telephone System, Japan, full-duplex, 900 MHz
0G	IMTS	1969	Improved Mobile Telephone Service, full duplex, up to 13 channels, 60-100 km
0.5G	PALM	1971	Public Automated Land Mobile radiotelephone service, technology link between IMTS & AMPS.
0.5G	ARP	1971	Auto Radio Puhelin (Car Radio Phone), obsoleted in 2000
1G	NMT	1981	Nordic Mobile Telephone, 12.5 kHz channel, 450 MHz, 900 MHz
1G	AMPS	1983	Advanced Mobile Phone System, 30 kHz channel
1G	TACS	1985	Total Access Communication Systems, 25 kHz channel, widely used up to 1990s, similar to AMPS
1G	Hicap	1988	NTT's mobile radiotelephone service in Japan
1G	Mobiltex	1990	National public access wireless data network, first public access wireless data communication services
1G	DataTac	1990	Point-to-point wireless data communications standard (like Mobitex), used by the original BlackBerry device
2G	PHS	1990	Personal Handyphone System functions as both a cordless phone and as a mobile phone
2G	GSM	1991	Global System for Mobile Communications, TDMA, GMSK, constant envelope, 2 billion customers in 210 countries
2G	DAMPS	1991	Digital AMPS, narrowband, pi/4DQPSK, 30 kHz channel
2G	PDC	1992	Personal Digital Cellular, Japan, 25 kHz channel
2G	cdmaOne	1995	Brand name of first CDMA system known as IS-95. spread spectrum, CDMA, 1.25 MHz channel, QPSK
2G	CSD	1997	Circuit Switched Data, original data transmission format developed for GSM, max. bandwidth 9.6 kb/s
2.5G	WiDEN	1996	Wideband Integrated Dispatch Enhanced Network, combines four 25 kHz channels
2.5G	GPRS	2000	General Packet Radio System, compatible with GSM network
2.5G	HSCSD	2000	High-Speed Circuit-Switched Data, compatible with GSM network, higher quality of service than GPRS
2.75G	CDMA2000	2000	upgraded cdmaOne, double data rate, 1.25 MHz channel
2.75G	EDGE	2003	Enhanced Data rate for GSM Evolution, compatible with GSM network, 8PSK, TDMA
3G	FOMA	2001	Freedom of Mobile Multimedia Access, first 3G service, NTT's implementation of WCDMA
3G	UMTS	2001	Universal Mobile Telephone Service, 5 MHz channel, data up to 2 Mb/s
3.5G	HSDPA	2006	High-speed downlink packet access, high download speeds up to 14.4 Mb/s, incorporated in UMTS
3.75G	HSUPA	2007	High-speed uplink packet access, high upload speeds up to 5.76 Mb/s, incorporated in UMTS
4G			Low latency (e.g., for VoIP) + MIMO + OFDM + wireless broadband (WBB, > 100 Mb/s) + software defined radio

Tabella 1.1: Evoluzione dei sistemi di comunicazione mobile nel corso degli anni.

Come accennato in precedenza, oggi si comincia a parlare di quarta generazione (4G) di sistemi wireless e di quelle che saranno le innovazioni che con essi si intende introdurre. In quest'ambito, si mira ad ottenere sia trasmissioni ultra veloci con un bit-rate di 100 Mb/s per gli apparati mobili (mobile handset) e di 1Gb/s per gli apparati fissi (base station), sia la funzionalità di interoperabilità simultanea degli apparati nei diversi standard di comunicazione (GSM, UMTS, WiFi ecc.) [1,2]. E' evidente però, come ogni protocollo presenti problematiche diverse, sia in termini di occupazione spettrale (banda), che di tecniche di modulazione e relative tipologie del segnale utilizzato, con conseguenti difficoltà dal punto di vista implementativo dell'apparato hardware, specialmente per le parti di front-end a radiofrequenza. Per rendersi conto di questo, si può far riferimento alla Tabella 1.2, dove sono riportate le specifiche richieste e i tipi di segnali usati negli standard al momento più usati. Confrontando per esempio le caratteristiche dello standard 1G con quelle del sistema UMTS è facile rendersi conto delle enormi differenze che li contraddistinguono. Gli apparati della 1G lavorano con modulazioni FM e quindi ad inviluppo costante, mentre quelli UMTS sfruttano segnali modulati in HPSK (Hybrid Phase Shift Keying) caratterizzati da un inviluppo variabile; i primi necessitano di una larghezza di banda di 30 kHz, i secondi una banda cento volte maggiore. Di conseguenza, gli apparati elettronici dei sistemi UMTS devono avere caratteristiche profondamente differenti da quelle possedute dai terminali di 1G.

Sistema	Banda (MHz)	Mod.	PAPR (dB)	PMPR (dB)	Potenza Antenna (dBm)	Linearità (dB)
AMPS	0.03	FM	0	0	28	-26 ⁽¹⁾
GSM	0.2	GMSK	0	0	33	-60 ⁽²⁾
GPRS	0.2	GMSK	0	0	33	-60 ⁽²⁾
EDGE	0.2	$3\pi/8$ -8PSK	3.2	17	27	-54 ⁽²⁾
UMTS	3.84	HPSK	3.5-7	Infinito	24	-33 ⁽¹⁾
Cdma2000	1.23	HPSK	4-9	infinito	24	-42 ⁽³⁾

PMPR: peak to minimum power ratio
⁽¹⁾ Potenza nel canale adiacente
⁽²⁾ Maschera del segnale trasmesso a 400kHz di offset
⁽³⁾ Potenza nel canale adiacente (BW=30kHz)

Tabella 1.2: Segnali usati nei sistemi wireless e specifiche richieste.

Attualmente sono due le soluzioni tecnologiche assunte come base di partenza per lo sviluppo delle future reti wireless di quarta generazione: la tecnica di modulazione OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) e le

architetture MIMO (Multiple Input, Multiple Output). L'unione di questi concetti sembra in grado di rispondere efficacemente alle esigenze delle reti 4G grazie al notevole incremento delle prestazioni trasmissive che garantiscono.

La tecnica OFDM permette di soddisfare il requisito di elevatissimi bit-rate grazie allo uso di tante sottoportanti, ortogonali tra di loro, ognuna delle quali è modulata indipendentemente dalle altre. Tale approccio aumenta inoltre il rapporto SIR (Signal-to-Interference) del canale migliorando la qualità del segnale trasmesso, grazie alla riduzione dell'impatto della propagazione multi-percorso (Figura 1.1). Infatti, essendo un segnale OFDM composto da diverse sottoportanti il cui bit-rate e quindi la banda occupata è relativamente basso [1], risulta più robusto alle interferenze rispetto a quanto accadrebbe ad un segnale con lo stesso bit-rate, ma con unica portante.

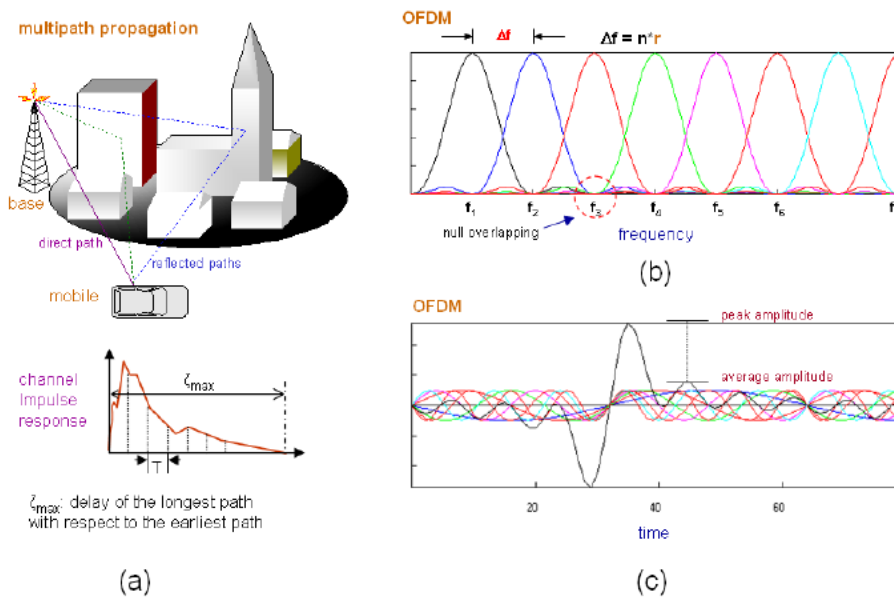


Figura 1.1: Tecnica OFDM: a) propagazione multi-percorso; b) segnale OFDM in frequenza; c) segnale OFDM nel tempo.

Tuttavia, se da una parte la caratteristica di ortogonalità delle sottoportanti garantisce il raggiungimento di un elevato bit-rate e una bassa interferenza intersimbolica, dall'altra da origine, sul segnale nel dominio del tempo, ad elevati valori di PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). Questo significa che gli apparati di front-end a RF devono gestire e quindi amplificare segnali ad involuppo non costante con valori di PAPR anche superiori ai 20dB (Tabella 1.2).

In questo contesto, l'elemento critico dal punto di vista progettuale per la realizzazione di tali trasmettitori risulta essere lo stadio finale di potenza (PA) in quanto da esso dipendono fortemente le prestazioni dell'intero front-end [3].

Sono due, in particolare, le sfide che si presentano al progettista di PA: garantire che il segnale amplificato non venga eccessivamente distorto, così da evitare l'uso di schemi di linearizzazione, e contemporaneamente assicurare una buona efficienza di conversione lungo tutta la dinamica del segnale d'ingresso (Input Back-off), così da aumentare l'autonomia degli apparati mobili e ridurre i consumi e quindi i costi delle stazioni fisse.

A tali problematiche, sempre presenti, si aggiunge oggi l'ulteriore richiesta di poter integrare su un singolo modulo trasmettitore i diversi standard di comunicazione, quindi la necessità di architetture MIMO (Figura 1.2), che ovviamente presuppongono l'utilizzo di frequenze (bande), tipologie di segnale e livelli di potenza spesso molto diversi tra loro (Tabella 1.2).

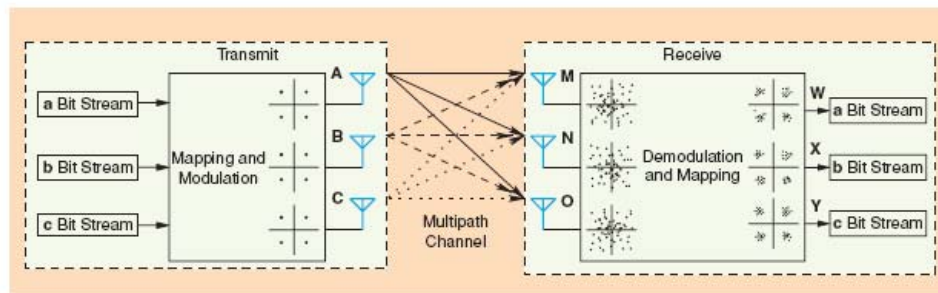


Figura 1.2: Esempio di architettura MIMO.

Sulla base di quanto detto fino ad ora, appare chiaro che i trasmettitori e quindi gli amplificatori di potenza necessari per la realizzazione dei sistemi di 4G devono rispondere a stringenti requisiti di linearità ed efficienza di conversione, lavorando anche simultaneamente con segnali modulati secondo schemi diversi e quindi con segnali nel dominio del tempo che possono essere sia ad inviluppo costante sia variabile e a differenti frequenze [1-3].

Sarà quindi necessario un forte e costante interesse da parte della comunità scientifica internazionale, per ricercare ed introdurre quelle innovazioni tecnologiche che permettano lo sviluppo di apparati front-end a RF capaci di rispondere, sempre più efficacemente, a questi requisiti.

1.2 Scopo del lavoro di ricerca

Questo lavoro di ricerca copre diversi aspetti riguardanti gli amplificatori di potenza a RF per applicazioni di comunicazione wireless, nell'ambito dello scenario precedentemente descritto. Lo scopo ultimo è quello di fornire delle valide e ripercorribili linee guida, con basi sia teoriche sia pratiche, per la progettazione e realizzazione di PA capaci di rispondere efficacemente alle sempre più stringenti richieste di sistema in termini di linearità, efficienza di conversione, purezza spettrale, ecc.

La linea guida tra i diversi argomenti trattati è quella della ricerca di metodologie di progetto e topologie circuitali per PA che mirino alla massimizzazione della loro efficienza di conversione e, allo stesso tempo, capaci di descrivere come quest'ultima influenzi il contrastante aspetto legato alla loro linearità. In questo contesto, si sono sviluppati diversi studi teorici su come e quanto sia possibile migliorare le prestazioni ottenibili dai PA più comunemente usati in applicazioni con segnali ad inviluppo costante, quali ad esempio il Classe E e quelli a manipolazione armonica, e su come essi possano essere efficacemente sfruttati in applicazioni che invece fanno uso di segnali ad inviluppo variabile, tramite la loro integrazione in architetture di PA.

Inoltre, parte importante di questo lavoro di tesi ha riguardato l'amplificatore Doherty, indicato ormai da tutti come la soluzione più efficace per rispondere alla necessità di un'elevata efficienza di conversione per ampi intervalli di potenza d'uscita (elevati valori di PAPR). In questo caso il lavoro svolto ha riguardato lo sviluppo di un nuovo approccio teorico capace di descrivere e predire in modo rigoroso il principio di funzionamento di questo PA in funzione del livello del segnale al suo ingresso, che ha portato alla determinazione di un set di equazioni che ne permettono una rapida ma accurata progettazione CAD.

1.3 Descrizione dei capitoli

Questo lavoro di tesi è strutturato in sei capitoli, compreso questo.

Nel capitolo 2 viene svolta una panoramica generale sul mondo dei PA, mettendo in evidenza quelle che sono le debolezze e i punti di forza delle diverse configurazioni, al fine di fornire utili linee guida su come scegliere la metodologia di progetto più adatta a soddisfare le specifiche richieste dall'applicazione in cui il PA deve essere integrato.

Nel capitolo 3 sarà riccamente descritta e commentata la metodologia di progetto dell'amplificatore *switching mode* più usato, ovvero il Classe E, presentando un nuovo metodo di ottimizzazione della sua impedenza ottima per applicazioni ad alta frequenza. A prova della validità dell'approccio teorico sviluppato sarà presentato il progetto e la realizzazione di un Classe E a 2.14GHz in tecnologia LDMOS.

Nel capitolo 4 saranno richiamati i concetti alla base della teoria degli amplificatori *current mode* ed i relativi approcci basati sul controllo delle armoniche, che saranno poi utilizzati nell'introdurre e spiegare gli aspetti teorici innovativi a cui questo lavoro ha portato. Ogni risultato teorico presentato è stato successivamente validato tramite la realizzazione di un prototipo ibrido o a volte monolitico, che ha consentito di evidenziare e risolvere numerosi problemi di carattere pratico legati alla realizzazione di questo tipo di PA.

Il capitolo 5 è interamente dedicato all'amplificatore Doherty. In particolare, sarà presentata l'analisi completa e non lineare di un amplificatore Doherty composto da un dispositivo polarizzato in Classe AB (Main) e uno in Classe C (Auxiliary). Tale tecnica è stata completamente rivista e riadattata alle esigenze moderne sviluppando un approccio teorico innovativo che ne consente la progettazione immediata al CAD. L'analisi è stata svolta considerando una terminazione armonica per il dispositivo Main di tipo Tuned Load e Classe F. I risultati sperimentali ottenuti dai prototipi realizzati sono in linea con quanto teoricamente atteso.

Nel capitolo 6 infine, saranno tratte le conclusioni di questo lavoro e evidenziati gli aspetti su cui, nell'idea di chi scrive, vale la pena investigare per migliorare le prestazioni dei PA studiati.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Steer, "Beyond 3G," IEEE Microwave Magazine Vol. 8 Is. 1 2007 pp. 76-82 DOI 10.1109/MMW.2007.316254.
- [2] E. McCune "High-Efficiency, Multi-Mode, Multi-Band Terminal Power Amplifiers" IEEE Microwave Magazine Vol. 6 Is. 1 2005 pp. 44-55 DOI 10.1109/MMW.2005.1417997
- [3] L. Larson, D. Kimball, P. Asbeck, "Linearity and efficiency enhancement strategies for 4G wireless power amplifier designs" Custom Integrated Circuits Conference, 2008. CICC 2008. IEEE 21-24 Sept. 2008 Page(s):741 – 748 DOI 10.1109/CICC.2008.4672194

Capitolo 2 - AMPLIFICATORI DI POTENZA E SEGNALI A MODULAZIONE COMPLESSA

2.1 Introduzione

Il termine “amplificatore” è genericamente utilizzato per indicare un dispositivo o un sottosistema il cui compito è quello di aumentare il livello del segnale al suo ingresso ad una data frequenza fino al livello desiderato. In alcuni casi è richiesto lo svolgimento di tale funzione mantenendo minimo il rapporto segnale rumore; si parla quindi di amplificatori a basso rumore (LNA - Low Noise Amplifier). In altri casi è semplicemente richiesto un considerevole aumento del livello del segnale (elevato guadagno) senza particolari specifiche sullo stesso; si parla quindi di amplificatori di guadagno (LGA – Linear Gain Amplifier). Nel caso degli amplificatori di potenza (PA – Power Amplifier) invece, è richiesto l'aumento della potenza del segnale al suo ingresso fino al livello desiderato dalla particolare applicazione, rispettando soprattutto le specifiche di linearità, efficienza e dimensioni. Di conseguenza, essendo molteplici i requisiti o meglio le specifiche che possono essere richiesti a un amplificatore, diverse saranno le metodologie di progettazione, le tecniche di analisi e simulazione, le tecnologie impiegate e la loro successiva implementazione pratica.

Con l'obiettivo di fornire utili linee guida su come scegliere l'amplificatore di potenza, o meglio su quale sia la metodologia di progetto e la topologia più adatta per soddisfare le specifiche richieste dall'applicazione (wireless o satellitare, che faccia uso di segnali ad inviluppo variabile o costante, frequenze di lavoro basse o alte ecc.) in cui esso deve essere integrato, nel prosieguo del capitolo sarà svolta una panoramica generale sul mondo dei PA, mettendo in evidenza quelle che sono le debolezze e i punti di forza delle diverse configurazioni.

2.2 L'amplificatore di Potenza

Dal punto di vista progettuale, un amplificatore di potenza a microonde a singolo dispositivo può essere visto come l'unione di tre blocchi essenziali, come evidenziato nella Figura 2.1. Oltre al dispositivo attivo, la cui scelta da parte del progettista è legata a molteplici fattori, tra cui la disponibilità in commercio e le prestazioni richieste, sono presenti due reti di adattamento dette rispettivamente IMN (Input Matching Network) e OMN (Output Matching Network), necessarie per la sintesi dei carichi ottimi del dispositivo attivo. Queste reti di adattamento sono in genere realizzate mediante elementi passivi non dissipativi, quali induttanze e capacità, sia a parametri concentrati che distribuiti, a seconda della tecnologia a disposizione e della frequenza di lavoro. In ogni caso, gli elementi passivi usati nelle reti di adattamento sono quasi sempre considerati lineari e, nelle fasi di simulazione, il loro comportamento viene descritto tramite una matrice di parametri S tempo invariante.

Per ovvi motivi invece, il dispositivo attivo è sempre considerato come un elemento non lineare e nelle fasi di simulazione esso è rappresentato tramite un modello matematico che ne descrive il comportamento in regime di ampio segnale.

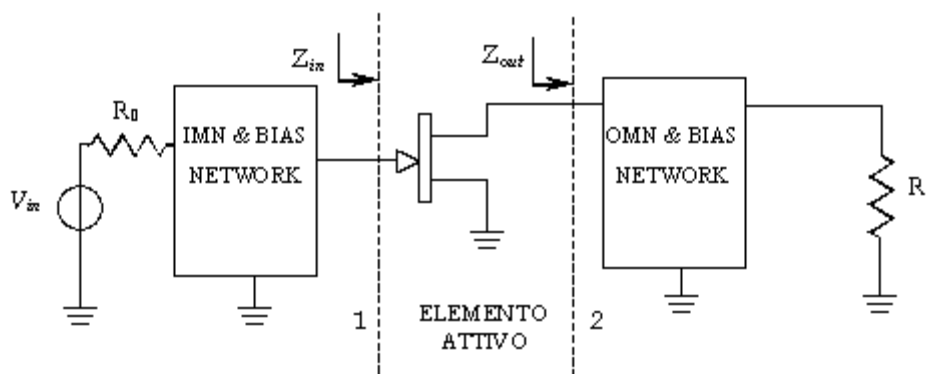


Figura 2.1: Schema di principio di un amplificatore di potenza a radiofrequenza.

Visto come sottosistema, l'amplificatore di potenza è uno degli elementi base di ogni blocco trasmittente. Le sue prestazioni impattano notevolmente su quelle dell'intero sistema in termini di costo, affidabilità, dimensioni ecc., ricoprendo di conseguenza un ruolo fondamentale per il raggiungimento delle

specifiche dell'intero trasmettitore. In particolare, nelle applicazioni wireless di ultima generazione, sono due gli aspetti cruciali da garantire: far sì che il segnale amplificato non sia eccessivamente distorto e contemporaneamente assicurare una buona efficienza di conversione. Infatti, il raggiungimento di un buon grado di linearità può assicurare il rispetto delle maschere di emissione dello standard di comunicazione usato, e quindi la possibilità di evitare l'utilizzo di tecniche di linearizzazione, che comporterebbero ulteriori aggravii in termini di costo e dimensioni dell'apparato. Di pari passo, un'elevata efficienza di conversione significa prolungare l'autonomia del dispositivo portatile evitando fenomeni di surriscaldamento dell'apparato stesso, che renderebbero necessario l'utilizzo di complessi e ingombranti sistemi di dissipazione termica.

Prese singolarmente, le specifiche di un'elevata efficienza di conversione e un elevato grado di linearità non rappresentano un problema di complicata soluzione. Infatti, a parità di potenza d'uscita richiesta all'amplificatore, è relativamente semplice rendersi conto che per massimizzare la sua efficienza di conversione si può impiegare un dispositivo più piccolo (periferia di gate minore) e farlo lavorare in regime di grande segnale, sfruttando quindi il suo comportamento non lineare. Sempre a parità di potenza d'uscita, ed in forma altrettanto analoga, è facile rendersi conto che, per minimizzare gli effetti di distorsione introdotti da un amplificatore, si può impiegare un dispositivo con periferia maggiore e farlo lavorare in condizioni pseudo lineari, cioè in back off, condizione questa che porta inevitabilmente ad una maggiore dissipazione di potenza e quindi alle problematiche già descritte. È chiaro quindi che un amplificatore di potenza è tipicamente un sottosistema non lineare operante in regime di grande segnale, che introduce degli effetti non voluti sul segnale d'uscita, provocandone la distorsione rispetto al segnale d'ingresso. Di conseguenza, l'approssimazione al primo ordine usata per descrivere il comportamento degli amplificatori lineari quali LNA e LGA non è più valida, ma è necessario disporre di metodi di analisi e metodologie di progetto prettamente non lineari. Ovviamente le tecniche di progetto da adottare sono fortemente dipendenti da aspetti quali: la frequenza di lavoro, la banda passante richiesta, la

tecnologia a disposizione, il tipo di applicazione in cui verrà integrato l'amplificatore, il tipo di segnale che dovrà amplificare ecc.

In conclusione, un amplificatore di potenza è quasi sempre il risultato di un compromesso (*trade-off*) tra più aspetti in conflitto tra di loro, come alta efficienza e bassa distorsione o elevata potenza d'uscita e piccole dimensioni [1].

2.3 Bilanciamento Energetico

Per poter sviluppare e comprendere le metodologie di progetto dei PA ad alta efficienza, occorre prima di tutto analizzare il funzionamento dell'intero sistema dal punto di vista energetico. Lo schematico a cui si farà riferimento nel corso della trattazione è riportato in Figura 2.2.

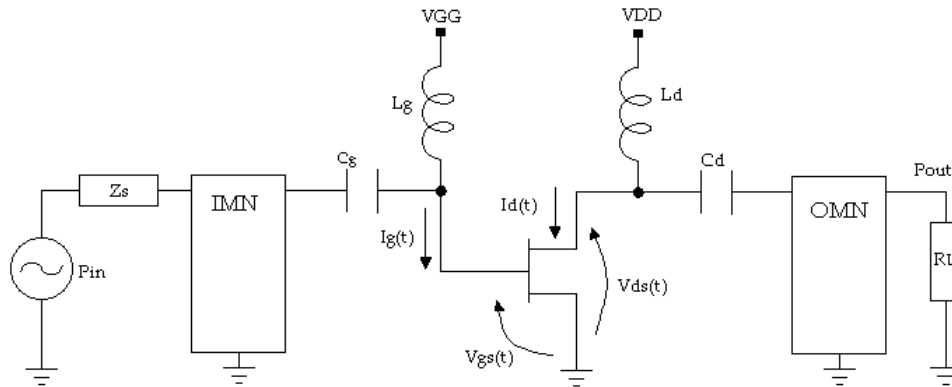


Figura 2.2: Schema semplificato di un amplificatore di potenza a radiofrequenza.

Gli elementi usati per la polarizzazione del dispositivo attivo (L_g , C_g , L_d , C_d) sono considerati ideali e senza perdite, quindi le induttanze sono considerate come dei cortocircuiti in DC e dei circuiti aperti a RF, l'opposto per i condensatori. Inoltre, sempre per semplicità di trattazione, anche le reti di adattamento sono considerate ideali e senza perdite.

Sulla base delle ipotesi fatte in precedenza, possiamo esprimere il bilancio energetico delle varie potenze in gioco tramite la seguente relazione:

$$P_{in} + P_{dc} = P_{diss,G} + P_{diss,D} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{out,@nf} \quad (2.1)$$

in cui:

- P_{in} è la potenza a radiofrequenza che incide sul gate del dispositivo attivo. Supposto in ingresso la condizione di adattamento complesso coniugato e le reti di adattamento prive di perdite, tale potenza coincide con la potenza disponibile di sorgente;
- P_{dc} è la potenza in continua assorbita dall'alimentazione. Tale grandezza per sua natura è fortemente dipendente dal punto di polarizzazione scelto:

$$P_{dc} = V_{DD} \cdot I_0 + V_{GG} \cdot I_G \quad (2.2)$$

- $P_{diss,G}$ è la potenza a radiofrequenza dissipata sul gate del dispositivo attivo. Il suo valore, essendo la tensione e la corrente di gate rappresentate da forme d'onda periodiche nel tempo, si trova risolvendo il seguente integrale:

$$P_{diss,G} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_g(t) \cdot v_{gs}(t) dt \quad (2.3)$$

- $P_{diss,D}$ è la potenza dissipata sul drain del dispositivo attivo, definita come:

$$P_{diss,D} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t) \cdot v_{DS}(t) dt \quad (2.4)$$

dove $v_{DS}(t)$ e $i_D(t)$ sono rispettivamente la tensione e la corrente di drain, che in condizioni di regime permanente posso essere scritte come:

$$i_D(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \cos(n\omega t + \xi_n) \quad (2.5)$$

$$v_{DS}(t) = V_{DD} - \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot \cos(n\omega t + \psi_n) \quad (2.6)$$

Sostituendo la (2.5) e la (2.6) nella (2.4) si ha che:

$$P_{diss} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = V_{DD} \cdot I_0 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} \cdot V_n I_n \cdot \cos(\phi_n) \quad (2.7)$$

- $P_{out,@nf}$ è la potenza a frequenza nf ceduta dal dispositivo attivo al carico d'uscita con $n=1,2,\dots,\infty$.

$$P_{out,nf} = \frac{1}{2} \cdot V_n I_n \cdot \cos(\phi_n) \quad (2.8)$$

dove $\Phi_n = \Psi_n - \xi_n$ rappresenta l'angolo di sfasamento tra l'ennesima componente armonica di tensione e quella di corrente. Inoltre, ogni componente armonica della tensione (corrente) è legata alla corrispondente componente armonica della corrente (tensione) tramite l'impedenza di carico $Z_{L,n}$ (ammettenza $Y_{L,n}$) secondo la:

$$Z_{L,n} = \frac{1}{Y_{L,n}} = \frac{V_n}{I_n} \cdot e^{j(\psi_n - \xi_n)} = |Z_{L,n}| \cdot e^{j\phi_n} = \frac{1}{|Y_{L,n}| \cdot e^{-j\phi_n}} \quad (2.9)$$

Dove Φ_n non è altro che la fase di tale numero complesso.

Sfruttando le condizioni di idealità formulate, la (2.1) può essere scritta nella seguente forma:

$$P_{dc} = P_{diss,D} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{out,@nf} = P_{diss,D} + P_{out,@f_0} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,@nf} \quad (2.10)$$

dato che la potenza a radiofrequenza dissipata sul terminale di gate coincide con la potenza a *RF* fornita dalla sorgente.

Ora, richiamando la definizione di efficienza di conversione e considerando le equazioni dalla (2.1) alla (2.10), possiamo scrivere che:

$$\eta = \frac{P_{out,@fo}}{P_{dc}} = \frac{P_{out,@fo}}{P_{diss,D} + P_{out,@fo} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,@nf}} \quad (2.11)$$

dalla quale possono essere ricavate le due condizioni necessarie e sufficienti per massimizzare l'efficienza di un amplificatore:

$$\max(\eta) \Leftrightarrow \begin{cases} 1) P_{diss,D} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = 0 \\ 2) \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,nf} = \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n) = 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

Possiamo dunque concludere che per ottenere il massimo rendimento da un amplificatore è necessario annullare sia la potenza dissipata sul drain del dispositivo, cioè fare in modo che sia nulla la sovrapposizione temporale tra le forme d'onda di tensione e di corrente d'uscita, sia la potenza dissipata sul carico alle armoniche superiori, cioè per $n \geq 2$. Quest'ultima condizione può essere verificata agendo in due modi differenti:

- facendo sì che il prodotto tra l'ennesima armonica della tensione (V_n) e l'ennesima armonica della corrente (I_n) sia nulla, tranne che a frequenza fondamentale.
- facendo sì che le componenti armoniche di tensione e di corrente per $n > 1$ siano sfasate tra di loro di 90 gradi, così da ottenere sistematicamente $\cos(\Phi_n) = 0$.

Come vedremo, le metodologie di progetto che mirano a massimizzare l'efficienza di conversione tramite il soddisfacimento della prima delle due condizioni sopra riportate sono quelle in cui il dispositivo attivo è modellizzato come un generatore di corrente controllato (*current-mode*), mentre quelle che sfruttano la seconda condizione si basano su un funzionamento del dispositivo attivo simile a quello di un interruttore ideale (*switching-mode*).

2.4 Segnali e modulazioni wireless

La funzione di un sistema di radiocomunicazioni è quella di permettere la trasmissione e lo scambio di informazioni di carattere generale tra due o più utenti spazialmente distanti tra loro. Distinguiamo in quest'ambito ponti radio, broadcasting terrestre o satellitare, telecomunicazioni satellitari, telefonia cellulare, applicazioni radar ecc.

Dai primi decenni del secolo scorso ad oggi l'intero settore delle radiocomunicazioni ha subito una profonda quanto mai rapida trasformazione, sul piano della quantità e qualità delle informazioni trasmesse, sia sul piano dei terminali di trasmissione e ricezione.

L'esigenza di scambiare sempre crescenti quantità di informazioni ha aperto la strada all'investigazione e quindi all'utilizzo delle porzioni più lontane

dello spettro elettromagnetico, che permettono di trasmettere maggiori densità di informazione: dalle prime trasmissioni a pochi MHz, alle bande VHF (30 – 300 - MHz), UHF (300 – 1000 MHz) fino alle microonde (1 GHz e oltre, funzionali alla telefonia mobile e alle comunicazioni satellitari) oggi lo spettro elettromagnetico è più o meno uniformemente occupato (Figura 2.3).

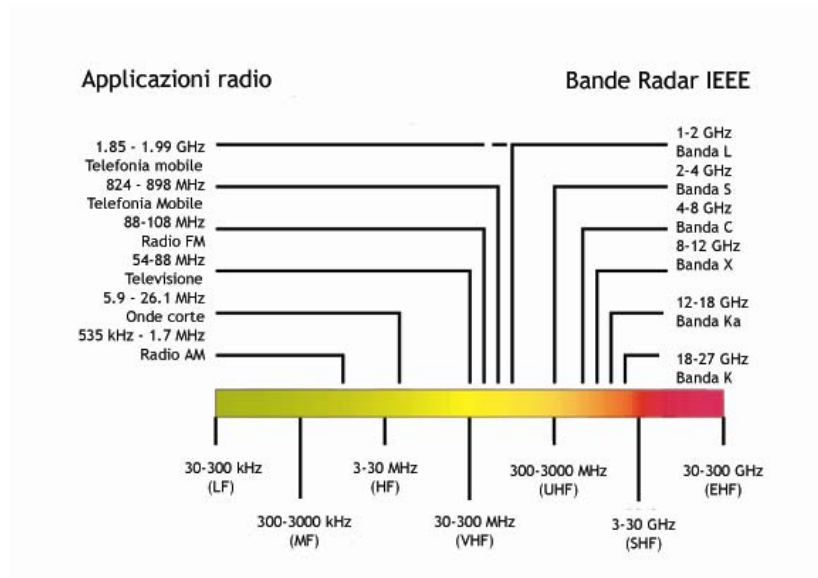


Figura 2.3: Suddivisione dello spettro elettromagnetico.

Come noto, ai fini della trasmissione, una certa informazione deve essere posta in una forma che sia supportabile dal canale trasmissivo, che sia identificabile dall'apparato di ricezione e che possa essere facilmente distinta dalle altre informazioni che viaggiano all'interno dello stesso canale (quasi sempre l'etere).

Distinguiamo le modulazioni in due principali categorie: analogiche e numeriche. Nelle tecniche di modulazione analogiche, prime ad essere utilizzate nei sistemi di telecomunicazioni, l'informazione da trasmettere viene affidata all'ampiezza (modulazione di ampiezza o AM) alla frequenza (modulazione di frequenza o FM) o alla fase del segnale di portante (modulazione di fase o PM).

Tratteremo in questa sede esclusivamente modulazioni numeriche su portante analogica, correntemente utilizzate nei sistemi di comunicazione mobile.

Tali modulazioni vengono comunemente definite ricorrendo al concetto di *costellazione*. Ciascun punto della costellazione è un vettore, o *simbolo*, convenzionalmente rappresentato da una coppia di valori che ne identificano la componente in fase (I) e la componente in quadratura (Q). Un esempio di costellazione è riportato in Figura 2.4.

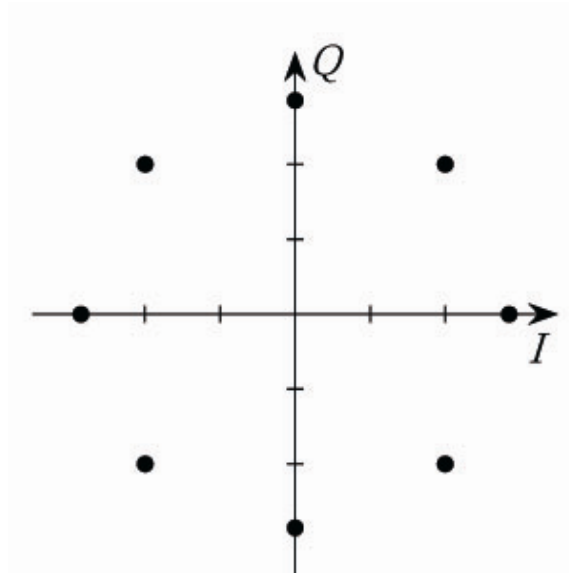


Figura 2.4: Esempio di costellazione

Come nelle modulazioni analogiche, l'informazione viene affidata ad uno dei tre parametri che caratterizzano il segnale della portante (ampiezza, frequenza o fase) o a due di loro contemporaneamente (ampiezza e fase). Si parla rispettivamente di modulazioni ASK (*Amplitude Shift Key*) FSK (*Frequency Shift Key*), PSK (*Phase Shift Key*), o di modulazioni miste, come la QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Gli ultimi due schemi e le loro varianti vengono correntemente utilizzate nelle comunicazioni *wireless* e saranno di seguito brevemente descritte.

2.4.1 MODULAZIONE ASK

In questo tipo di modulazione l'ampiezza del segnale modulato subisce variazioni in ampiezza. Tipicamente il livello del segnale viene fatto variare tra due valori, $+1$ e -1 , o 0 e $+1$. Quindi, a due diversi valori dell'ampiezza del segnale portante, si fanno corrispondere i due livelli logici 0 e 1. Nella sua forma più semplice, la modulazione ASK opera come un interruttore sfruttando la

presenza di un segnale continuous wave (CW) per trasmettere l'uno logico e la sua assenza per trasmettere lo zero. Una modulazione di questo tipo è mostrata in Figura 2.5.

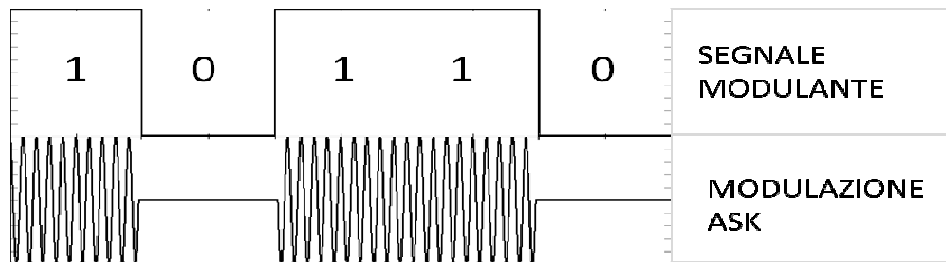


Figura 2.5: Esempio di modulazione ASK.

Nelle modulazioni L-ASK il segnale numerico è caratterizzato da L livelli. Definiamo l'efficienza spettrale della modulazione (o densità di informazione) come:

$$\rho = \frac{f_b}{B} = \log_2 L \quad (2.13)$$

È il rapporto tra la frequenza binaria del segnale e la banda occupata. Si esprime in bit/sec/Hz e rappresenta la densità di bit trasmessi per ogni Hz utilizzato.

2.4.2 MODULAZIONE FSK

Tale modulazione viene adottata qualora si richieda un'ampiezza del segnale rigidamente costante. La frequenza portante, f_0 , viene alterata di una quantità Δf per un periodo pari alla frequenza di simbolo. La quantità Δf rappresenta la spaziatura uniforme tra le frequenze, ognuna rappresentativa di uno degli L livelli del segnale numerico. Il segnale modulato FSK avrà dunque la seguente espressione:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \cos[2\pi(f_0 + \Delta f)] \text{rect}_{T_s}(t - kT_s) \quad (2.14)$$

Nella sua formulazione più semplice, la modulazione FSK fa uso di due sole frequenze, $f_0 + \Delta f$ e $f_0 - \Delta f$, che vengono scelte sulla base di un compromesso tra quattro esigenze contrastanti: limitare l'occupazione della banda, ottenere una

sufficiente separazione tra frequenze per non incorrere in interferenza intersimbolo, mantenere il periodo delle sinusoidi minore rispetto alla frequenza di bit, mantenere una continuità di fase tra le variazioni di stato, condizione, questa, indispensabile per il buon funzionamento del ricevitore. Nella figura seguente è riportato un esempio di modulazione FSK semplice.

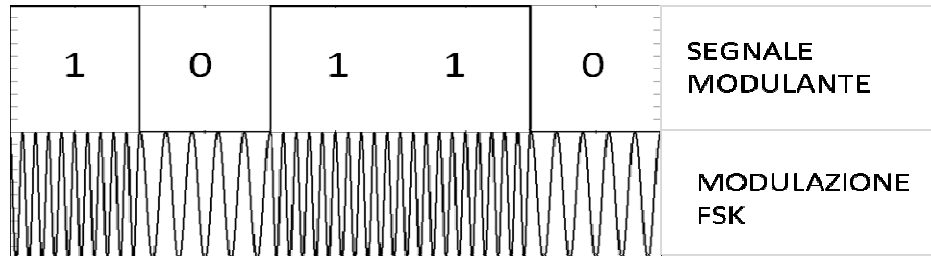


Figura 2.6: Esempio di modulazione FSK.

2.4.3 MODULAZIONE PSK

Il contenuto informativo risiede nella fase del segnale modulato: ad ogni stato logico viene associato un determinato salto di fase della portante. I segnali numerici vengono così trasformati in un segnale analogico a fase discontinua. Nella sua forma più semplice, quindi con due soli valori di fase, una modulazione PSK può essere rappresentata, nel dominio del tempo, come in Figura 2.7.

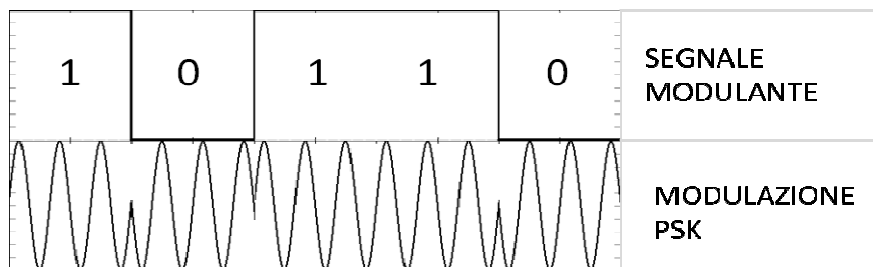


Figura 2.7: Esempio di modulazione PSK.

In generale, il segnale modulato viene espresso da:

$$x(t) = a \cos(2\pi ft + \phi(t)) \quad (2.15)$$

in cui:

$$\phi(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \phi_k \text{rect}_{T_s}(t - kT_s) \quad (2.16)$$

Nella modulazione BPSK (Bipolar PSK), graficamente riportata in Figura 2.8, la fase φ assume i valori $+\pi/2$, $-\pi/2$ per rappresentare le cifre binarie 0 e 1.

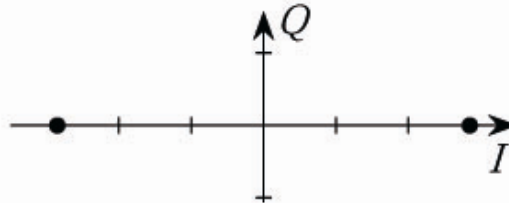


Figura 2.8: Modulazione BPSK (costellazione relativa).

L'ampiezza costante della portante permette di utilizzare l'amplificatore di potenza al limite della saturazione, a tutto vantaggio dell'efficienza di conversione, ma con una occupazione di banda di entità non trascurabile[2].

Le modulazioni L-PSK presentano salti di fase in numero L maggiore di 2 (tipicamente 4, 8, 16), ciascuno associato ad una certa sequenza di bit del segnale numerico (2, 3 o 4 bit). In questo caso, la generica fase assume il valore $\varphi = \frac{\pi}{4} + i \frac{2\pi}{L}$.

Dato un simile schema, si noti come il segnale subisca una notevole variazione di ampiezza, muovendosi da un punto all'altro della costellazione. Teoricamente si avrebbe una situazione favorevole all'amplificatore di potenza del sistema solo ammettendo variazioni molto rapide tra un simbolo e l'altro, poiché il segnale si troverebbe, per la maggior parte del tempo, su una circonferenza ad ampiezza costante. Purtroppo questo produrrebbe un notevole allargamento dello spettro e quindi una diminuzione inaccettabile della capacità spettrale [2].

La modulazione OQPSK (Offset QPSK) ovvia in parte a tale inconveniente, obbligando a spostamenti solo tra simboli adiacenti: questo impedisce *zero crossing* e contribuisce a diminuire il range dinamico dell'involuppo a radiofrequenza, così che il livello medio di potenza del segnale si avvicina al livello di saturazione dell'amplificatore più di quanto non accada con una modulazione L-PSK.

I sistemi GSM adottano la modulazione GMSK (*Gaussian Modulated Shift Key*), simile a quella appena vista; in questo caso, però, viene mantenuto un involuppo costante, e ciò rende il sistema praticamente insensibile alla distorsione di ampiezza. Un esempio di modulazione GMSK e QPSK è riportato in Figura 2.9.

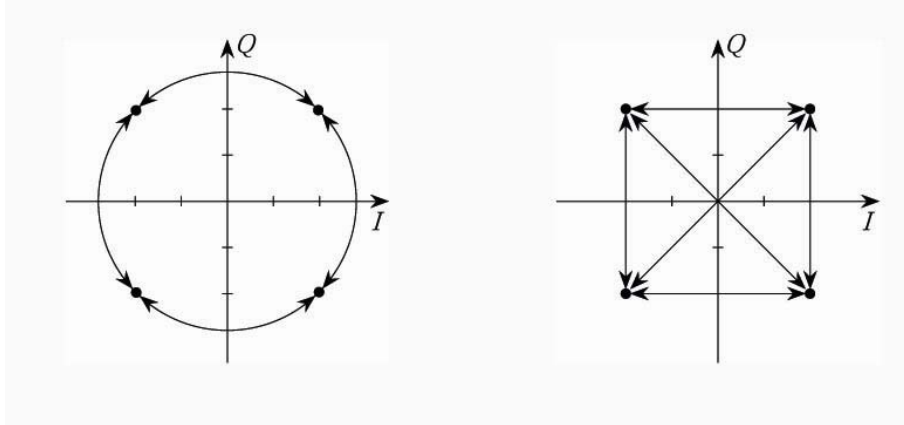


Figura 2.9: Costellazioni per le modulazioni GMSK e QPSK.

La modulazione 8-PSK è lo standard comunemente utilizzato per le trasmissioni GSM-EDGE (*Enhanced Data for Global Evolution*) nella telefonia cosiddetta 2.5 G, la generazione intermedia nel passaggio dal GSM all'UMTS.

I sistemi di telefonia 3G sfruttano un'interfaccia W-CDMA (*Wideband-Code Division Multiple Access*) e gli apparati mobili devono essere in grado di trasmettere su diversi canali a diverse ampiezze. Le modulazioni OQPSK e GMSK non sono più adatte allo scopo, dal momento che non riescono a prevenire fenomeni di *zero-crossing* su portanti multiple. Nasce allora l'esigenza di utilizzare uno schema di modulazione che riesca a trasmettere su diversi canali a diversi livelli di potenza, ma mantenendo un rapporto picco-media del segnale relativamente basso.

Lo schema HPSK proposto per i sistemi W-CDMA e cdma2000 è uno schema di modulazione complesso, che si serve di una sequenza di codifica particolare (detta funzione di Walsh) per ruotare opportunamente i simboli della costellazione. L'idea alla base è quella di migliorare il rapporto picco-media del segnale trasmesso minimizzando sia le transizioni per lo zero che le transizioni a fase nulla. Le prime vengono eliminate esclusivamente per coppie di simboli

consecutivi: possono sussistere, dunque, tra il secondo e il terzo simbolo di una sequenza.

Le transizioni a fase nulla avvengono quando due punti consecutivi si trovano nella stessa posizione nella costellazione finale e possono causare un allungamento della traiettoria, con conseguente aumento del rapporto picco-media. Si evitano forzando a 90° la differenza di fase tra due simboli uguali. La Figura 2.10 mette a confronto una modulazione QPSK con una equivalente HPSK: è evidente come diminuiscano le transizioni per lo zero e i picchi sull'ampiezza del segnale trasmesso.

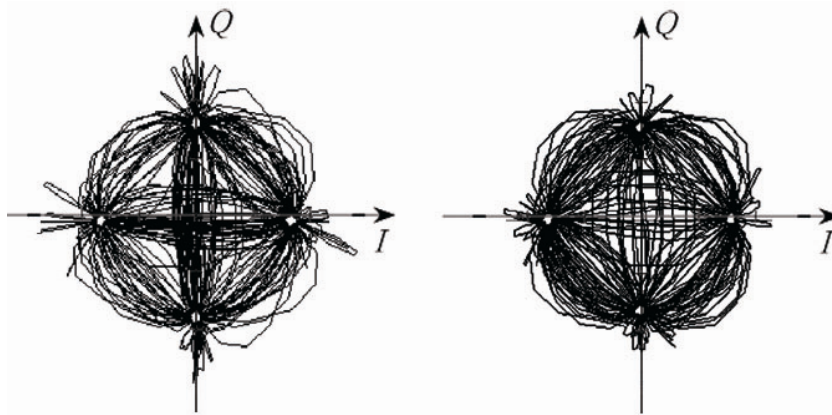


Figura 2.10: QPSK a confronto con HPSK.

2.4.4 QAM E OFDM

La QAM trova uso essenzialmente nelle moderne reti wireless (standard WiFi5, Hiperlan2, IEEE 802.11 e l'emergente WiMAX) in cui N portanti vengono combinate secondo uno schema OFDM (*Orthogonal Frequency Division Modulation*).

Si tratta di una tecnica di modulazione mista che utilizza due portanti in quadratura:

$$x_{QAM}(t) = x_i \cos(\omega_0 t) - x_q \sin(\omega_0 t) \quad (2.17)$$

essendo x_i e x_q le componenti in banda base del segnale.

La modulazione sull'ampiezza rende questo tipo di segnale piuttosto sensibile al rumore e agli effetti di distorsione di ampiezza introdotti dagli stadi

di amplificazione. Un esempio grafico di una costellazione 16QAM è riportato in Figura 2.11.

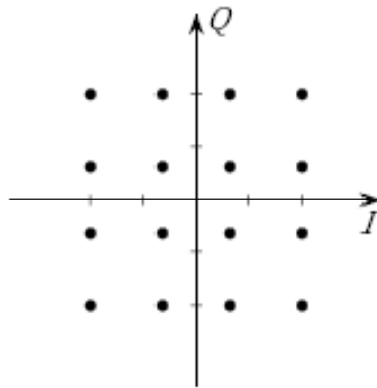


Figura 2.11: Costellazione di un tipico segnale 16 QAM.

Tipicamente, l'involuppo di un segnale OFDM con un elevato numero di portanti QAM ($N > 30$) si distribuisce secondo la funzione di Rayleigh: il rapporto picco media può raggiungere valori elevati, anche fino a $15-20$ dB.

2.5 Switching vs Current Mode

Come accennato in precedenza, per applicazioni ad alta frequenza le metodologie di progetto di PA che mirano a massimizzare l'efficienza possono essere divise in due categorie:

- *switching-mode*
- *current-mode*

Gli approcci del primo tipo si basano sull'osservazione che un interruttore ideale ha sempre tensione o corrente nulla ai suoi capi, per cui non dissipa potenza. Tramite l'applicazione sul terminale d'ingresso di un segnale a involuppo costante e di ampiezza appropriata, si porta il dispositivo attivo a lavorare da *switch*, quindi facendo sì che il punto di lavoro dinamico (retta di carico) attraversi solo la regione ohmica e quella di interdizione. Per questa ragione spesso gli *switching-mode* PA sono detti anche convertitori continua-radiofrequenza (DC-RF).

Le principali classi di funzionamento che fanno riferimento a tale principio sono: la Classe D, la Classe E e la Classe S [3,4]. Tra queste sicuramente

la più famosa e utilizzata è la Classe E, che sarà copiosamente descritta nel capitolo successivo, presentando un nuovo metodo di ottimizzazione della sua impedenza ottima per applicazioni ad alta frequenza [5].

Per esempio, nel caso del Classe E ideale, la condizione di massima efficienza è soddisfatta facendo sì che le componenti armoniche di tensione e di corrente per $n>1$ siano sfasate tra di loro di 90 gradi, così da ottenere sistematicamente $\cos(\Phi_n)=0$. Tale condizione, come vedremo, deriva direttamente dalla considerazione che le componenti armoniche della corrente vadano come carico solo il condensatore d'uscita del dispositivo attivo.

Nella seconda famiglia ricadono invece tutti gli amplificatori in cui il dispositivo attivo agisce da generatore di corrente controllato dalla tensione (FET) o dalla corrente (BJT) del segnale d'ingresso. Come noto, in base all'angolo di circolazione di tale corrente d'uscita si parla di amplificatori in Classe A, Classe AB, Classe B o Classe C [6]. In questi amplificatori, la condizione di massima efficienza è raggiunta tramite un'opportuna ingegnerizzazione delle forme d'onda di tensione e di corrente, ovvero mediante un'opportuna scelta delle terminazioni armoniche da presentare all'ingresso e all'uscita del dispositivo attivo [7]. Per esempio, nel caso del Classe F ideale la rete di uscita è progettata in modo tale da sintetizzare, ai capi del generatore di corrente del dispositivo attivo, un corto circuito per le armoniche di ordine pari e un circuito aperto per quelle di ordine dispari per ogni $n>1$ [9,10].

È comunque prassi comune limitare il controllo alle prime tre componenti armoniche, poiché controllare quelle d'ordine superiore richiederebbe un incremento notevole della complessità circuitale, a fronte di un modesto miglioramento delle prestazioni [8]. In questo contesto, in base al numero di componenti armoniche controllate e al modo con cui questo avviene, vengono definite diverse configurazioni di funzionamento denominate *Tuned Load*, *Classe F o 3°HT*, *2°HT* e *2°&3°HT* [7]. Tra questi sicuramente il più famoso e utilizzato è il Classe F, inventato da V. J. Tyler nel 1958 [9], matematicamente formalizzato da D.M. Snider nel 1967 [10] e successivamente rivisto considerando le peculiarità delle moderne applicazioni ad alta frequenza [11].

Anche se sfruttano principi di funzionamento differenti, le due famiglie di amplificatori introdotte finora hanno come punto in comune quello di fornire le prestazioni migliori in termini di efficienza solo in corrispondenza di un determinato livello del segnale d'ingresso. Tale valore per gli *switching mode* corrisponde alla potenza d'ingresso necessaria a far lavorare il dispositivo attivo come uno switch, ovvero in saturazione, mentre per i *current mode* è rappresentato dal punto ad 1dB di compressione, generalmente riconosciuto come il punto di miglior compromesso tra prestazioni di linearità ed efficienza. Di conseguenza, essi rappresentano la scelta ottimale per quei sistemi che usano segnali ad inviluppo costante, come apparati radar e sistemi satellitari, mentre lo sono molto meno per quei sistemi che usano segnali ad inviluppo non costante, come quelli per telefonia di terza e quarta generazione. Infatti, come abbiamo appena visto, in quest'ultimo tipo di applicazioni, per poter fornire servizi quali la video conferenza, una connessione Internet ovunque accessibile, il trasferimento veloce ed affidabile di immagini e video, il traffico multimediale, i servizi di posta elettronica, ecc., si ricorre spesso a sistemi di modulazione complessi, che dal punto di vista analogico si traducono nel dover trattare e quindi amplificare segnali caratterizzati da un inviluppo variabile nel tempo con elevati valori di PAPR. Di conseguenza, se in questi sistemi si impiegano semplici amplificatori *switching mode* o *current mode*, l'efficienza mediata sul tempo di utilizzo assume un valore irrisorio inficiando, tra le altre cose, l'autonomia dell'apparato stesso.

2.6 Efficienza media

Nei paragrafi precedenti, analizzando i requisiti e le caratteristiche dei nuovi sistemi di comunicazione wireless, si è messo in luce quanto sia importante che l'amplificatore di potenza conservi un'efficienza ragionevolmente elevata per ampie variazioni del livello del segnale al suo ingresso. Inoltre abbiamo visto come una caratteristica simile non è ottenibile facendo uso di semplici amplificatori siano essi *switching mode* o *current mode*.

In questo panorama, l'*efficienza media* permette di valutare le prestazioni dell'amplificatore in modo più accurato e significativo. Essa è definita come il

rapporto tra la potenza media in uscita e la potenza media in DC assorbita dall'alimentazione:

$$\eta_{AVG} = \frac{P_{out,AVG}}{P_{dc,AVG}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T P_{out}(t) \cdot PDF(t) \cdot dt}{\frac{1}{T} \int_0^T P_{dc}(t) \cdot PDF(t) \cdot dt} \quad (2.18)$$

La funzione di densità di probabilità della potenza del segnale $PDF(t)$ si rivela particolarmente utile in questo senso, dal momento che fornisce una stima della probabilità che la potenza istantanea del segnale da amplificare sia pari ad un dato valore.

I valori medi delle potenze DC e d'uscita vengono calcolati integrando il prodotto tra la loro variazione nel tempo e la funzione di densità di probabilità dell'involuppo.

In particolare, un segnale QPSK produce una funzione di densità di probabilità concentrata nella metà più alta dell'intervallo di valori di tensione, e presenta tipicamente un rapporto picco-media che va dai 3 ai 6 dB (Figura 2.12).

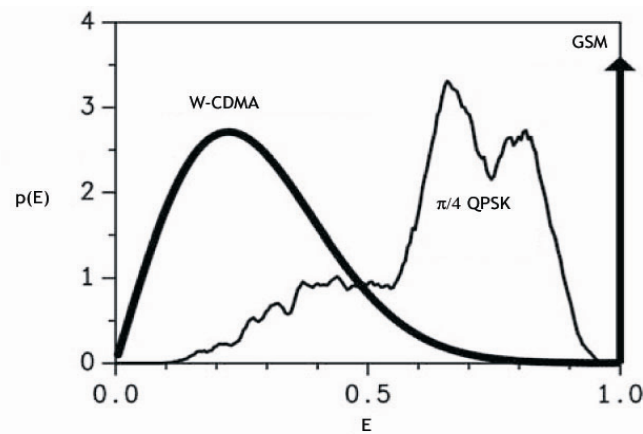


Figura 2.12: Funzioni di densità di probabilità degli involucri di segnali diversamente modulati.

Segnali multi-portante, d'altra parte, sono più simili ad un rumore bianco dal punto di vista statistico, poiché posseggono involucri distribuiti secondo Rayleigh:

$$p(E) = 2E \cdot \xi \exp(-V \cdot \xi) \quad (2.19)$$

essendo il rapporto picco-media ξ compreso tra i 6 e i 13 dB.

Quindi, l'intervallo di valori possibili è molto ampio e dipende dal tipo di modulazione adottata.

Come abbiamo visto nel paragrafo precedente, affinché un amplificatore di potenza *switching* o *current mode* possa operare con un elevato valore di efficienza, è necessario che il segnale al suo ingresso sia caratterizzato da un determinato livello di potenza, corrispondente normalmente al punto a 1 dB di compressione. Nel caso in cui il segnale da amplificare sia ad inviluppo costante, è piuttosto semplice garantire tale condizione operativa, sfruttando ad esempio gli stadi di guadagno che precedono il PA. Nel caso di segnali ad inviluppo variabile invece, il livello di potenza in ingresso all'amplificatore di potenza è variabile nel tempo. In tale situazione, per evitare che il PA operi in regioni di forte non linearità, normalmente si fa in modo che il livello di potenza massimo del segnale da amplificare corrisponda al punto a 1 dB di compressione. Così facendo però, sarà inevitabile che nel seguire le variazioni di P_{in} l'amplificatore si trovi a lavorare in punti ad efficienza più bassa, con un conseguente abbassamento dell'efficienza media, che sarà strettamente legato all'entità delle variazioni di P_{in} .

Si prenda ad esempio un amplificatore in classe A la cui efficienza di drain massima teorica si aggira intorno al 50%; diminuendo ora il livello del segnale d'ingresso si avrà conseguentemente una drastica diminuzione della sua efficienza, poiché varierà solo la componente a frequenza fondamentale del segnale d'uscita, mentre la componente in continua della corrente di drain rimarrà costante. Un simile discorso può essere fatto considerando un amplificatore polarizzato in Classe B.

Considerando un segnale in ingresso avente un rapporto picco-media di 10 dB, quindi, le efficienze medie degli amplificatori considerati sono del 5% e del 28% rispettivamente, contro efficienze istantanee teoriche del 50% e del 78,5% [1]. Ciò è indice di un degrado delle prestazioni dello stadio finale di amplificazione, che quindi deve essere progettato con diversi criteri per raggiungere un'efficienza media maggiore.

Dal punto di vista dei PA “classici” quindi, modulazioni ad inviluppo costante sono da preferirsi rispetto a quelle ad inviluppo variabile. Tuttavia, la necessità di bit-rate sempre più elevati, che caratterizza il mondo delle telecomunicazioni, rende inevitabile l’utilizzo di segnali con modulazioni complesse, caratterizzate da elevati valori di rapporto picco media.

2.7 Polarizzazione Variabile o Carico Variabile

Per risolvere, o meglio per alleviare il problema relativo alla bassa efficienza media ottenibile dai PA classici quando si impiegano segnali ad inviluppo non costante, diverse tecniche di aumento dell’efficienza, ideati negli anni quaranta, sono state recentemente rielaborate e riadattate a diverse bande di frequenza, tenendo conto delle nuove tecnologie a disposizione per la realizzazione dei circuiti a stato solido [12,1,2].

Quelle principalmente utilizzate possono essere divise in due categorie: quelle che si propongono di migliorare l’efficienza dell’amplificatore tramite un’opportuna combinazione di dispositivi attivi, come l’architettura Doherty [13] e Chireix [14,15], o quelle che si basano sulla variazione del punto di lavoro del dispositivo attivo, come l’architettura EER (*envelope elimination & restoration*) [16,17,18] e ET (*envelope tracking*) [19,20,21]. Esistono comunque svariate altre tecniche come il loop cartesiano, la predistorsione digitale, ecc. [1] e altrettante varianti di quelle appena citate, come l’architettura LINC (*Linear amplification using Nonlinear Components*) spesso confusa con la tecnica Chireix [22].

Per chiarire questo concetto, si considerino le curve di carico riportate in Figura 2.13 e Figura 2.14. Nel primo caso, assumendo la retta di carico corrispondente al punto di bias Q_1 come la condizione a massima potenza, corrispondente quindi al massimo valore dell’inviluppo del segnale d’ingresso, la condizione di massima efficienza viene garantita nel back-off (valori d’inviluppo più bassi) tramite l’opportuna variazione delle tensioni di alimentazione del dispositivo attivo secondo la traiettoria in nero.

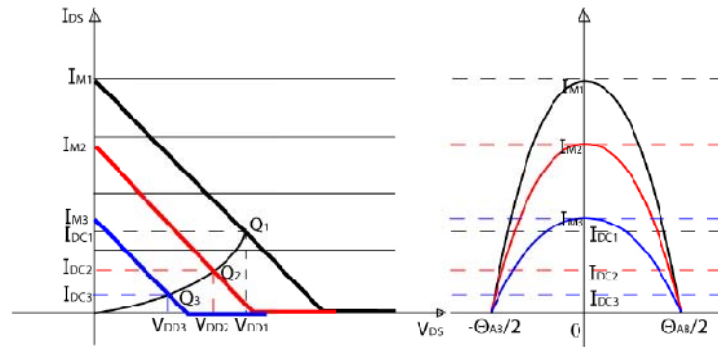


Figura 2.13: Curva di carico e corrente di drain in architetture basate sulla variazione della polarizzazione del dispositivo attivo.

Nell'istante in cui l'involuppo del segnale d'ingresso diminuirà d'intensità, il punto di lavoro del dispositivo sarà variato da Q_1 a Q_2 , in modo che la sua retta di carico continui a raggiungere i limiti fisici della regione attiva (essenzialmente V_k) così da mantenere costante l'efficienza. Infatti, se da una parte la retta di carico Q_2 da origine ad una potenza d'uscita a RF inferiore rispetto a Q_1 , dall'altra al punto di polarizzazione Q_2 corrisponde una potenza dissipata in DC inferiore a quella associata a Q_1 . Quindi, se tali variazioni sono percentualmente uguali, l'efficienza di conversione del PA si manterrà costante (rimanendo costante l'angolo di circolazione della corrente di drain). Questo principio è alla base della tecnica dell'Envelope Elimination and Restoration, descritta nel paragrafo 2.7.1 e dell'Envelope Tracking, descritta nel paragrafo 2.7.2.

La situazione descritta in Figura 2.14 sfrutta invece il concetto di carico variabile, ovvero la condizione di massima efficienza nel back-off viene garantita tramite un'opportuna variazione dell'impedenza di carico d'uscita del dispositivo attivo.

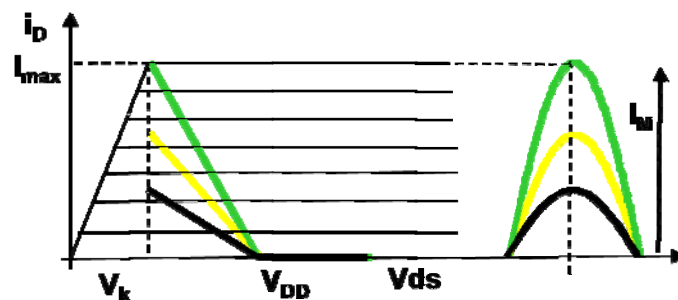


Figura 2.14: Curva di carico e corrente di drain in architetture basate sul concetto di impedenza di carico variabile.

La variazione dell'impedenza di carico può essere "attiva", cioè può essere realizzata automaticamente all'aumentare dell'involuppo del segnale d'ingresso, senza dover agire su alcun parametro del circuito, o può essere "passiva", cioè essere realizzata tramite per esempio degli switch nella rete di adattamento d'uscita che, comandati opportunamente, facciano variare l'impedenza d'ingresso della OMN. Questa seconda possibilità è raramente impiegata, in quanto porta ad una complessità circuitale che vanifica l'eventuale incremento dell'efficienza che si raggiunge. La prima soluzione, meglio conosciuta come "modulazione attiva del carico", è alla base della tecnica Chireix e Doherty. Quest'ultima, descritta brevemente nei paragrafi 2.7.3 sarà ampiamente illustrata nel Capitolo 5.

2.7.1 ENVELOPE ELIMINATION & RESTORATION

La tecnica EER fu sviluppata negli anni cinquanta da Kahn [17] con lo scopo di migliorare il comportamento dei trasmettitori in SSB (Single Side Band) e TV. Lo schema a blocchi è riportato in Figura 2.15.

Questa tecnica, combina un amplificatore di potenza a RF di tipo *switching mode* con un amplificatore di involuppo per realizzare un sistema di amplificazione estremamente lineare ed efficiente.

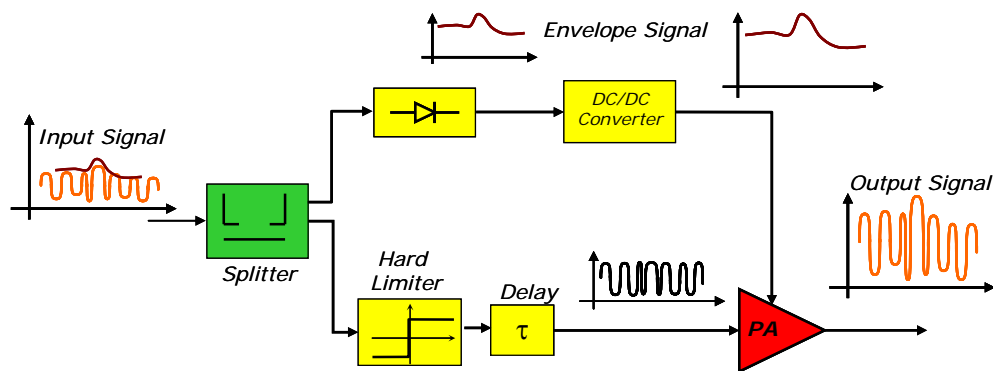


Figura 2.15: Schema di principio di un trasmettitore EER.

Nell'architettura tipica, un limitatore interviene sul segnale modulato in fase e ampiezza, eliminandone l'involuppo; il segnale risultante, modulato solo in fase, viene amplificato da un amplificatore di potenza *switched mode* (classe D o

Classe E). Infatti, come si è visto in precedenza, questi amplificatori forniscono la massima efficienza solo quando al loro ingresso è applicato un segnale di ampiezza costante e di entità tale da far lavorare il dispositivo attivo come un interruttore.

La modulazione di ampiezza viene quindi riapplicata al segnale amplificato intervenendo sul drain dello stadio finale di amplificazione.

In questo modo, l'efficienza media del PA risulta, almeno in linea teorica, sempre prossima al suo valore massimo, al variare dell'involuppo del segnale d'ingresso. Tuttavia, per calcolare l'efficienza dell'intero sistema e quindi poter fare un paragone significativo per valutare la variazione di efficienza rispetto al semplice PA, bisogna considerare anche la potenza in DC necessari per far funzionare gli altri sottoblocchi, quali l'amplificatore e il rivelatore d'involuppo. Comunque, se le potenze d'uscita a RF richieste dall'applicazione sono elevate (maggiore alle centinaia di Watt), un'architettura EER fornisce in genere un'efficienza media di sistema maggiore di quella che avrebbe il singolo PA da solo.

I trasmettitori basati su EER godono in genere di un'eccellente linearità, poiché questa caratteristica non dipende dal transistor utilizzato nello stadi PA, ma dal modulatore. Due gli aspetti che potrebbero inficiare la linearità: la larghezza di banda del modulatore e il ritardo di fase tra le modulazioni di involuppo e di fase.

2.7.2 ENVELOPE TRACKING

L'envelope tracking sfrutta lo stesso concetto alla base della tecnica di Kahn solo che l'amplificatore di potenza che viene impiegato in questo caso è un *current mode* invece di uno *switching mode*. L'architettura tipica è riportata in Figura 2.16.

A differenza dell'EER nell'ET non è presente un limitatore in ingresso al PA e la condizione di efficienza costante al variare dell'involuppo del segnale d'ingresso viene ottenuta variando opportunamente le tensioni di polarizzazione di drain e di gate. Infatti, agendo su queste due variabili, è possibile far sì che la

retta di carico dinamica dell'amplificatore raggiunga sempre i limiti fisici del dispositivo attivo, come graficamente riportato in Figura 2.13, ottenendo quindi un'efficienza media all'incirca costante e pari al valore massimo [23].

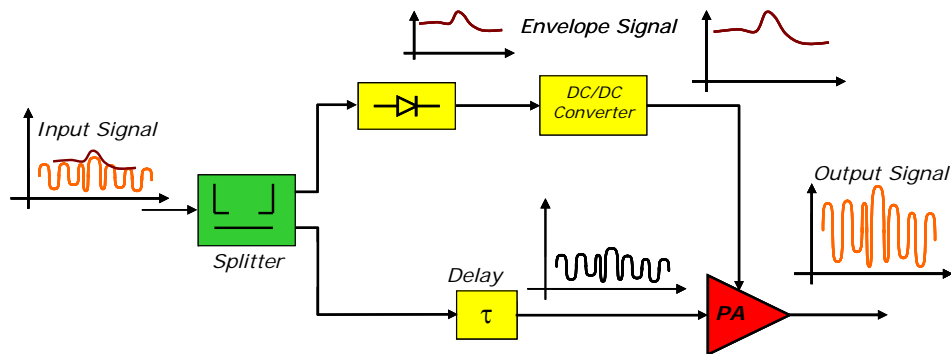


Figura 2.16: Schematico dell'architettura dell'Envelope Tracking.

Affinché il segnale d'uscita risulti privo di componenti spettrali dannose è necessario che l'amplificatore d'involuppo sia perfettamente sincronizzato con il segnale istantaneamente presente all'ingresso del PA.

Anche in questo caso, per calcolare l'efficienza dell'intero sistema e quindi poter fare un paragone significativo per valutare la variazione di efficienza rispetto al semplice PA, bisogna considerare anche la potenza in DC necessari per far funzionare gli altri sottoblocchi quali l'amplificatore e il rivelatore d'involuppo.

2.7.3 DOHERTY

L'architettura classica è composta da due amplificatori di potenza polarizzati in classi differenti, da un divisore di potenza sbilanciato posto in ingresso e da due trasformatori a quarto d'onda ($\lambda/4$) posti uno in uscita e uno in ingresso all'amplificatore Main e a quello Auxiliary rispettivamente, come mostrato in Figura 2.17.

L'amplificatore denominato Main viene polarizzato generalmente in Classe AB, mentre l'altro, chiamato Auxiliary lavora in Classe C.

Per avere subito un'idea del principio di funzionamento di un amplificatore Doherty (DPA) possiamo ricorrere alla seguente trattazione qualitativa rimandando al Capitolo 5 per la trattazione matematica sviluppata.

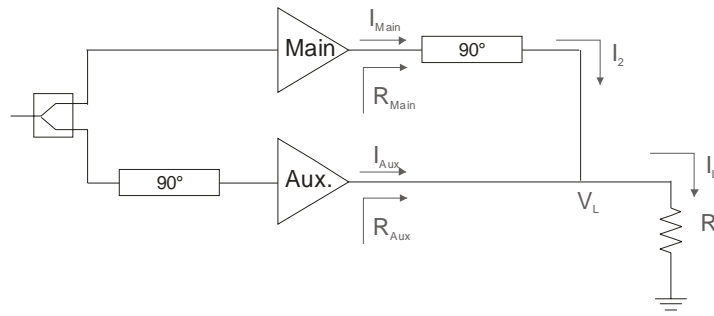


Figura 2.17: Schema base di un amplificatore Doherty.

Per bassi valori di potenza d'ingresso, il DPA si comporta come un generico PA polarizzato in Classe AB, dato che il Main si trova in conduzione mentre l'Auxiliary, a causa della sua polarizzazione in Classe C, risulta ancora spento. All'aumentare della potenza d'ingresso (quindi per inviluppi maggiori) la corrente erogata dal Main aumenterà fino a che esso non raggiungerà la saturazione e quindi la condizione di massima efficienza (Figura 2.18).

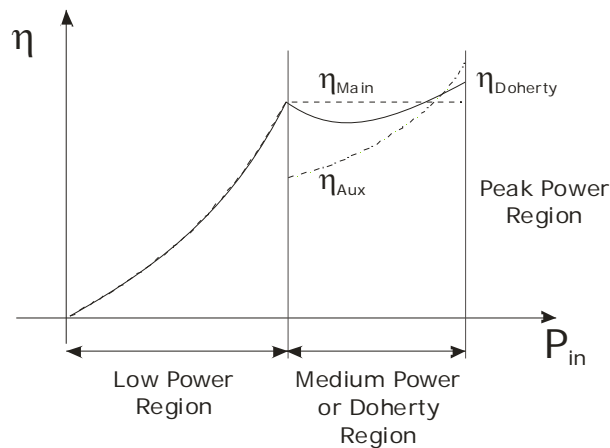


Figura 2.18: Andamento atteso dell'efficienza dell'architettura Doherty.

Il valore di potenza d'ingresso per cui questo si verifica è detto, come vedremo, "break point" e le corrispondenti curve di carico dei due dispositivi sono quelle indicate con la lettera **A** in Figura 2.19. Per valori di potenza d'ingresso maggiori, anche l'Auxiliary comincerà a condurre modulando con la corrente erogata sulla resistenza R_L (Figura 2.17) il carico visto dal Main, diminuendone il valore (curve di carico **B** in Figura 2.19). Questo fa sì che l'efficienza del Main si mantenga costante (Figura 2.18), mentre quella dell'Auxiliary comincia a crescere dando vita alla tipica "gobba" sull'efficienza dell'intero DPA. Alla fine della dinamica, quindi per il massimo valore di potenza

d'ingresso (massimo involuppo) entrambi i dispositivi raggiungono la saturazione e le corrispondenti curve di carico diventano quelle indicate con la lettera **C** in Figura 2.19.

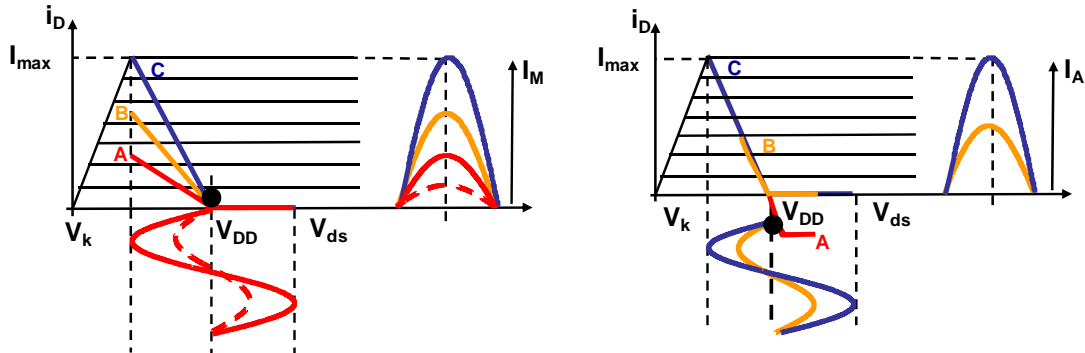


Figura 2.19: Andamento delle curve di carico dei due dispositivi per diverse potenza d'ingresso.

Al fine di ottenere un comportamento dei due dispositivi simile a quello descritto è necessario interporre tra i due drain dei dispositivi attivi un invertitore d'impedenza (Figura 2.17), cioè una rete che ha la proprietà di trasformare la tensione presente ad una coppia dei suoi terminali in una corrente definita all'altra coppia di terminali. Tale caratteristica è quella posseduta per esempio da una linea di trasmissione lunga un quarto di lunghezza d'onda alla frequenza di lavoro ($\lambda/4$ TL).

Dovendo porre all'uscita del Main una rete che introduce un ritardo di 90° sul segnale da esso generato in uscita, è necessario a sua volta, al fine di ottenere una somma costruttiva dei due segnali sulla resistenza R_L , porre una rete che introduca lo stesso ritardo sul percorso del segnale che giunge sul gate dell' Auxiliary.

Infine, la struttura del DPA è completata ponendo in ingresso un divisore di potenza, la cui progettazione, che spesso viene ritenuta poco importante, ricopre un ruolo fondamentale per il corretto funzionamento della configurazione considerata, cioè con il Main in Classe AB e l' Auxiliary in Classe C.

2.8 Conclusioni

In questo capitolo si è svolta una panoramica di carattere generale su diversi concetti riguardanti i PA a RF, descrivendo la funzione che quest'ultimi devono svolgere e le loro principali figure di merito.

Successivamente sono state riportate le principali tecniche di modulazione numerica attualmente in uso nei sistemi di comunicazione wireless, evidenziando le problematiche che insorgono lavorando con segnali ad inviluppo non costante. In questo contesto è stata introdotta la funzione PDF e il concetto di efficienza media, entrambi necessari per capire i limiti dei PA classici nel trattare segnali caratterizzati da un'elevata PAPR. A seguito di questo, sono state introdotte e descritte le diverse architetture di PA ideate per alleviare tali problematiche, tra cui l'EER, l'ET e la tecnica Doherty.

BIBLIOGRAFIA

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [2] P. B. Kenington, *High linearity RF amplifier design*, Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [3] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, M. Imbimbo, E. Limiti, A. Nanni, "Present and Future Trends in Power Amplifiers Design Solutions," IET Seminar on High Efficiency Power Amplifier Design for Next Generation Wireless Applications, Cambridge, UK, May 2006, pp. 83-114 (ISBN: 0-86341-660-8).
- [4] V. Saari, P. Juurakko, J. Ryyndnen,; K. Halonen, "13.5 MHz class-S modulator for an EER transmitter" Proceedings of Norchip Conference, Nov. 2004, pp. 253 – 256.
- [5] E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, "Optimization of Class E Power Amplifier Design above Theoretical Maximum Frequency," Proceedings of the European Microwave Conference, EuMC 2008, Amsterdam, The Netherland, Oct. 2008, pp. 1541-1544.
- [6] H. L. Krauss, C.W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, Wiley, New York, 1980.
- [7] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, "Multi Harmonic Manipulation for Highly Efficient Microwave Power Amplifiers," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol.11, N°6, Nov. 2001, pp. 366-384.
- [8] F.H. Raab, "Class-E, class-C and class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no.8, August 2001.
- [9] V.J. Tyler, "A new high efficiency high power amplifier," Marconi Rev. vol. 21, no, 130, pp. 96-109, Fall 1958.
- [10] D.M. Snider, "A Theoretical Analysis and Experimental Confirmation of the Optimally Loaded and Overdriven RF Power Amplifiers," IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. ED-14, N°6, June 1967, pp.851-857.
- [11] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, "On the Class-F Power Amplifier Design," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol.9, N°2, March 1999, pp.129-149.
- [12] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, N. O. Sokal, "RF and microwave power amplifier and transmitter technologies", High Frequency Electronics, May 2003 – January 2004.
- [13] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," Proc. of the IRE, Vol. 24, pp. 1163 – 1182, 1936.
- [14] A. Birafane, A. B. Kouki, "Phase-only predistortion fon LINC amplifiers with Chireix outphasing combiners", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 6, June 2005.
- [15] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation", Proceedings of the Institute of Radio Engineers Volume 23, Number 11 November, 1935.
- [16] F. H. Raab, B. E. Sigmon, R. G. Myers, R. M. Jackson, "L-band transmitter using Kahn EER Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no. 12, December 1998.

- [17] L. R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration", *Proceedings of IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952.
- [18] C. Diet, C. Berland, M. Villegas, G. Baudoin, "PWM coding and filtering of an OFDM envelope Signal in a C band EER transmitter architecture", *15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, 2004, vol. 3, pp. 2087-2091, September 2004.
- [19] F. Wang, A. H. Yang, D. F. Kimball, L. E. Larson, P. M. Asbeck, "Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, April 2005.
- [20] B. Sahu, G. A. Rincòn-Mora, "A high efficiency linear RF power amplifier with a power-tracking dynamically adaptive buck-boost supply", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 1, January 2004.
- [21] G. Hanington, P. F. Chen, P. M. Asbeck, L. E. Larson, "High-efficiency power amplifier using dynamic power-supply voltage for CDMA applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, August 1999.
- [22] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, March 2002.
- [23] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, L. Piazzon, "Bias relationships for Envelope Tracking Technique" *Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC 2008)*, Malaga, Spain, 24-25 Nov. 2008 Page(s):83 – 86 Digital Object Identifier 10.1109/INMMiC.2008.4745721.

Capitolo 3 - **AMPLIFICATORI SWITCHING MODE: IL CLASSE E**

3.1 **Introduzione**

In questo capitolo, sfruttando le nozioni di carattere generale esposte nel precedente, sarà descritta e commentata la metodologia di progetto dell'amplificatore switching mode più usato, il Classe E, presentando un nuovo metodo di ottimizzazione della sua impedenza ottima per applicazioni ad alta frequenza [1]. A prova della validità dell'approccio teorico sviluppato, sarà presentato il progetto e la realizzazione di un Classe E a 2.14GHz in tecnologia LDMOS.

3.2 **Il Classe E**

Dapprima utilizzato nelle radiotrasmissioni e nei convertitori DC-DC, l'amplificatore in classe E è stato in questi anni riconsiderato e riadattato alle moderne comunicazioni mobili.

Numerose pubblicazioni nell'ultimo decennio hanno dimostrato la versatilità di tale classe di amplificazione, e la possibilità di utilizzarla nelle più recenti applicazioni wireless (GSM/GPRS ma anche UMTS e WLAN), grazie soprattutto all'elevata efficienza di conversione teoricamente raggiungibile [1-5]. Parimenti, le ricerche e le sperimentazioni effettuate nel campo delle basse microonde hanno messo in luce i limiti intrinseci di questa configurazione, nata essenzialmente per applicazioni a più bassa frequenza.

Il funzionamento di un amplificatore in classe E – presentato per la prima volta da *N. O. Sokal* nel 1975 [6] – è basato sull'ipotesi che il dispositivo attivo si comporti come un interruttore ON-OFF invece che come un generatore di corrente controllato.

L'esistenza di una topologia fissata e di formule chiuse per il progetto, nonché l'elevatissima efficienza raggiungibile (idealmente il 100%, comunque nelle applicazioni pratiche si sfiora il 90% [7]) e la robustezza rispetto alla variazione dei parametri [8], lo hanno reso estremamente popolare nei sistemi wireless e in generale in tutte quelle applicazioni che richiedono apparati leggeri, affidabili e con un'autonomia elevata. Il motivo di una così elevata efficienza risiede essenzialmente nell'assenza sia di dissipazioni sul dispositivo attivo che del trasferimento di potenza alle armoniche della frequenza del segnale, condizioni raggiunte combinando opportunamente l'azione ON-OFF del dispositivo e la risposta della rete d'uscita. Quest'ultima è progettata in modo da soddisfare due requisiti:

- 1 minimizzare le perdite sul transistore stesso, specialmente durante le transizioni dallo stato ON allo stato OFF, evitando la sovrapposizione delle forme d'onda di tensione e di corrente sul terminale di uscita del dispositivo attivo;
- 2 assicurare il trasferimento di potenza al carico alla sola frequenza fondamentale: questa condizione si realizza poiché le componenti armoniche di tensione e corrente, eccetto la prima, si trovano tra loro in opposizione di fase, e dunque non contribuiscono alla generazione di potenza attiva [9].

Esistono diverse topologie circuitali per un amplificatore in classe E. Per esempio in [10] ne sono riportate quattro, classificate a seconda che l'elemento reattivo in uscita sia una capacità o un'induttanza, connessa in serie o in parallelo. Tali configurazioni non saranno qui analizzate, poiché esulano dallo scopo di questo lavoro; comunque la loro analisi dettagliata è riportata nel libro di Grebennikov [3]. Ci si limiterà, in questa sede, ad analizzare la tradizionale topologia introdotta da *N. O. Sokal*, considerando il dispositivo attivo come un interruttore ideale e lineari gli altri elementi circuitali. Ovviamente, l'analisi riportata di seguito può essere applicata, senza perdita di validità alcuna, alle altre topologie circuitali presenti in letteratura.

La caratteristica che maggiormente limita l'impiego del Classe E in applicazioni a microonde e a onde millimetriche è rappresentata dalla sua frequenza massima di lavoro (f_{Max}), cioè quel valore di frequenza oltre il quale il transistor non si comporta più come interruttore ideale. Essenzialmente per $f > f_{Max}$, i parassiti del componente attivo, specialmente quelli dovuti alla capacità di uscita, diventano predominanti e le condizioni poste da *N. O. Sokal* nel definire un Classe E, non possono più essere verificate [9].

L'esplosione dell'utilizzo delle tecnologie wireless a frequenze di lavoro sempre più elevate e quindi la crescente richiesta di amplificatori di potenza sempre più efficienti, ha contribuito fortemente all'aumento dei contributi scientifici riguardanti il funzionamento del Classe E alle alte frequenze[11, 12, 13, 14].

L'obiettivo della trattazione che segue è quello di presentare un valido e alternativo criterio per la progettazione di un Classe E a frequenze maggiori di f_{Max} , attraverso l'ottimizzazione della forma d'onda della tensione di uscita e un'appropriata scelta dell'impedenza a fondamentale [1]. A tale proposito, sarà richiamata brevemente l'analisi nel dominio del tempo applicata alla topologia classica di un Classe E [15]. Successivamente, sarà presentato il criterio sviluppato e il progetto di un Classe E a 2.14 GHz realizzato per validare l'approccio teorico proposto.

3.2.1 ANALISI TEORICA: CLASSE E A BASSA FREQUENZA

In Figura 3.1 è riportato lo schema elettrico del Classe E introdotto da *N. O. Sokal* [6], dove il dispositivo attivo è stato raffigurato con un interruttore. La polarizzazione di drain è applicata tramite un'induttanza di choke (L_{RFC}) assunta ideale, mentre la rete d'uscita è composta da una capacità parallelo C_p , pari alla somma della capacità parassita del dispositivo (C_{ds} nel caso di FET) e di una eventuale capacità esterna (C_{ext}), da un filtro risonante a f_0 ($C_s - L_s$) e da un'induttanza serie L , oltre ovviamente al carico R_L .

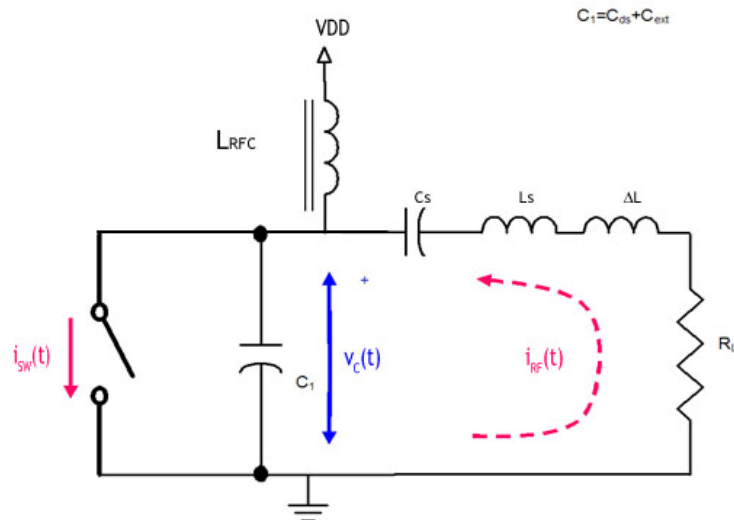


Figura 3.1: Amplificatore classe E ideale.

Allo scopo di evitare la presenza simultanea di valori non nulli di corrente e tensione sul dispositivo, che causerebbero dissipazione di potenza, Sokal [6] fissa alcuni requisiti specifici per le forme d'onda di tensione e corrente ai capi del dispositivo:

- la transizione della tensione dal valore nullo al valore massimo sia ritardata all'istante in cui la corrente sul dispositivo si riduce a zero;
- la tensione abbia già valore nullo quando il transistor inizia la fase di conduzione (ZVS, Zero Voltage Switching);
- nel medesimo istante la tensione abbia derivata nulla (ZVDS, Zero Voltage Derivative Switching);
- la transizione dallo stato ON allo stato OFF sia istantanea.

Per risolvere analiticamente e in modo semplice il circuito di Figura 3.1 è necessario formulare alcune ipotesi semplificative. Si assume quindi che il dispositivo sia pilotato in ingresso con un'onda quadra, trascurando un'eventuale diversa forma d'onda in ingresso, quale potrebbe essere una sinusoide sufficientemente ampia da portare il transistor stesso in saturazione. Inoltre, si assume che la corrente nella maglia d'uscita (I_{RF}) sia puramente sinusoidale [16], ovvero che l'elemento risonante serie $L_s - C_s$ sia un filtro ideale alla frequenza di lavoro f_0 (fattore Q infinito).

Svolgendo un'analisi nel dominio del tempo del circuito di Figura 3.1, considerando le ipotesi di idealità formulate, si giunge a risultati immediatamente utilizzabili per la progettazione [15].

In Figura 3.2 sono riportate le forme d'onda di tensione e di corrente attese nel caso ideale. In tale figura è riscontrabile la presenza di tre angoli notevoli:

- α , che denota l'istante in cui l'interruttore, prima chiuso, si apre. Cioè prima di α la tensione ai capi del condensatore V_C è identicamente nulla e la corrente è imposta dal circuito.
- γ , che individua l'istante in cui si annulla la corrente nel condensatore $i_C(t)$, ma l'interruttore non è ancora in conduzione e dunque corrisponde anche con l'istante in cui si annulla la derivata della tensione V_C .
- β , che corrisponde all'istante in cui cambia stato l'interruttore (da aperto a chiuso), quando ancora una volta si annulla la corrente $i_C(t)$ e la tensione V_C torna a zero con derivata nulla.

La differenza normalizzata a 2π tra gli angoli β e α prende il nome di duty-cycle (δ_c) del Classe E e rappresenta la percentuale di periodo per cui il transistor si trova spento.

Di conseguenza, sempre con riferimento alla Figura 3.2, nel periodo $T_1=[0, \alpha]$ l'interruttore risulta chiuso (ON STATE) e la corrente fluisce in esso, mentre nel periodo successivo $T_2=[\alpha, \beta]$ l'interruttore risulta aperto (OFF STATE) e la corrente fluisce solo nel condensatore. Grazie al filtro ideale di uscita la corrente nel carico R_L sarà sempre sinusoidale. Quanto descritto fin qui a parole è schematicamente riportato in Tabella 3.1.

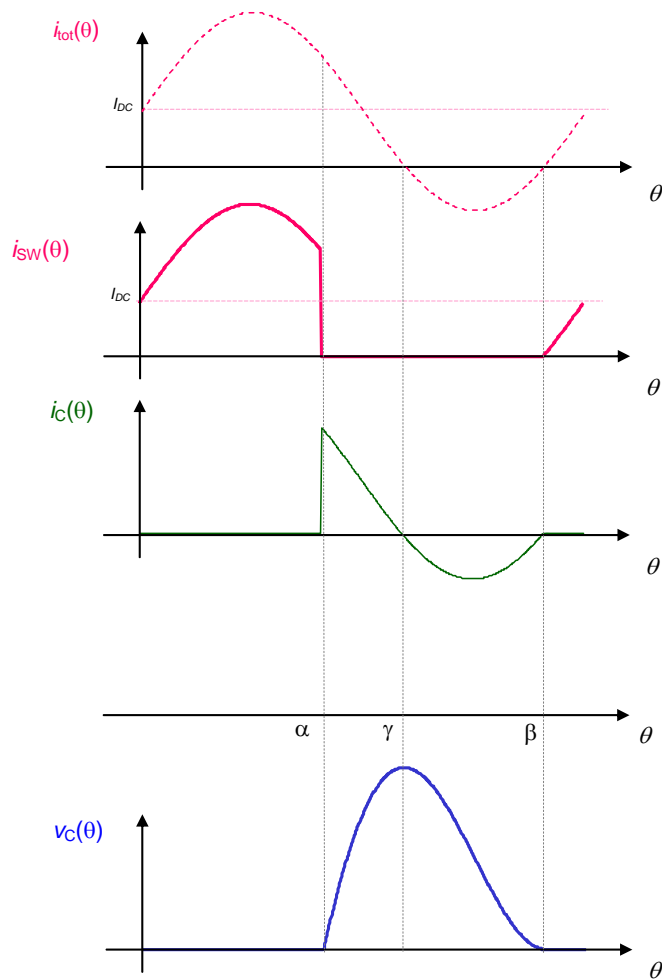


Figura 3.2: Forme d'onda di tensione e corrente.

	<i>Stato dello switch</i>	$I_{tot}(\theta)$	$V_c(\theta)$	$\frac{dV_c(\theta)}{d\theta}$
α	OFF	—	=0	>0
γ	OFF	=0	>0	=0
β	ON	=0	=0	=0

 Tabella 3.1: Condizioni sugli angoli α , β , γ .

L'analisi completa nel dominio del tempo di un Classe E è facilmente riscontrabile in letteratura [14, 15] ed esula dall'obiettivo di questo lavoro. Per brevità di trattazione e per evitare inutili ridondanze, sono di seguito richiamati solo gli aspetti e le formulazioni ritenute necessarie per la comprensione del criterio di progetto ad alta frequenza che verrà presentato.

La trattazione nel dominio del tempo ha carattere del tutto generale, ed è valida per ogni valore dell'angolo di conduzione del transistor (per ogni duty-cycle). Esiste tuttavia un'analisi particolareggiata sugli effetti della variazione del *duty cycle* e della pendenza della tensione al momento di transizione del transistor [16]. Senza entrare nel merito, riportiamo in questa sede unicamente il risultato ottenuto con pari duty-cycle pari a π , che consente al Classe E di operare in condizioni considerate ottimali [4, 17]. Per questo caso particolare, le formule di progetto dei diversi componenti circuitali e quelle per la determinazione delle prestazioni ottenibili sono di seguito riportate:

$$\begin{aligned}
 V_{DC} &= \frac{I_{DC}}{\pi\omega C_P} \\
 P_{DC} &= \pi\omega C_P \cdot V_{DC}^2 \\
 V_{C_max} &= V_{DC} \cdot \pi \cdot \{2\alpha\} = 3.562V_{DC} \leq V_{BR} \\
 I_{Pk} &= I_{DC} \cdot \left[1 + \frac{1}{-\sin(\alpha)} \right] \simeq 2.862I_{DC} \leq I_{max} \\
 I_{RF} &= \frac{I_{DC}}{-\sin(\alpha)} \simeq 1.862I_{DC} \\
 V_{RF} &= -2 \cdot V_{DC} \cdot \sin(\alpha) \simeq 1.074V_{DC} \\
 P_{RF} &= -\frac{1}{2} V_{RF} \cdot I_{RF} = I_{DC} \cdot V_{DC} \equiv P_{DC} \\
 R_L &= 2 \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \cdot \sin^2(\alpha) \simeq \frac{0,1836}{\omega C_P} \\
 X_L &= \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \cdot [\cos^2(\alpha) - \sin^2(\alpha)] \simeq \frac{0,2116}{\omega C_P}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Le relazioni precedenti sono state determinate facendo uso dei valori in continua di correnti e tensioni. Le componenti a frequenza fondamentale, invece, contengono informazioni sulle impedenze a RF del circuito. A tale proposito è facilmente dimostrabile che l'impedenza d'uscita $Z_{E,ideale}$ vista ai capi della capacità di drain nel caso ideale vale:

$$Z_{E,ideale} = \frac{V_{RF,1}}{I_{RF,1}} = a_0 \sin(\alpha) e^{j\varphi_0} \cong \frac{0.28}{\omega C_p} e^{j49.05^\circ} \tag{3.2}$$

mentre l'impedenza vista dall'interruttore è data dal parallelo tra l'impedenza appena trovata e quella presentata dalla capacità C_p :

$$Z_{E,sw} = Z_{E,ideale} // \frac{1}{j\omega C_p} = \frac{0.35}{\omega C_p} e^{j36^\circ} \quad (3.3)$$

Come accennato precedentemente, la grandezza che limita l'uso del Classe E ad elevate frequenze è la massima frequenza di funzionamento. Essa è definita per un determinato dispositivo attivo in funzione della sua corrente massima I_{max} , della sua tensione di breakdown V_{BR} e della capacità d'uscita C_{ds} :

$$f_{max} = 0.063 \cdot \frac{I_{Max}}{C_{ds} \cdot V_{BR}} \quad (3.4)$$

Il valore ottenuto identifica la massima frequenza di funzionamento in condizioni di lavoro ottime, fissata essenzialmente dalla capacità C_{ds} . Sfruttando le relazioni riportate in (3.1) la frequenza massima di funzionamento può essere definita anche fissando a priori il punto di lavoro del dispositivo attivo (V_{DC} , I_{DC}):

$$f_{max} = 0.051 \cdot \frac{I_{DC}}{C_{ds} \cdot V_{DD}} \quad (3.5)$$

Tale relazione può tornare utile nel caso in cui per esempio la tensione di polarizzazione è fissata a priori da specifiche di sistema.

3.2.2 ANALISI TEORICA: CLASSE E AD ALTA FREQUENZA

Come già accennato, gli effetti dovuti alla capacità d'uscita C_{ds} diventano sempre più pronunciati all'aumentare della frequenza di lavoro e di conseguenza il dispositivo attivo non avrà più il comportamento da interruttore ideale finora supposto. Nei transistori comunemente usati nel campo delle microonde infatti, la capacità d'uscita assume in genere valori non più trascurabili con l'aumentare della frequenza, compresi tra centinaia di fF e qualche pF . Più è alto il valore di capacità, più sarà lungo il tempo di *switch* del dispositivo facendo sì che quest'ultimo agisca di fatto come un filtro passa-basso.

Tuttavia, se si vuole analizzare il Classe E ad alta frequenza, la trattazione nel dominio del tempo non è la più appropriata e si preferisce passare al dominio della frequenza [18].

L'obiettivo è comunque quello di derivare delle equazioni, o comunque venire a conoscenza di utili informazioni che consentano di estendere il campo di utilizzo del Classe E oltre la limitazione introdotta dalla (3.5).

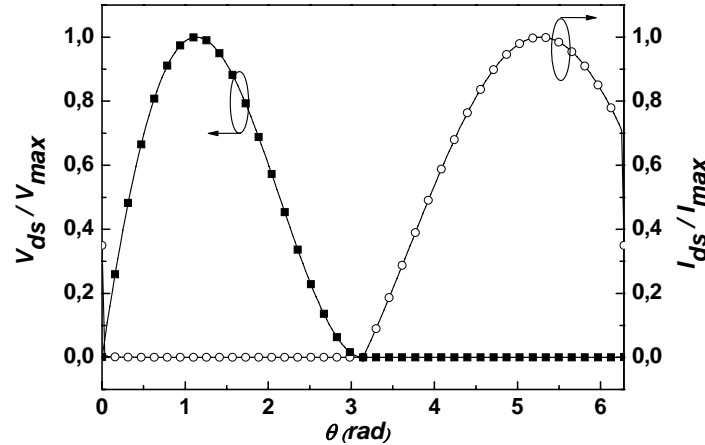


Figura 3.3: Tensione e corrente ideali normalizzate rispettivamente a V_{Max} e I_{Max} .

Considerando le forme d'onda ideali del Classe E riportate graficamente in Figura 3.3 e svolgendo un'analisi di Fourier, si può scrivere in forma chiusa l'espressione dei fasori della corrente come segue:

$$I_n = \begin{cases} I_{DC} & n = 0 \\ \frac{I_{DC}}{8\pi} (2\pi + 8i + i\pi^2) & n = 1 \\ \frac{I_{DC}}{2} i \frac{2n + in}{\pi(n^2 - 1)} & n > 1, \text{ pari} \\ \frac{I_{DC}}{n\pi} i & n > 1, \text{ dispari} \end{cases} \quad (3.6)$$

dove n è l'indice di armonica della serie e I_{DC} è la corrente in continua del dispositivo. Sotto le ipotesi di idealità formulate precedentemente, è possibile scrivere le componenti armoniche della tensione di drain (V_{DS}) come:

$$V_n = \begin{cases} V_{DC} & n = 0 \\ |\Psi_n| \cdot e^{j \arg(\Psi_n)} & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (3.7)$$

Dove le funzioni Ψ_n sono definite come:

$$\Psi_n = \begin{cases} \frac{I_{DC}}{2\pi^2 f \cdot C_p} \left(\frac{\pi^2}{8} - 1 - i \frac{\pi}{4} \right) & n = 1 \\ \frac{I_{DC}}{2\pi^2 f \cdot C_p} \left(\frac{2n + in}{2n(1 - n^2)} \right) & n > 1, \text{ pari} \\ \frac{I_{DC}}{2\pi^2 f \cdot C_p} \left(-\frac{1}{n^2} \right) & n > 1, \text{ dispari} \end{cases} \quad (3.8)$$

È importante notare che la dipendenza dalla frequenza appare solo nei coefficienti della tensione, mentre lo sviluppo in serie della corrente ne risulta indipendente. Questa è una diretta conseguenza dell'aver considerato come imposta la forma d'onda di corrente (il dispositivo agisce come un interruttore ideale) e dall'aver considerato che la forma d'onda della tensione sia dipendente solo dalle condizioni di carico del dispositivo e quindi dalla rete di uscita. Ne consegue che l'impedenza ottima di uscita da sintetizzare ai capi dell'interruttore alla frequenza fondamentale, per far sì che il dispositivo si comporti come un Classe E, è pari a:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_E // \frac{1}{j2\pi f \cdot C_p} = \frac{0.35}{2\pi f \cdot C_p} e^{j36^\circ} \quad (3.9)$$

Confrontando questa espressione con la (3.3), è immediato rendersi conto che le due trattazioni, quella nel dominio del tempo e quella nel dominio della frequenza, portano ovviamente agli stessi risultati.

Come detto in precedenza però, a frequenze di lavoro elevate ($f > f_{Max}$) il dispositivo attivo si comporta come un filtro passa basso e tramite la capacità C_p tende a cortocircuitare le componenti armoniche della tensione d'uscita. Di conseguenza, le condizioni di idealità del Classe E (ZVS e ZVDS) non possono essere più soddisfatte [9]. Per la progettazione di un amplificatore in classe E diventa quindi necessario considerare soltanto un numero limitato – e piuttosto basso, quasi sempre le prime tre– di armoniche, onde determinare le condizioni ottimali per le forme d'onda e quindi equazioni di progetto per gli elementi discreti facenti parte della rete d'uscita.

La Figura 3.4 riporta le forme d'onda di tensione e di corrente nel caso in cui si considerano diverse da zero solo le prime tre componenti della V_{DS} (3.7).

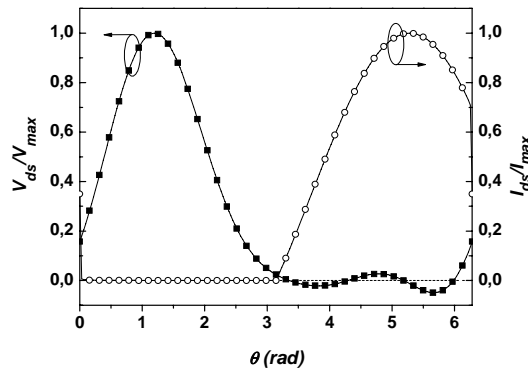


Figura 3.4: Tensione e corrente troncando lo sviluppo al terzo ordine.

Come si può notare dalla figura, le condizioni di ZVS e ZVDS non sono più rispettate e inoltre i limiti fisici del dispositivo risultano violati, dato che la tensione di drain assume valori negativi. Tale fenomeno è stato riscontrato anche in alcune applicazioni a bassa frequenza, dove veniva risolto inserito un diodo in parallelo al dispositivo con “punta verso l’alto” [19,20].

In [9] F.H. Raab asserisce che una buona approssimazione del Classe E è data arrestando già al secondo o terzo ordine lo sviluppo in serie di Fourier delle forme d’onda ideali. L’aggiunta delle componenti armoniche di ordine superiore avvicina le forme d’onda a quelle di un classe E ideale, ma quelle oltre la terza hanno un impatto trascurabile sulle prestazioni ottenibili. In particolare, per $N=1$ (cioè considerando solo la fondamentale) il comportamento è assimilabile a quello di un Classe A, mentre il cambiamento significativo delle forme d’onda si manifesta aggiungendo la seconda armonica, e così pure l’efficienza subisce solo all’inizio una brusca variazione, balzando dal 50% al 71.7% , per poi continuare a crescere in maniera più lenta e irregolare. Tuttavia, una forma d’onda di tensione che assume valori negativi non è accettabile dal punto di vista fisico ed è necessario quindi porvi rimedio.

Esistono due possibili soluzioni per prevenire il fenomeno sopra descritto. La più banale è rappresentata dalla possibilità di traslare verso l’alto la forma d’onda di tensione, aumentando la tensione di polarizzazione V_{DC} . Tuttavia, questo porterebbe ad un aumento della potenza dissipata in continua e quindi ad una drastica diminuzione dell’efficienza di conversione. Inoltre, si registrerebbe anche un aumento della massima tensione ai capi del dispositivo negli istanti di

cambiamento dello stato (ON-OFF, OFF-ON), con la concreta possibilità di raggiungere il break down e quindi la rottura dello stesso.

L'altra soluzione consiste nell'ottimizzare il valore dell'impedenza a fondamentale Z_1 (3.9), in modo tale da evitare che la tensione assuma valori negativi e contemporaneamente sia preservato il funzionamento da Classe E. Anche in questo secondo caso, le componenti armoniche della tensione sono considerate sempre uguali e date dalla (3.8), in quanto la presenza del filtro ideale L_s - C_s , fa sì che l'impedenza vista dal dispositivo per $n > 1$ sia sempre uguale a quella data dalla capacità C_p , come nel caso ideale. Questo diventa così un problema non lineare che può essere risolto per via numerica come descritto nel paragrafo successivo.

L'idea di ottimizzare l'impedenza di carico è concettualmente molto simile all'approccio seguito per sviluppare la teoria del tuning armonico, con la differenza che in questo caso è sufficiente agire soltanto sulla rete d'uscita, data l'intrinseca indipendenza della tensione dal segnale d'ingresso, che si suppone essere un'onda quadra.

3.2.3 SOLUZIONE PROPOSTA

L'obiettivo è quindi quello di trovare un algoritmo di ottimizzazione dell'impedenza a fondamentale Z_1 che consenta di prevenire valori negativi della tensione di drain e che allo stesso tempo massimizzi le prestazioni ottenibili dal dispositivo montato in configurazione Classe E, secondo lo schema di Figura 3.1. A tale proposito è possibile fare le seguenti assunzioni semplificative, senza alcuna perdita di generalità:

- Il dispositivo è un interruttore ideale, cioè possiede una resistenza di cortocircuito e di circuito aperto rispettivamente pari a zero ed infinito. Questo ci consente di considerare la corrente pari al caso ideale.
- La corrente che scorre nella maglia di uscita I_{RF} è puramente sinusoidale. Cioè il filtro L_s - C_s è ideale.

Sulla base di queste assunzioni, è possibile scrivere la serie di Fourier della tensione v_{DS} troncata al terzo ordine come segue:

$$v_{DS}(\vartheta) = V_{DD} - 2 \cdot \operatorname{Re}\left(Z_1 I_1 \cdot e^{jk\vartheta}\right) - 2 \cdot \operatorname{Re}\left(\sum_{n=2}^3 \frac{1}{jn \cdot k \cdot 2\pi f_{Max} \cdot C_p} I_n \cdot e^{jn k \vartheta}\right) \quad (3.10)$$

In cui la variabile k rappresenta la frequenza normalizzata ovvero $k=f/f_{Max}$. A questo punto, fissato il valore di C_p in funzione del dispositivo scelto e fissato il punto di polarizzazione dello stesso (V_{DC} , I_D), il problema matematico si riduce all'ottimizzazione della parte reale ed immaginaria della Z_1 nella funzione (3.10) al fine di soddisfare le seguenti due condizioni:

1. Prevenire valori negativi di $v_{DS}(\theta)$.
2. Massimizzare l'efficienza di conversione e quindi la potenza ceduta al carico a fondamentale.

Per fare questo, la funzione (3.10) è stata posta in forma discreta e per velocizzare il processo di ottimizzazione l'impedenza Z_1 è stata scritta sotto forma di modulo e fase.

Il modulo di Z_1 è stato fatto variare in un intervallo di $\pm 90\%$ del valore assunto dal modulo dell'impedenza ideale del Classe E dato dalla (3.9), mentre per la fase è stato assunto un intervallo di variabilità di $\pm \pi/2$ così da considerare tutti i valori realizzabili con soli elementi passivi. Matematicamente:

$$\begin{cases} Z_1 = |Z_{1,ideal}| \cdot \Delta Z \cdot e^{j\Delta\Phi} \simeq \frac{0.35}{\omega C_p} \cdot \Delta Z \cdot e^{j\Delta\Phi} \\ \Delta Z \in \left[\frac{1}{10}, \frac{19}{10} \right] \\ \Delta\Phi \in \left[-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2} \right] \end{cases} \quad (3.11)$$

Successivamente, la funzione (3.10) è stata valutata per ogni coppia di valori ΔZ e $\Delta\Phi$ prendendo come risultati solo quelli che soddisfano le condizioni 1 e 2. Ovviamente tale processo va iterato per ogni valore della frequenza normalizzata k , poiché al variare di k varia il valore d'impedenza associato a C_p .

In Figura 3.5. sono riportati gli andamenti delle variabili ΔZ e $\Delta\Phi$ presenti nella (3.11) al variare di k . Si ricordi che $k=1$ indica una frequenza di lavoro pari alla frequenza massima di funzionamento da Classe E del dispositivo prescelto.

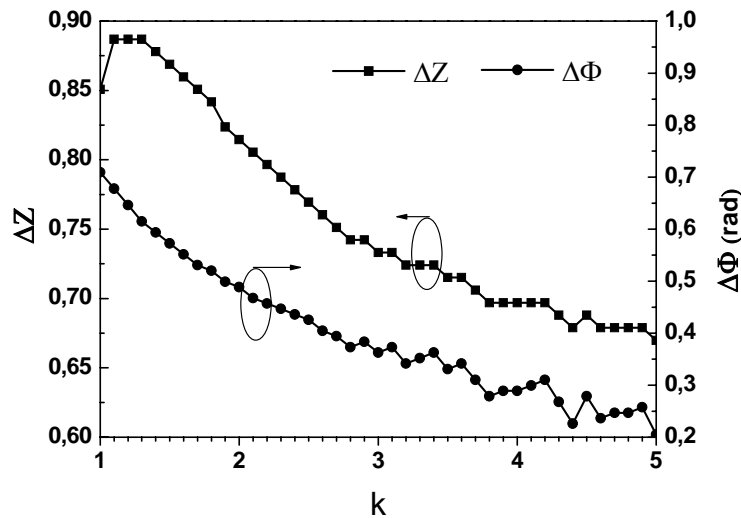


Figura 3.5: Andamento di ΔZ e $\Delta \Phi$ in funzione di k .

Come si può notare, entrambe le variabili assumono un andamento pressoché monotono decrescente, il che significa che per $f > f_{\text{Max}}$ l'impedenza ottima a fondamentale deve essere ridotta sia in modulo che in fase. La diminuzione del modulo inoltre, essendo la corrente uguale al caso ideale, sta ad indicare anche una diminuzione della componente di tensione a fondamentale. Conseguenza ovvia di un simile risultato è una diminuzione della potenza d'uscita, dato che quella in continua è sempre uguale al prodotto V_{DC} e I_{DD} , che rimangono entrambe invariate. Infine, può essere osservato come per k crescenti la fase tenda a zero facendo sì che l'impedenza ottima tenda a diventare puramente reale. Una simile configurazione tende ad essere più vicina ad un amplificatore Tuned Load che ad un Classe E, come evidenziato anche in [9].

In Figura 3.6 è riportato l'andamento dell'efficienza di drain ottenuto considerando le coppie di valori di ΔZ e $\Delta \Phi$ ottenuti dall'ottimizzazione. Come si può notare, essa è notevolmente distante dall'unità e assume, com'era lecito attendersi, un andamento pressoché monotono decrescente. La ragione principale di una simile diminuzione è da imputare sia alla diminuzione del modulo della componente a fondamentale della tensione di drain, sia alla diversa relazione di fase che si viene a creare tra i fasori di corrente e quelli di tensione al variare di k .

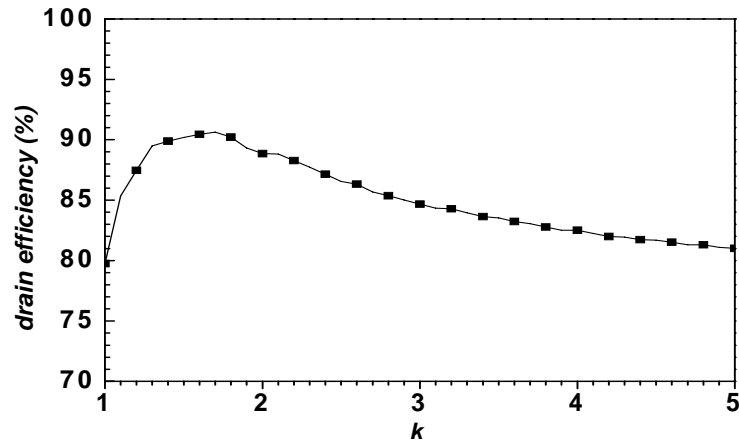


Figura 3.6: Andamento dell'efficienza di drain in funzione di k .

Il picco di efficienza si ottiene per una frequenza pari a 1.6 volte f_{Max} , che corrisponde alla condizione di minima sovrapposizione delle forme d'onda di tensione e di corrente, cioè alla condizione di minima dissipazione di potenza all'interno del dispositivo attivo [1].

Una simile trattazione fornisce immediate e utili linee guida per il progetto di un Classe E a frequenze maggiori di f_{Max} . Infatti, come vedremo di seguito, una volta scelto il dispositivo e fissato il punto di polarizzazione, basta determinare il valore della capacità del dispositivo C_{ds} , determinare il modulo e la fase dell'impedenza ideale Z_1 secondo la (3.9) ed applicare le variazioni ΔZ e $\Delta \Phi$ in base al valore di k , come graficamente riportato in Figura 3.5.

3.2.4 PROGETTO

Al fine di validare gli aspetti teorici qui presentati è stato realizzato il progetto di un Classe E alla frequenza di 2.14GHz per applicazioni UMTS [1]. Nel presentare il progetto saranno omesse le descrizioni delle fasi di implementazione pratica e gli aspetti ritenuti comuni, quali ad esempio quello della stabilizzazione, della polarizzazione e della sintesi delle reti di adattamento del dispositivo.

Il dispositivo impiegato è un n-channel LDMOS fornito dalla Freescale. Il transistorore ha una periferia di gate di 20 mm, e riesce a fornire in uscita una potenza massima di 10 W. Il modello del transistorore per le simulazioni è stato

fornito dal costruttore. In fase di progettazione si è dovuto tener conto della presenza di parassiti di *packaging* e *bonding*, che influiscono non poco sulle prestazioni del dispositivo, in modo particolare sulla stabilità. I parametri elettrici del dispositivo sono riassunti in Tabella 3.2.

V_k (V)	V_{break} (V)	I_{max} (A)	V_p (v)
4.5	80	2.5	4

Tabella 3.2: Caratteristiche del transistor utilizzato

Il punto di polarizzazione è stato scelto in modo da rispettare, con buon margine di sicurezza, le limitazioni fisiche del dispositivo secondo le equazioni derivanti dalla trattazione a bassa frequenza (3.1) e qui riportate per semplicità:

$$\begin{aligned} V_{DC} &\leq V_{Break} / 3.562 \\ I_{DC} &\leq I_{Max} / 2.862 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Quindi il dispositivo è stato polarizzato applicando una $V_{DC}=20V$ e una $V_{GS}=3.3V$, corrispondente ad una corrente $I_D=800mA$.

La capacità C_{ds} del dispositivo è stata stimata mediante simulazioni non lineari secondo la procedura descritta in [5] ed è risultata pari a 4.2pF a cui corrisponde una frequenza massima, calcolata secondo la (3.5), di 520MHz ed un'impedenza ideale a fondamentale, calcolata secondo la (3.9), pari a $Z_1=25.1e^{j36^\circ}$.

Da quanto appena detto, si deduce che la frequenza di lavoro, pari a 2.14GHz, è circa 4.1 volte maggiore di f_{Max} per cui, sulla base delle informazioni deducibili dalla Figura 3.5, è necessario diminuire il modulo di Z_1 del 30%, mentre la sua fase assoluta deve passare da 36° a poco più di 17° . Implementando tali valori tramite l'uso di tuner ideali, si è effettivamente riscontrata la validità dell'analisi presentata ottenendo un valore di efficienza pari al 76%, molto prossimo al valore atteso, secondo quanto riportato in Figura 3.6. La leggera differenza riscontrata è da ascrivere al fatto che nell'analisi teorica è stato trascurato, per semplicità di calcolo, il ruolo della tensione di ginocchio V_k che, come noto, produce una diminuzione dell'efficienza.

Una volta individuati e verificati i carichi ottimi d'ingresso e d'uscita, si è passati all'implementazione pratica del circuito impiegando un approccio misto

con l'uso di elementi sia discreti sia distribuiti. In questa fase è stata assicurata la stabilità del dispositivo tramite l'inserimento sulla rete d'ingresso di una resistenza in parallelo e di una in serie al gate. Entrambe le reti sono state realizzate su un substrato ceramico, il Taconic® CER10 con costante dielettrica pari a 10 e altezza di 640 μ m. In Figura 3.7 è riportata una foto dell'amplificatore una volta realizzato e assemblato in un test-jig di alluminio dorato.

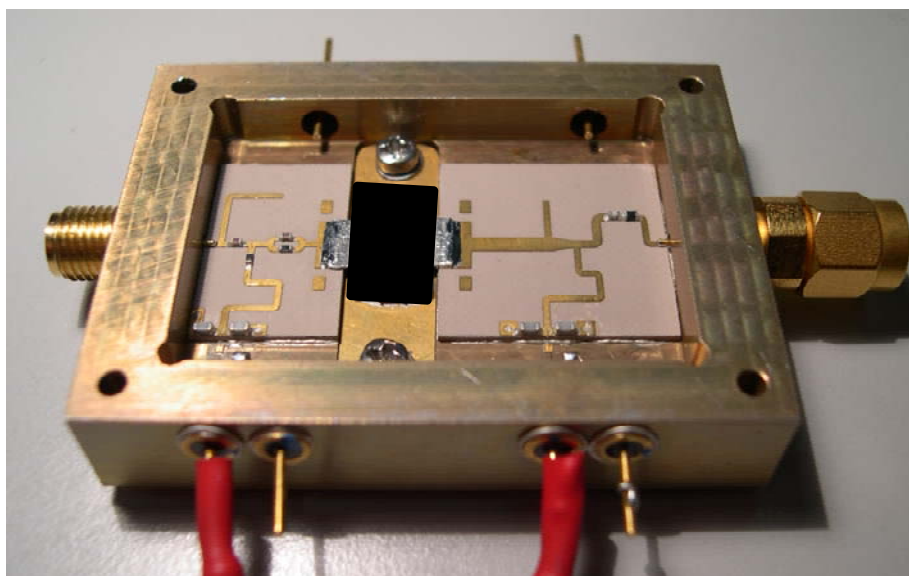


Figura 3.7: Foto dell'amplificatore realizzato.

3.2.5 PRESTAZIONI

La progettazione è stata portata a termine tramite l'impiego di un CAD commerciale, nello specifico ADS 2006 distribuito da Agilent Technologies®.

In Figura 3.8 sono riportate le forme d'onda di tensione e di corrente in corrispondenza del valore di potenza in ingresso per cui l'amplificatore lavora da Classe E. Come si può notare, esse continuano a conservare un andamento approssimabile a quello ideale, pur senza soddisfare le condizioni di *ZVS* e *ZVDS*, che erano comunque state rimosse nella trattazione teorica. Tale aspetto è ancora più visibile dalla corrispondente retta di carico riportata in Figura 3.9.

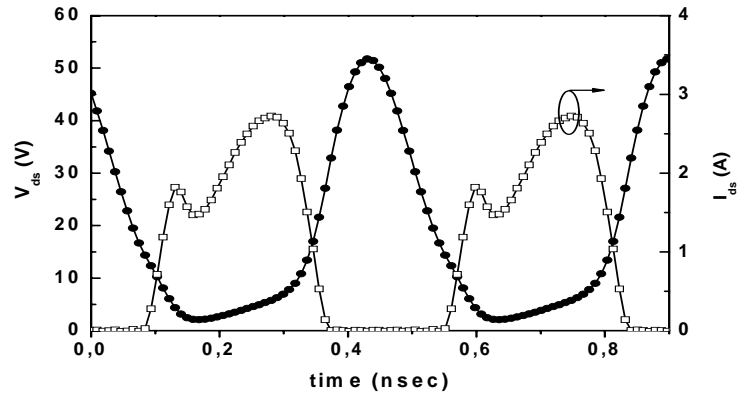


Figura 3.8: Forme d'onda di tensione e corrente del Classe E.

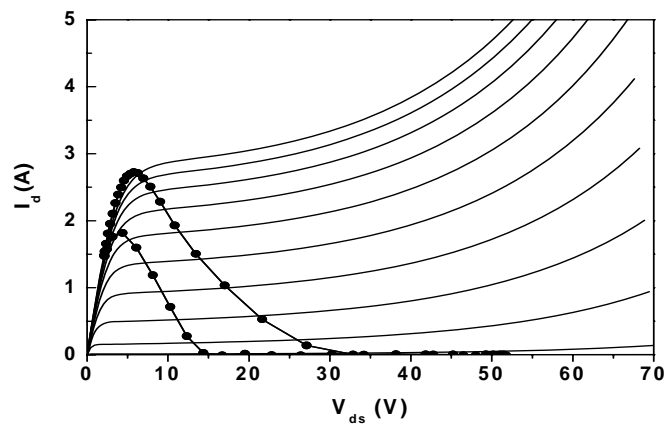


Figura 3.9: Retta di carico del Classe E.

In Figura 3.10 è riportato il confronto tra le prestazioni simulate e quelle misurate, applicando all'ingresso dell'amplificatore un segnale CW a 2.14GHz. I risultati delle simulazioni indicano che l'amplificatore realizzato è in grado di fornire al carico una potenza a RF di quasi 40dBm , con un'efficienza del 50% in corrispondenza di una potenza di ingresso di 27dBm . Il degrado dell'efficienza dall'atteso 76% al 50%, ottenuto alla fine del ciclo di simulazioni, è da ascrivere soprattutto alle perdite d'inserzione delle reti di adattamento. Infatti, pur avendo raggiunto una corrispondenza quasi perfetta tra i carichi da sintetizzare ai capi del dispositivo, cioè quelli trovati con tuner ideali e quelli realizzati dalle reti reali, l'efficienza ha subito tale degrado. Invece, sempre con riferimento alla Figura 3.10, la causa della lieve differenza tra l'efficienza misurata e quella simulata è da ricercarsi nel modello del dispositivo attivo utilizzato. Infatti, sulla base di successivi esperimenti si è scoperto che la predizione dell'assorbimento

in continua, dato in simulazione, era sottostimato rispetto a quanto riscontrato in realtà.

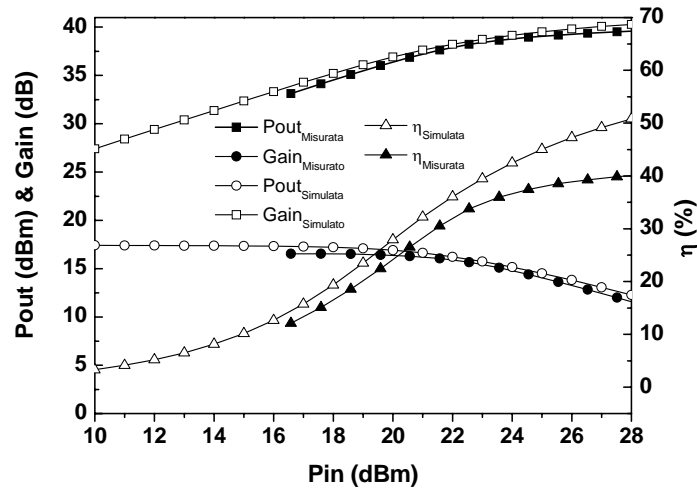


Figura 3.10: Prestazioni d'uscita del Classe E.

3.2.6 CLASSE E IN ARCHITETTURE EER

La tecnica dell'Envelope Elimination and Restoration (EER), come detto nel capitolo precedente, viene presentata per la prima volta da Kahn nel 1952 [3], per applicazioni ad onde corte (cfr. paragrafo 2.7.1). Nel corso degli anni è stata solo occasionalmente utilizzata per trasmissioni HF/VHF, e tale scarso utilizzo è una diretta conseguenza della complessità architettonica, tale da rendere più convenienti, in molti casi, soluzioni con stadi di amplificazione multipli. L'avvento della telefonia cellulare, i numerosissimi e vari servizi offerti all'utente finale e, in ultimo, la necessità di disporre di apparati mobili con ragionevole autonomia di alimentazione – che implica l'uso di dispositivi di amplificazione estremamente efficienti – hanno riportato l'attenzione su questa particolare tecnica, che trova la sua naturale applicazione nello standard UMTS, nonché negli standard IEEE 802.11a/-b/-g, correntemente utilizzati per wireless LAN.

Il classe E ha destato crescente interesse per essere utilizzato all'interno di un'architettura *EER*. Da un punto di vista concettuale, il sistema risultante è

teoricamente perfetto, poiché coniuga l'amplificazione lineare dell'architettura con l'elevata efficienza propria dell'amplificazione *switching-mode*.

L'amplificatore in Classe E, infatti, è portato naturalmente ad essere impiegato in sistemi che sfruttano il controllo dinamico dell'alimentazione. Dalla (3.1) si nota come la tensione d'uscita V_{RF} abbia una relazione di tipo lineare con la tensione di alimentazione V_{DC} :

$$V_{RF} = 2 \cdot V_{DC} \cdot \sin(\beta) \quad (3.13)$$

che, nel caso più comune di *duty-cycle* pari al 50% si particolarizza in:

$$V_{RF} = 1.074 \cdot V_{DC} \quad (3.14)$$

Dunque, controllare la tensione di alimentazione secondo le variazioni dell'involuppo del segnale d'ingresso significa, di fatto, ottenere un'amplificazione di tale involuppo. Le condizioni di funzionamento da Classe E non sono violate, ed esso lavora, teoricamente, sempre con efficienza massima, mentre la sua potenza d'uscita aumenta in modo proporzionale alla tensione d'involuppo e quindi di quella di polarizzazione.

A supporto di quanto affermato, in Figura 3.11 sono riportati i risultati sperimentali ottenuti dall'amplificatore realizzato al variare di V_{DC} . Per emulare il limitatore presente nell'architettura EER, si è fissata la potenza d'ingresso all'amplificatore a 27dBm e si è variata la sua tensione di polarizzazione, andando a misurare la potenza d'uscita e l'efficienza.

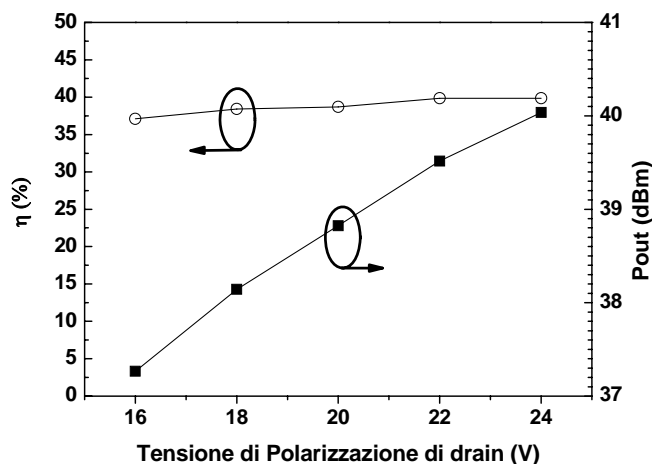


Figura 3.11: Prestazioni d'uscita del Classe E al variare di V_{DC} .

Come si può notare i risultati sono in linea con quanto atteso, dato che l'efficienza rimane pressoché costante mentre la potenza aumenta all'aumentare di V_{DC} .

3.3 Conclusioni

In questo capitolo è stata descritta e commentata la metodologia di progetto dell'amplificatore switching mode più usato, il Classe E. In particolare, dopo una breve trattazione del suo principio di funzionamento nel dominio del tempo, si è messo in luce come gli effetti dovuti alla capacità equivalente C_{ds} diventano sempre più pronunciati all'aumentare della frequenza di lavoro e di come questo fa sì che il dispositivo attivo agisca di fatto come un filtro passa-basso. Quindi si è sviluppata una trattazione alternativa nel dominio della frequenza, presentando un nuovo metodo di ottimizzazione dell'impedenza ottima del Classe E per applicazioni ad alta frequenza. Infine, a prova della validità dell'approccio teorico sviluppato, è stato presentato il progetto e la realizzazione di un Classe E a 2.14GHz in tecnologia LDMOS.

BIBLIOGRAFIA

- [1] E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, "Optimization of Class E Power Amplifier Design above Theoretical Maximum Frequency" Proceedings of the European Microwave Conference, EuMC 2008, Amsterdam, The Netherland, Oct. 2008, pp. 1541-1544.
- [2] N. Kumar, C. Prakash, A. Grebennikov, A. Mediano, "High-Efficiency Broadband Parallel-Circuit Class E RF Power Amplifier With Reactance-Compensation Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, n. 3, March 2008 pp. 604 – 612.
- [3] A. Grebennikov, RF Microwave Power Amplifier Design, McGraw-Hill, 2005.
- [4] T. Suetsugu, M. K. Kazimierczuk, "Design Procedure of Class-E Amplifier for Off-Nominal Operation at 50% Duty Ratio", IEEE Trans. on Circuits and Systems – I, Vol. 53, n. 7, July 2006, pp. 1468-1476.
- [5] M. YarlequeMedina, D. Schreurs and B. Nauwelaers, "RF class-E power amplifier design based on a load line-equivalent capacitance method," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 18, No. 3, pp. 206-208, March 2008
- [6] N. O. Sokal, A. D. Sokal, "Class E – A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 10, no. 6, pp. 168-176, June 1975.
- [7] F.H. Raab, "Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier", IEEE Journal of solid state circuits, vol. SC-13, no. 2, April 1978.
- [8] F.J. Ortega-González, J.L. Jimenez-Martin, A. Asensio-López, G. Torregrosa-Penalva, "High-efficiency load-pull harmonic controlled class-E power amplifier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, no. 10, October 1998.
- [9] F.H. Raab, "Class-E, class-C and class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no.8, August 2001.
- [10] D. Choi, "High Efficiency Switched-Mode Power Amplifiers for Wireless Communications", PhD Dissetation, University of Claifornia, Santa Barbara, 2001.
- [11] N.O. Sokal, "Class E High-Efficiency Power Amplifiers, from HF to Microwave," IEEE MTT-S Symposium Digest, 1998, Baltimore, MD, pp. 1109-1112.
- [12] N.O. Sokal, "Class-E switching-mode high-efficiency tuned RF/microwave power amplifier: improved design equations", 2000 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Vol. 2, June 2000, pp. 779 – 782.
- [13] N.O. Sokal, "Class-E RF Power Amplifiers," QEX [published by American Radio Relay League, 225 Main St., Newington, CT 06111-1494, U.S.A.], Issue No. 204, pp. 9-20, Jan./Feb 2001.
- [14] A.V. Grebennikov, H. Jaeger, "Class E with parallel circuit - a new challenge for high-efficiency RF and microwave power amplifiers", Microwave Symp. Digest, 2002 IEEE MTT-S Intern., Vol. 3, June 2002, pp. 1627-1630.
- [15] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, M.A. Yarleque Medina, D. Schreurs, and B. Nauwelaers "High Frequency Class E Design Methodologies," European Microwave Week 2005 Conference Proceedings. Paris, France, October 2005, pp. 329-332. (ISBN 2-9600551-0-1)

- [16] F.H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-24, no. 12, December 1977.
- [17] M.K. Kazimierczuk, X.T. Bui, "Class E amplifier operating from a short circuit to an open circuit", Proceedings of the 1989 IEEE National Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1989, May 1989, Vol.1, pp. 240 – 245
- [18] T. Mader, E. Bryerton, M. Markovic, M. Forman, Z. Popovic, "Switched-Mode High-Efficiency Microwave Power Amplifiers in a Free-Space Power-Combiner Array," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-46, n.10, Oct.1998, pp.1391-1398.
- [19] M.K. Kazimierczuk, X.T. Bui, "Class E amplifier operating from a short circuit to an open circuit", Proceedings of the 1989 IEEE National Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1989, May 1989, Vol.1, pp. 240 – 245
- [20] B. Tomescu, "A unified approach to class E versus quasi-resonant switch topologies", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 45, N. 6, June 1998 pp. 763 – 766.

Capitolo 4 - AMPLIFICATORI CURRENT MODE: HARMONIC TUNING

4.1 Introduzione

Nel paragrafo 2.3 si è visto che per massimizzare l'efficienza di un amplificatore è necessario minimizzare sia la potenza dissipata in continua nel dispositivo, sia la potenza ceduta al carico alle armoniche superiori (cfr. equazione (2.12)). Per esempio, nel caso del Classe E ideale la seconda condizione è soddisfatta facendo sì che le componenti armoniche di tensione e di corrente per $n > 1$ siano sfasate tra di loro di 90 gradi, così da ottenere sistematicamente $\cos(\Phi_n) = 0$. Tale condizione deriva direttamente dalla considerazione che le componenti armoniche della corrente vedono come carico solo un condensatore (C_p).

Alternativamente, la potenza ceduta alle armoniche può essere minimizzata facendo sì che l'ennesima armonica di tensione o la corrispondente armonica di corrente siano nulle.

Come accennato nel capitolo precedente, quando le frequenze di lavoro sono elevate, gli effetti capacitivi dovuti alla fisica del dispositivo attivo fanno sì che quest'ultimo si comporti come un filtro passa basso e tenda a cortocircuitare le componenti di ordine elevato. È prassi comune dunque limitare il controllo alle prime tre componenti armoniche, poiché controllare quelle d'ordine superiore richiederebbe un incremento notevole della complessità circuitale, a fronte di un modesto miglioramento delle prestazioni [1]. In questo contesto, in base al numero di componenti armoniche controllate e al modo con cui questo avviene, vengono definite diverse configurazioni di funzionamento denominate *Tuned Load*, *Classe F* o $3^{rd}HT$, $2^{nd}HT$ e $2^{nd}\&3^{rd}HT$ [1]. Di seguito richiameremo i

punti chiave di tale approccio, che saranno utili nell'introdurre gli aspetti teorici innovativi sviluppati.

4.2 Teoria del Tuning Armonico

Nell'approcciare il problema del tuning armonico, il dispositivo attivo è modellizzato come riportato in Figura 4.1, quindi in uscita tramite il parallelo tra un generatore di corrente non lineare controllato dalla tensione d'ingresso $I_D = g_m V_{gs}$, una conduttanza g_{ds} e una capacità C_{ds} . In ingresso troviamo invece una connessione serie tra una resistenza R_{in} e una capacità non lineare C_{gs} . Ulteriori approfondimenti su tale schematizzazione possono essere trovati in [1,2].

Trascurando per semplicità di trattazione gli ulteriori elementi parassiti e assumendo che il dispositivo abbia un comportamento unilaterale, la forma d'onda della corrente d'uscita $I_D = g_m V_{gs}$ risulta imposta dal segnale d'ingresso V_{gs} .

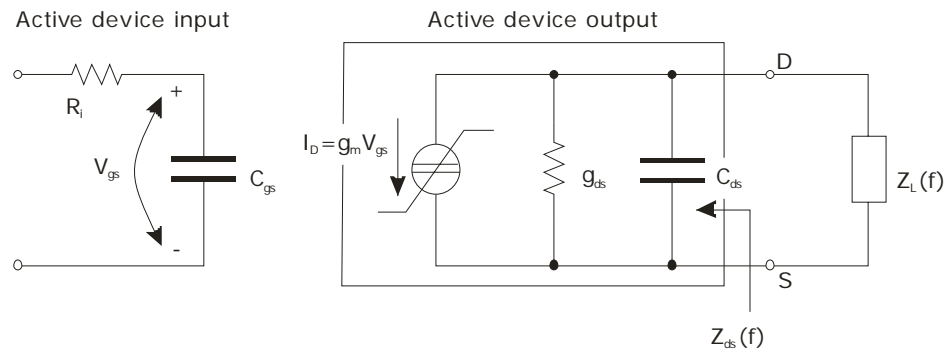


Figura 4.1: Circuito equivalente di un FET nell'approccio semplificato.

Quindi nel caso di segnali sinusoidali la corrente I_D assumerà una forma d'onda simile a una sinusoide "tagliata", dove il taglio dipenderà sia dal punto di polarizzazione scelto sia dal livello del segnale d'ingresso V_{gs} , come graficamente riportato in Figura 4.2. Dove θ_x rappresenta l'angolo di circolazione della corrente di drain.

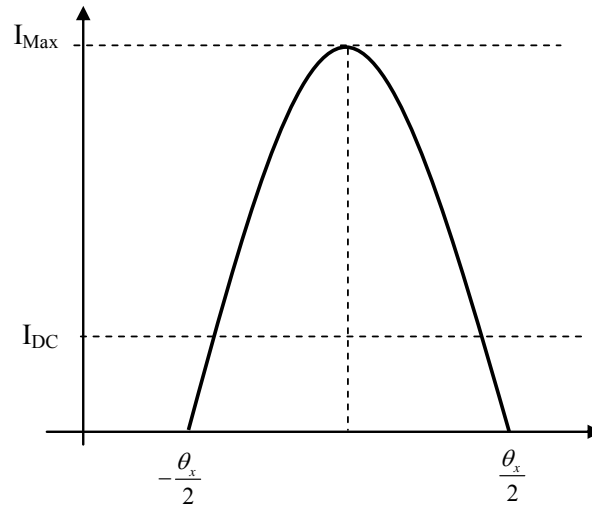


Figura 4.2: Forma d'onda della corrente d'uscita.

Sviluppando in serie di Fourier una simile forma d'onda, si può dimostrare che è possibile trovare una forma ricorsiva per esprimere i suoi fasori e che questa corrisponde alla seguente:

$$I_n = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) - \Phi \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} & n = 0 \\ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)} & n = 1 \\ \frac{2 \cdot I_{Max}}{\pi} \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\Phi}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right) - n \cdot \sin\left(\frac{\Phi}{2}\right) \cdot \cos\left(n \cdot \frac{\Phi}{2}\right)}{n \cdot (n^2 - 1) \cdot \left[1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)\right]} & n \geq 2 \end{cases} \quad (4.1)$$

Dove Φ rappresenta l'angolo di circolazione della corrente d'uscita quando essa raggiunge il suo massimo I_{Max} (in Figura 4.2 $\Phi = \theta_x$). In Figura 4.3 è riportato l'andamento delle prime tre componenti armoniche più la continua al variare dell'angolo di circolazione della corrente.

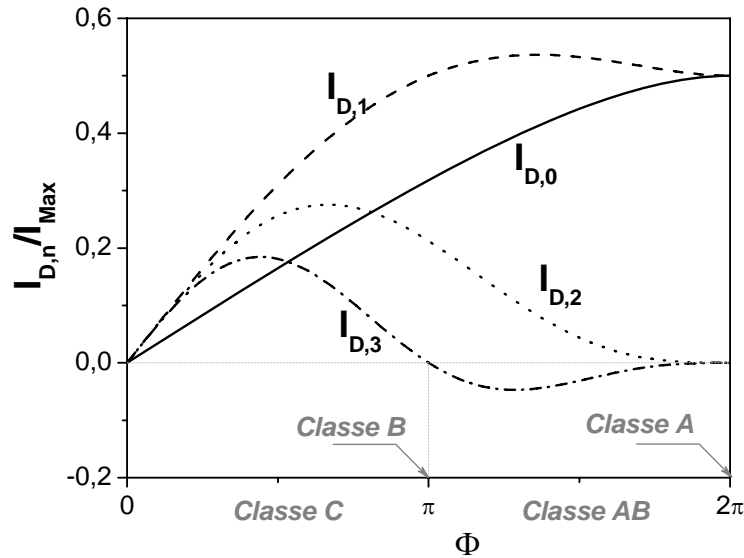


Figura 4.3: Andamento delle componenti armoniche della corrente d'uscita.

Sulla base delle considerazioni fatte sul modello del dispositivo attivo e considerando le componenti armoniche della corrente non dipendenti dalla corrispondente impedenza di carico, la risultante forma d'onda di tensione può essere scritta come:

$$v_{DS}(\vartheta) = V_{DC} - \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\vartheta + \psi_n) \quad (4.2)$$

Dove V_{DC} rappresenta la componente in continua della tensione e ψ_n la fase dell'ennesima componente armonica. Considerando solo le prime tre armoniche e limitandoci al caso di resistenze di carico puramente reali, la (4.2) può essere scritta nella seguente forma estesa:

$$v_{DS}(\vartheta) = V_{DC} - V_1 \cos(\vartheta) - V_2 \cos(2 \cdot \vartheta) - V_3 \cos(3 \cdot \vartheta) \quad (4.3)$$

dove $\theta = \omega t$ e le armoniche di tensione V_n sono relazionate alle corrispondenti armoniche di corrente I_n mediante le impedenze di carico:

$$R_n = \frac{V_n}{I_n} \quad (4.4)$$

La tensione ovviamente dovrà essere tale da rispettare i limiti fisici imposti dal dispositivo attivo, rappresentati dalla tensione di ginocchio (V_k) e la tensione di breakdown (V_{BD}). E' perciò necessario che sia:

$$V_k \leq v_{DS}(\vartheta) \leq V_{BD} \quad (4.5)$$

In molte applicazioni, soprattutto laddove l'unità di trasmissione è una parte essenziale del sistema mobile, la richiesta di piccole dimensioni e bassi consumi di potenza impongono livelli di tensione di polarizzazione sufficientemente bassi (*low-voltage conditions*). Al contrario, nelle applicazioni che richiedono elevate potenze e quindi necessitano di tensioni di polarizzazione elevate, vengono impiegate dispositivi caratterizzate da elevati valori di tensione di breakdown come quelli basati su tecnologia GaN o gli LDMOS. Tali considerazioni implicano che la limitazione più importante, imposta dal dispositivo attivo, è sicuramente la tensione di ginocchio. E' quindi possibile nella (4.5) trascurare la limitazione imposta dalla tensione di breakdown:

$$-V_1 \cdot \cos(\vartheta) - V_2 \cdot \cos(2 \cdot \vartheta) - V_3 \cdot \cos(3 \cdot \vartheta) \geq -(V_{DC} - V_k) \quad (4.6)$$

Dividendo entrambi i membri della (4.6) per la componente di tensione a frequenza fondamentale (V_1), si avrà:

$$-\cos(\vartheta) - K_2 \cdot \cos(2 \cdot \vartheta) - K_3 \cdot \cos(3 \cdot \vartheta) \geq -\left(\frac{V_{ds,DC} - V_k}{V_1}\right) \quad (4.7)$$

dove:

$$k_2 \equiv \frac{V_2}{V_1} \quad e \quad k_3 \equiv \frac{V_3}{V_1} \quad (4.8)$$

In assenza di componenti armoniche (caso Tuned Load, cioè K_2 e K_3 uguali a zero), l'ampiezza massima della componente a fondamentale della tensione sarà:

$$V_{1,TL} = V_{ds,DC} - V_k \quad (4.9)$$

Lo scopo principale della teoria del tuning armonico è quello di incrementare la componente di tensione V_1 , rispetto al caso di assenza di manipolazione, lasciando inalterata la forma d'onda di corrente, ottenendo così un aumento delle prestazioni del dispositivo attivo. Si può così "formulare" il problema della manipolazione armonica come la ricerca dei coefficienti K_2 e K_3 tali da garantire che la tensione V_1 in presenza di manipolazione armonica

$(V_{1,HM})$ sia superiore a quella ottenibile nel caso di configurazione Tuned Load $(V_{1,TL})$ [1].

Dal punto di vista matematico, il problema può essere così formulato: determinare i valori di K_2 e K_3 che massimizzano la seguente funzione denominata *Voltage Gain Function*:

$$\delta(k_2, k_3) = \frac{V_{1,HM}}{V_{1,max}} = \frac{-1}{\max_{\vartheta} [-\cos(\vartheta) - K_2 \cdot \cos(2 \cdot \vartheta) - K_3 \cdot \cos(3 \cdot \vartheta)]} \quad (4.10)$$

Dal punto di vista progettuale, ciò implica la scelta delle impedenze di carico alle diverse armoniche, non più come dei cortocircuiti o circuiti aperti ma tali da rispettare la seguente relazione:

$$\begin{aligned} R_{1,HT} &= \delta_{HT} \cdot R_{TL,opt} \\ R_{2,HT} &= \delta_{HT} \cdot k_2 \cdot \frac{I_1(\phi)}{I_2(\phi)} \cdot R_{TL,opt} \\ R_{3,HT} &= \delta_{HT} \cdot k_3 \cdot \frac{I_1(\phi)}{I_3(\phi)} \cdot R_{TL,opt} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Dove $R_{TL,opt}$ rappresenta l'impedenza ottima di carico per il dispositivo scelto in configurazione Tuned Load:

$$R_{TL}(\Phi) = \frac{V_{1,max}}{I_1(\Phi)} = \frac{2 \cdot (V_{DC} - V_k)}{I_{Max}} \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\Phi}{2}\right)}{\Phi - \sin(\Phi)} \quad (4.12)$$

Allo stesso modo è possibile relazionare gli incrementi ottenibili in termini di guadagno, potenza d'uscita ed efficienza rispetto al caso Tuned Load, mediante il fattore δ_{HT} :

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_{out,TL} \cdot \delta_{HT} \\ G &= G_{TL} \cdot \delta_{HT} \\ \eta_d &= \eta_{d,TL} \cdot \delta_{HT} \\ \eta_{add} &= \eta_{add,TL} + [\delta_{HT} - 1] \cdot \eta_{d,TL} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Appare dunque chiaro che, in base al valore assunto dalla funzione $\delta(K_2, K_3)$, possono essere definite diverse configurazioni di funzionamento che fanno uso del concetto di chiusura armonica. In Tabella 4.1 sono elencati i

possibili incrementi raggiungibili per le Classi maggiormente impiegate. È intuitivo capire che per ogni altra combinazione di valori dei rapporti armonici sarebbe possibile definire una nuova Classe di funzionamento.

Freq	Classe	k_2	k_3	δ_{HT}	β_{HT}	Aumento prestazioni
f	Tuned Load	0	0	1	1	0 %
f, 3f	Classe F o 3 rd HT	0	-0.17	1.15	1	15 %
f, 2f	2 nd HT	-0.35	0	1.41	1.91	41 %
f, 2f, 3f	2 nd & 3 rd HT	-0.55	0.17	1.62	2.8	62 %

Tabella 4.1: Valori di K_2 e K_3 e possibili incrementi per le diverse Classi.

La colonna β_{HT} della tabella indica il valore della sovralongazione che si ha sulla tensione d'uscita quando la sua forma d'onda assume un aspetto asimmetrico rispetto a V_{DC} . In altre parole, un valore di β_{HT} diverso da uno indica che il massimo valore istantaneo assunto dalla tensione d'uscita vale:

$$v_{DS,Max}(\vartheta) = V_{DC} + \beta_{HT} \cdot V_{1,TL} \quad (4.14)$$

Visto che utilizzando la manipolazione armonica in uscita è possibile aumentare le prestazioni dell'amplificatore del fattore δ_{HT} , a partire dal valore assunto per il Tuned Load, va preventivamente verificato se un tale incremento è fisicamente accettabile. Dunque, onde evitare di cadere in risultati assurdi (es. $\eta > 100\%$), bisogna assicurarsi che le impedenze da sintetizzare, date dall'equazione (4.11), siano fisicamente realizzabili tramite elementi passivi.

Consideriamo per esempio il caso del 2nd HT PA dove $k_2 = -0.35$ e $k_3 = 0$. Per ottenere tali valori con impedenze puramente reali è necessario che le componenti della corrente I_1 e I_2 siano in opposizione di fase. Dalla Figura 4.3 si può notare come una simile condizione non sia mai verificata per nessun valore dell'angolo di circolazione della corrente. Un discorso analogo può essere fatto anche per il 2nd & 3rd HT PA dove si deve verificare che $I_1 \cdot I_2 < 0 \cup I_1 \cdot I_3 > 0$.

In questi casi quindi, non potendo sintetizzare impedenze negative, si dovrà ricorrere ad una manipolazione delle armoniche d'ingresso del dispositivo. Tale azione ha come obiettivo quello di far sì che, le armoniche generate in

ingresso, una volta amplificate dal dispositivo stesso, si vadano a sommare con fase opportuna a quelle generate direttamente in uscita così da ottenere come risultante, dei rapporti tra le armoniche di corrente d'uscita che soddisfino le relazioni a cui ci si riferiva precedentemente.

Per il 3rd HT PA, più comunemente chiamato Classe F, si può notare come la condizione necessaria ($I_1 \cdot I_3 > 0$) si verifica solo per angoli di circolazione della corrente maggiori di π , cioè per dispositivi polarizzati in Classe AB [2]. Tuttavia, in letteratura capita di trovare esempi di PA polarizzati in Classe C in cui gli autori affermano che esso si comporta da Classe F [3] senza avere forse ben chiaro il perché. La causa di un simile risultato sarà chiara alla fine del paragrafo.

Nel caso in cui si assuma una forma d'onda di corrente diversa da una sinusoidale, come per esempio una forma d'onda quadra, è possibile dimostrare l'applicabilità di tali tecniche con l'impiego di sole impedenze resistive, anche se solo per particolari intervalli dell'angolo di circolazione.

Per completezza di trattazione, sempre considerando segnali sinusoidali, c'è da dire che, nel caso in cui la forma d'onda di corrente d'uscita risulti modificata e simile a quella riportata in Figura 4.2 a causa per esempio di una forte compressione del dispositivo, i suoi fasori subiscono un arretramento come riportato in Figura 4.5, permettendo il verificarsi della condizione $I_1 \cdot I_2 < 0$ per alcuni valori dell'angolo di circolazione della corrente [1]. Queste ultime curve sono parametrizzate in funzione dell'entità del taglio espresso tramite l'angolo θ_s .

Tuttavia, sempre dalla Figura 4.5, si nota che la condizione $I_1 \cdot I_2 < 0$, quella necessaria per realizzare un 2nd HT PA, è verificata solo per angoli di circolazione prossimi a quelli di un Classe A, quindi l'incremento ottenibile sarebbe comunque di modesta entità.

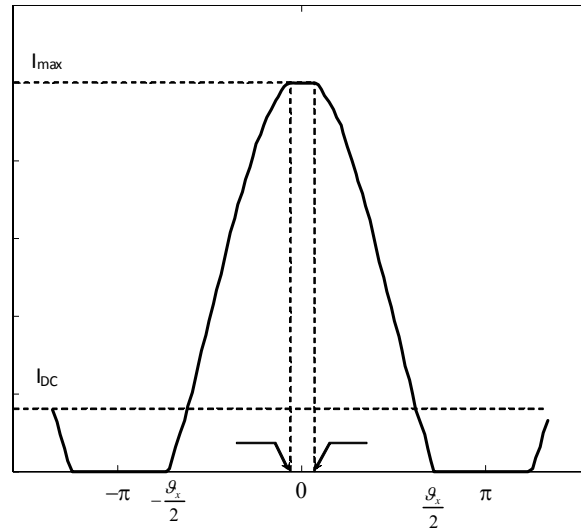


Figura 4.4: Forma d'onda della corrente d'uscita in condizioni di forte compressione.

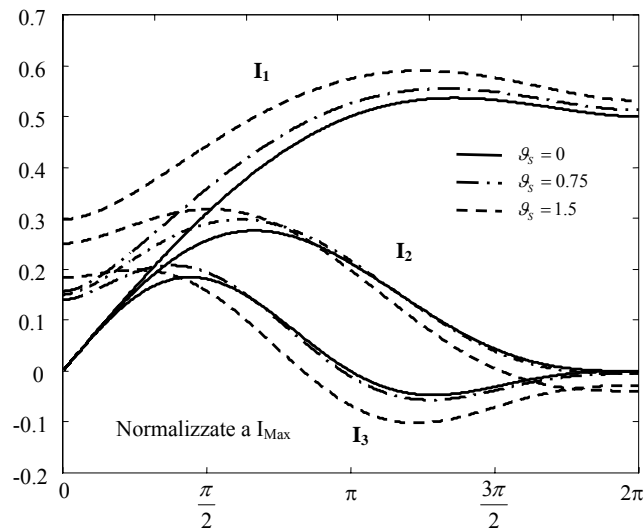


Figura 4.5: Andamento delle componenti armoniche della corrente d'uscita in condizioni di forte compressione.

Esistono tuttavia altri due modi per risolvere il problema delle fasi delle componenti armoniche della corrente:

- Tramite la sintesi di carichi armonici complessi.
- Tramite un'opportuna manipolazione d'ingresso.

Nel primo caso si dimostra che, tramite un'opportuna scelta degli sfasamenti Φ_n tra le componenti di tensione V_n e le corrispondenti componenti di corrente I_n , è possibile ottenere un incremento del modulo di V_1 pari a quello

riportato in Tabella 4.1 per i diversi casi. Tuttavia, dato che la potenza attiva è data da:

$$P_{out,f_0} = \frac{1}{2} I_1 \cdot V_1 \cdot \cos(\phi_1) \quad (4.15)$$

è ovvio che lo sfasamento ϕ_1 , da introdurre tra V_1 e I_1 porta a una diminuzione di tale potenza. In particolare, nel caso del 2nd HT PA nel migliore dei casi si ottiene una potenza di uscita pari a quella ottenibile con una semplice configurazione Tuned Load. Nel caso del 2nd & 3rd HT PA l'incremento rispetto alla $P_{out,TL}$ sarebbe del solo 15% cioè pari a quello ottenibile realizzando un Classe F, che risulterebbe anche molto più semplice dal punto di vista progettuale. È chiaro dunque che un approccio del genere non è praticabile ne consigliabile.

L'approccio basato sulla manipolazione d'ingresso risulta invece molto più vantaggioso dal punto di vista prestazionale, anche se la sua implementazione progettuale può risultare complessa, soprattutto nel caso di PA a più dispositivi.

Il concetto è molto intuitivo: s'introduce in ingresso la componente armonica desiderata e tramite opportuni accorgimenti progettuali si fa in modo che questa venga riportata in uscita con la fase voluta [1]. Nella maggior parte dei casi per la generazione armonica in ingresso vengono sfruttate direttamente le armoniche generate dalla capacità C_{gs} del dispositivo attivo [4,5,6]. Un esempio di realizzazione pratica di un PA in tecnologia GaN basato sulla teoria del tuning armonico è presentato di seguito [7].

4.3 Amplificatori Classe F in GaAs per la banda X

In questo paragrafo saranno descritti gli studi svolti per progettare tre PA in tecnologia GaAs monolitica per applicazioni in banda X. Tutti gli amplificatori sono stati progettati per lavorare in Classe F e differiscono l'uno dall'altro per il numero di dispositivi impiegati. In particolare saranno presentati un PA a singolo dispositivo, uno che sfrutta la combinazione di due dispositivi e infine un due stadi bilanciato contenente 10 dispositivi attivi. Il processo tecnologico

impiegato per la progettazione di tutti e tre i dispositivi è basato su dispositivi PHEMT di potenza da $0.6\mu\text{m}$ di larghezza di gate fornito dalla fonderia Selex-Sistemi Integrati.

4.3.1 PROGETTO DEL PA A SINGOLO DISPOSITIVO

Il dispositivo attivo utilizzato come cella base per progettare questo amplificatore è un PHEMT con una periferia di gate di 1mm (10 finger da $100\mu\text{m}$ ciascuno). In Figura 4.6 è riportato lo schematico elettrico e la foto dell'amplificatore a singolo dispositivo realizzato. Così come per gli altri due amplificatori, il dispositivo attivo è stato polarizzato in Classe AB (20% della sua corrente massima $I_{\text{max}}=380\text{mA}$) con una tensione di drain pari a $V_{\text{DD}}=8\text{V}$. Tale valore assicura infatti la massima escursione della tensione d'uscita, essendo il dispositivo caratterizzato da una tensione di ginocchio pari a $V_{\text{k}}=1\text{V}$ e una tensione di break down pari a $V_{\text{BD}}=18\text{V}$.

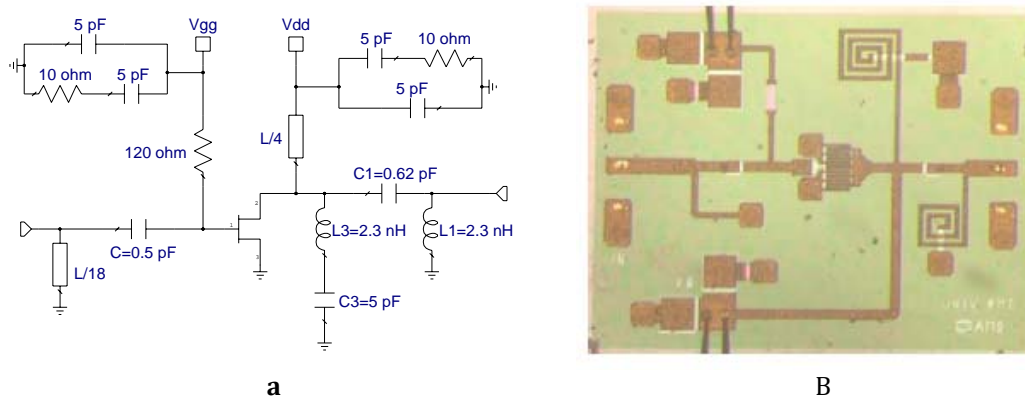


Figura 4.6: a) schema elettrico e b) foto dell'amplificatore in Classe F a singolo dispositivo.

Con riferimento allo schema elettrico, la tensione di drain è stata applicata tramite uno stub in corto circuito lungo $\lambda/4$ che realizza inoltre la condizione ottima di carico (corto circuito) per la seconda armonica generata in uscita. La sintesi del carico ottimo a fondamentale è stata realizzata tramite la cella C_1-L_1 , mentre la condizione di "circuito aperto" a terza armonica è stata implementata tramite il filtro risonante composto dalla serie L_3-C_3 .

La rete d'ingresso è stata progettata per garantire la condizione di adattamento complesso coniugato. La stabilità dell'amplificatore a tutte le

frequenze è stata raggiunta tramite l'introduzione sulla linea di alimentazione di gate di una resistenza da 120Ω . Infine, sui punti di accesso della DC sono stati inseriti dei filtri per eliminare eventuali componenti di bassa frequenza generate dagli alimentatori usati per polarizzare l'amplificatore. Le dimensioni del chip finale sono ($1.5 \times 1.9 \text{ mm}^2$).

Le misure a 9.6GHz dell'amplificatore sono riportate in Figura 4.7 assieme ai risultati ottenuti dalle simulazioni.

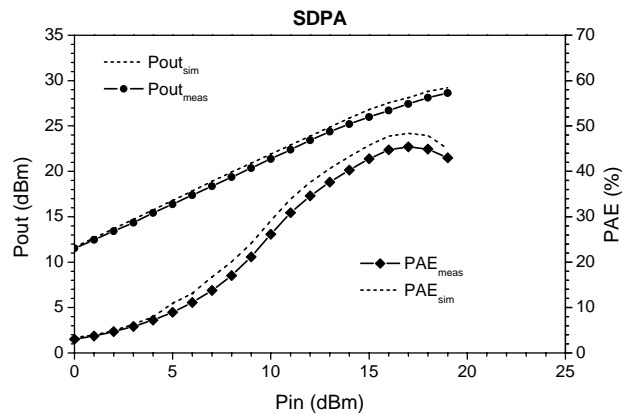


Figura 4.7: Misure a 9.6GHz dell'amplificatore a singolo dispositivo.

Al 1dBgcp (cioè in corrispondenza del valore di potenza d'ingresso in cui il guadagno differisce da quello di piccolo segnale di 1dB) si è ottenuto una potenza d'uscita di 28.1dBm, un guadagno di 10dB con una PAE del 44%.

4.3.2 PROGETTO DEL PA A DOPPIO DISPOSITIVO

Con l'obiettivo finale di progettare un amplificatore in Classe F che fornisca 38dBm di potenza d'uscita, successivamente si è passati allo studio delle problematiche legate all'implementazione della metodologia Classe F in amplificatori basati sulla combinazione di più dispositivi attivi. A tale proposito, si è progettato un secondo amplificatore, sempre in Classe F, combinando però solo due dispositivi attivi, ciascuno caratterizzato da una periferia di gate da 1mm.

Il primo passo ha riguardato la sintesi di una struttura di combinazione che minimizzasse l'area occupata su chip e avesse prestazioni molto simili, in

termini di parametri di Scattering, ad una combinazione dei due dispositivi attivi realizzata tramite fili ideali [8]. Il layout della struttura risultante è riportato in Figura 4.8.

A questo punto si è considerata questa cella elementare come se fosse un singolo dispositivo attivo e si è proceduto alla sintesi di un'unica rete di adattamento d'uscita e d'ingresso tale da far lavorare entrambi i dispositivi attivi in Classe F.

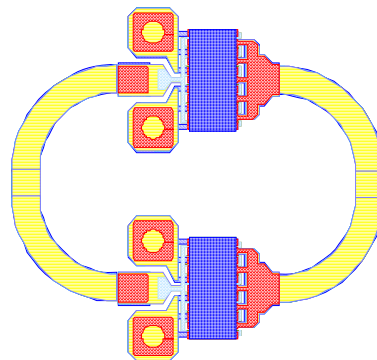


Figura 4.8: Layout della struttura di combinazione realizzata.

In Figura 4.9 è riportata la foto dell'amplificatore realizzato. In questo caso si è preferito un approccio ad elementi distribuiti e le dimensioni finali sono $1.8 \times 2.3 \text{ mm}^2$.

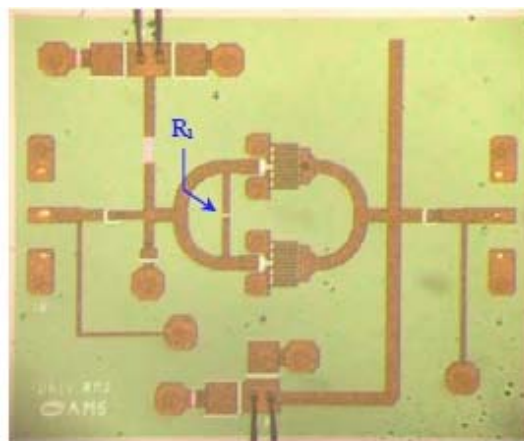


Figura 4.9: Foto dell'amplificatore in Classe F a doppio dispositivo realizzato.

La condizione di corto circuito a seconda armonica è stata anche in questo caso realizzata tramite lo stub con cui si porta l'alimentazione di drain, mentre il carico ottimo a terza armonica è stato ottenuto tramite lo stub chiuso in circuito

aperto. Infine, il carico a fondamentale è stato sintetizzato tramite uno stub in corto e sfruttando il valore del condensatore di blocco della DC.

La rete d'ingresso è stata progettata per garantire la condizione di adattamento complesso coniugato e la stabilità dell'amplificatore. Tuttavia, in questo caso, data la presenza di un anello chiuso tra la porta d'ingresso e quella d'uscita del PA, l'ottenimento di un fattore di stabilità maggiore di uno non garantisce la stabilità incondizionata del PA da eventuali modi di oscillazione dispari. Per risolvere questo problema, la stabilità dell'anello interno è stata analizzata mediante simulazioni a parametri di scattering seguendo il metodo proposto in [9]. Applicando tale analisi si è scoperta la presenza di una potenziale instabilità intorno ai 2.5GHz. Infatti, osservando l'andamento del modulo e della fase del guadagno dell'anello formato dai due dispositivi attivi riportato in Figura 4.10, si osserva che a 2.517GHz il modulo è maggiore di uno e la fase è molto prossima a zero. Tali condizioni, secondo il teorema di Nyquist, risultano sufficienti affinché la presenza di un segnale a quella frequenza ed in quel punto si auto sostenga e provochi delle oscillazioni.

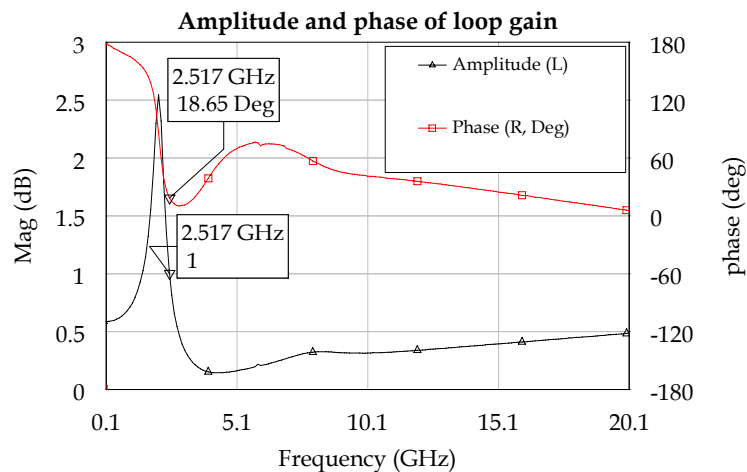


Figura 4.10: Andamento in frequenza del modulo e della fase del guadagno ad anello.

Per debellare questa fonte instabilità è stata aggiunta una resistenza da 10 Ω (R_1 in Figura 4.9) tra i rami d'ingresso della struttura di combinazione. La presenza di questa resistenza, in cui non scorre corrente in DC trovandosi tra due punti allo stesso potenziale, garantisce la stabilità assoluta del PA poiché fa sì

che il modulo del guadagno ad anello diventi inferiore ad uno a tutte le frequenze (Figura 4.11).

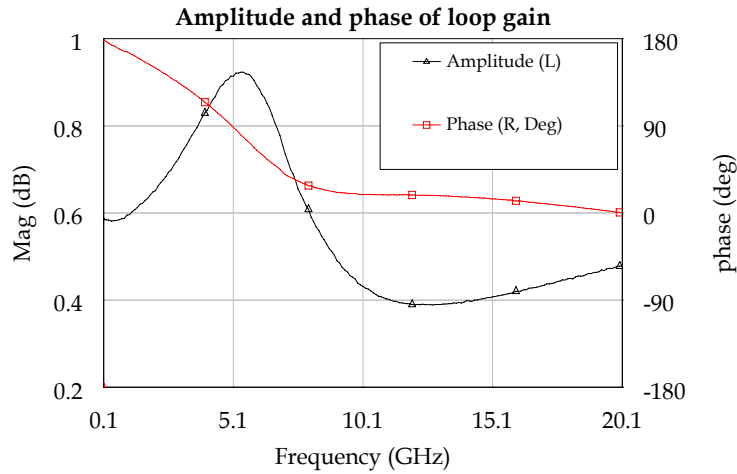


Figura 4.11: Andamento in frequenza del modulo e della fase del guadagno ad anello con la resistenza.

Le prestazioni ottenute applicando un segnale CW a 9.6GHz alla porta d'ingresso del PA sono riportate in Figura 4.12 assieme ai risultati ottenuti dalle simulazioni.

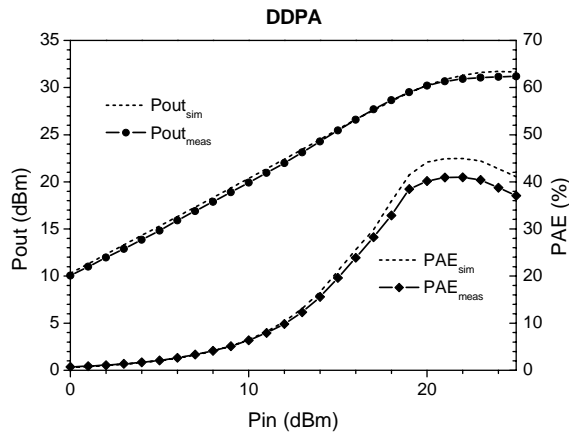


Figura 4.12: Misure a 9.6GHz dell'amplificatore a doppio dispositivo.

Al 1dBgcp si è ottenuto una potenza d'uscita di 30.6dBm con una PAE del 40%.

Il confronto tra le prestazioni misurate ottenute dai due amplificatori realizzati sono riportate in Figura 4.13 e riassunte in Tabella 4.2. Ponendo l'attenzione sull'ultima riga della tabella si osserva come il PA a doppio

dispositivo fornisce una potenza 1.8 volte maggiore rispetto a quella del PA a singolo dispositivo mentre l'area occupata su chip è solo il 44% in più. C'è tuttavia da dire che a causa delle maggiori perdite dovute alle reti di ricombinazione, l'efficienza risulta essere inferiore del 10%.

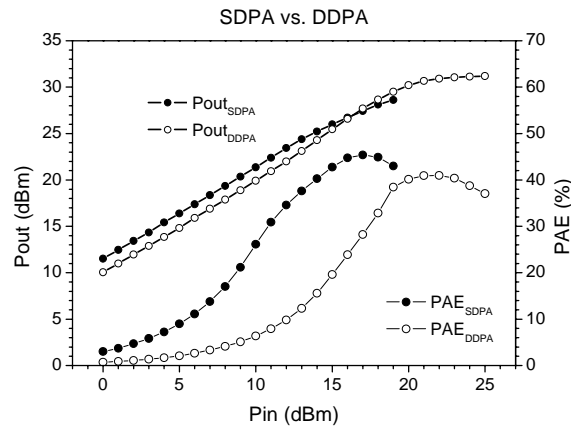


Figura 4.13: Confronto tra le prestazioni ottenute dai due PA.

	P_{in} (dBm)	G (dB)	PAE (%)	P_{out} (dBm)	area (mm ²)
Singolo	18.1	10	44 %	28.1	2.85
Doppio	21.6	9	40 %	30.6	4.1
Variazione	+ 120%	- 20%	- 10%	+ 78%	+ 44 %

Tabella 4.2: Confronto tra le prestazioni dei due PA.

Per dimostrare i benefici introdotti dal tipo di combinazione usata per i due dispositivi, i risultati sperimentali ottenuti dal secondo PA sono stati confrontati con quelli ottenibili combinando due PA a singolo dispositivo mediante combinatori Wilkinson ideali e senza perdite. Ovviamente in questo caso l'area occupata su chip sarebbe enormemente maggiore e prossima ai 6mm². I risultati di tale confronto sono riportati in Figura 4.14 e mostrano come l'amplificatore a doppio dispositivo raggiunga prestazioni molto simili alla combinazione ideale di due PA a singolo dispositivo. Inoltre, se le perdite dei due combinatori necessari nel secondo caso venissero considerate, è probabile che la combinazione dei due PA a singolo dispositivo raggiunga prestazioni inferiori, oltre ad occupare sicuramente un'area su chip decisamente maggiore.

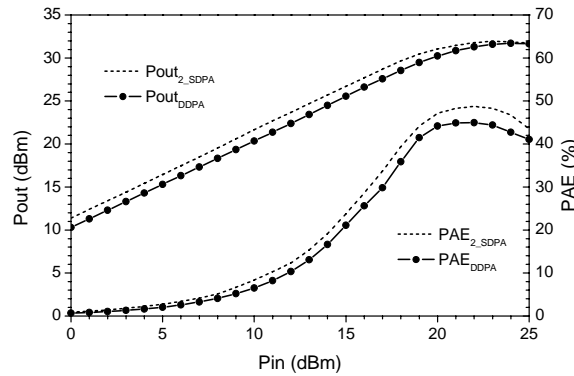


Figura 4.14: Confronto tra le prestazioni misurate e simulate dei due PA.

4.3.3 PROGETTO DEL PA FINALE

Una volta provata la validità della metodologia proposta attraverso il confronto dei risultati ottenuti dal PA a singolo dispositivo e quelli ottenuti dal PA a doppio dispositivo, lo stesso approccio è stato applicato per la progettazione del PA finale [10]. Le specifiche richieste erano: una potenza d'uscita maggiore di 38dBm, un guadagno maggiore di 16dB e un'efficienza del 40%. In questo caso, per rispettare le specifiche in termini di guadagno, si è reso necessario l'impiego di una topologia a doppio stadio, mentre per raggiungere il valore di potenza d'uscita richiesto, nell'ultimo stadio si sono combinati otto dispositivi ciascuno con una periferia di gate da 1.5mm. La foto dell'amplificatore finale è riportata in Figura 4.15. Le dimensioni del MMIC sono di 16mm². Dalla foto è visibile la presenza di 4 celle base molto simili a quella utilizzata nel caso precedente. Anche in questo caso, il risultato delle analisi per lo studio dell'insorgere di eventuali modi di oscillazione dispari ha reso necessario l'impiego di una resistenza di stabilizzazione tra i rami d'ingresso di ogni cella elementare e tra quelli di ogni combinazione composta da due celle elementari. La rete di adattamento dell'interstadio è stata progettata in modo da garantire un funzionamento in configurazione Tuned Load ai due dispositivi attivi dello stadio driver e nello stesso tempo per massimizzare il trasferimento di potenza tra il primo e il secondo stadio. Il combinatorio d'uscita è stato progettato per sintetizzare ai capi di ogni cella elementare le condizioni di carico previste dalla configurazione in Classe F, mentre il divisore d'ingresso è stato progettato per

assicurare una divisione a 3dB sui gate dei due dispositivi attivi dello stadio driver, garantendo un buon adattamento d'ingresso.

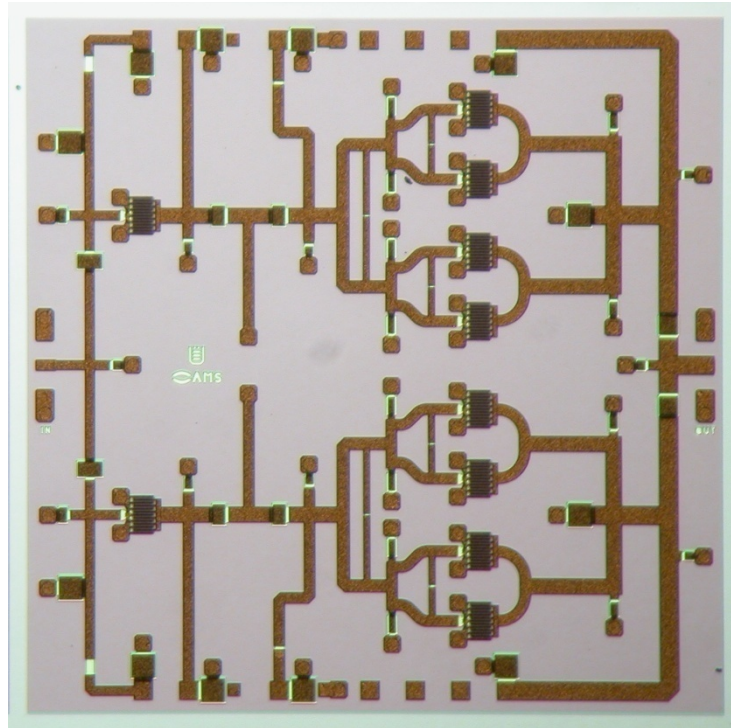


Figura 4.15: Foto dell'amplificatore in Classe F finale.

Le simulazioni dell'amplificatore finale sono riportate in Figura 4.16. Come si può notare, a 2dB di compressione l'amplificatore fornisce una potenza d'uscita di 38.5dBm, con un guadagno di 18 dB e una PAE del 40%. Tali prestazioni si mantengono pressoché costanti in tutta la banda.

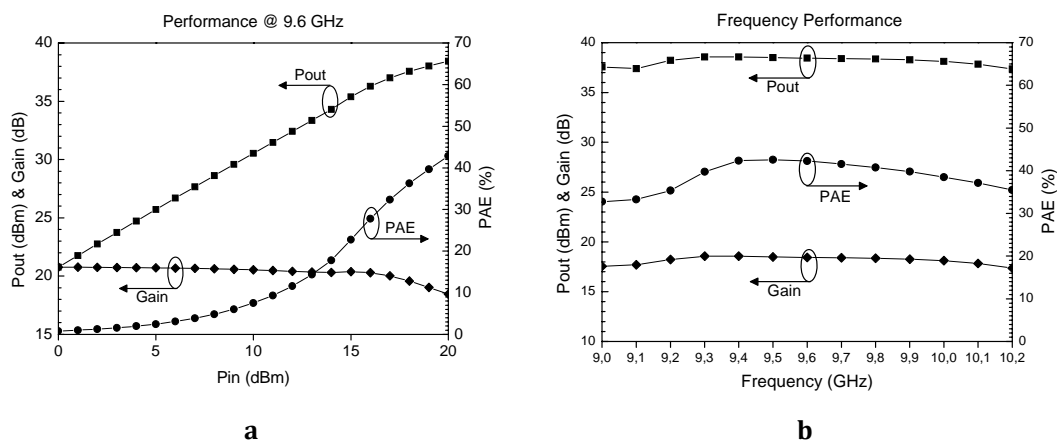


Figura 4.16: a) prestazioni a 9.6GHz e b) prestazioni in banda.

Nella Tabella 4.3 sono riassunte le prestazioni ottenute da tutti e tre i PA. Sulla base di questi dati, è evidente come la metodologia del Classe F risulti

efficace anche nella progettazione di amplificatori multistadio in tecnologia monolitica. Infatti, passando dall'amplificatore a singolo dispositivo a quello multistadio, si sono persi solo 4 punti percentuali di efficienza dovuti esclusivamente al fatto che la potenza d'uscita dello stadio driver non concorre al calcolo dell'efficienza del PA finale.

	G (dB)	PAE (%)	P_{out} (dBm)
Singolo	10	44 %	28.1
Doppio	9	40 %	30.6
Finale	18	40%	38.5

Tabella 4.3: Confronto tra le prestazioni dei due PA.

4.4 2nd HT Classico in Tecnologia GaN

La trattazione teorica dell'approccio basato sulla manipolazione della seconda armonica è ben descritto negli articoli [1,11,12] e per questo motivo non è stata interamente riformulata nei paragrafi precedenti. Ci si limiterà pertanto di seguito a richiamare i concetti ritenuti essenziali per la comprensione dei passi progettuali svolti per realizzare il PA qui presentato, rimandando a detti articoli chiunque sia interessato a una completa ed esaustiva trattazione.

Il progetto [7] qui riportato è stato realizzato al fine di dimostrare che la metodologia di progetto del 2nd HT PA rappresenta una valida soluzione per realizzare PA ad alta efficienza, con dispositivi caratterizzati da elevati valori di tensione di breakdown, nel caso specifico un HEMT in GaN. Infatti, una simile caratteristica consente da una parte l'uso di tensioni di polarizzazione più elevate e dall'altra evita che il dispositivo si rompa nel caso in cui la forma d'onda di tensione risulti asimmetrica come nel caso del 2nd HT PA.

4.4.1 PROGETTO

Come accennato nel precedente paragrafo, il dispositivo attivo impiegato in questo progetto è un HEMT in GaN con una periferia di gate di 10x100µm fornito dalla Selex Sistemi Integrati, la cui foto è riportata in Figura 4.17.

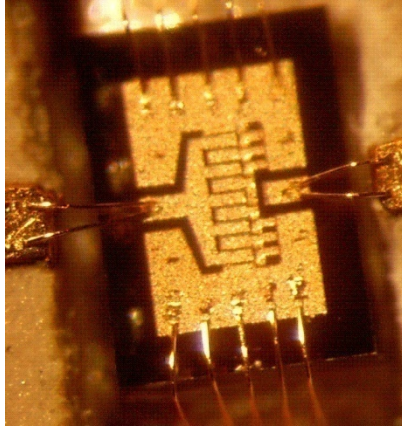


Figura 4.17: Foto del dispositivo attivo utilizzato.

Esso è stato caratterizzato in regime di piccolo e di grande segnale e successivamente modellizzato tramite lo sviluppo di un modello non lineare basato sulla topologia proposta da Angelov ed altri [13,14]. In Figura 4.18 è riportato il circuito equivalente considerato.

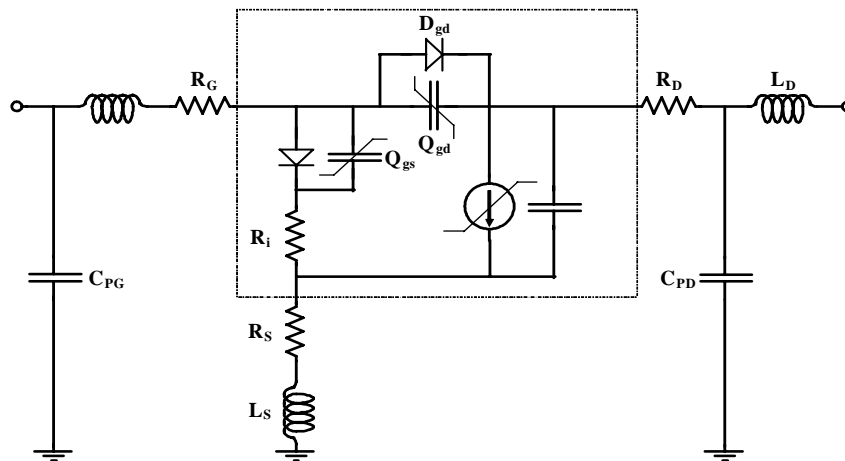


Figura 4.18: Tipico circuito equivalente di un modello non lineare di dispositivi HEMT.

La frequenza centrale di lavoro è stata scelta pari a 5.5GHz, mentre le reti di adattamento d'ingresso e d'uscita sono state progettate per soddisfare le condizioni del 2nd HT PA riportate in Tabella 4.1. Quindi, tramite i carichi armonici sintetizzati dalla IMN, si dovrà garantire la generazione di una componente di seconda armonica con fase appropriata mentre, tramite i carichi sintetizzati dalla OMN, si dovrà garantire che il rapporto tra V_1 e V_2 , cioè il K_2 , raggiunga in modulo il suo valore ottimale pari a -0.35. Oltre a questo, tramite la rete d'ingresso si dovrà garantire il raggiungimento sia della condizione di

stabilità incondizionata a tutte le frequenze sia quella di adattamento complesso coniugato a grande segnale nella banda di funzionamento del PA. Come evidenziato nella trattazione teorica, anche il punto di polarizzazione del dispositivo gioca un ruolo importante nei fenomeni che determinano la generazione delle armoniche. In questo caso si è scelto di polarizzare il dispositivo in Classe AB ($V_{DD}=25V$ & $V_{GG}=-3$, $I_D=80mA$) descritto anche in letteratura come il giusto compromesso per ottenere in modo “semplice” una corretta generazione delle armoniche [1,7,11,15].

La ricerca di tali carichi è stata portata a termine grazie ad un lavoro di mappatura della carta di Smith, tramite l'utilizzo di tuner armonici ideali. I valori ottimi così trovati sono riportati in Tabella 4.4 sotto forma di modulo e fase del coefficiente di riflessione d'ingresso e d'uscita.

Frequenza (GHz)	$ \Gamma_{in} $	$\angle\Gamma_{in}$	$ \Gamma_{out} $	$\angle\Gamma_{out}$
5.5	0.69	158°	0.65	87°
11	0.45	117°	0.99	102°
16.5	0.23	121°	0.99	-37°

Tabella 4.4: Carichi ottimi da sintetizzare.

In seguito, sono state progettate le reti di adattamento per realizzare tali carichi utilizzando soli elementi concentrati. In Figura 4.19 sono riportati gli schematici.

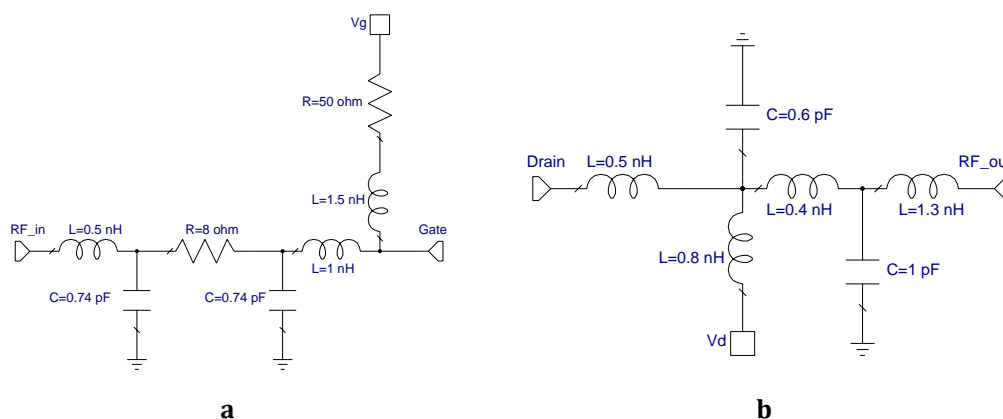


Figura 4.19: Schematici delle reti di adattamento: a) ingresso, b) uscita.

Per assicurare la stabilità incondizionata dell'amplificatore si è reso necessario l'inserimento, nella rete d'ingresso, di due resistenze una serie e una parallela al gate.

In fase di realizzazione le reti di adattamento a elementi concentrati riportate in Figura 4.19 sono state convertite usando elementi distribuiti su un substrato di Allumina ($h=381\mu\text{m}$ $\epsilon_r=10$) al fine di ottenere sia una maggiore semplicità di realizzazione sia una minimizzazione dell'incertezza legata al montaggio. L'amplificatore è stato successivamente assemblato su di un test-jig di alluminio dorato e terminato in ingresso e in uscita tramite l'uso di due connettori SMA. In Figura 4.20 è riportato il layout e una foto del PA finale.

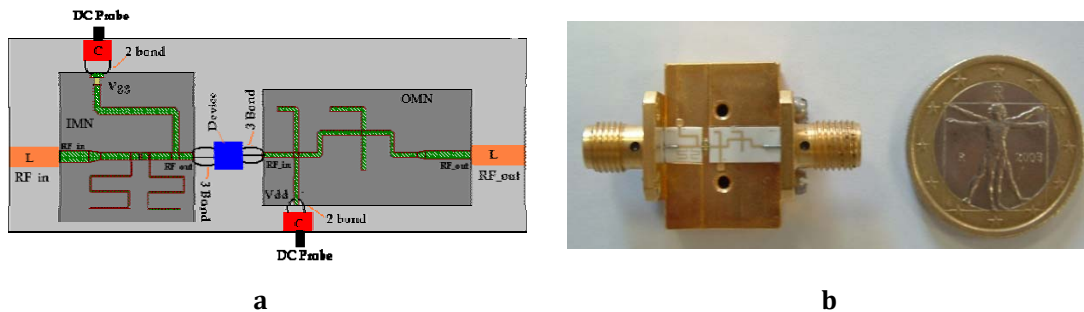


Figura 4.20: Layout (a) e foto dell'amplificatore (b) realizzato.

Con riferimento alla Figura 4.20, i due stub in parallelo al gate nella IMN sono stati inseriti per controllare appropriatamente la generazione della seconda armonica d'ingresso. Allo stesso modo, l'ottenimento del rapporto ottimo tra i moduli di V_1 e V_2 è stato assicurato con gli ultimi due stub in parallelo nella OMN, mentre per cortocircuitare la terza armonica d'uscita ($k_3=0$) si è sfruttato lo stub in corto usato per portare l'alimentazione al drain del dispositivo. Infine, in corrispondenza dei punti di accesso dell'alimentazione, è stato inserito un condensatore di valore elevato per filtrare eventuali componenti di bassa frequenza presenti sulle tensioni in continua, così da evitare l'insorgere di oscillazioni anomale.

In Figura 4.21 sono messi a confronto i carichi armonici ideali, quelli realizzati tramite le reti di adattamento a elementi concentrati e quelli ottenuti con le reti effettivamente realizzate. Come si può notare, nella totalità dei casi i valori ottenuti sono molto vicini a quelli voluti.

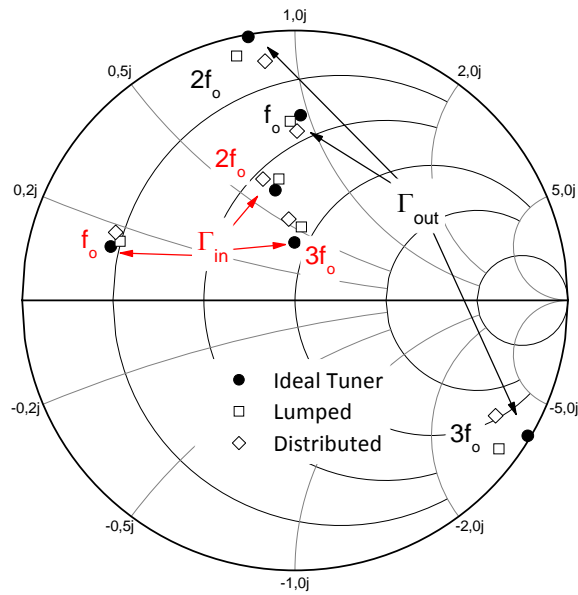


Figura 4.21: Confronto tra i carichi ideali e quelli realizzati mediante le reti di adattamento.

In Figura 4.22a è riportata la retta di carico simulata a 1dB di compressione del guadagno mentre, nella Figura 4.22b è mostrata la forma d'onda della tensione al variare della potenza in ingresso al dispositivo.

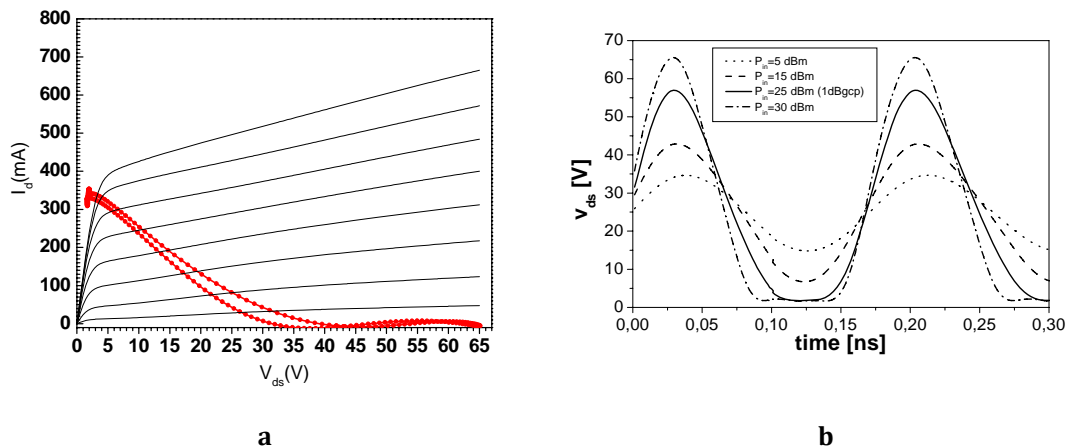


Figura 4.22: Curva di carico (a) e forma d'onda di tensione (b).

Come si può notare osservando entrambi i grafici, la componente V_2 della tensione risulta essere in opposizione di fase rispetto a V_1 . Infatti, dalla retta di carico è evidente il manifestarsi della sovralongazione verso il breakdown del dispositivo, mentre dall'andamento della tensione si evince l'appiattimento della sua forma d'onda quando viene raggiunto il ginocchio.

4.4.2 PRESTAZIONI

Dopo la sua realizzazione, l'amplificatore è stato testato in regime di piccolo e ampio segnale al fine di valutarne le prestazioni in termini di adattamento, potenza ed efficienza.

In Figura 4.23 è riportato il confronto tra gli andamenti misurati e quelli simulati di P_{out} , Gain e delle efficienze al variare della P_{in} in corrispondenza della frequenza centrale di lavoro 5.5GHz. La buona sovrapposizione ottenuta tra i diversi andamenti dimostra sia la validità dell'approccio seguito, descritto nel paragrafo precedente, sia l'efficacia della metodologia di progetto del 2nd HT PA. In termini assoluti, con una potenza d'uscita di quasi 34dBm e un'efficienza del 63%, questo amplificatore, al momento della sua pubblicazione, rappresentava lo stato dell'arte dei PA in tecnologia GaN per applicazioni in banda C [7].

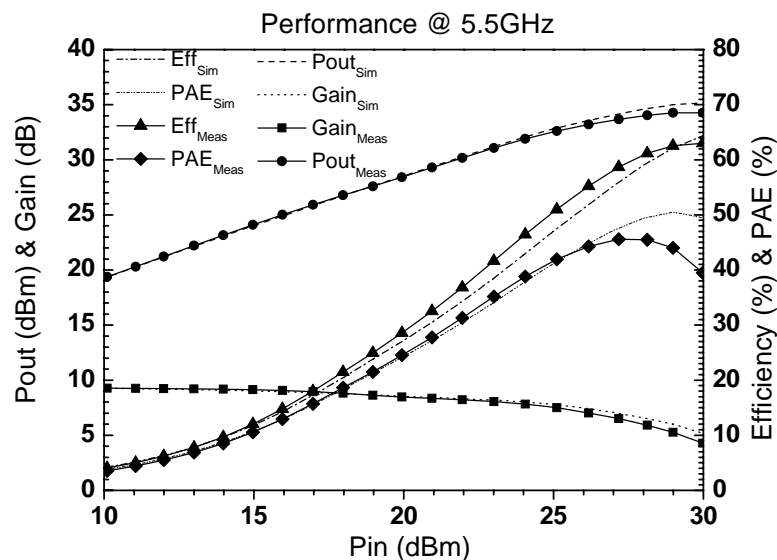


Figura 4.23: Confronto tra le prestazioni misurate e simulate del PA.

Al fine di valutare l'applicabilità per usi commerciali della strategia del tuning armonico, possono tornare utili le seguenti considerazioni. In particolare, ci sono almeno tre aspetti considerati critici e su cui vale la pena ragionare: il primo è sicuramente la banda passante che è possibile ottenere con tali PA, il secondo riguarda la sensibilità delle prestazioni dalle impedenze armoniche e in ultimo l'effetto di tali armoniche sulla linearità del PA.

Per quello che riguarda la banda, dal punto di vista progettuale, essa risulta intrinsecamente limitata dalla difficoltà di sintetizzare, con reti di adattamento reali, le impedenze armoniche volute ai capi del dispositivo attivo, essendo quest'ultime alquanto dipendenti dalla frequenza. Inoltre, va aggiunto che la banda utilizzabile risulta intrinsecamente stretta, a causa della possibile sovrapposizione delle bande armoniche al variare della frequenza fondamentale. Comunque le realizzazioni pratiche che è possibile trovare in letteratura mostrano bande passanti del 20-25%. Come si può notare dalla Figura 4.24, le prestazioni del PA misurato sono abbastanza costanti tra i 4.8GHz e i 6.2GHz, soprattutto in termini di potenza d'uscita e guadagno, facendo registrare una banda del 25%. L'andamento dell'efficienza invece comprova le osservazioni fatte sulle impedenze armoniche al variare della frequenza [15]. Tuttavia, sperimentalmente è stata osservata la presenza di zone sulla carta di Smith e quindi non singoli punti, in cui i carichi armonici possono essere variati ottenendo prestazioni costanti dal dispositivo attivo. Tali aree sono comunque di piccola entità e dipendono molto dal tipo di manipolazione voluta e risultano sempre difficili da sfruttare al variare della frequenza fondamentale [15], quindi al crescere della banda passante.

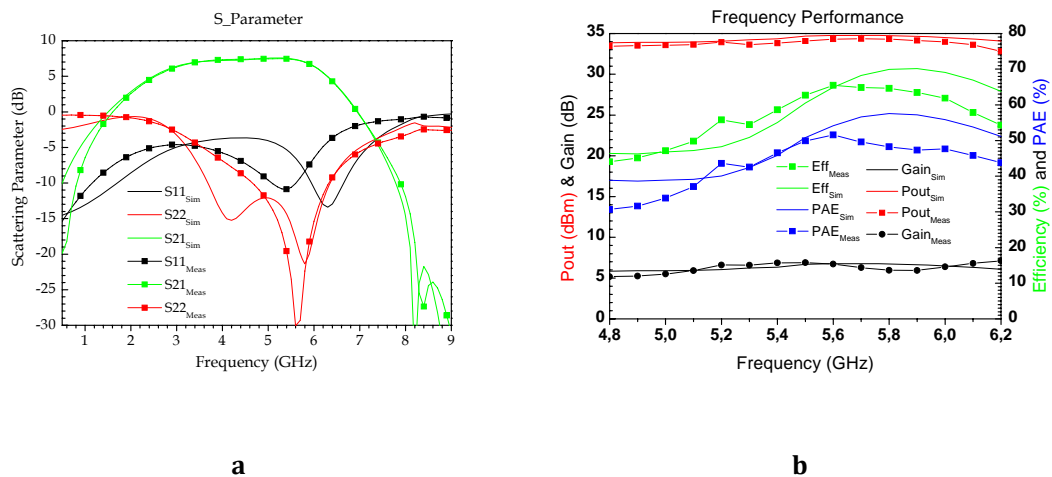


Figura 4.24: Confronto tra le prestazioni misurate e simulate del PA: a) parametri S, b) potenza.

Infine, rimane da approfondire l'effetto delle armoniche sulla linearità del PA. In Figura 4.25 e Figura 4.26 sono riportati i risultati ottenuti eseguendo il test a due toni sull'amplificatore. Tali misure sono state effettuate scegliendo come

prima frequenza, quella di lavoro $f_1=5.5$ GHz e considerando una spaziatura tra i due toni variabile da 20MHz a 100MHz a passi di 20MHz. La potenza in ingresso è stata fissata pari a 21dBm per singolo tono.

La Figura 4.25 riporta l'andamento dell'asimmetria di terzo, quinto e settimo ordine calcolata come:

$$\Delta IM_n = P_{out} \left(\frac{n+1}{2} f_2 - \frac{n-1}{2} f_1 \right) - P_{out} \left(\frac{n+1}{2} f_1 - \frac{n-1}{2} f_2 \right) \quad (4.16)$$

Com'era lecito attendersi, anche in base a quanto riportato in [16], l'asimmetria del terzo ordine, spesso indicata come il male peggiore in sistemi che fanno uso di segnali modulati complessi, ha un andamento monotono decrescente all'aumentare della spaziatura tra i toni. Tale andamento è comunemente riscontrato nei PA progettati seguendo approcci che mirano a massimizzarne l'efficienza, in cui spesso si è portati a trascurare, o meglio a porre in secondo piano, i fenomeni fisici che ne determinano le prestazioni in termini di linearità.

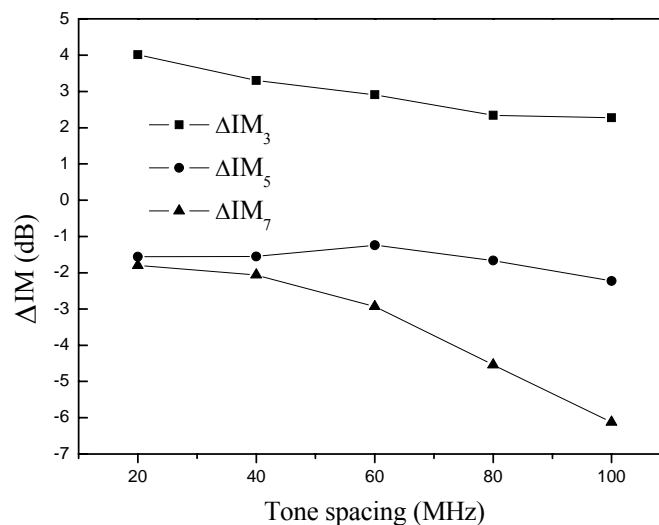


Figura 4.25: Andamento dell'asimmetria di 3°, 5° e 7° ordine al variare di $\Delta\omega$.

I fenomeni responsabili dell'insorgere dell'asimmetria saranno analizzati nei successivi tre paragrafi facendo uso della serie di Volterra. In particolare, sarà presentato un nuovo approccio progettuale per amplificatori a manipolazione armonica, nel caso specifico per i 2ndHT PA, che consente, almeno

teoricamente, di annullarne l'asimmetria mantenendone invariate le prestazioni in termini di efficienza.

Tuttavia, i metodi "classici" sviluppati con l'idea di sfruttare le armoniche per ottenere solo un incremento dell'efficienza, come l'esempio qui riportato, hanno mostrato sperimentalmente la possibilità di migliorare le prestazioni del PA almeno in termini di componenti spettrali d'uscita. In altre parole, sfruttare le armoniche per incrementare l'efficienza sembra avere un effetto benefico anche sulla linearità del PA. A tale proposito, in Figura 4.26 è riportato l'andamento dell'efficienza e del rapporto Carrier su Intermodulazione del terzo ordine (C/I_3) al variare del punto di polarizzazione del dispositivo. La C/I_3 è stata calcolata come:

$$\frac{C}{I_3} = \frac{P_{out}(f_1)}{P_{out}(2f_1 - f_2)} \quad (4.17)$$

Come si può notare, per il punto di polarizzazione nominale, cioè 80mA di corrente di drain, l'amplificatore realizzato possiede le migliori prestazioni sia in termini di efficienza sia di rapporto C/I_3 . Se da una parte questo indica che le prestazioni di tali PA sono molto sensibili dal punto di polarizzazione, dall'altra prova che le condizioni da verificare sui rapporti armonici per massimizzare l'efficienza hanno anche un effetto benefico su altri aspetti[11].

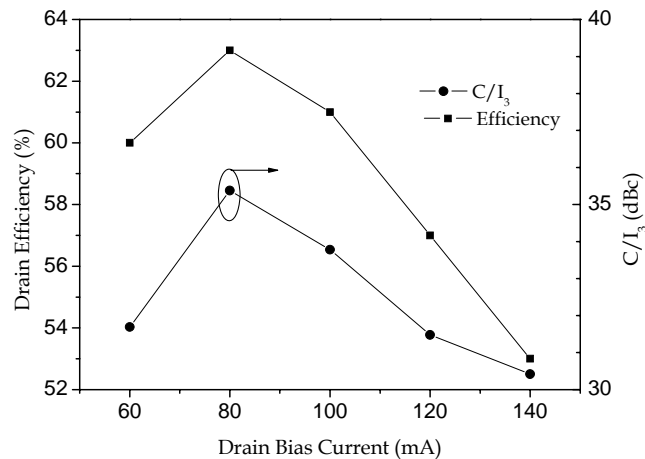


Figura 4.26: Andamento dell'efficienza e di C/I_3 al variare del punto di polarizzazione.

I contrasti esistenti tra la linearità e l'efficienza nei PA a manipolazione armonica saranno trattati in dettaglio nel prossimo paragrafo dove sarà

presentata una metodologia di progetto innovativa capace di coniugare alta efficienza con una elevata linearità.

4.5 2nd HT A Bassa IMD

Nel paragrafo precedente si è dimostrato che un corretto utilizzo delle armoniche di ordine superiore consente di ottenere un incremento delle prestazioni ottenibili da un dispositivo attivo in termini di potenza d'uscita, efficienza e guadagno. Tuttavia, in questa trattazione gli aspetti di linearità del PA non sono stati resi evidenti, anche se, commentando i risultati sperimentali ottenuti, si è notata una certa relazione tra armoniche e fenomeni di distorsione, com'era più che lecito attendersi.

Quasi sempre nei sistemi di trasmissione, quali per esempio stazioni radio base per telefonia, per rispettare le maschere di emissione dei diversi standard è necessario affiancare al PA dei circuiti di linearizzazione. Questi ultimi sono realizzati o tramite l'impiego di tecniche di predistorsione o tramite un'appropriata combinazione di PA in grado di autocancellare i prodotti di intermodulazione, come per esempio il feed-forward o similari [17]. Ovviamente, un approccio simile comporta sia un aumento delle dimensioni sia un degrado dell'efficienza dell'intero sistema. Un approccio ottimale sarebbe quello di trovare un metodo di progetto che consenta di ottenere un'alta efficienza e una bassa distorsione già a livello circuitale, cioè direttamente dal PA.

La maggior parte degli approcci che sono stati proposti fino ad ora in letteratura si basano sull'uso della serie di Volterra o similari [18-24]. Il concetto di base è semplice: assumendo che il dispositivo attivo lavori in regime di debole non linearità e applicando l'analisi di Volterra, si derivano delle utili relazioni da sfruttare in fase di progettazione [18,19]. L'ipotesi di debole non linearità è necessaria perché se da una parte la serie di Volterra consente di ottenere delle relazioni in forma chiusa (i nuclei di Volterra), che descrivono il comportamento del sistema a cui è applicata, in funzione degli elementi presenti in esso, dall'altra la sua complessità matematica, che nella forma più semplice può essere scritta come una serie polinomiale, praticamente ne impone il troncamento al terzo o al massimo al quinto ordine. Così facendo ovviamente, l'andamento descritto dalla

serie di Volterra e la risposta sperimentale del PA differiscono in modo crescente con il livello del segnale applicato. È tuttavia possibile aumentare l'intervallo di validità dell'approssimazione aumentando l'ordine della serie di Volterra; così facendo però, le risorse richieste in termini di tempo di calcolo e la complessità analitica del problema renderebbero quest'approccio in effetti impraticabile.

Quindi un'analisi tramite la serie di Volterra troncata al terzo ordine rappresenta un'approssimazione locale intorno al punto di polarizzazione del dispositivo. Sarà comunque poi sempre necessaria una verifica tramite l'uso di un modello non lineare completo. Tuttavia, essa risulta molto utile per comprendere i meccanismi che sono alla base della generazione armonica ed in particolare per descrivere i prodotti di intermodulazione, anche se effettuata in regime pseudo lineare [20, 21].

Per esempio, tramite la serie di Volterra è possibile evidenziare come sia le terminazioni in banda base, sia i carichi armonici sintetizzati ai capi del dispositivo attivo, hanno un ruolo determinante nell'entità dell'intermodulazione e della sua asimmetria [22, 23]. A tale proposito, verrà di seguito descritto un possibile approccio progettuale basato sull'analisi del dispositivo tramite l'uso della serie di Volterra, che consente di ottenere, oltre ai benefici prodotti dall'impiego della metodologia di progetto del 2nd HT PA, anche un'elevata linearità [24].

4.5.1 ANALISI TEORICA

L'analisi teorica è stata svolta assumendo che il dispositivo attivo sia rappresentabile tramite il modello riportato in Figura 4.27, quindi considerando valide le seguenti assunzioni [24,22,25]:

- Il dispositivo attivo è unilaterale, cioè può essere trascurato l'effetto di feedback dovuto alla capacità C_{gd} e ai parassiti di source. Ovviamente, tale assunzione è valida in frequenza fino a quando il parametro S_{12} del dispositivo è in modulo trascurabile rispetto al parametro S_{21} .
- L'unica fonte di non linearità è rappresentata dal generatore di corrente $i_d(v_{gs}, v_{ds})$, dipendente da v_{gs} e v_{ds} secondo la forma:

$$i_d = \sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 g_{m,n} \cdot v_{gs}^m \cdot v_{ds}^n \quad (4.18)$$

dove:

$$g_{m,n} = \frac{\partial^{m+n} i_d}{\partial v_{gs}^m \partial v_{ds}^n} \quad m, n = 0, 1, 2, 3 \quad (m + n \geq 0) \quad (4.19)$$

- Gli elementi parassiti d'ingresso e d'uscita possono essere rappresentati come un'unica ammettenza equivalente $Y_G(\omega)$ e $Y_L(\omega)$

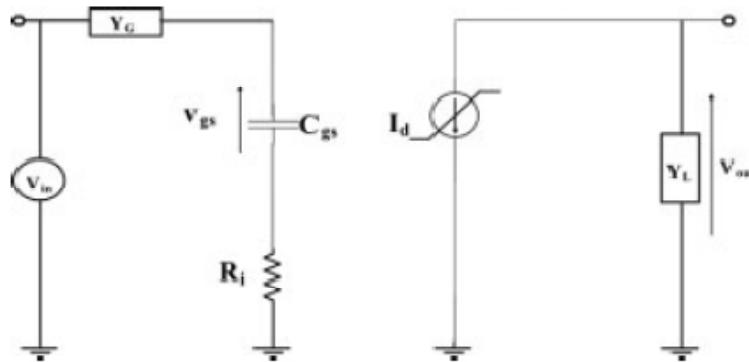


Figura 4.27: Modello equivalente del dispositivo usato per applicare Volterra.

Le assunzioni fatte sono necessarie al fine di ottenere delle relazioni in forma chiusa per le grandezze d'interesse. Infatti, le ipotesi di unilaterali del dispositivo e di linearità sulle impedenze d'ingresso e d'uscita consentono di semplificare enormemente i conti matematici, che nonostante tutto richiedono una cospicua capacità di calcolo.

Supponendo di applicare al circuito di Figura 4.27 un segnale composto da due toni puri con frequenza $\omega_c - \Delta\omega$ e $\omega_c + \Delta\omega$, entrambi con ampiezza pari ad A , si può dimostrare, applicando l'analisi di Volterra per trovare i nuclei della tensione d'uscita v_{ds} , che le componenti d'intermodulazione superiore (High) e inferiore (Low) sono pari a [22]:

$$IM3_{Low} = \frac{9}{32} A^6 \cdot \left| H_{ds,3} \left(\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}, -\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2} \right) \right|^2 \cdot \text{Re} \left\{ Y_L \left(\omega_c - \frac{3}{2} \Delta\omega \right) \right\} \quad (3.20)$$

$$IM3_{Low} = \frac{9}{32} A^6 \cdot \left| H_{ds,3} \left(\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}, -\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2} \right) \right|^2 \cdot \operatorname{Re} \left\{ Y_L \left(\omega_c + \frac{3}{2} \Delta\omega \right) \right\} \quad (3.21)$$

Poiché che la spaziatura tra i due toni $\Delta\omega$ è sempre molto inferiore a ω_c , è possibile assumere che $Y_L(\omega_c - 3/2\Delta\omega) \approx Y_L(\omega_c + 3/2\Delta\omega)$ e quindi definire l'asimmetria come:

$$\Delta IM3 = \frac{IM3_{Low}}{IM3_{High}} \approx \frac{\left| H_{ds,3} \left(\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}, -\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2} \right) \right|^2}{\left| H_{ds,3} \left(\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}, -\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2} \right) \right|^2} \quad (3.22)$$

Inoltre, dato che i nuclei di Volterra dipendono dai parametri circuitali, chiaramente anche i prodotti IM3 dipenderanno dalle impedenze armoniche $Y_L(n\omega_c)$ e da quelle in banda base $Y_L(\Delta\omega)$.

Molti sono stati gli approcci proposti in letteratura per studiare l'effetto delle terminazioni armoniche sui fenomeni di generazione dei prodotti di intermodulazione e in particolare sulla loro asimmetria [22,23,25,26,27]. Tuttavia, anche senza essere in contrasto tra di loro, i risultati di tali studi spesso hanno portato all'individuazione di diverse possibili cause e di conseguenza a diversi possibili rimedi. Ciò nonostante, analizzandoli in dettaglio si possono trovare i seguenti punti in comune:

- La dipendenza dei prodotti IM3 dalle impedenze in banda base è fortemente legata alle non linearità di secondo ordine della corrente di drain e quindi dai coefficienti usati per descrivere la transconduttanza del dispositivo ($g_{2,0}$; $g_{0,2}$; $g_{1,1}$).
- I prodotti IM3 sono prevalentemente legati alle ammettenze in banda base sintetizzate sul drain del dispositivo $Y_L(\Delta\omega)$, mentre risultano quasi insensibili da quelle d'ingresso $Y_G(\Delta\omega)$, dato che spesso le non linearità di gate possono essere trascurate [26].
- Se le ammettenze in banda base $Y_L(\Delta\omega)$ variano al variare di $\Delta\omega$, allora il livello dei prodotti IM3 muterà con essi.

- L'asimmetria $\Delta IM3$ aumenta all'aumentare della parte immaginaria delle impedenze $Z_L(\Delta\omega)$.

Ripartendo dalla (3.22) e sostituendo le espressioni dei nuclei di Volterra calcolati considerando valide le ipotesi fatte in precedenza, quindi assumendo valido il modello di Figura 4.27, l'asimmetria può essere scritta nel seguente modo[24,22]:

$$\Delta IM3 = - \frac{B_{L,\Delta f} \cdot F(B_L, B_{L,2}) \cdot [g_{m2} |Y_L|^2 + g_m (g_m g_{d2} - g_{md} G_L)] \cdot |Y_G|^6}{\frac{9}{8} |Y_{L,\Delta f}|^2 \cdot |Y_{L,2}|^2 \cdot |Y_L|^8 \cdot |Y_G + j2\pi f_c C_{gs}|^6} \quad (3.23)$$

Dove, con riferimento alla Figura 4.27, $B_{L,\Delta f}$ è la suscettanza in banda base vista ai capi del generatore di corrente $i_d(v_{gs}, v_{ds})$, Y_G è l'ammettenza d'ingresso del dispositivo mentre Y_L , $Y_{L,2}$ e $Y_{L,\Delta f}$ sono rispettivamente le ammettenze d'uscita a frequenza $f_c = (f_1 + f_2)/2$, $2f_c$ e $\Delta f = f_2 - f_1$. Cioè:

$$\begin{aligned} Y_G &= G_G + jB_G \\ Y_{L,x} &= G_{L,x} + jB_{L,x} \quad x = \Delta f, f_c, 2f_c \end{aligned} \quad (3.24)$$

Nell'equazione (3.23) la $F(B_L, B_{L,2})$, la cui forma esplicita è stata ricavata in [22], è una funzione dipendente dal valore delle suscettanze d'uscita B_L e $B_{L,2}$ e si annulla se:

$$B_L = B_{L,2} = 0 \quad (3.25)$$

Ovvero se il carico sintetizzato ai capi del generatore controllato $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ è puramente resistivo a frequenza fondamentale e a seconda armonica.

Di conseguenza, dalla (3.23) e dalla (3.25) possono essere formulate le seguenti due condizioni che consentono di rendere nulla l'asimmetria in un PA:

1. Annullare la suscettanza in banda base $B_{L,\Delta f}$. Questo richiede una progettazione accurata della rete di polarizzazione di drain, dato che quest'ultima determina l'ammettenza di carico vista da $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ a frequenze basse [16].
2. Annullare la funzione $F(B_L, B_{L,2})$, quindi sintetizzare ai capi di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ carichi puramente reali a fondamentale ed a seconda armonica.

È importante notare che per annullare la (3.23) basta verificare una sola delle due condizioni sopra formulate, essendo entrambe rappresentate da termini che moltiplicano l'intero numeratore della (3.23). Rimane quindi a discrezione del progettista, sulla base degli strumenti in suo possesso, scegliere quale delle due condizioni è più conveniente rispettare. Tuttavia, la seconda condizione, oltre a consentire la minimizzazione dell'IM3 in un PA, è in completo accordo con la teoria del 2nd HT PA, che prevede appunto la sintesi ai capi di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ di carichi puramente resistivi a fondamentale e alle armoniche [28]. Sembra quindi possibile poter risolvere il problema conflittuale tra la ricerca di un'alta efficienza ed una bassa intermodulazione.

Inoltre, volendo ridurre al minimo sia l'IM3 sia la sua asimmetria ($\Delta IM3$) tramite la seconda delle due condizioni, il valore assoluto di IM3 risulta direttamente legato al nucleo di Volterra del terzo ordine secondo la:

$$IM3 \propto |H_3|^2 = \frac{[F_A \cdot G_{L,2} + G_{L,\Delta f} \cdot F_B]^2 |Y_G|^6}{9G_{L,2}^2 G_L^8 G_{L,\Delta f}^2 |Y_G + j2\pi f_c C_{gs}|^6} \quad (3.26)$$

Essendo:

$$F_A = \begin{pmatrix} 4g_{d2}g_m (g_{d2}g_m^2 + G_L^2g_{m2}) + 2G_L^2g_{md} (g_mg_{md} - G_Lg_{m2}) + \\ + 3G_{L,\Delta f} (G_L^3g_{m3} - g_{d3}g_m^3 - G_Lg_m (g_{m2d}G_L - g_mg_{md2})) + \\ - 6G_Lg_{d2}g_m^2g_{md} \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

E

$$F_B = (g_{md}G_L - 2g_{d2}g_m) \cdot (g_{md}g_mG_L - g_{m2}G_L^2 - g_{d2}g_m^2) \quad (3.28)$$

Dalla (3.26) si evince che i prodotti di intermodulazione IM3 possono essere teoricamente annullati scegliendo opportunamente un carico puramente resistivo a seconda armonica ($G_{L,2}$). Infatti, assunto un carico fisso a fondamentale G_L , scelto per esempio per massimizzare le prestazioni in termini di potenza d'uscita ed efficienza, per annullare i prodotti IM3 basta sintetizzare un carico a seconda armonica pari a:

$$G_{L2, optimum} = \frac{-G_{L,\Delta f} \cdot (g_{md}G_L - 2g_{d2}g_m) \cdot (g_{md}g_mG_L - g_{m2}G_L^2 - g_{d2}g_m^2)}{2F_A + 3G_{L,\Delta f} (G_L^3 \cdot g_{m3} - g_{d3} \cdot g_m^3 + g_{md2}g_m^2G_L - g_{m2d}g_mG_L^2)} \quad (3.29)$$

Quindi per un dato carico a fondamentale Y_L , l'espressione (3.29) predice il carico ottimo da sintetizzare a seconda armonica per annullare almeno teoricamente IM3.

4.5.2 PROGETTO

Al fine di provare l'effettiva applicabilità degli aspetti teorici presentati nel precedente paragrafo, è stato realizzato il progetto di un PA a bassa IMD utilizzando lo stesso dispositivo impiegato per progettare il PA presentato nel paragrafo 4.4.1. L'obiettivo è quello di dimostrare che è possibile continuare ad applicare la teoria del 2nd HT PA classica, verificando contemporaneamente la condizione (3.25), che teoricamente permette di minimizzare i prodotti di intermodulazione. Per questo motivo il progetto che sarà presentato è stato realizzato con lo stesso dispositivo in GaN, scegliendo la stessa frequenza (5.5GHz) e polarizzando il dispositivo nelle stesse condizioni del precedente ($V_{DD}=25V$ and $V_{GG}=-3V$, $I_D=80$ mA). Per confrontare i risultati il PA del paragrafo 4.4.1 sarà indicato come PA_{H_IMD} mentre quello progettato secondo le indicazioni provenienti dall'analisi di Volterra sarà chiamato PA_{L_IMD} .

I passi progettuali seguiti per sintetizzare le reti del PA_{L_IMD} sono stati i seguenti:

1. Tramite un load-pull simulato è stato individuato il carico ottimo a fondamentale ($Y_{L,ext,opt}$), che massimizza la potenza d'uscita ottenibile dal dispositivo e che contemporaneamente soddisfa la condizione $B_L=0$.
2. Successivamente, tramite un source-pull simulato è stato individuato il carico ottimo a seconda armonica su cui chiudere l'ingresso del dispositivo, al fine di ottenere la condizione voluta sulla fase della componente a seconda armonica della corrente d'uscita [28].
3. Come ultimo step, la parte reale del carico a fondamentale (G_L) trovato al passo 1 è stato ridotto del 41% ($G_L^* \cong G_L/1.41$) come previsto in [28], mentre la parte reale del carico a seconda armonica $G_{L,2}$ è stato selezionato per soddisfare la (3.25) e la (3.29)

In Figura 4.28 sono riportati i contorni della potenza d'uscita a fondamentale al 1dBgcp ottenuti tramite il load-pull a fondamentale. Nella stessa figura sono anche riportati i corrispondenti contorni di G_L e B_L ai capi del generatore $i_D(v_{GS}, v_{DS})$. Il pallino verde rappresenta il carico d'uscita ($Y_{L,ext,opt}$) scelto in quanto consente contemporaneamente di massimizzare la P_{out} e annullare il valore di B_L . Successivamente, come accennato, tramite un source-pull si è individuato il carico d'ingresso a seconda armonica che garantisce la corretta relazione tra le fasi delle componenti di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$.

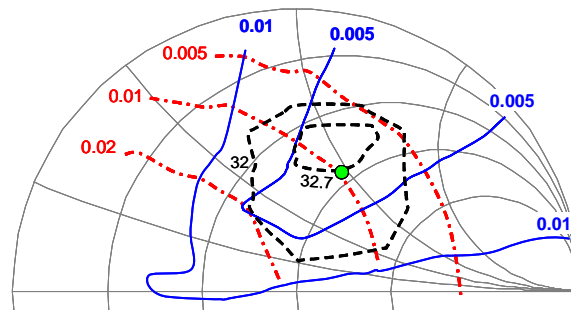


Figura 4.28: Contorni di P_{out} (linee nere), di G_L (linee rosse) e B_L (linee blu) ai capi di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ nel piano $\Gamma_{L,ext}$ a 5.5GHz.

A questo punto, il carico a fondamentale d'uscita è stato ridotto del 41% ($G_L^* \cong G_L/1.41$) come suggerito dalla teoria [28], mentre un successivo load-pull a seconda armonica si è reso necessario per individuare il carico ottimo che soddisfacesse la condizione (3.25) e la (3.29). I contorni di $B_{L,2}$ e $G_{L,2}$ ottenuti da quest'ultimo load-pull sono riportati in Figura 4.29, dove il pallino rappresenta il carico scelto, mentre il rombo rappresenta il carico sintetizzato per il PA_{H_IMD} . Come si può notare, il carico scelto per il PA_{L_IMD} si trova nella regione a $B_{L,2}$ minimo e sulla curva per $G_{L,2}=0.01$ molto prossimo a quello stimato teoricamente tramite la (3.29), utilizzando i parametri del modello del dispositivo. Nonostante i carichi a seconda armonica sintetizzati per i due PA siano relativamente vicini tra loro su carta di Smith, è evidente come quello del PA_{H_IMD} si trovi in una regione in cui $B_{L,2}$ assume valori elevati.

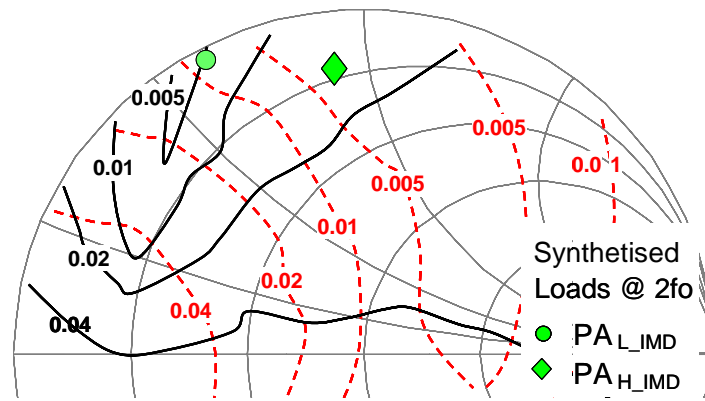


Figura 4.29: Contorni di $G_{L,2}$ (linee rosse) e $B_{L,2}$ (linee nere) ai capi di $i_D(v_{GS}, v_{DS})$ nel piano $\Gamma_{L,ext}$ a seconda armonica 11GHz.

Una volta stimati i carichi ottimi d'ingresso e d'uscita seguendo la procedura sopra descritta, si è passati alla progettazione delle reti di adattamento reali. In Figura 4.30 è riportato il layout finale dell'amplificatore $PA_{L,IMD}$. Anche in questo caso, come si può notare, si è scelto un approccio distribuito.

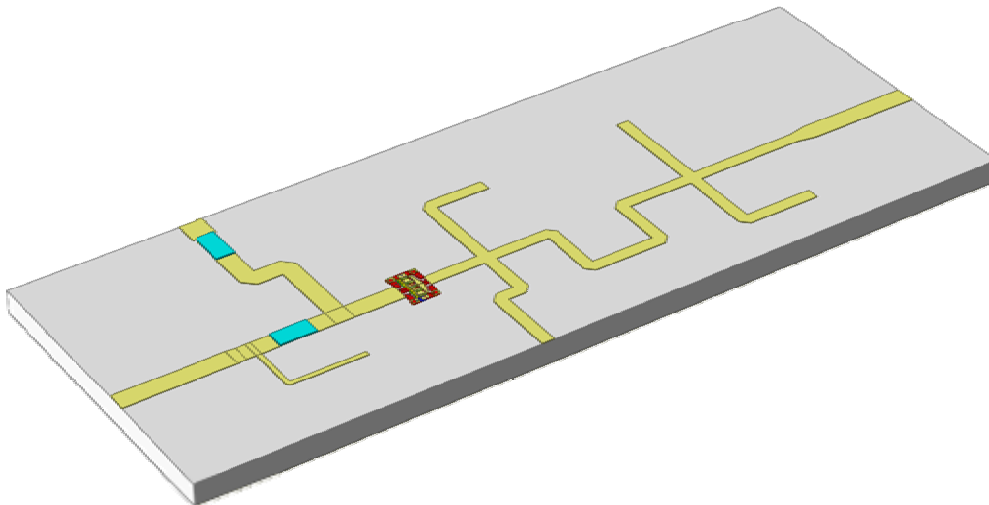


Figura 4.30: Layout 3D del $PA_{L,IMD}$.

Purtroppo, per una serie di fattori non è stato possibile realizzare quest'amplificatore ma, essendo stato progettato usando lo stesso dispositivo e quindi lo stesso modello non lineare del $PA_{H,IMD}$, i risultati delle simulazioni possono essere ritenuti sufficientemente attendibili, dato che i dati delle misure del $PA_{H,IMD}$ erano molto prossimi a quelli simulati.

4.5.3 PRESTAZIONI

In Figura 4.31 è riportato il confronto tra le prestazioni CW a 5.5GHz ottenute dai due PA. Gli andamenti sono simulati per il PA_{L_IMD} e misurati per il PA_{H_IMD}. Come si può notare, non si osservano rilevanti differenze tra i due casi ne in termini di potenza d'uscita o guadagno ne in termini di efficienza.

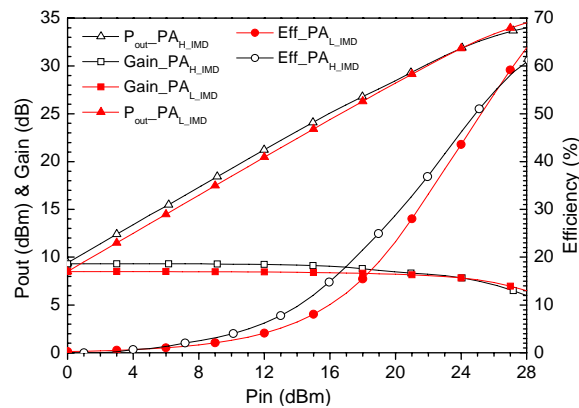


Figura 4.31: Prestazioni CW a 5.5GHz (simulate per PA_{L_IMD} e misurate per PA_{H_IMD})

Una rilevante differenza tra i due PA si osserva invece nell'andamento della conversione AM/PM riportato in Figura 4.32 al variare della potenza d'ingresso. In particolare, il PA_{L_IMD} mostra un andamento pressoché costante prossimo allo zero, mentre l'AM/PM del PA_{H_IMD} varia molto con Pin raggiungendo un valore di 15°.

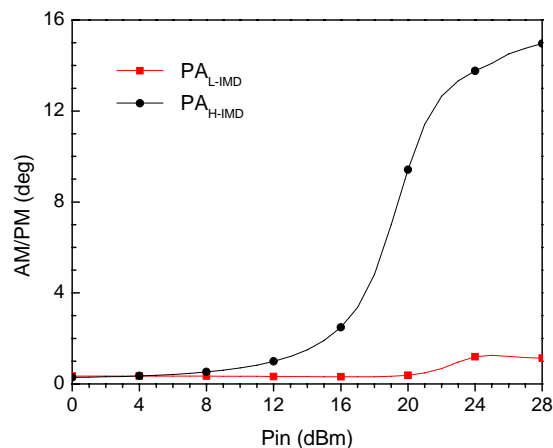


Figura 4.32: Confronto tra gli andamenti simulati dell'AM/PM per entrambi i PA.

Una conferma della maggiore linearità del PA_{L_IMD} viene anche dai risultati del test a due toni eseguito scegliendo come frequenza centrale 5.5GHz e variando la spaziatura tra i due toni. Dalla Figura 4.33 si evince come,

rispettando le condizioni previste dall'analisi di Volterra, l'asimmetria in un 2nd HT PA possa essere drammaticamente ridotta mantenendo pressoché invariate le prestazioni ottenibili in termini di potenza d'uscita ed efficienza.

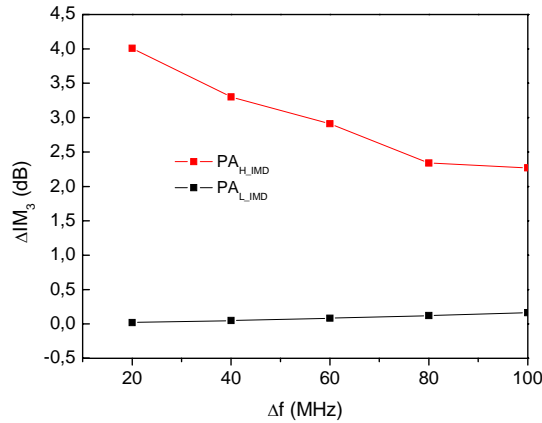


Figura 4.33: Confronto tra gli andamenti ΔIM_3 (simulata per il PA_{L_IMD} e misurata per il PA_{H_IMD}) al variare della spaziatura tra i due toni.

4.6 2nd HT PA dual-band

Un generico amplificatore dual-band prevede l'utilizzo di un singolo dispositivo caricato in ingresso ed uscita da una rete di adattamento che ne massimizza le prestazioni in più bande contemporaneamente. Lo schema di principio è mostrato in Figura 4.34 assieme all'andamento atteso per il guadagno.

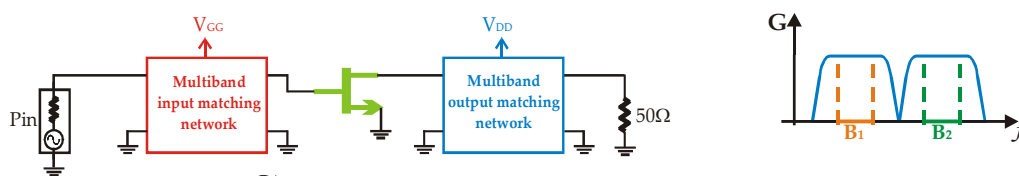


Figura 4.34: Schema di principio di un amplificatore dual-band e andamento del guadagno.

Gli amplificatori dual-band presentati in letteratura sono realizzati tramite l'impiego di metodi di progettazione pseudo lineari, in cui l'unico obiettivo è quello di garantire l'interoperabilità contemporanea in entrambe le bande d'interesse [29-35]. A tal fine, le reti di adattamento sono quindi progettate evitando l'impiego di elementi riconfigurabili o eventuali switch, che renderebbero impossibile il funzionamento in modo concorrenziale dell'amplificatore (contemporaneamente a più frequenze).

D'altra parte, come si è visto anche nei paragrafi precedenti, le prestazioni ottenibili da un determinato dispositivo in termini di potenza d'uscita, efficienza e guadagno, sono fortemente dipendenti dalla metodologia di progetto adottata. Per esempio in [32] l'amplificatore dual-band proposto è stato progettato curando l'adattamento alle sole frequenze fondamentali tramite l'integrazione nella rete di adattamento d'uscita di un filtro passa basso di Chebyshev. In questo caso quindi, il contributo dovuto alle armoniche di ordine superiore è stato trascurato nonostante, come si è visto in precedenza, esso può portare ad un considerevole aumento delle prestazioni dell'amplificatore. È pur vero che considerare le armoniche nel progetto di un amplificatore dual-band significa dover controllare un numero considerevole di frequenze ($f_1, 2f_1, 3f_1, f_2, 2f_2, 3f_2$), il che potrebbe complicare notevolmente la progettazione della rete di adattamento d'uscita. Infatti, non è presente in letteratura un metodo di sintesi di reti di adattamento armonico pensato per questo tipo di applicazioni dove, quasi sempre, il carico da sintetizzare esternamente al dispositivo è puramente immaginario.

L'obiettivo che ci si è posti è stato allora quello di provare l'applicabilità della teoria dell'Harmonic Tuning nella progettazione di amplificatori dual-band. Questo lavoro di ricerca ha portato allo sviluppo di una nuova metodologia di sintesi di reti di adattamento multi frequenza [36], poi sfruttata per la progettazione dell'amplificatore finale. Questa tecnica è basata su un sistema di equazioni in forma chiusa e ricorsivo, che permette la sintesi diretta di reti passive per il controllo di un numero teoricamente illimitato di frequenze anche non correlate tra di loro (non è necessario che le frequenze da controllare siano armoniche di una frequenza fondamentale).

L'approccio proposto è stato validato tramite il progetto di un 2nd HT dual-band PA in tecnologia GaN HEMT. L'amplificatore risultante opera a 2.45GHz e 3.3GHz in modo concorrente con il 53% e il 46% di efficienza rispettivamente nelle due bande raggiungendo una potenza d'uscita di circa 33dBm [37].

4.6.1 METODOLOGIA DI PROGETTO SVILUPPATA

Con riferimento agli amplificatori di potenza, è noto che il carico d'uscita che massimizza la potenza di un dispositivo a fondamentale è tipicamente complesso, mentre diventa puramente immaginario per le armoniche superiori [11,12,15]. Per controllare le armoniche, è quindi necessario un metodo di sintesi che consenta di realizzare una rete ad elementi passivi, capace di mostrare al suo ingresso carichi puramente immaginari alle frequenze armoniche della fondamentale.

L'idea alla base del metodo sviluppato è rappresentata da un elemento circuitale chiamato *Impedance Buffer* (IB), che può essere realizzato usando elementi distribuiti o circuiti risonanti (L-C) concentrati. Tramite l'IB si realizza in un determinato punto della rete di adattamento una condizione di corto circuito o di circuito aperto alla frequenza da controllare. Quindi, ogni impedenza presente a valle dell'IB (cioè nella direzione del carico esterno 50Ω), non ha alcun effetto sull'impedenza vista a monte dell'IB poiché la condizione di corto circuito o circuito aperto realizzata dal buffer impone il valore d'impedenza a quella determinata sezione. Successivamente, ponendo un elemento reattivo di valore appropriato dall'altro lato dell'IB (cioè verso il dispositivo attivo), qualsiasi carico puramente immaginario può essere teoricamente sintetizzato. La rete risultante è quindi sintetizzata in direzione opposta a quanto solitamente svolto. Infatti, si parte dalla sezione in cui il carico armonico deve essere visto (morsetti del dispositivo attivo) e ci si muove verso la terminazione esterna, tipicamente 50Ω .

L'IB può essere realizzato o tramite un corto circuito in parallelo al percorso del segnale, o tramite un circuito aperto in serie ad esso. Quindi la combinazione composta da un IB e da un elemento reattivo denominato *Matching Element* (ME) forma la cella base di questa metodologia. Il ME può essere realizzato usando linee di trasmissione con un'appropriata lunghezza elettrica, ovvero tramite elementi concentrati quali induttanze e capacità di valore opportuno. Alcune delle possibili soluzioni circuitali per realizzare la cella base della metodologia sono riportate in Figura 4.35, dove l'impedenza Z_L rappresenta la parte rimanente della rete.

Posto N pari al numero delle frequenze da controllare, che come detto possono anche essere non correlate tra di loro, serviranno N celle elementari per sintetizzare i carichi richiesti ad una determinata sezione.

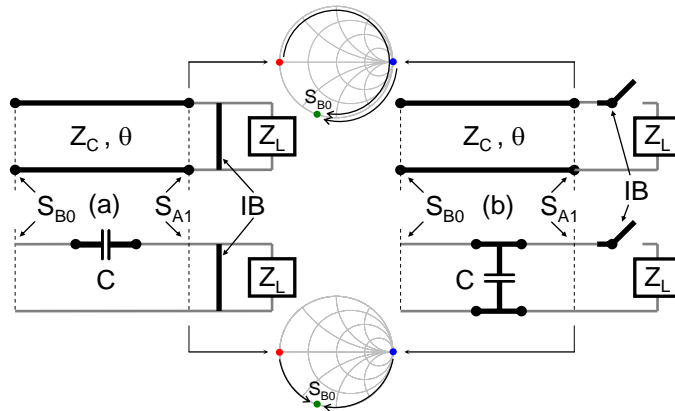


Figura 4.35: Alcuni esempi di celle base della metodologia sviluppata.

Analizzando per esempio la struttura **a** di Figura 4.35, l'IB in parallelo è usato per realizzare il corto circuito alla frequenza f_n alla sezione S_{A1} (punto rosso sulla carta di Smith). A questo punto, aggiungendo un tratto di linea di trasmissione con un'appropriata lunghezza elettrica, o un elemento reattivo in serie è possibile sintetizzare alla frequenza f_n il carico immaginario richiesto in corrispondenza della sezione S_{B0} (per esempio il punto blu sulla carta di Smith). Un discorso simile può essere fatto nel caso dell'IB che realizza un circuito aperto. In entrambi i casi ovviamente il carico alla sezione S_{B0} non dipende dal valore dell'impedenza Z_L a valle dell'IB.

Volendo realizzare la rete di adattamento seguendo un approccio ad elementi distribuiti, gli IB possono essere realizzati usando stub chiusi in corto o in aperto, con lunghezza elettrica pari rispettivamente a π o $\pi/2$ alla frequenza f_n da controllare. Nel caso si usino elementi concentrati, gli IB possono essere realizzati usando circuiti L-C risonanti alla frequenza f_n da controllare. Parimente è possibile utilizzare un approccio misto, quindi realizzare gli IB e i ME usando sia elementi concentrati sia elementi distribuiti.

Come si è visto, la metodologia sviluppata è basata su un processo ricorsivo essendo necessaria una cella base per ogni frequenza da controllare. Per comprendere meglio quest'aspetto, è utile considerare la struttura generica riportata in Figura 4.36.

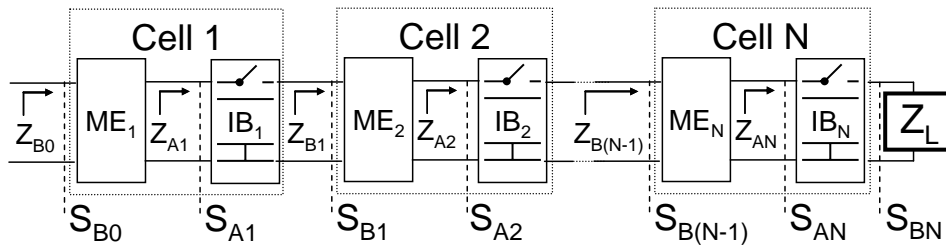


Figura 4.36: Struttura generica della rete.

È importante notare come la cella m-esima (di ordine m) introduca due tipi di trasformazione d'impedenze, una chiamata Z_{Am} , presente prima dell'IB di ordine m, e l'altra sintetizzata dopo tale elemento e denominata Z_{Bm} .

Assumendo quindi di voler controllare N frequenze non correlate tra loro f_1, f_2, \dots, f_N , allora N celle elementari dovranno essere adeguatamente progettate, affinché alla sezione S_{B0} siano sintetizzate le N impedenze immaginarie $Z_{B0}(f_1), Z_{B0}(f_2), \dots, Z_{B0}(f_N)$ volute. L'ordine seguito per posizionare le diverse celle elementari non è rilevante per ottenere le impedenze volute alla sezione S_{B0} ; tuttavia questo può avere qualche ripercussione sulle dimensioni della rete finale. Infatti, detto N il numero di frequenze da controllare, esistono N! possibili strutture che sintetizzano alla sezione S_{B0} le impedenze $Z_{B0}(f_1), Z_{B0}(f_2), \dots, Z_{B0}(f_N)$.

Partendo dalla prima frequenza f_1 e quindi considerando la cella 1, l'IB₁ deve essere opportunamente dimensionato al fine di sintetizzare alla sezione S_{B1} un corto circuito. In questo modo, tutto ciò che è connesso a valle dell'IB₁, quindi l'impedenza Z_{B1} , diventa trascurabile. Successivamente, tramite l'inserimento e il dimensionamento dell'elemento di matching ME_1 , qualsiasi valore d'impedenza immaginaria $Z_{B0}(f_1)$ voluto alla sezione S_{B0} può essere sintetizzato.

Il passo successivo prevede la sintesi, sempre alla sezione S_{B0} dell'impedenza $Z_{B0}(f_2)$, tramite l'inserimento e l'opportuno dimensionamento di una seconda cella elementare (cella 2). Al fine di raggiungere questo obiettivo, la prima cosa da fare è valutare le proprietà di trasmissione della cella 1 alla frequenza f_2 , così da ottenere il valore dell'impedenza $Z_{B1}(f_2)$ da sintetizzare alla sezione S_{B1} . Fatto questo, la stessa procedura adottata per dimensionare la cella 1 può essere seguita per dimensionare la cella 2 e quindi gli elementi IB₂ e ME₂. In particolare, tramite quest'ultimi si sintetizza l'impedenza $Z_{B1}(f_2)$ alla sezione S_{B1} ,

che poi, grazie ai parametri di trasmissione della cella 1 precedentemente valutati, si trasformerà nell'impedenza desiderata $Z_{B0}(f_2)$ alla sezione S_{B0} .

La procedura sopra descritta per le due celle deve essere reiterata per tutte le N frequenze da controllare. Volendo generalizzare l'approccio matematico, si può dire che sintetizzare una rete che permetta di controllare N frequenze non correlate con le limitazioni già descritte, significa risolvere il seguente sistema:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{for } n \in 1, 2, \dots, N \\ \quad \text{for } m \in 1, 2, \dots, (n-1) \\ \quad \quad Z_{Am}(f_n) = L_1 [Z_{B(m-1)}(f_n), ME_m(f_n)] \\ \quad \quad Z_{Bm}(f_n) = L_2 [Z_{Am}(f_n), IB_m(f_n)] \\ \quad \text{end} \\ \quad ME_n = L_3 [Z_{B(n-1)}(f_n), IB_n] \\ \text{end} \end{array} \right. \quad (3.30)$$

Dove n è l'indice delle N frequenze (f_1, f_2, \dots, f_N) , m è l'indice delle celle e L_1 , L_2 e L_3 sono operatori lineari che legano tra di loro le impedenze alle diverse sezioni della rete.

Un esempio di rete passiva progettata applicando questo sistema è già stato presentato in [37, 36,] e per questo motivo non sarà qui di seguito riportato. Nei prossimi paragrafi sarà invece descritta l'applicazione della metodologia di sintesi per la progettazione delle reti di adattamento del 2nd HT PA dual-band in tecnologia GaN HEMT.

4.6.2 PROGETTO

La metodologia descritta nei paragrafi precedenti è stata applicata per sintetizzare le reti di adattamento di un 2nd HT PA capace di lavorare in due differenti bande di frequenza.

Il dispositivo attivo usato è un HEMT in tecnologia $0,5\mu\text{m}$ GaN da un 1mm di periferia di gate ($10 \times 100\mu\text{m}$), fornito dalla Selex Sistemi Integrati. Il dispositivo è stato caratterizzato tramite misure IV impulsate e misure a piccolo (parametri S) e ampio segnale (Load-Pull). I dati ottenuti sono stati utilizzati per

estrarre un modello non lineare a circuito equivalente, secondo la topologia proposta in [13,14]. Dal confronto delle caratteristiche IV misurate e simulate, riportato in Figura 4.37, si può notare come il modello predice in modo adeguato il comportamento del dispositivo reale.

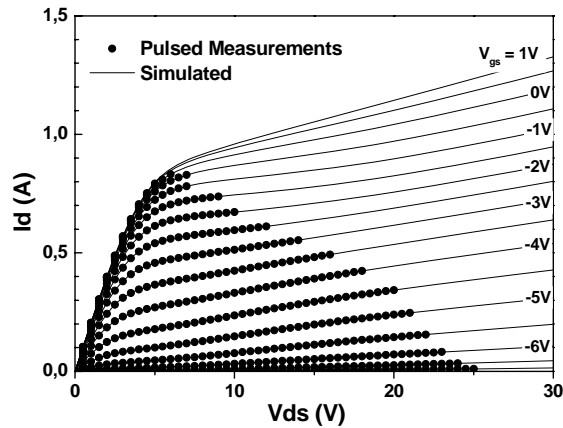


Figura 4.37: Confronto tra le caratteristiche IV misurate e simulate del dispositivo impiegato.

Le due frequenze fondamentali di progetto sono state scelte pari a $f_1=2.5\text{GHz}$ e $f_2=3.5\text{GHz}$, mentre come punto di lavoro del dispositivo si è scelta una polarizzazione in Classe AB ($V_{DS}=18\text{V}$ and $V_{GS}=-5.5\text{V}$). A tale combinazione di tensioni corrisponde una corrente di drain a riposo $I_{DC}=130\text{mA}$ pari a circa il 15% della corrente massima del dispositivo. La scelta del punto di lavoro è stata effettuata considerando anche la volontà di applicare come metodologia di progetto quella del 2nd HT PA. Infatti, come riportato nei paragrafi precedenti (cfr. paragrafo 4.2), la fase con cui le componenti armoniche di ordine superiore vengono generate, quando il dispositivo attivo lavora in regime non lineare, sono fortemente dipendenti dal punto di polarizzazione adottato, che va quindi opportunamente selezionato in base alla metodologia di progetto che si vuole applicare [7, 11,12,15,37].

Come nei progetti presentati nei paragrafi precedenti, a valle della scelta delle frequenze fondamentali e del punto di lavoro, si è passati alla ricerca dei carichi ottimi su cui chiudere l'ingresso e l'uscita del dispositivo attivo, al fine di realizzare un dual-band 2nd HT PA. Tali valori sono riportati in Tabella 4.5, sotto forma di modulo e fase del coefficiente di riflessione d'uscita.

Frequenza (GHz)	f_1	$2f_1$	$3f_1$	f_2	$2f_2$	$3f_2$
	2.5	5	7.5	3.5	7	10.5
$ \Gamma_{out} $	0.25	0.99	0.99	0.33	0.99	0.99
$\angle\Gamma_{out}$ (°)	87.6	66.7	-166.5	98.5	88.9	-161.2

Tabella 4.5: Carichi ottimi d'uscita da sintetizzare.

In seguito, sono state progettate le reti di adattamento ad elementi reali su substrato ROGERS 3006 ($\epsilon_r=6.15$, spessore $635\mu\text{m}$) mediante approccio misto cioè impiegando sia elementi concentrati che distribuiti. In Figura 4.38 e Figura 4.39 sono riportate rispettivamente la foto della IMN e della OMN realizzate.

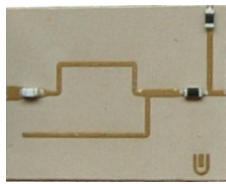


Figura 4.38: IMN realizzata.

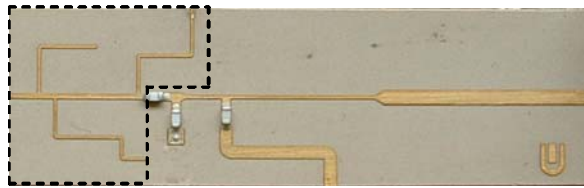


Figura 4.39: OMN realizzata.

La rete d'uscita è stata progettata applicando la metodologia precedentemente descritta, mentre la rete d'ingresso è stata disegnata per garantire sia la condizione di adattamento complesso coniugato alle due frequenze fondamentali sia la stabilità incondizionata del circuito, tramite l'introduzione di una resistenza serie da 10Ω ed una in parallelo al gate da 68Ω .

Nella Figura 4.39, la parte della OMN contenuta nel box tratteggiato realizza il controllo armonico secondo l'approccio dell'IB, mentre la parte rimanente è stata progettata per sintetizzare ai capi del dispositivo attivo il carico ottimo di potenza alle due frequenze fondamentali. Come si può notare, nella parte di rete dedicata al controllo armonico ci sono solo 3 IB, dimensionati per controllare, partendo da sinistra verso destra, le frequenze $2f_1$, $2f_2$ e $3f_2$. In questo caso infatti, l'IB che doveva controllare la frequenza $3f_1$ è risultato praticamente inutile a causa sia della vicinanza delle frequenze $2f_2$ (7GHz) e $3f_1$ (7.5GHz), sia del basso fattore di qualità ottenibile per gli IB sul tipo di substrato usato. In altre parole, non è stato possibile ottenere i 100° (Tabella 4.5) di rotazione sul coefficiente di riflessione della rete d'uscita (Γ_{out}) in soli 500 MHz di intervallo tra le due frequenze.

Gli IB a $2f_1$ e a $2f_2$ sono stati realizzati tramite degli stub in aperto di lunghezza elettrica pari a 90° alla corrispondente frequenza da controllare, mentre per la $3f_2$ si è adottato uno stub in corto da 180° , così da poterlo sfruttare anche per alimentare il drain del dispositivo attivo.

I carichi alle frequenze fondamentali ($f_1=2.5\text{GHz}$ e $f_2=3.5\text{GHz}$) sono stati sintetizzati seguendo un approccio classico tramite la rimanente parte della OMN. Ovviamente questo è stato fatto dopo aver valutato i parametri di trasmissione della rete per il controllo armonico.

Il confronto tra i carichi ideali (Tabella 4.5) e i carichi realmente sintetizzati è riportato in Figura 4.40. Come si può notare, i carichi reali sono pressoché identici a quelli ideali tranne che per la frequenza $3f_1$, a causa di quanto detto precedentemente.

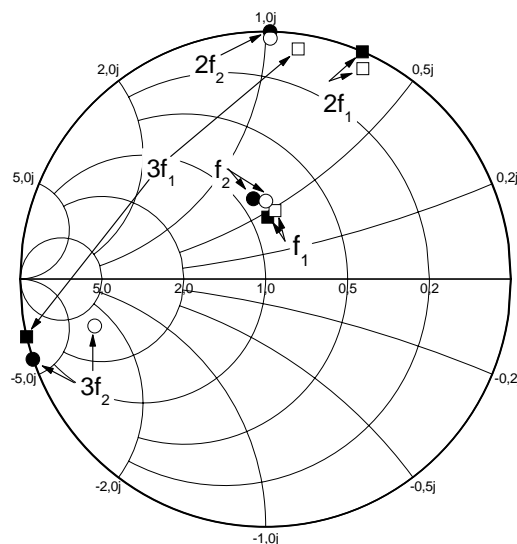


Figura 4.40: Confronto tra i carichi ideali e quelli reali.

Una volta realizzate, le reti di adattamento sono state connesse al dispositivo attivo tramite dei microfilari d'oro ed il tutto è stato alloggiato su un test-jig di alluminio. Due connettori SMA sono stati impiegati come terminazione d'ingresso e d'uscita per facilitare le successive campagne di misura, mentre dei condensatori da 100pF sono stati posti in corrispondenza dei punti di accesso delle alimentazioni per filtrare eventuali componenti di bassa frequenza provenienti dagli alimentatori da banco. La foto dell'amplificatore finale è riportata in Figura 4.41 [37].

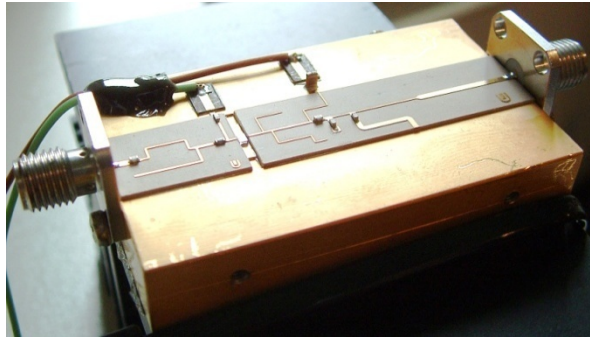


Figura 4.41: Foto dell'amplificatore dual-band finale.

4.6.3 PRESTAZIONI

Una volta realizzato, l'amplificatore è stato testato effettuando delle misure sia di parametri S sia di potenza tramite l'impiego di segnali continuous wave (CW).

In Figura 4.42 è mostrato il confronto tra i parametri S simulati e quelli misurati per il punto di polarizzazione nominale. Da tale figura sono chiaramente visibili le due bande di funzionamento del PA. Inoltre, confrontando gli andamenti ottenuti dalla simulazione circuitale (linee tratteggiate senza simboli $\epsilon_r=6.15$) con quelli ottenuti dalle misure (linee con simboli neri pieni) si nota uno spostamento dei picchi di massimo guadagno in entrambe le bande. Nel caso specifico, la prima fondamentale f_1 risulta spostata da 2.5GHz a 2.45GHz, mentre f_2 da 3.5GHz a 3.3GHz.

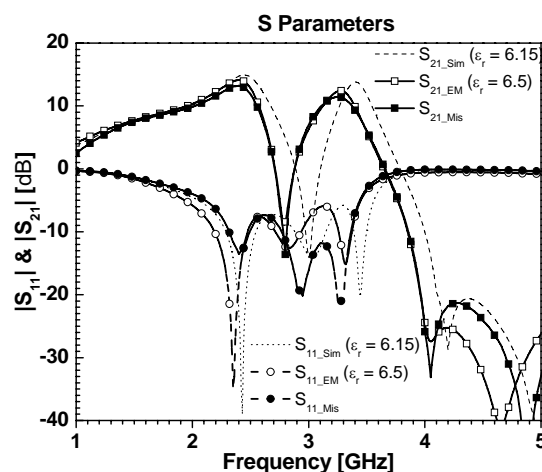


Figura 4.42: Misura dei parametri S dell'amplificatore dual-band.

Dopo un'operazione di "reverse engineering", si è scoperto che tale risultato era dovuto ad un valore errato della costante dielettrica del substrato usato in simulazione. Infatti, simulando elettromagneticamente le reti di adattamento realizzate, usando un valore di costante dielettrica pari a $\epsilon_r=6.5$ invece di $\epsilon_r=6.15$, gli andamenti misurati e quelli simulati risultavano praticamente sovrapposti (linee con simboli in Figura 4.42). A seguito di questo shift in frequenza, le misure non lineari sono state eseguite ponendo come frequenze centrali $f_1=2.45\text{GHz}$ e $f_2=3.3\text{GHz}$.

In Figura 4.43 è riportato il confronto delle prestazioni simulate e misurate applicando all'ingresso dell'amplificatore un singolo tono CW ad una frequenza fondamentale e variandone il valore. I risultati sperimentali, comunque abbastanza in accordo con quelli attesi, hanno mostrato un'efficienza del 53% a 33dBm di potenza d'uscita a 2.45GHz e un'efficienza del 46% a 32.5dBm di potenza d'uscita a 3.3GHz.

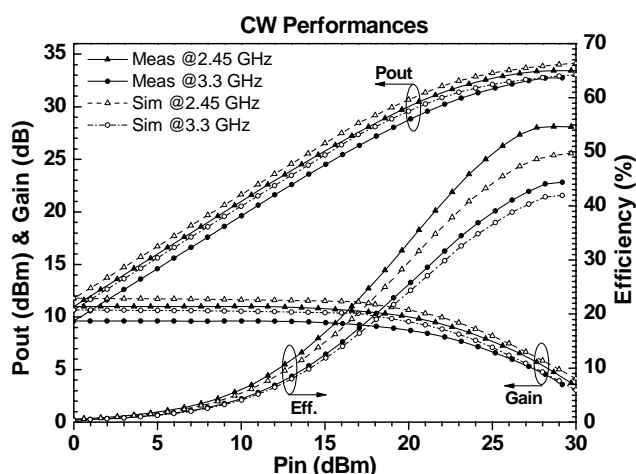


Figura 4.43: Misure CW dell'amplificatore dual-band a 2.45GHz e 3.3GHz.

In Figura 4.44 sono riportati gli andamenti delle stesse grandezze di Figura 4.43, questa volta al variare della frequenza e fissando la potenza disponibile in ingresso all'amplificatore a 27dBm.

La Tabella 4.6 riporta, a titolo di confronto, le prestazioni di amplificatori dual-band realizzati anche in tecnologie e topologie circuitali diverse da quelle usate per progettare il PA qui riportato. Come si può notare, nonostante il dispositivo GaN utilizzato per questo progetto non fosse ancora pronto per il

mercato, i benefici derivanti dall'applicazione della metodologia proposta sono abbastanza evidenti.

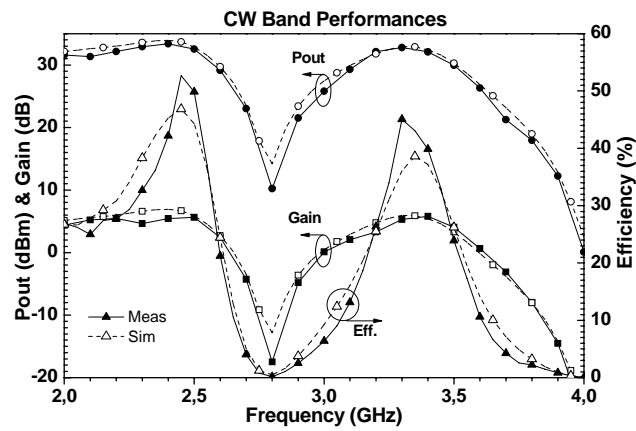


Figura 4.44: Misure CW dell'amplificatore dual-band al variare della frequenza.

Freq. (GHz)	Efficienza (%)	Pout (dBm)	Lavoro
0.8-1.8	48-44	35-32.5	[38]
0.9-1.745	55-50	35-33	[39]
0.9-1.8	52-41.8	34.5-32	[40]
0.9-1.5-1.9-2.5	46-53-43-62	30.65	[41]
0.9-1.8	42-55	30-33	[42]
0.9-1.8	33-52	26.5-26.5	[43]
1.9-2.1	55-45	26.5-24	
2.4-5.2	23-23	29-29	[29]
2.4-5.25	40-22	29-27	[30]
0.8-1.9	35-36	28-23.5	[31]
0.8-1.5	51.6-51.9	30.9-28.2	[32]
0.8-1.7	42.5-42.6	22.4-22.2	[35]

Tabella 4.6: Stato dell'arte di amplificatori dual-band.

4.7 Conclusioni

In questo capitolo si è richiamata la teoria del tuning armonico che fornisce le indicazioni di partenza per la progettazione degli amplificatori *current mode* ad alta efficienza e ne consente la loro classificazione, in base al numero di componenti armoniche controllate in: *Tuned Load*, *Classe F* o *3rdHT*, *2ndHT* e *2nd&3rdHT*.

Dopo una descrizione generale si è posta l'attenzione sulla metodologia di progetto del *2ndHT* PA presentandone diversi aspetti teorici innovativi e i progetti di tre PA ibridi realizzati al fine di validare le teorie sviluppate. In particolare, il primo progetto è stato realizzato al fine di dimostrare che tale metodologia rappresenta una valida soluzione per realizzare PA ad alta efficienza, con dispositivi caratterizzati da elevati valori di tensione di breakdown, nel caso specifico un HEMT in GaN. Infatti, una simile caratteristica consente da una parte l'uso di tensioni di polarizzazione più elevate e dall'altra evita che il dispositivo si rompa nel caso in cui la forma d'onda di tensione risulti asimmetrica, come nel caso del *2ndHT* PA. Successivamente, si è descritto un possibile approccio progettuale basato sull'analisi del dispositivo tramite l'uso della serie di Volterra, che consente di ottenere, oltre ai benefici prodotti dall'impiego della metodologia di progetto del *2ndHT* PA, anche un'elevata linearità. Infine, si è provata l'applicabilità della teoria dell'Harmonic Tuning nella progettazione di amplificatori dual-band tramite la realizzazione di un *2ndHT* dual-band PA in tecnologia GaN HEMT. L'amplificatore risultante opera a 2.45GHz e 3.3GHz in modo concorrente con il 53% e il 46% di efficienza rispettivamente nelle due bande, raggiungendo una potenza d'uscita di circa 33dBm. Inoltre, questo lavoro di ricerca ha portato allo sviluppo di una nuova metodologia di sintesi di reti di adattamento multi frequenza, poi sfruttata per la progettazione dell'amplificatore finale.

Inoltre, all'inizio di questo capitolo sono stati descritti gli studi svolti per progettare tre PA in tecnologia GaAs monolitica per applicazioni in banda X impiegando la metodologia di progetto del Classe F.

BIBLIOGRAFIA

- [1] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, "Multi Harmonic Manipulation for Highly Efficient Microwave Power Amplifiers," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.11, N°6, Nov. 2001, pp. 366-384.
- [2] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, "On the Class-F Power Amplifier Design," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.9, N°2, March 1999, pp.129-149.
- [3] D. Schmelzer and S.I Long, "A GaN HEMT Class F Amplifier at 1 GHz with > 80% PAE", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 42, Issue, 10, pp. 2130-2136, Oct. 2007.
- [4] L.C.Hall, R.J.Trew, "Maximum Efficiency Tuning of Microwave Amplifiers", 1991 *IEEE MTT-S Symposium Digest*, pp.123-126.
- [5] S. Watanabe, S. Takatuka, K. Takagi, H. Works and Y. Oda, "Simulation and experimental results of source harmonic tuning on linearity of power GaAs FET under class AB operation," 1996 *IEEE MTT-S Symposium Digest*, pp.1771-1774.
- [6] K. Jeon, Y. Kwon, and S. Hong, "Input harmonics control using nonlinear capacitor in GaAs FET power amplifier," 1997 *IEEE MTT-S Symposium Digest*, pp.817-820.
- [7] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, E. Limiti, A. Serino M. Peroni, P. Romanini, C. Proietti "A C-Band High Efficiency Second Harmonic Tuned Hybrid Power Amplifier in GaN technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume: 54, Issue: 6, Part: 2 2006 - pp. 2713 – 2722. Digital Object Identifier 10.1109/TMTT.2006.874872
- [8] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, E. Limiti, "Combined Class F Monolithic PA Design" *Microwave and Optical Technology Letters* Volume 49, Issue 2, 2007. Pages 360-362 Copyright © 2007 Wiley Periodicals, Inc.
- [9] A.Costantini, G.Vannini, F.Filicori, A.Santarelli, "Stability analysis of multi-transistor microwave power amplifiers", in *Proceedings Gallium Arsenide applications symposium. GAAS 2000, Paris*.
- [10] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, E. Limiti C. Lanzieri; S. Lavanga; "Class F high power amplifier for X-Band applications," 13th *Conference on Microwave Techniques - COMITE 2005, Prague, Czech Republic September 2005*, pp. 123-126 (ISBN: 80-86582-16-7).
- [11] P.Colantonio, F.Giannini, G.Leuzzi, E.Limiti "Class G Approach for High Efficiency PA Design," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.10, N°6, Nov. 2000, pp. 366-378.
- [12] P.Colantonio, F.Giannini, G.Leuzzi, E.Limiti, "High Efficiency Low-Voltage Power Amplifier Design by Second Harmonic Manipulation," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.10, N°1, January 2000, pp. 19-32.
- [13] I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman, "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 40, No.12, December 1992, pp. 2258-2266
- [14] I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia, "Extension of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, No.10, October 1996, pp. 1664-1674

-
- [15] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, V. Teppati, "An Approach to Harmonic Load- and Source-Pull Measurements for High-Efficiency PA Design," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.52, N.1, Jan. 2004, pp.191 - 198.
- [16] N. Borges de Carvalho, J.C. Pedro, "A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries", IEEE Transactions on microwave theory and techniques Vol. 50, Issue 9, Sept. 2002 Page(s):2090 – 2101
- [17] P. Kennington, "High Linearity RF Amplifier Design", Norwood, MA, Artech House, 2000.
- [18] J.C. Pedro, N.B. Carvalho, "Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits", Artech House, 2003 (ISBN: 1580533566).
- [19] J. Vuolevi T. Rahnkonen "Distortion in RF power amplifiers", Artech House, 2003
- [20] C. L. Law, C. S. Aitchison, "Prediction of wideband power performance of MESFET distributed amplifiers using the Volterra series representation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-34, 1038–1317, 1986.
- [21] N.B. De Carvalho, J.C. Pedro, "Large- and small-signal IMD behavior of microwave power amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, N. 12, Dec. 1999, pp. 2364 – 2374.
- [22] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, A. Nanni, "Investigation of IMD asymmetry in microwave FETs via Volterra series", Proceedings of Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, GAAS 2005, Oct. 2005, pp. 53 – 56.
- [23] P.Colantonio, F.Giannini, G.Leuzzi, E.Limiti, "IMD performances of harmonically tuned microwave power amplifiers," Microwave Engineering Europe, January 2001, pp.49-55.
- [24] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, E. Limiti and A. Nanni, "Power Amplifier Design Strategy to null IMD asymmetry," 36th European Microwave Conference 2006 Conference Proceedings. Manchester, UK, September 2006, pp. 1304-1307. (ISBN 2-9600551-6-0)
- [25] P.Colantonio, F.Giannini, E. Limiti, A. Nanni, V. Camarchia, V. Teppati, M. Pirola, "Design Approach to Improve Linearity & Power Performance of HFET," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 18, N. 6, Nov. 2008, pp. 527-535.
- [26] J. Brinkhoff, A.E. Parker, "Effect of baseband impedance on FET intermodulation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N. 3, March 2003, pp. 1045 – 1051.
- [27] A. Richards, K.A. Morris, J.P. McGeehan, "Removing the effects of baseband impedance on distortion in FET amplifiers", IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 153, N. 5, Oct. 2006, pp. 401 – 406.
- [28] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti "Nonlinear Approaches To The Design Of Microwave Power Amplifiers," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 14, N 6, Nov. 2004, pp. 493-506.
- [29] S.-F.R. Chang, W.L. Chen, S.C. Chang, C.K. Tu, C.L. Wei, C.H. Chien, C.H. Tsai; J. Chen, A. Chen, "A dual-band RF transceiver for multistandard WLAN applications," IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, no. 3, March 2005, pp. 1048 – 1055.
-

- [30] K. Kunihiro, S. Yamanouchi, T. Miyazaki, Y. Aoki, K. Ikuina, T. Ohtsuka, H. Hida, "A diplexer-matching dual-band power amplifier LTCC module for IEEE 802.11a/b/g wireless LANs," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Jun. 2004, pp. 303 - 306.
- [31] Gi-Ho Yun, Hyun-Goo Yoon, Han-Kyu Park, "Implementation of dual band power amplifier with high efficiency in the real environment for CDMA telephone," IEEE Electronics Letters, Vol. 34, No. 3, Feb. 1998, pp. 238 - 240.
- [32] K. Uchida, Y. Takayama, T. Fujita, K. Maenaka, "Dual-band GaAs FET power amplifier with two-frequency matching circuits," Asia-Pacific Microwave Conference, Vol. 1, Dec. 2005, pp. 4.
- [33] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," Soviet Physics Uspekhy, Vol. 10, no. 4, Jan.-Feb. 1968, pp. 509 - 514.
- [34] C. Caloz, A. Sanada, T. Itoh, "A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth," IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, no. 3, March 2004, pp. 980 - 992.
- [35] S.H. Ji, C.S. Cho, S. Cho, J.W. Lee, J. Kim, "Concurrent dual-band Class-E power amplifier using composite right/left-handed transmission lines," IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, no. 6, June 2007, pp. 1341 - 1347.
- [36] R. Giofre, P. Colantonio, F. Giannini, L. Piazzon, "A new design strategy for multi frequencies passive matching networks," European Microwave Conference, Oct. 2007, pp. 838 - 841.
- [37] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, L. Piazzon, "Design Technique for Concurrent Dual Band Harmonic Tuned Power Amplifier," accepted for publication on IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [38] A. Adar, J. DeMoura, H. Balshem; "A high efficiency single chain GaAs MESFET MMIC dual band power amplifier for GSM/DCS handsets," IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, Nov. 1998, pp. 69-72.
- [39] S. Zhang, J. Madic, P. Bretchko, J. Mokoro, R. Shumovich, R. McMorrow, "A novel power-amplifier module for quad-band wireless handset applications," IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, no. 11, Nov. 2003, pp. 2203 - 2210.
- [40] K. Yamamoto, S. Suzuki, K. Mori, T. Asada, T. Okuda, A. Inoue, T. Miura, K. Chomei, R. Hattori, M. Yamanouchi, T. Shimura, "A 3.2-V operation single-chip dual-band AlGaAs/GaAs HBT MMIC power amplifier with active feedback circuit technique," IEEE Solid-State Circuits, Vol. 35, no. 8, Aug. 2000, pp. 1109 - 1120.
- [41] A. Fukuda, H. Okazaki, S. Narahashi, "A Novel Compact Reconfigurable Quad-band Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches," 36th European Microwave Conference, Sept. 2006, pp. 344-347.
- [42] H. Zhang, H. Gao, G.P. Li, "Broad-band power amplifier with a novel tunable output matching network," IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, no. 11, Nov. 2005, pp. 3606 - 3614.
- [43] W.C.E. Neo, Y. Lin, X.D. Liu, L.C.N. De Vreede, L.E. Larson, M. Spirito, M.J. Pelk, K. Buisman, A. Akhnoukh, A. De Graauw, L.K. Nanver, "Adaptive Multi-Band Multi-Mode Power Amplifier Using Integrated Varactor-Based Tunable Matching Networks," IEEE Solid-State Circuits, Vol. 41, no. 9, Sept. 2006, pp. 2166 - 2176.

Capitolo 5 - L'AMPLIFICATORE DOHERTY

5.1 Introduzione

Come abbiamo visto nei capitoli precedenti, nei nuovi sistemi di comunicazione wireless, al fine di fornire agli utenti un numero di servizi elevato (necessità di trasferire una quantità crescente di informazioni), si è resa necessaria l'introduzione di tecniche di modulazione complesse come WCDMA e OFDM. Inoltre, si è visto come queste tecniche, dal punto di vista temporale, diano origine a segnali a radiofrequenza caratterizzati da elevate variazioni dell'involuppo [1] e come questo influisca fortemente sulla possibilità di ottenere elevate efficienze medie di conversione impiegando PA classici (Capitolo 3 e Capitolo 4). Si è posta quindi l'attenzione su quanto sia importante raggiungere elevate efficienze di conversione, sia per ridurre le dimensioni dell'apparato wireless, sia per aumentarne il tempo di utilizzo.

Nel Capitolo 2 abbiamo visto come, per far fronte a queste necessità, sia possibile ricorrere ad architetture di amplificatori di potenza e come alcune di queste, inventate negli anni quaranta, siano tornate di attualità e tuttora siano oggetto di un intenso studio [2]. L'oggetto di questo capitolo è proprio una di queste architetture, o meglio quella che viene definita da tutti come la più promettente per risolvere il paradigma della necessità di avere un'elevata efficienza media in un ampio intervallo di potenza d'uscita: l'amplificatore Doherty (DPA) [3-10]. In particolare, sarà presentata l'analisi completa e non lineare di un amplificatore Doherty, composto da un dispositivo polarizzato in Classe AB (Main) e uno in Classe C (Auxiliary). Come vedremo, l'analisi sviluppata ha portato alla scrittura di un set di equazioni in forma chiusa (equazioni di progetto), che consente la sintesi diretta al calcolatore di tutti gli elementi circuitali presenti in un amplificatore Doherty. Tale analisi è stata svolta considerando una terminazione armonica per il dispositivo Main sia di tipo

Tuned Load sia Classe F e come vedremo i risultati sperimentali ottenuti sono in linea con quanto teoricamente atteso.

5.2 L'idea di W. H. Doherty

L'amplificatore Doherty fu inventato nel 1936 da W. H. Doherty [3] presso i Bell Telephone Laboratories di Whippany, New Jersey, come risposta alla necessità di aumentare l'efficienza dei trasmettitori basati su tubi a vuoto. L'intuizione che ha avuto W. H. Doherty è semplice anche se allo stesso tempo risulta geniale. Tutto si basa sul concetto di modulazione attiva del carico [3, 11], cioè sulla possibilità di modulare (cambiare) il carico visto da un dispositivo attivo chiamato Main (o Carrier) grazie alla corrente erogata da un secondo dispositivo attivo detto Auxiliary (o Peaking).

Lo schema tipico di un DPA moderno è composto da due dispositivi attivi, da due reti che invertono l'impedenza presente ai loro capi e da un divisore di potenza, come riportato in Figura 5.1. L'andamento teorico dell'efficienza dei singoli dispositivi e dell'intero PA in funzione della potenza d'ingresso è mostrato in Figura 5.2 per il caso in esame (dispositivo Main in Classe AB, dispositivo Auxiliary in Classe C).

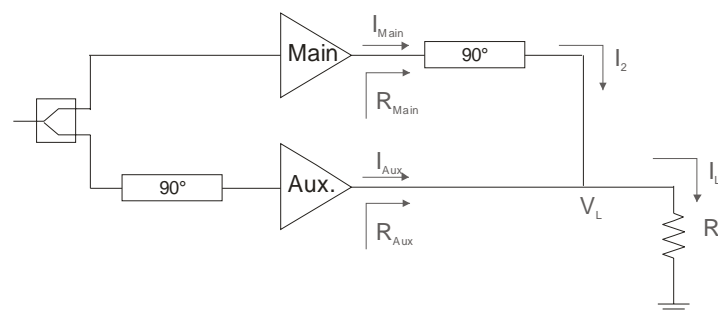


Figura 5.1: Schema di base dell'architettura Doherty.

Durante la trattazione, si sottintenderà il termine dispositivo attivo o amplificatore per riferirsi a quello impiegato sia come Main sia come Auxiliary, e ci si riferirà ad essi chiamandoli semplicemente Main e Auxiliary.

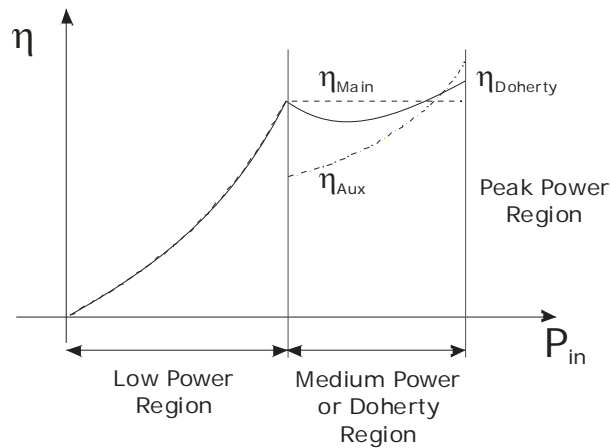


Figura 5.2: Andamento atteso dell'efficienza dell'architettura Doherty.

Per avere subito un'idea del principio di funzionamento di un DPA, possiamo ricorrere alla seguente trattazione qualitativa, al fine di rendere più intuitiva la successiva trattazione matematica. Per bassi valori di potenza d'ingresso, il DPA si comporta come un generico PA polarizzato in Classe AB, dato che il Main si trova in conduzione mentre l'ausiliario, a causa della sua polarizzazione in Classe C, risulta ancora spento. All'aumentare della potenza d'ingresso (quindi per involuppi maggiori), la corrente erogata dal Main aumenterà fino a che esso non raggiungerà la saturazione e quindi la condizione di massima efficienza (Figura 5.2). Il valore di potenza d'ingresso per cui questo si verifica è detto come vedremo "break point" e le corrispondenti curve di carico dei due dispositivi sono quelle indicate con la lettera **A** in Figura 5.3. Per valori di potenza d'ingresso maggiori, anche l'ausiliario comincerà a condurre, modulando con la corrente erogata sulla resistenza R_L (Figura 5.1) il carico visto dal Main, diminuendone il valore (curve di carico **B** in Figura 5.3). Questo fa sì che l'efficienza del Main si mantenga costante (Figura 5.2), mentre quella dell' Auxiliary comincia a crescere dando vita alla tipica "gobba" sull'efficienza dell'intero DPA. Alla fine della dinamica, quindi per il massimo valore di potenza d'ingresso (massimo involuppo), entrambi i dispositivi raggiungono la saturazione e le corrispondenti curve di carico diventano quelle indicate con la lettera **C** in Figura 5.3.

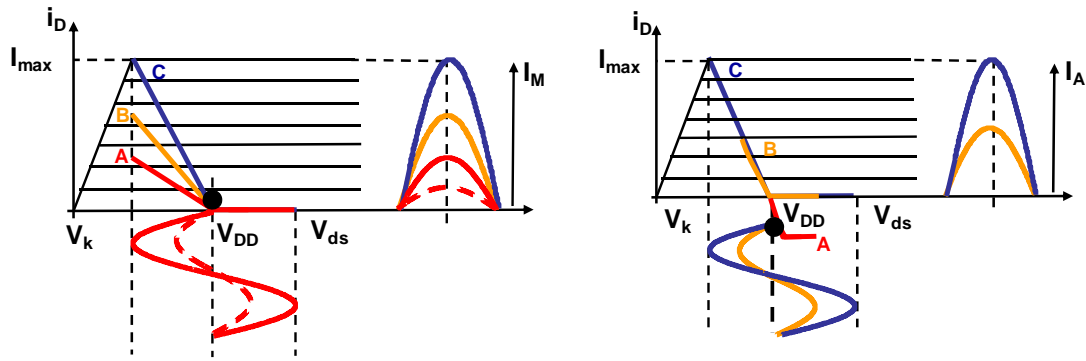


Figura 5.3: Andamento delle curve di carico dei due dispositivi per diverse potenza d'ingresso.

Al fine di ottenere un comportamento dei due dispositivi simile a quello descritto, è necessario interporre tra i due drain dei dispositivi attivi un invertitore d'impedenza (Figura 5.1), cioè una rete che ha la proprietà di trasformare la tensione presente ad una coppia dei suoi terminali in una corrente definita all'altra coppia di terminali di valore indipendente dal carico su cui la rete stessa è chiusa. Tale caratteristica è quella posseduta per esempio da una linea di trasmissione lunga un quarto di lunghezza d'onda alla frequenza di lavoro ($\lambda/4$ TL). È tuttavia possibile realizzare tale rete usando anche elementi concentrati o soluzioni miste [12,13].

Dovendo porre all'uscita del Main una rete che introduce un ritardo di 90° sul segnale da esso generato in uscita, è necessario a sua volta, al fine di ottenere una somma costruttiva dei due segnali sulla resistenza R_L , porre una rete che introduca lo stesso ritardo sul percorso del segnale che giunge sul gate dell' Auxiliary.

Infine, la struttura del DPA è completata ponendo in ingresso un divisore di potenza, la cui progettazione, che spesso viene ritenuta poco importante, ricopre un ruolo fondamentale per il corretto funzionamento della configurazione considerata, cioè con il Main in Classe AB e l' Auxiliary in Classe C.

5.2.1 L'EVOLUZIONE DELL'AMPLIFICATORE DOHERTY

Come accennato nei paragrafi precedenti, il primo DPA fu realizzato dal suo inventore impiegando due tubi a vuoto polarizzati in Classe B [3] e progettando gli elementi circuitali, essenzialmente gli invertitori d'impedenza,

sulla base delle relazioni che aveva derivato dall'analisi del sistema. Con l'avvento delle tecnologie a stato solido le stesse equazioni di progetto sono state utilizzate per realizzare i primi DPA che sfruttavano due transistor polarizzati in Classe B [3, 14].

Tuttavia, come è facile immaginare, la configurazione che sfrutta due Classe B presenta l'inconveniente non trascurabile della necessità di avere un "interruttore" hardware, che consenta l'accensione dell'Auxiliary all'istante corretto, e cioè in corrispondenza del break point. Tale azione era lasciata anche sulla base del suggerimento offerto da W. H. Doherty nel suo lavoro originale, ad "one of the many practical solutions", cioè ad uno dei tanti modi pratici che era possibile usare per accendere l'Auxiliary al momento giusto [11,15,[16]. Questo praticamente significava complicare l'hardware del DPA usando o particolari circuiti di controllo del punto di bias dell'Auxiliary [15, [16], o attenuatori variabili in serie al suo gate [11].

Successivamente, per evitare tali complicazioni, si cominciò ad introdurre per l'Auxiliary la polarizzazione in Classe C che però, rispetto ad un Classe B o AB, necessita di una potenza d'ingresso maggiore per fornire in uscita la stessa corrente (Figura 4.3). Questo, a sua volta, si traduce nella necessità di avere un divisore di potenza in ingresso sbilanciato verso l'Auxiliary [5, 17] al fine di ottenere una corretta e completa modulazione del carico del Main.

Per il Main si preferisce quasi sempre una polarizzazione in Classe AB rispetto ad una in Classe B pura, per alleviare l'elevata distorsione di cross-over che questo introdurrebbe sugli andamenti dell'intero DPA [11], a fronte di un ridotto aumento dell'efficienza.

In conclusione, i moderni amplificatori Doherty sono composti da un Main polarizzato in Classe AB e da un Auxiliary polarizzato in Classe C, ma sono ancora progettati basandosi sulle equazioni derivate considerando entrambi i dispositivi polarizzati in Classe B [3,14]. Il risultato di un simile approccio è spesso il ricorso ad un processo di ottimizzazione finale alla ricerca di un compromesso tra diversi parametri, che permettano di ottenere andamenti quantomeno simili a quelli attesi (Figura 5.2). Infatti, se non si considera la necessità di un divisore di

potenza sbilanciato, il punto di polarizzazione in Classe C dell' Auxiliary è spesso assunto come "variabile" sulla quale agire per ottimizzare il tutto [18]. Allo stesso modo, alcuni autori hanno proposto una soluzione analitica per fissare l'ottimo punto di polarizzazione del Classe C e del fattore di divisione, ma hanno approcciato il problema tramite una estensione lineare della teoria del Classe B-B [19]. In questo caso, si riesce a valutare correttamente il comportamento del DPA solo in corrispondenza dell'ultimo punto della dinamica (curve di carico C in Figura 5.3), mentre l'andamento non lineare delle sue caratteristiche tra il break point e quest'ultimo punto viene ignorato e porta spesso ad errori nelle scelte progettuali dei valori dei parametri caratteristici come R_L , il punto di polarizzazione stesso.

Notando queste lacune nella trattazione teorica degli attuali DPA, e allo stesso tempo l'interesse sempre crescente della comunità scientifica in questo tipo di amplificatore, si è scelto di studiare il problema approcciandolo in modo completamente non lineare. Quindi, assumendo una polarizzazione in Classe AB generica per il Main e una in Classe C per l' Auxiliary, si è sviluppata un'analisi della struttura Doherty (AB-C DPA), che ha permesso di scrivere un set di equazioni in forma chiusa che ne consente la progettazione in modo rapido e preciso, partendo semplicemente dai parametri fisici dei dispositivi attivi a disposizione. Come vedremo, le relazioni ottenute permettono di valutare le prestazioni ottenibili da un generico DPA in tutto l'intervallo dei valori della potenza d'ingresso e non solo nei punti notevoli (break point, saturazione).

5.3 Analisi Teorica di un AB-C DPA

L'analisi della struttura di un AB-C DPA [9,10] simile a quella riportata in Figura 5.1 è stata sviluppata partendo dallo studio delle forme d'onda di corrente generate dai due dispositivi attivi e considerandole ovviamente dipendenti dal valore del segnale posto al loro ingresso e dal punto di polarizzazione assunto.

In particolare, si è divisa l'analisi in due regioni distinte, in relazione al livello del segnale di ingresso P_{in} , di seguito descritte:

1. Regione *Low Power*: in questa regione, solo il Main è attivo, per cui il DPA si comporta come un amplificatore tradizionale in Classe AB. L'Auxiliary risulta spento a causa della sua polarizzazione in Classe C e la corrente del Main cresce all'aumentare del segnale di ingresso fino a raggiungere il valore $I_{critical}$.
2. Regione *Medium Power (o regione Doherty)*: aumentando il segnale di ingresso, anche l'Auxiliary entra in conduzione, per cui in questa regione entrambi gli amplificatori sono attivi, fino alla loro saturazione, ovvero fino al massimo livello della potenza d'uscita P_{out} .

Per descrivere il funzionamento dei due amplificatori, e quindi della struttura Doherty completa, si è assunto un modello semplificato per i dispositivi attivi, considerandoli quindi come due generatore di corrente controllati dalla tensione di ingresso con una transconduttanza (g_m) costante.

Sotto queste ipotesi, è possibile descrivere la forma d'onda di corrente per una generica classe di polarizzazione in funzione del segnale di ingresso come una sinusoide tagliata [20,21].

Definendo allora una variabile di normalizzazione x ($0 \leq x \leq 1$), la forma d'onda di corrente per una generica Classe AB (e quindi per il Main) sarà del tipo riportato in Figura 5.4.

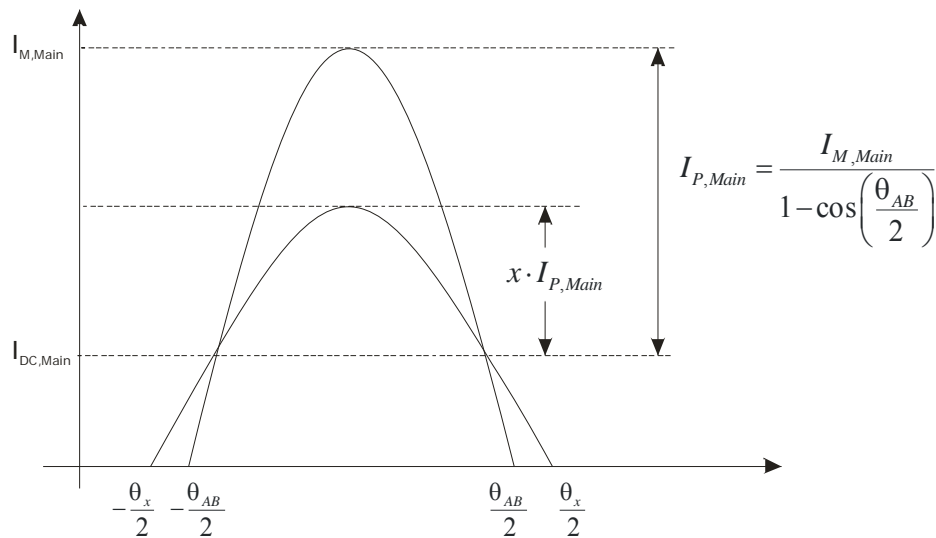


Figura 5.4: Forma d'onda per una generica Classe AB (Main).

In modo analogo, per un amplificatore in Classe C (e quindi Auxiliary), definendo una corrente “virtuale” di polarizzazione negativa I_{DC} , la forma d’onda risultante sarà simile a quella riportata in Figura 5.5.

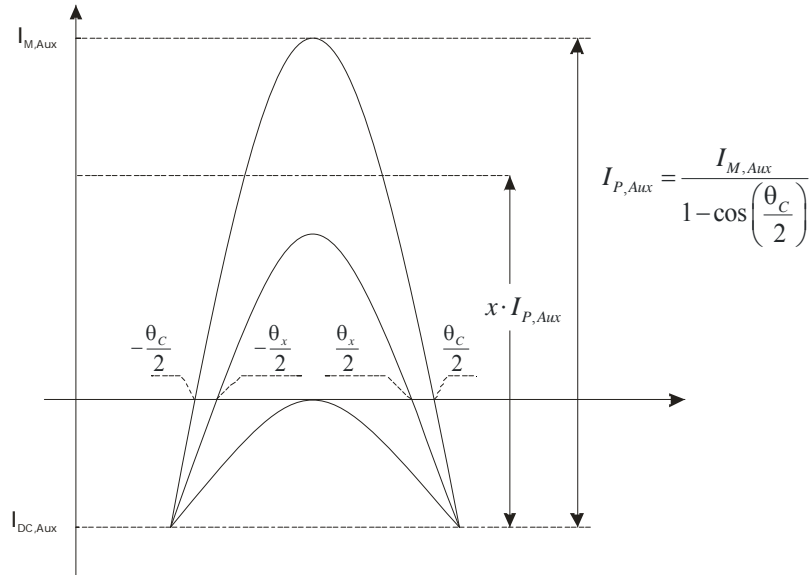


Figura 5.5: Forma d’onda di corrente per un Classe C.

Assumendo ora per il dispositivo attivo un valore di corrente massima pari a I_M , la forma d’onda di corrente potrà essere generalizzata in funzione del parametro x , ovvero in modo tale che per $x=0$ la corrente totale sia I_{DC} , mentre per $x=1$ essa raggiunga il suo valore massimo I_M :

$$i(\theta) = \begin{cases} \frac{I_M}{1 - \cos\left(\frac{\theta_M}{2}\right)} \cdot \left[x \cdot \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\theta_M}{2}\right) \right] & \text{if } -\frac{\theta_x}{2} \leq \theta \leq \frac{\theta_x}{2} \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (5.1)$$

Dove θ_M rappresenta l’angolo di circolazione della corrente di drain (CCA) che si ha per $x=1$ e cioè alla fine della dinamica del DPA, mentre θ_x è il corrispondente CCA per un generico valore del parametro x .

I due CCA θ_M e θ_x risultano quindi legati tra di loro dalla seguente relazione, ottenibile ponendo $i(\theta)=0$ per $\theta = \theta_x/2$:

$$\cos\left(\frac{\theta_M}{2}\right) = x \cdot \cos\left(\frac{\theta_x}{2}\right) \quad (5.2)$$

Da notare che la relazione (5.2) è valida solo per $x \geq |\cos(\theta_M/2)|$, altrimenti il generico CCA θ_x assume il valore 2π per un dispositivo polarizzato in Classe AB, o zero per uno in Classe C.

Nel seguito si indicherà con un pedice Main o Aux i parametri corrispondenti rispettivamente agli amplificatori (o dispositivi) Main e Auxiliary.

Per il Main, assumendo una corrente massima $I_{M,Main}$ ed una generica Classe AB di polarizzazione, rappresentata da una corrente in continua di valore $I_{DC,Main}$, è possibile identificare il punto di polarizzazione attraverso il parametro ξ definito come:

$$\xi = \frac{I_{DC,Main}}{I_{M,Main}} \quad (5.3)$$

Il valore dell'angolo di circolazione finale (per $x=1$) sarà allora dato da:

$$\theta_{AB} = 2\pi - 2 \arccos\left(\frac{\xi}{1-\xi}\right) \quad (5.4)$$

dove il 2π è stato introdotto per tener conto del dominio di definizione della funzione arcocoseno.

La corrente di polarizzazione del Main può essere dunque ottenuta ponendo nella (5.1) $x=0$ e $\theta_M = \theta_{AB}/2$, il che porta alla seguente relazione:

$$I_{DC,Main} = -\frac{\cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} \cdot I_{M,Main} \quad (5.5)$$

Mentre per il generico CCA si avrà:

$$\cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right) = x \cdot \cos\left(\frac{\theta_{x,Main}}{2}\right) \quad (5.6)$$

Che ovviamente perde di significato quando la corrente diventa una sinusoide pura, ovvero per un livello del segnale di ingresso x_A , dato da:

$$x_A = -\cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right) \quad (5.7)$$

In modo del tutto analogo, per l'Auxiliary introducendo la corrente di polarizzazione virtuale $I_{DC,Aux}$ (Figura 5.5) ed assumendo per questo dispositivo una corrente massima $I_{M,Aux}$, si avrà:

$$I_{DC,Aux} = -\frac{\cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)} \cdot I_{M,Aux} \quad (5.8)$$

Dove anche in questo caso θ_C rappresenterà l'angolo di circolazione finale, raggiunto dalla corrente per $x=1$, ovvero quando la corrente raggiungerà al picco il valore massimo $I_{M,Aux}$.

Definendo ora con x_{break} il valore del segnale di ingresso per cui il Main raggiungerà la sua saturazione (ovvero il valore di corrente $I_{critical}$) e l'Auxiliary entrerà in conduzione, è possibile mettere in relazione l'angolo di circolazione θ_C con tale valore x_{break} , ovvero:

$$\theta_C = 2 \cdot \arccos(x_{break}) \quad (5.9)$$

Tale relazione può essere derivata direttamente dalla (5.1) considerando che per $x=x_{break}$ la $i(\theta)$ dell'Auxiliary è nulla, essendo nullo il suo CCA.

Di conseguenza, sostituendo nella relazione (5.8) la (5.9) si avrà che:

$$I_{DC,Aux} = -\frac{x_{break}}{1 - x_{break}} \cdot I_{M,Aux} \quad (5.10)$$

Che risulterà fondamentale per una corretta selezione del punto di polarizzazione del dispositivo Auxiliary in funzione della sua corrente massima.

Analogamente a quanto fatto per il Main, il generico CCA dell'Auxiliary $\theta_{x,Aux}$ può essere espresso in funzione di θ_C ed x particolarizzando la (5.6) e quindi:

$$\cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right) = x \cdot \cos\left(\frac{\theta_{x,Aux}}{2}\right) \quad (5.11)$$

Che ovviamente sarà valida solo per $x \geq x_{break}$, altrimenti $\theta_{x,Aux}=0$ essendo l'Auxiliary spento.

A questo punto, è utile esprimere i fasori della corrente per entrambi i dispositivi, in funzione della variabile x , ottenendo:

$$I_0(x) = \begin{cases} I_{DC} & \text{se } x < x_{\min} \\ \frac{x \cdot I_M}{2\pi} \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\theta_x}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta_x}{2}\right) \cdot \theta_x}{1 - \cos\left(\frac{\theta_M}{2}\right)} & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (5.12)$$

$$I_1(x) = \begin{cases} 0 & \text{se } x < x_{\min} \\ \frac{x \cdot I_M}{2\pi} \frac{\theta_x - \sin(\theta_x)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_M}{2}\right)} & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (5.13)$$

$$I_{n[n>1]}(x) = \begin{cases} 0 & \text{se } x < x_{\min} \\ \frac{2 \cdot x \cdot I_M}{\pi(n^2 - 1)n} \frac{\sin\left(n \frac{\theta_x}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta_x}{2}\right) - n \cdot \cos\left(n \frac{\theta_x}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_x}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_M}{2}\right)} & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (5.14)$$

Funzioni che dovranno essere particolarizzate per il Main e l'Auxiliary sostituendo:

1. I_M e θ_M con i corrispondenti valori di corrente massima ($I_{M,\text{Main}}$ e $I_{M,\text{Aux}}$) e relativi angoli di circolazione (θ_{AB} e θ_C).
2. x_{\min} con x_A dato dalla (5.7) per il Main, o x_{break} dato dalla (5.9) per l'Auxiliary.
3. θ_x con $\theta_{x,\text{Main}}$ o $\theta_{x,\text{Aux}}$ per il Main o per l'Auxiliary rispettivamente.

Un esempio di andamento dei fasori di corrente per un Classe AB (assumendo $\xi=0.1$) ed un Classe C (assumendo $x_{\text{break}}=0.432$), normalizzati ad un valore della corrente massima pari a 1A, sono riportati in Figura 5.6 in funzione del segnale di ingresso x .

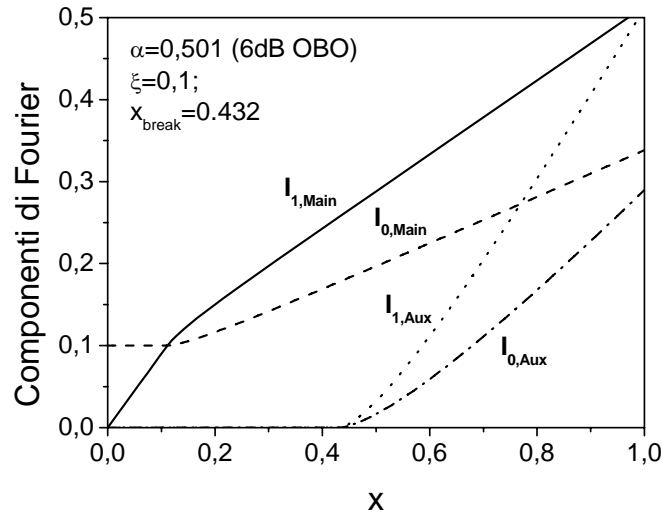


Figura 5.6: DC e componenti fondamentali per il dispositivo Main (Classe AB) e Auxiliary (Classe C) in funzione del parametro x .

5.3.1 ANALISI DI UN AB-C DPA NELLA REGIONE LOW POWER

Come abbiamo detto nel paragrafo precedente, l'analisi comportamentale di un DPA può essere divisa in due regioni dipendenti dal valore istantaneo della potenza al suo ingresso e quindi della variabile x che abbiamo introdotto. In questo paragrafo analizzeremo la prima delle due regioni considerate, cioè quella per $0 \leq x \leq x_{break}$.

In questa regione, solo il Main è attivo, mentre l' Auxiliary non è ancora in conduzione (essendo polarizzato in Classe C). Per cui lo schema da analizzare diventa quello riportato in Figura 5.7, dove il carico visto dal Main è stato indicato come R_{Main} .

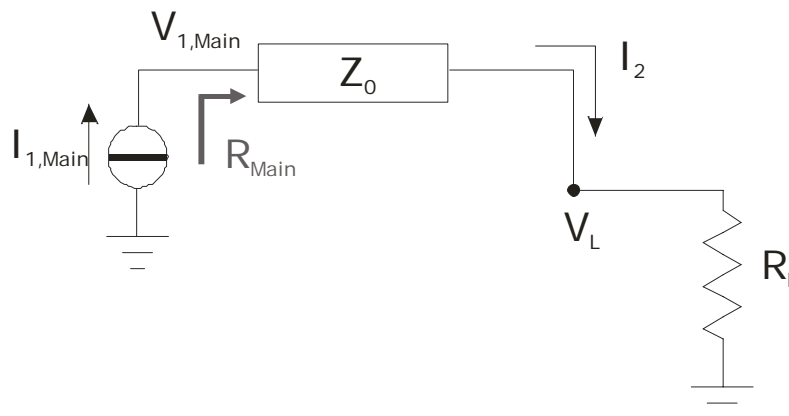


Figura 5.7: Schema equivalente del Doherty nella regione Low Power.

Nella seguente trattazione analitica abbiamo assunto una condizione di carico per entrambi i dispositivi di tipo Tuned Load, e quindi che l'impedenza di carico sia diversa da zero solo a frequenza fondamentale. Il risultato di ciò è il poter considerare l'ampiezza di prima armonica della tensione di uscita ai capi del Main fissata e pari a $V_{1,\text{Main}}=V_{\text{DD}}-V_k$ quando esso raggiunge la sua saturazione ($X=X_{\text{break}}$).

Tuttavia, nel paragrafo 5.4 l'analisi proposta è stata riadattata al caso in cui si voglia realizzare per il Main una configurazione in Classe F. In quella sede sarà quindi più chiaro il perché è necessario supporre fin dall'inizio il tipo di terminazione armonica che si vuole adottare per entrambi i dispositivi, e come questo influenzi le prestazioni dell'intero DPA.

Nel primo caso considerato (configurazione Tuned Load per entrambi i dispositivi), dalla Figura 5.7 si nota che il carico esterno R_L e l'impedenza caratteristica Z_0 del $\lambda/4$ -TL devono essere opportunamente scelti per garantire al dispositivo Main di raggiungere la condizione di massima escursione di tensione $V_{1,\text{Main}}=V_{\text{DD}}-V_k$ quando la corrente raggiunge il livello I_{critical} , ovvero per avere una curva di carico del tipo riportato in Figura 5.8.

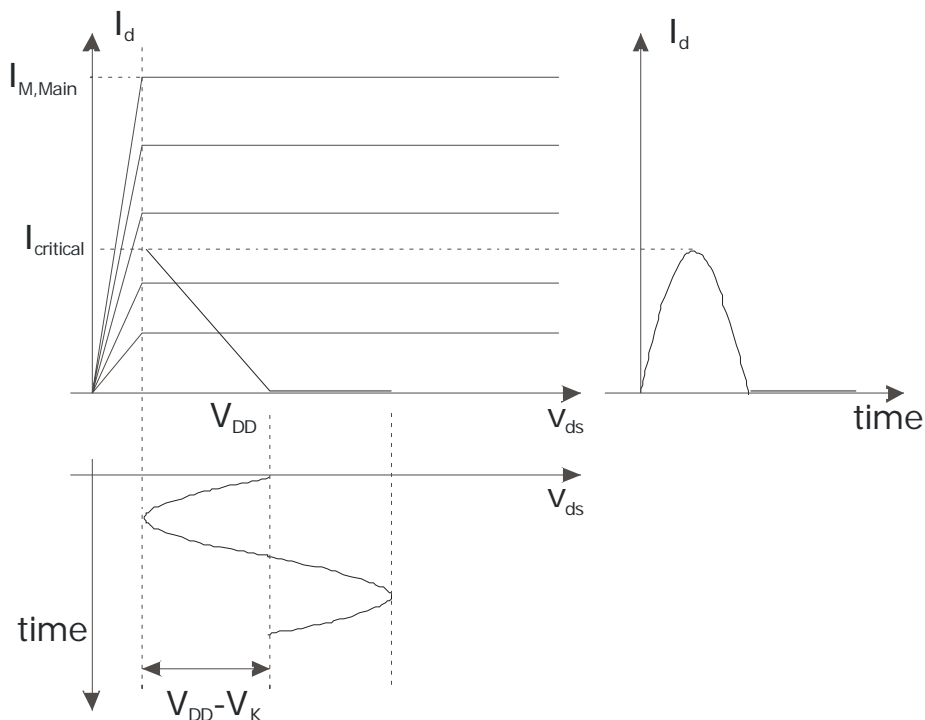


Figura 5.8: Curva di carico del dispositivo Main quando è raggiunto il valore di corrente I_{critical} ($X=X_{\text{break}}$).

Dovrà allora valere la condizione:

$$R_{Main}(x) = \frac{V_{DD} - V_k}{I_{1,Main}(\theta_{x,break})} \quad x \in [0, x_{break}] \quad (5.15)$$

Dove $I_{1,Main}(\theta_{x,break})$ può essere calcolata dalla (5.13)

Indicando con $P_{out,Main,break}$ e $P_{out,Main,Max}$ i livelli di potenza raggiunti dal Main al break (fine della regione Low Power) ed alla saturazione (fine della regione Medium Power), poiché la sua tensione dovrà mantenersi costante nella regione Medium Power, possiamo mettere in relazione tali livelli con i fasori di corrente, introducendo il parametro α :

$$\alpha = \frac{P_{out,Main,break}}{P_{out,Main,Max}} = \frac{I_{1,Main}(\theta_{x,break})}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \quad (5.16)$$

Come vedremo in seguito, la massima potenza che l'amplificatore Doherty sarà in grado di erogare sarà inversamente proporzionale a tale parametro α , ovvero si dimostrerà che la potenza finale (per $x=1$) sarà data da:

$$P_{out,DPA}|_{x=1} = \frac{1}{\alpha} \cdot P_{out,Main,Max} \quad (5.17)$$

Per cui il parametro α rappresenta implicitamente il livello di output back-off (OBO) che identifica l'estensione della regione Medium Power, ovvero l'intervallo di valori di potenze d'uscita in cui l'efficienza del Main si dovrebbe mantenere costante (vedere Figura 5.2).

Possiamo allora definire tale grandezza come:

$$OBO = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \quad (5.18)$$

Per esempio, assumendo $\alpha=0.5$, si otterrà un OBO di 6dB.

Dalla (5.16) possiamo scrivere che:

$$I_{1,Main}(\theta_{x,break}) = \alpha \cdot I_{1,Main}(\theta_{AB}) \quad (5.19)$$

Sostituendo in questa equazione le espressioni dei fasori (5.13), si ricava la seguente equazione trascendentale:

$$x_{break} \cdot [\theta_{x,break} - \sin(\theta_{x,break})] = \alpha \cdot [\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})] \quad (5.20)$$

Essendo x un parametro di normalizzazione, per cui per $x=1$ la potenza di ingresso sarà tale da far raggiungere la condizione di massima potenza del Doherty, mentre per $x=x_{break}$ la potenza di ingresso sarà tale da far accendere l'Auxiliary, allora è possibile definire, come fatto per l'OBO, l'intervallo di valori di potenza di ingresso che definiscono la regione Doherty, ovvero l'Input back-off IBO come:

$$IBO = -20 \cdot \log_{10}(x_{break}) \quad (5.21)$$

Attraverso l'equazione (5.20) è quindi possibile mettere in relazione l'IBO e l'OBO, per diverse condizioni di polarizzazione del Main, ottenendo il grafico riportato in Figura 5.9. Dalla figura è evidente come al variare del punto di polarizzazione del Main (da Classe B a Classe A) l'IBO e l'OBO siano differenti tra di loro ($IBO > OBO$) assumendo lo stesso valore solo per una polarizzazione del Main in Classe B. Questo risultato è frutto dell'approccio completamente non lineare seguito e nasce dal fatto che la corrente di prima armonica generata dal Main cresce con una velocità non costante, bensì dipendente dall'angolo di circolazione istantaneo.

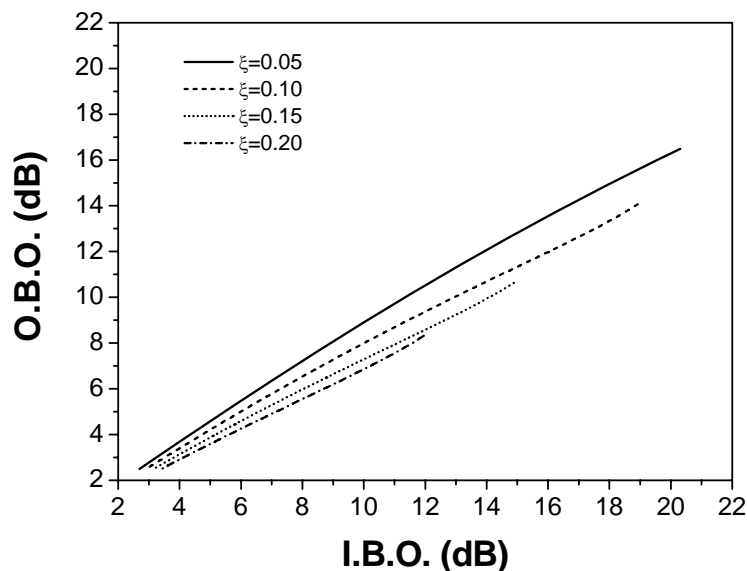


Figura 5.9: OBO in funzione di IBO, per differenti condizioni di polarizzazione (ξ) del Main.

Sostituendo nella (5.15) le espressioni dei fasori, e tenendo conto della (5.19), si ottiene:

$$R_{Main}(x) = 2 \frac{V_{DD} - V_k}{I_{M,Main}} \frac{\pi}{\alpha} \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)}{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})} \quad x \in [0, x_{break}] \quad (5.22)$$

Mentre per la corrente $I_{critical}$ è possibile scrivere:

$$\frac{I_{critical}}{I_{M,Main}} = \frac{x_{break} - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} \quad (5.23)$$

Nella regione Low Power quindi, avendo identificato la condizione di carico R_{Main} , sarà possibile ricavare l'andamento del fasore di tensione $V_{1,Main}$, ottenendo:

$$\begin{aligned} V_{1,Main}(x) &= R_{Main}(x) \cdot I_{1,Main}(x) = \\ &= \frac{x}{\alpha} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot \frac{\theta_{x,Main} - \sin(\theta_{x,Main})}{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})} \quad x \in [0, x_{break}] \end{aligned} \quad (5.24)$$

Un esempio di andamenti dei fasori di prima armonica della corrente e della tensione del dispositivo Main sono riportati Figura 5.10, ovviamente in funzione del segnale di ingresso x (o del livello di potenza di ingresso normalizzato, che sarà proporzionale a x^2) e fino a $x=x_{break}$.

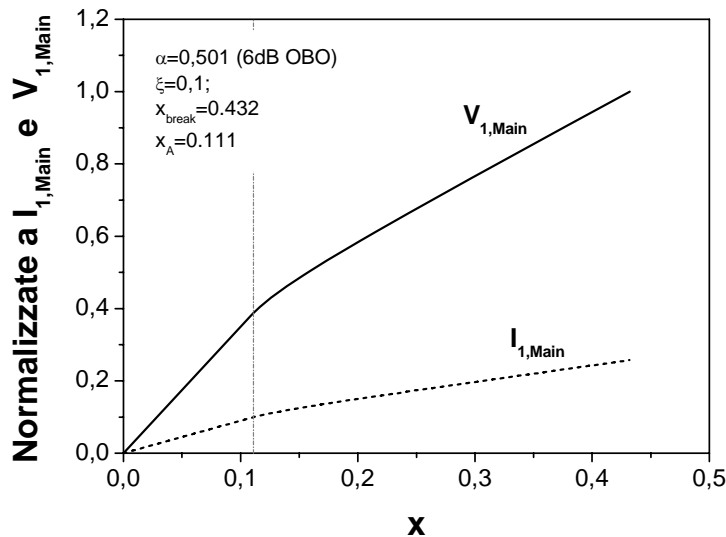


Figura 5.10: Esempio di andamento dei fasori a fondamentale della tensione ($V_{1,Main}$) e della corrente ($I_{1,Main}$) del dispositivo Main, assumendo una polarizzazione in Classe AB ($\xi=0.1$) e 6dB di OBO.

A questo punto, noti i fasori di I e V, si potranno calcolare tutti i parametri di interesse del Doherty nella regione Low Power, che coincideranno con quelli dell'amplificatore Main, ovvero la potenza d'uscita, la potenza in dc e l'efficienza, rispettivamente dati da:

$$P_{out}(x) = \frac{x^2}{\alpha} \cdot \left[\frac{\theta_{x,Main} - \sin(\theta_{x,Main})}{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})} \right]^2 \cdot P_{out,Main,max} \quad x \in [0, x_{break}] \quad (5.25)$$

$$P_{dc}(x) = x \cdot \frac{V_{DD} \cdot I_{M,Main}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{\theta_{x,Main}}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta_{x,Main}}{2}\right) \cdot \theta_{x,Main}}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} \quad x \in [0, x_{break}] \quad (5.26)$$

$$\eta(x) = \frac{x}{2\alpha} \cdot \frac{[\theta_{x,Main} - \sin(\theta_{x,Main})]^2}{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})} \cdot \frac{\left(1 - \frac{V_k}{V_{DD}}\right)}{2 \sin\left(\frac{\theta_{x,Main}}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta_{x,Main}}{2}\right) \cdot \theta_{x,Main}} \quad x \in [0, x_{break}] \quad (5.27)$$

Dove:

$$P_{out,Main,max} = \frac{I_{M,Main}}{4\pi} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot \frac{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})}{\left[1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)\right]} \quad (5.28)$$

5.3.2 ANALISI DI UN AB-C DPA NELLA REGIONE MEDIUM POWER

In questo paragrafo analizzeremo quindi la seconda delle due regioni considerate, quella in cui un DPA reale si troverà a lavorare per gran parte del periodo, cioè per $x_{break} \leq x \leq 1$. In questa regione, entrambi i dispositivi attivi contribuiscono alla corrente su R_L , per cui lo schema da analizzare diventa quello riportato in Figura 5.11, dove il Main è stato rappresentato come un generatore di tensione costante e l'Auxiliary come un generatore di corrente dipendente dal segnale incidente sul suo gate. Si fa notare che l'assunzione fatta per il Main, cioè considerarlo come un generatore di tensione costante per $x_{break} \leq x \leq 1$, deriva direttamente dal fatto che per $x = x_{break}$ esso ha raggiunto la massima escursione di tensione ammessa ($V_{1,Main} = V_{DD} - V_k$) e che questa non può che mantenersi

costante al diminuire dell'impedenza vista ai suoi capi, dovuta alla corrente che adesso sarà fornita dall'Auxiliary.

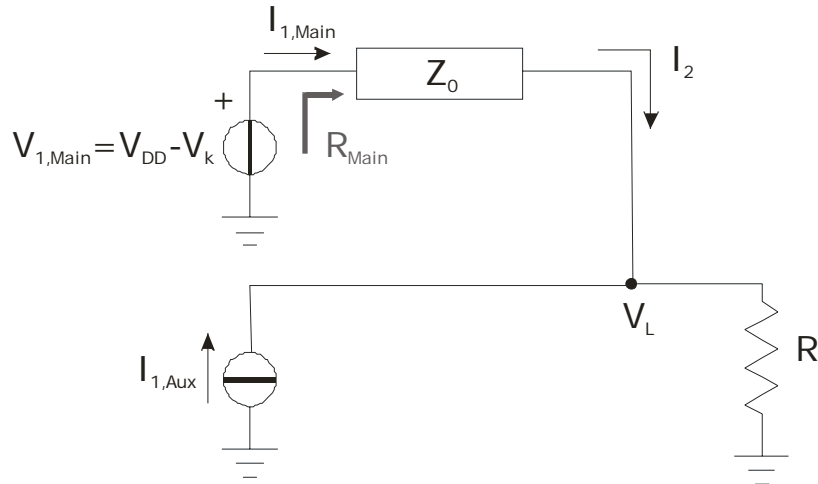


Figura 5.11: Schema equivalente del Doherty nella regione Medium Power (o regione Doherty).

Come detto, nella regione Medium Power il dispositivo Main dovrà mantenere costante la tensione ai suoi capi e pari a:

$$V_{1,Main} = V_{DD} - V_k \quad (5.29)$$

Per effetto del $\lambda/4$, se la tensione $V_{1,Main}$ è costante ad un capo, allora la corrente I_2 (Figura 5.11) all'altro capo dovrà rimanere costante in tutta la regione Medium Power. Ovviamente, tale corrente risulterà sfasata rispetto alla tensione $V_{1,Main}$ di 90° a causa del termine j nella matrice di trasmissione del $\lambda/4$ riportata qui per semplicità:

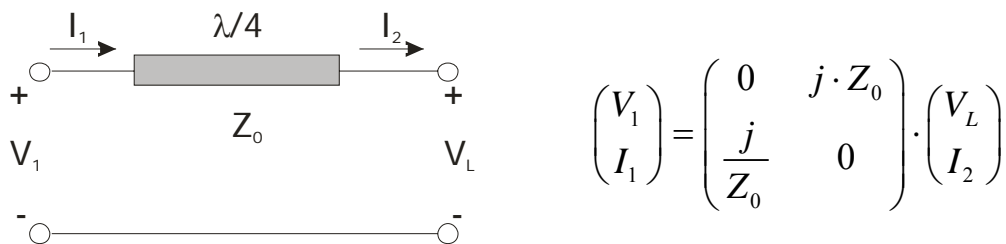


Figura 5.12: Schema di un $\lambda/4$ e sua matrice di trasmissione.

Particolarizzando la matrice rappresentativa del $\lambda/4$ al caso in questione, si può scrivere la seguente relazione:

$$V_{1,Main} \cdot I_{1,Main} = V_L \cdot I_2 \quad (5.30)$$

Poiché alla fine della regione Doherty la tensione ai capi del $\lambda/4$ sarà imposta da una parte dal Main e dall'altra dall'Auxiliary, dovrà anche valere la condizione:

$$(V_{DD} - V_k) \cdot I_{1,Main} \Big|_{x=1} = (V_{DD} - V_k) \cdot I_2 \quad (5.31)$$

Per cui:

$$I_2 = I_{1,Main}(\theta_{AB}) \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.32)$$

Inoltre, sempre per effetto del $\lambda/4$ e quindi della (5.30), e ricordando la (5.19), si potrà scrivere:

$$V_L(x_{break}) = \alpha \cdot (V_{DD} - V_k) \quad (5.33)$$

In base alle equazioni (5.29)-(5.33) possiamo allora ricavare delle relazioni utili per il dimensionamento dei componenti della rete, ovvero per R_L e Z_0 . In particolare, per $x=x_{break}$ si ha:

$$R_{Main}(x_{break}) = \frac{V_{DD} - V_k}{\alpha \cdot I_{1,Main}(\theta_{AB})} = \frac{Z_0^2}{R_L} \quad (5.34)$$

Mentre per effetto del $\lambda/4$ ($V_{1,Main}=jZ_0I_2$) si potrà scrivere, tenendo conto che il fattore j si compenserà con la fase di I_2 grazie al $\lambda/4$ posto in ingresso, che:

$$Z_0 = \frac{V_{DD} - V_k}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \quad (5.35)$$

Inoltre, alla fine della regione Doherty, ovvero per $x=1$, si potrà scrivere per le resistenze viste da entrambi i dispositivi le seguenti relazioni:

$$R_{Main} \Big|_{x=1} = \frac{V_{DD} - V_k}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \quad (5.36)$$

$$R_{Aux} \Big|_{x=1} = \frac{V_{DD} - V_k}{I_{1,Aux}(\theta_C)} \quad (5.37)$$

Per $x=1$, considerando le correnti fornite dai due dispositivi, la tensione sul carico R_L sarà data da:

$$\begin{aligned}
 V_L \Big|_{x=1} &= V_{DD} - V_k = R_L \cdot [I_2 + I_{1,Aux}(\theta_C)] = \\
 &= R_L \cdot I_{1,Main}(\theta_{AB}) \left[1 + \frac{I_{1,Aux}(\theta_C)}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \right]
 \end{aligned} \quad (5.38)$$

E quindi, sostituendo la (5.33) nell'equazione soprascritta, si ha che:

$$\alpha \cdot \left[1 + \frac{I_{1,Aux}(\theta_C)}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \right] = 1 \quad (5.39)$$

Di conseguenza, sostituendo le espressioni dei fasori, si può mettere in relazione il valore della corrente massima che dovrà avere l'Auxiliary, in funzione della corrispondente corrente massima assunta per il Main, ovvero:

$$I_{Max,Aux} = I_{Max,Main} \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)}{\theta_C - \sin(\theta_C)} \cdot \frac{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} \quad (5.40)$$

Tale relazione è molto utile quando si ha a disposizione una famiglia di dispositivi attivi tra cui poter scegliere quelli da utilizzare, in quanto consente di massimizzare l'utilizzo della periferia attiva. In Figura 5.13 è riportato il rapporto tra le correnti massime in funzione del punto di polarizzazione ξ scelto per il Main e per diversi valori di OBO.

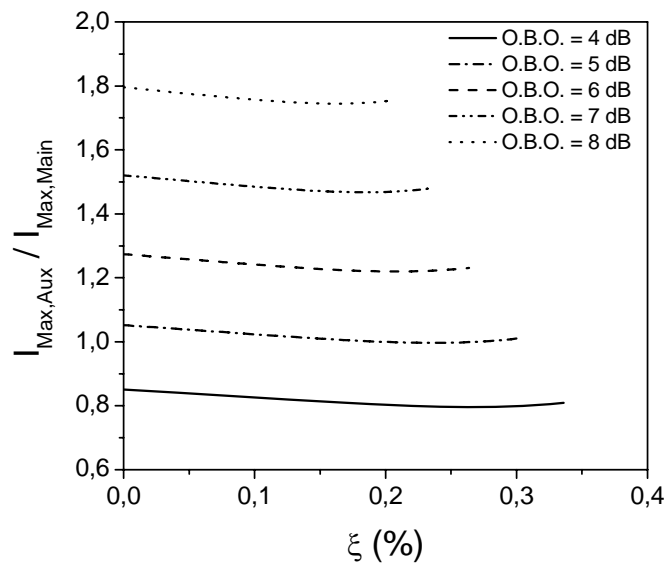


Figura 5.13: Rapporto tra le correnti massime $I_{M,Aux}$ e $I_{M,Main}$, in funzione della polarizzazione (ξ) del Main e per differenti valori di OBO.

Dalla Figura 5.13 si noti come il valore della corrente massima richiesta all'Auxiliary può essere anche molto più grande rispetto a quella richiesta al Main, per valori di OBO superiori a 5dB, mentre risulta essere scarsamente dipendente dal valore di polarizzazione ξ di quest'ultimo.

In modo analogo, è possibile dalla (5.10) mettere in relazione la corrente di polarizzazione virtuale dell'Auxiliary in funzione della sua corrente massima, e quindi sempre dipendente dalla polarizzazione ξ scelta per il Main e dai diversi valori di OBO, ottenendo il grafico riportato in Figura 5.14.

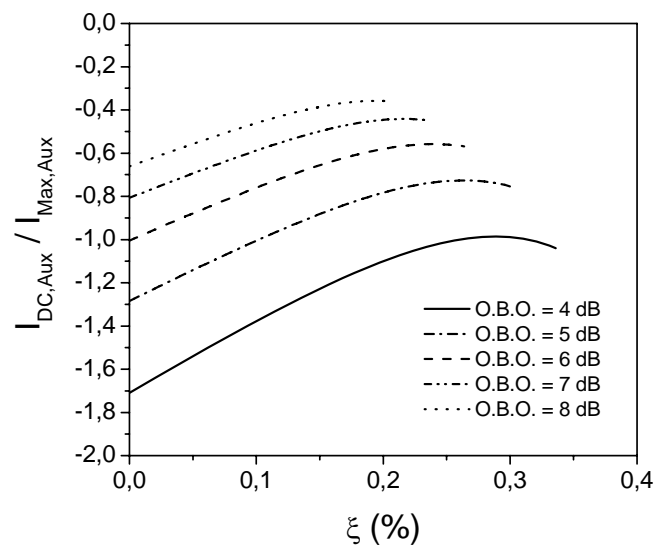


Figura 5.14: Rapporto tra la corrente di polarizzazione virtuale $I_{DC,Aux}$ e quella massima $I_{M,Aux}$ del dispositivo Auxiliary, in funzione della polarizzazione (ξ) del Main e per diversi valori di OBO.

Dalla Figura 5.14 si noti come al diminuire dell'OBO l'Auxiliary debba essere polarizzato in una Classe C molto spinta, ovvero a valori sempre più negativi della corrente virtuale.

Per quanto riguarda la potenza d'uscita del Doherty alla fine della regione Medium Power, si può scrivere che alla resistenza R_L sia fornita un potenza data da:

$$\begin{aligned}
 P_{out,DPA} \Big|_{x=1} &= \frac{1}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) [I_2 + I_{1,Aux}(\theta_C)] \\
 &= \frac{1}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot I_{1,Main}(\theta_{AB}) \cdot \frac{1}{\alpha}
 \end{aligned} \tag{5.41}$$

Ovvero:

$$P_{out,DPA} \Big|_{x=1} = \frac{1}{\alpha} \cdot P_{out,Main,Max} \quad (5.42)$$

Ottenendo quindi la dimostrazione della relazione (5.17) precedentemente introdotta. Quindi per esempio considerando un $\alpha=0.5$ (ovvero 6dB di OBO), ne deriva che la potenza finale del Doherty è equamente fornita dal Main e dell'Auxiliary.

Per quanto riguarda l'andamento della tensione di uscita, questa può essere ricavata da:

$$V_L(x) = R_L \cdot [I_2 + I_{1,Aux}(x)] \quad (5.43)$$

Per cui, sostituendo le varie espressioni, si ottiene:

$$V_L(x) = \alpha \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot \left\{ 1 + x \frac{1 - \alpha \frac{\theta_{x,Aux}(x) - \sin[\theta_{x,Aux}(x)]}{\theta_C - \sin(\theta_C)}}{\alpha} \right\} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.44)$$

Si noti ora che, poiché nella regione Doherty il Main deve operare a tensione costante, la sua corrente di uscita sarà solo parzialmente controllata dal segnale di ingresso x , ovvero dovrà assumere una forma diversa dalla semplice sinusoide tagliata.

Possiamo infatti ricavare il fasore di prima armonica della forma d'onda di corrente nella regione a Medium Power, sfruttando la (5.30).

Infatti, sostituendo la (5.44) per $V_L(x)$, e tenendo conto della (5.29) e della(5.32), il fasore di corrente di prima armonica della corrente d'uscita del Main potrà essere scritto come:

$$I_{Main,1}^+(x) = \alpha \cdot \left\{ 1 + x \frac{1 - \alpha \frac{\theta_{x,Aux}(x) - \sin[\theta_{x,Aux}(x)]}{\theta_C - \sin(\theta_C)}}{\alpha} \right\} \cdot I_{1,Main}(\theta_{AB}) \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.45)$$

Possiamo assumere per semplicità che tale nuovo fasore sia dovuto ad un fenomeno di clipping superiore della forma d'onda di corrente, ovvero che derivi da una corrente del tipo riportato in Figura 5.15.

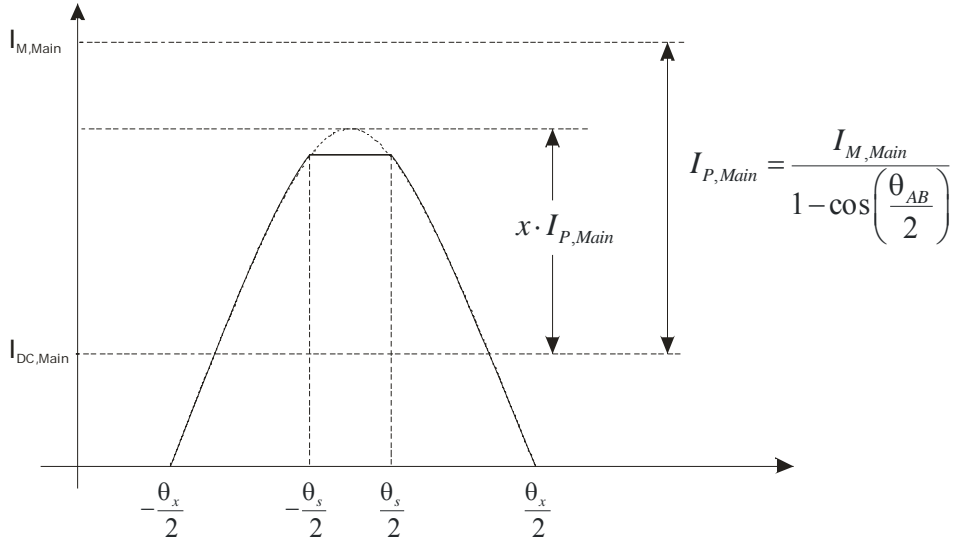


Figura 5.15: Forma d'onda di corrente del dispositivo Main assunta nella regione Doherty.

Il valore dell'angolo di taglio superiore θ_s può essere ricavato mettendo in relazione il valore del fasore di prima armonica derivante dalla (5.13) con questo nuovo derivato in(5.45), ovvero:

$$\Delta I_1 = I_1(x) - I_{1,Main}^+(x) = \frac{x \cdot I_{M,Main}}{2\pi} \frac{\theta_s - \sin(\theta_s)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} \quad (5.46)$$

Risolvendo allora questa equazione in θ_s , è poi possibile calcolare anche la corrispondente variazione per la componente DC:

$$\Delta I_0 = \frac{x \cdot I_{M,Main}}{2\pi} \frac{2 \sin\left(\frac{\theta_s}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta_s}{2}\right) \theta_s}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} \quad (5.47)$$

e quindi la nuova componente DC valida per la regione Medium Power:

$$I_{0,Main}^+(x) = I_0(x) - \Delta I_0 \quad (5.48)$$

Gli andamenti delle nuove componenti DC e fondamentale sono riportati in Figura 5.16, confrontati con quelli teorici che derivavano dal solo taglio inferiore. Dalla figura è inoltre evidente come i valori delle grandezze derivate nei due modi differenti coincidano in corrispondenza di $x=x_{break}$ e $x=1$, come teoricamente atteso.

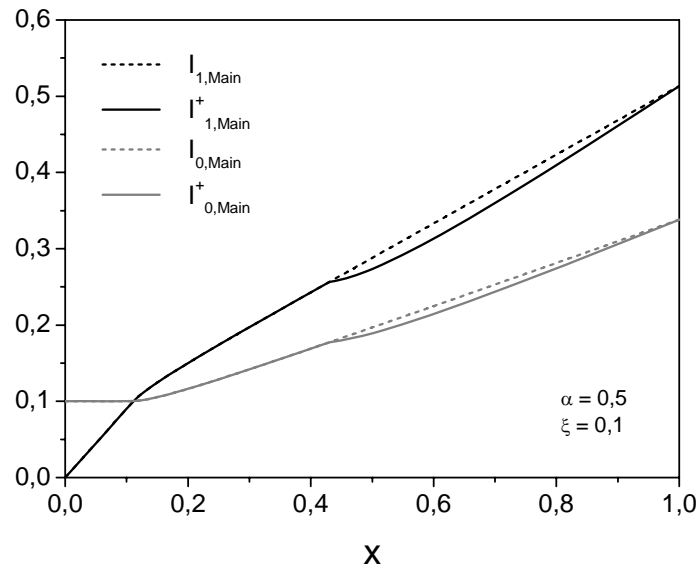


Figura 5.16: Andamenti normalizzati delle componenti DC e fondamentali della corrente di uscita del dispositivo Main, confrontati con quelli ideali derivati dalla sinusoide tagliata solo sotto.

Di conseguenza possono essere calcolate le componenti fondamentali delle tensioni e correnti ai capi del Main ed Auxiliary. Gli andamenti sono riportati in Figura 5.17.

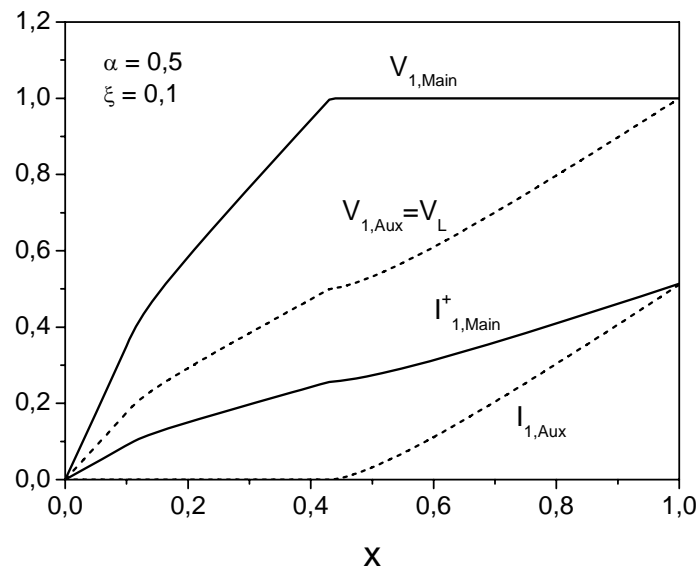


Figura 5.17: Componenti fondamentali (normalizzate) della tensione e corrente ai capi dei dispositivi Main e Auxiliary.

Riguardo alle impedenze viste dai due dispositivi, queste saranno date rispettivamente da:

$$R_{Main}(x) = \frac{V_{DD} - V_k}{I_{1,Main}^+(x)} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.49)$$

$$R_{Aux}(x) = \frac{V_L(x)}{I_{1,Aux}(x)} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.50)$$

Ed il loro andamento è riportato in Figura 5.18.

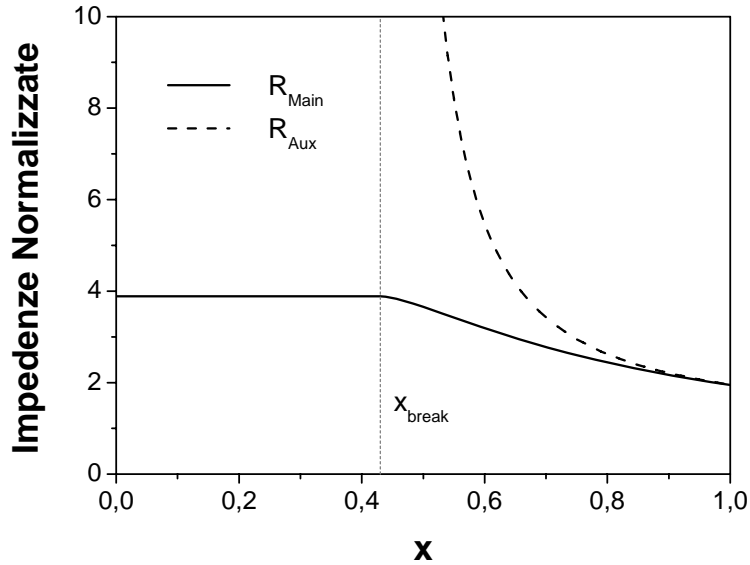


Figura 5.18: Impedenze di carico (normalizzate) viste dal Main e dall' Auxiliary.

5.3.3 VALUTAZIONE DELLE PRESTAZIONI DI UN AB-C DPA

Per le prestazioni del Doherty e dei singoli dispositivi, le seguenti formule possono essere utilizzate:

- Per il Main:

$$\begin{cases} P_{out,Main}(x) = \frac{1}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot I_{1,Main}^+(x) \\ P_{dc,Main}(x) = V_{DD} \cdot I_{0,Main}^+(x) \\ \eta_{Main}(x) = \frac{P_{out,Main}(x)}{P_{dc,Main}(x)} \end{cases} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.51)$$

- Per l' Auxiliary:

$$\begin{cases} P_{out,Aux}(x) = \frac{1}{2} \cdot V_L(x) \cdot I_{1,Aux}(x) \\ P_{dc,Aux}(x) = V_{DD} \cdot I_{0,Aux}(x) \\ \eta_{Aux}(x) = \frac{P_{out,Aux}(x)}{P_{dc,Aux}(x)} \end{cases} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.52)$$

- Per l'intera struttura:

$$\begin{cases} P_{out,DPA}(x) = \frac{1}{2} \cdot V_L(x) \cdot [I_2 + I_{1,Aux}(x)] \\ P_{dc,DPA}(x) = P_{dc,Main}(x) + P_{dc,Aux}(x) \\ \eta_{DPA}(x) = \frac{P_{out}(x)}{P_{dc}(x)} \end{cases} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.53)$$

Gli andamenti nell'intera dinamica $0 < x < 1$ posso essere ottenuti unendo alle (5.51)-(5.53) i risultati ottenuti nel paragrafo 5.3.1. Tali andamenti, normalizzati a $I_{Max,Main}/(V_{DD}-V_k)$, sono graficamente riportati in funzione di x in Figura 5.19-Figura 5.21, dove è stata considerata per il Main una polarizzazione data da $\xi=0.1$ e 6 dB di OBO (che equivale a $\alpha=0.5$ e quindi $x_{break}=0,432$).

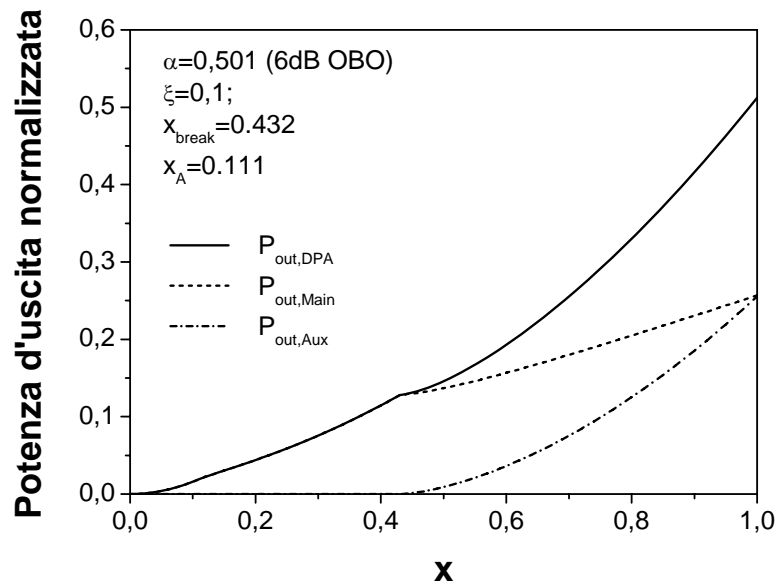


Figura 5.19: Andamenti tipici della potenza d'uscita per gli amplificatori Main, Auxiliary e per la struttura Doherty completa.

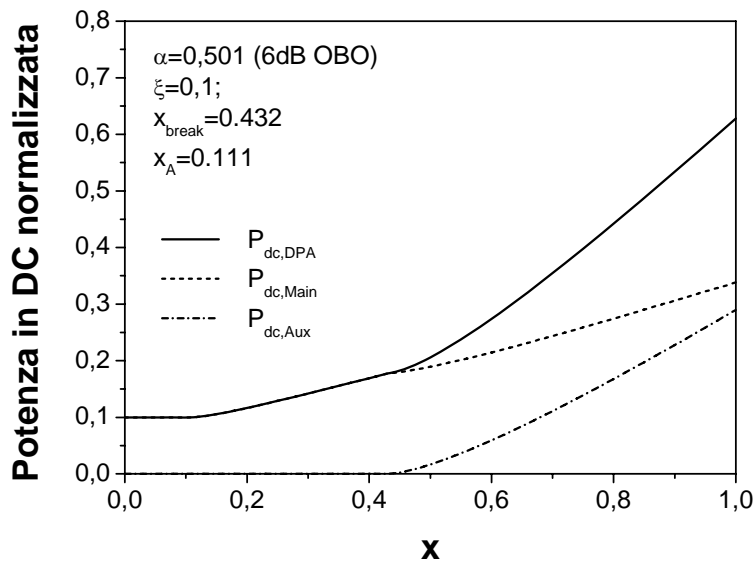


Figura 5.20: Andamenti tipici della potenza in dc per gli amplificatori Main, Auxiliary e per la struttura Doherty completa.

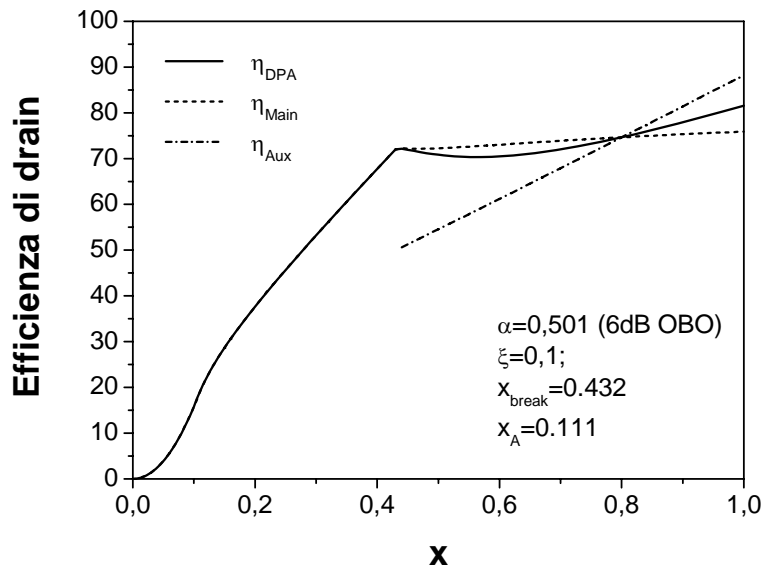


Figura 5.21: Andamenti tipici dell'efficienza di conversione per gli amplificatori Main, Auxiliary e per la struttura Doherty completa.

Si noti che vale la seguente relazione:

$$P_{out,DPA,Max} = \frac{1}{\alpha} \cdot P_{out,Main,Max} = \frac{1}{\alpha^2} \cdot P_{out,Main,break} \quad (5.54)$$

da cui si vede che al break, assumendo $\alpha=0.5$ (6dB di OBO), il dispositivo Main fornisce solo 1/4 della potenza finale.

Infine, per completezza, in Figura 5.22 sono riportate le curve di carico del Main e dell' Auxiliary alla fine della regione Medium Power.

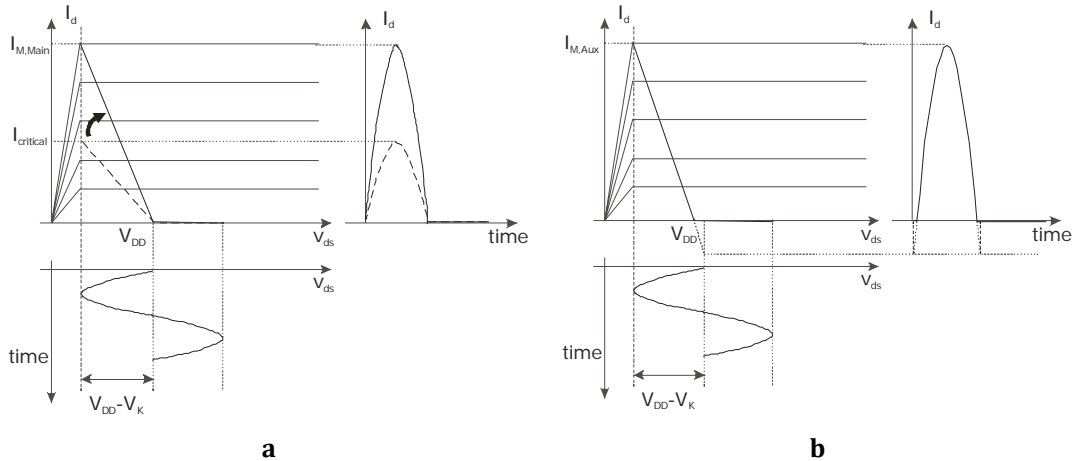


Figura 5.22: Curve di carico del Main (a) e dell' Auxiliary (b) alla fine della regione Doherty.

Per completare la trattazione, non ci rimane altro che determinare il fattore di splitting ottimo ed il guadagno dell'intera struttura.

5.3.4 DIMENSIONAMENTO DEL POWER SPLITTER DI INGRESSO

Per dimensionare correttamente il divisore di potenza d'ingresso, occorre tenere presenti le seguenti condizioni:

1. quando il Main raggiunge la condizione di break (cioè la corrente $I_{critical}$), l' Auxiliary deve entrare in conduzione, mentre deve risultare assolutamente spento prima;
2. Una volta entrato in conduzione, l' Auxiliary dovrà raggiungere la sua massima corrente d'uscita $I_{M,Aux}$ simultaneamente a quando il Main raggiunge la sua massima corrente d'uscita $I_{M,Main}$.

Assumendo due generici valori (eventualmente anche diversi) per la transconduttanza dei due dispositivi, dalla seconda condizione possiamo scrivere:

$$\begin{cases} g_{m,Main} \cdot V_{in,Main,sat} = \frac{I_{M,Main}}{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)} & Main \\ g_{m,Aux} \cdot V_{in,Aux,sat} = \frac{I_{M,Aux}}{1 - \cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)} & Auxiliary \end{cases} \quad (5.55)$$

essendo $V_{in,Main}$ e $V_{in,Aux}$ le tensioni di ingresso al gate dei due dispositivi.

Definendo allora il parametro:

$$\chi \triangleq \frac{g_{m,Aux}}{g_{m,Main}} \cdot \frac{V_{in,Aux}}{V_{in,Main}} \quad (5.56)$$

ne segue che:

$$\chi = \frac{I_{M,Aux}}{I_{M,Main}} \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)} \quad (5.57)$$

Di conseguenza, per il fattore di splitting ottimo in ingresso espresso in tensione K_V , si ha:

$$K_V \triangleq \frac{V_{in,Aux}}{V_{in,Main}} = \chi \cdot \frac{g_{m,Main}}{g_{m,Aux}} \quad (5.58)$$

Quindi, tenendo conto che la potenza di ingresso è proporzionale al quadrato delle tensioni, ovvero:

$$\begin{aligned} P_{in,Main} &= \frac{1}{2} \cdot R_{in,Main} \cdot V_{in,Main}^2 \\ P_{in,Aux} &= \frac{1}{2} \cdot R_{in,Aux} \cdot V_{in,Aux}^2 \end{aligned} \quad (5.59)$$

dove $R_{in,Main}$ e $R_{in,Aux}$ rappresentano le impedenze di ingresso dei rispettivi dispositivi.

Allora, in termini di potenza, possiamo definire i fattori di splitting Λ_C e Λ_{AB} , che forniscono rispettivamente la frazione di potenza che deve essere fornita all'Auxiliary ed al Main, rispetto a quella totale in ingresso al Doherty ($P_{in,DPA}$). Assumendo le strutture prive di perdite, per cui $P_{in,DPA} = P_{in,Main} + P_{in,Aux}$, tali fattori saranno dati da:

$$\Lambda_C \triangleq \frac{P_{in,Aux}}{P_{in,DPA}} = \frac{K_V^2}{\frac{R_{in,Aux}}{R_{in,Main}} + K_V^2} \quad (5.60)$$

$$\Lambda_{AB} \triangleq \frac{P_{in,Main}}{P_{in,DPA}} = 1 - \Lambda_C \quad (5.61)$$

In Figura 5.23 è riportato per esempio il fattore di splitting dell'Auxiliary Λ_C , in funzione della polarizzazione del dispositivo Main (ξ) e considerando diversi valori di OBO (è stato assunto $g_{m,Main}=g_{m,Aux}$ e $R_{in,Main}=R_{in,Aux}$).

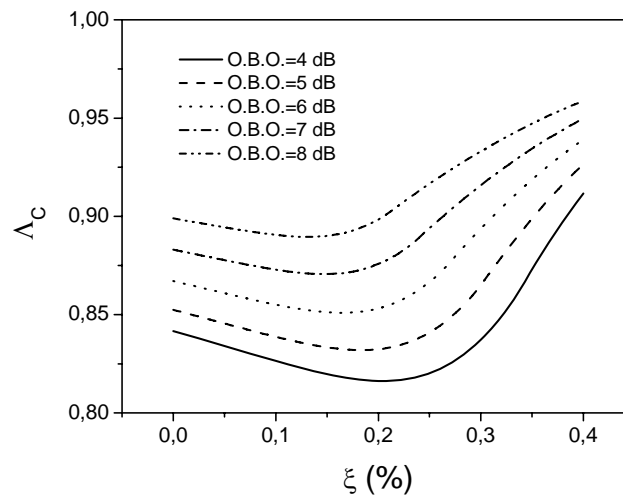


Figura 5.23: Fattore di splitting in potenza per l'amplificatore Auxiliary (Λ_C) in funzione della polarizzazione del Main (ξ), per diversi valori di OBO.

Come si può notare dalla figura, il divisore di potenza risulta sempre più sbilanciato verso l'Auxiliary all'aumentare del OBO desiderato.

5.3.5 GUADAGNO DEL DOHERTY

L'ultimo punto ancora da definire è come valutare il guadagno complessivo del DPA. Per valutarlo, possiamo considerare l'espressione del guadagno di un dispositivo generico in funzione del CCA della corrente d'uscita. In particolare, assumendo di conoscere il guadagno di un amplificatore in Classe A, quando il dispositivo attivo raggiunge la sua corrente massima, possiamo scrivere per una generica polarizzazione rappresentata da un angolo di circolazione finale θ la seguente relazione:

$$G(\theta) = G_A \cdot \left(1 - \cos \frac{\theta}{2}\right) \cdot \left[\frac{\theta - \sin(\theta)}{4 \cdot \pi}\right] \quad (5.62)$$

Per il Main possiamo allora scrivere la relazione precedente come:

$$G_{AB,Main} = G_{A,Main} \cdot \left(1 - \cos \frac{\theta_{AB}}{2}\right) \cdot \left[\frac{\theta_{AB} - \sin(\theta_{AB})}{4 \cdot \pi}\right] \quad (5.63)$$

Mentre per l'Auxiliary sar :

$$G_{C,Aux} = G_{A,Aux} \cdot \left(1 - \cos \frac{\theta_C}{2}\right) \cdot \left[\frac{\theta_C - \sin(\theta_C)}{4 \cdot \pi}\right] \quad (5.64)$$

Tali valori saranno quelli che il guadagno assumer  quando entrambi i dispositivi raggiungeranno le rispettive correnti massime.

Per quanto riguarda il Main, possiamo scrivere per la potenza d'uscita:

$$P_{out,Main}(x) = G_{Main}(x) \cdot P_{in,Main}(x) \quad (5.65)$$

Dove

$$P_{in,Main}(x) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(x \cdot V_{in,Main,Max})^2}{R_{in,Main}} \quad (5.66)$$

Nella regione Medium Power, in cui la tensione rimane costante a $V_{DD} - V_k$ e la corrente   $I_{1,Main}^+$, si avr :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot I_{1,Main}^+(x) &= G_{Main}(x) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{(x \cdot V_{in,Main,Max})^2}{R_{in,Main}} \\ \frac{1}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot I_{1,Main}^+(1) &= G_{Main,AB} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 \cdot V_{in,Main,Max})^2}{R_{in,Main}} \end{aligned} \quad (5.67)$$

Per cui si ricava:

$$G_{Main}(x) = G_{AB,Main} \cdot \frac{1}{x^2} \cdot \frac{I_{1,Main}^+(x)}{I_{1,Main}^+(1)} \quad (5.68)$$

E quindi sostituendo le espressioni precedenti, si ottiene per il guadagno del Main:

$$G_{Main}(x) = G_{AB,Main} \cdot \frac{\alpha}{x^2} \cdot \left\{ 1 + x \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot \frac{\theta_{x,Aux}(x) - \sin[\theta_{x,Aux}(x)]}{\theta_C - \sin(\theta_C)} \right\} \quad x \in [x_{break}, 1] \quad (5.69)$$

Al break tale relazione diventa:

$$G_{Main,break} = G_{AB,Main} \cdot \frac{\alpha}{x_{break}^2} \quad (5.70)$$

Procedendo in modo simile, nella regione Low Power, tenendo conto che la resistenza vista dal Main si mantiene costante essendo l'Auxiliary spento, si potrà scrivere:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \cdot R_{Main}(x_{break}) \cdot I_{1,Main}(x_{break})^2 &= \\ &= G_{Main,break} \cdot \frac{1}{2} \frac{(x_{break} \cdot V_{in,Main,Max})^2}{R_{in,Main}} \\ \frac{1}{2} \cdot R_{Main}(x_{break}) \cdot I_{1,Main}(x)^2 &= \\ &= G_{Main}(x) \cdot \frac{1}{2} \frac{(x \cdot V_{in,Main,Max})^2}{R_{in,Main}} \end{aligned} \quad (5.71)$$

ottenendo quindi:

$$G_{Main}(x) = G_{Main,break} \cdot \left(\frac{x_{break}}{x} \right)^2 \cdot \left(\frac{I_{1,Main}(x)}{I_{1,Main}(x_{break})} \right)^2 \quad (5.72)$$

Quindi l'espressione del guadagno per $0 \leq x \leq 1$ sarà data da:

$$G_{Main}(x) = \begin{cases} G_{Main,break} \cdot \left[\frac{\theta_{x,Main} - \sin(\theta_{x,Main})}{\theta_{x_{break}} - \sin(\theta_{x_{break}})} \right]^2 & x \in [0, x_{break}] \\ G_{Main,AB} \cdot \frac{\alpha}{x^2} \cdot \left[1 + x \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot \frac{\theta_{x,Aux} - \sin(\theta_{x,Aux})}{\theta_C - \sin(\theta_C)} \right] & x \in [x_{break}, 1] \end{cases} \quad (5.73)$$

In modo analogo, per l'Auxiliary nella regione Medium Power potremo scrivere:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \cdot V_L(x) \cdot I_{1,Aux}(x) &= G_{Aux}(x) \cdot \frac{1}{2} \frac{(x \cdot V_{in,Aux,Max})^2}{R_{in,Aux}} \\ \frac{1}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) \cdot I_{1,Aux}(1) &= G_{C,Aux} \cdot \frac{1}{2} \frac{(1 \cdot V_{in,Aux,Max})^2}{R_{in,Aux}} \end{aligned} \quad (5.74)$$

da cui:

$$\begin{aligned} G_{Aux}(x) &= \\ &= G_{C,Aux} \cdot \frac{\alpha}{x} \cdot \left[1 + x \frac{1 - \alpha}{\alpha} \frac{\theta_{x,Aux} - \sin(\theta_{x,Aux})}{\theta_C - \sin(\theta_C)} \right] \cdot \frac{\theta_{x,Aux} - \sin(\theta_{x,Aux})}{\theta_C - \sin(\theta_C)} \quad x \in [x_{break}, 1] \end{aligned} \quad (5.75)$$

Si noti che per $x < x_{break}$ l'Auxiliary è spento, per cui non eroga potenza d'uscita.

Per l'amplificatore Doherty completo potremo poi scrivere:

$$\begin{aligned} P_{out,DPA} &= P_{out,Main} + P_{out,Aux} = \\ &= (G_{Main} \cdot \Lambda_{AB} + G_{Aux} \cdot \Lambda_C) \cdot P_{in,DPA} \end{aligned} \quad (5.76)$$

E quindi il guadagno del Doherty sarà dato da:

$$G_{DPA} = G_{Main} \cdot \Lambda_{AB} + G_{Aux} \cdot \Lambda_C \quad (5.77)$$

In Figura 5.24 è riportato a titolo di esempio l'andamento dei guadagni dei singoli amplificatori Main ed Auxiliary e del Doherty in funzione di x , assumendo sempre $\xi=0.1$ e $\alpha=0.5$ (6dB di OBO).

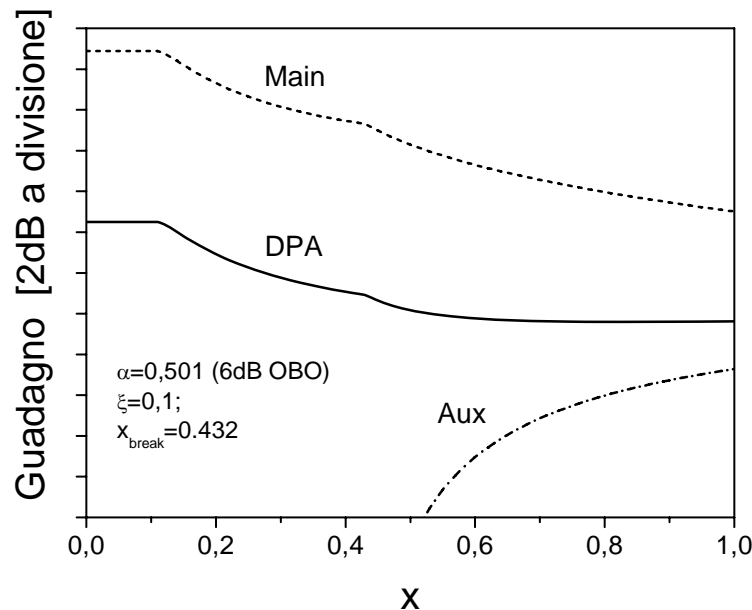


Figura 5.24: Esempio di andamenti del guadagno per il Main, l'Auxiliary ed il Doherty.

5.3.6 SINTESI DI UN AB-C DPA

Nei paragrafi precedenti abbiamo presentato l'analisi completa e non lineare di un AB-C DPA, in cui entrambi i dispositivi attivi lavorano in configurazione Tuned Load. In particolare, abbiamo derivato un set di equazioni che ci permette di descrivere e predire l'andamento delle prestazioni di un AB-C DPA dall'assenza di segnale applicato ($x=0$) fino alla completa saturazione di entrambi i dispositivi ($x=1$). Abbiamo inoltre sottolineato quelle che sono le principali differenze tra un AB-C DPA e un classico B-B dimostrando come lo sviluppo di una trattazione completamente non lineare, permetta di osservare e capire molti dei meccanismi funzionali delle attuali architetture Doherty.

In questo paragrafo, facendo uso delle relazioni analitiche derivate in precedenza, vedremo come determinare i valori ottimi dei parametri caratteristici della struttura Doherty. Riferendoci quindi alla struttura generica di un DPA riportata in Figura 5.1, vedremo quali sono le relazioni che ci permettono di determinare i valori ottimi dei seguenti parametri:

- Punto di polarizzazione dell'Auxiliary.
- Fattore di splitting d'ingresso.
- il valore della resistenza ottima d'uscita R_L
- l'impedenza caratteristica, Z_0 del $\lambda/4$ TL d'uscita.

Come sottolineato durante la trattazione, tutta l'analisi si basa sulla conoscenza delle limitazioni fisiche dei dispositivi attivi impiegati (supposti uguali nell'esempio di progetto seguente), sulla selezione del punto di polarizzazione del Main (ξ) e sulla scelta del valore di OBO o IBO desiderato oltre, ovviamente, alla frequenza di lavoro.

Per i dispositivi attivi è importante conoscere il valore dei seguenti parametri:

- Tensione di ginocchio, V_k
- Tensione di built in, V_{bi}
- Tensione di pinch-off, V_p

- Corrente massima, I_{Max}

così da poter determinare il valore di transconduttanza g_m del dispositivo secondo la seguente formula:

$$g_m = \frac{I_{Max}}{V_{bi} - V_p} = \quad (5.78)$$

e il guadagno in Classe A necessario per determinare il guadagno del DPA secondo la seguente relazione:

$$\begin{aligned} G_A &= \frac{P_{out,A}}{P_{in,A}} = \frac{(g_m \cdot v_{gs})^2 \cdot R_{out}}{\left(\frac{v_{gs}}{R_{in}}\right)^2} = \\ &= R_{out} \cdot R_{in} \cdot g_m^2 = \frac{2(V_{DD} - V_k) \cdot R_{in} \cdot g_m^2}{I_{Max}} \end{aligned} \quad (5.79)$$

dove R_{in} è la resistenza d'ingresso del dispositivo attivo polarizzato in Classe A.

Dalla scelta del valore di OBO desiderato (nel progetto che segue si è scelto un OBO=6dB), può essere calcolato il valore del parametro α che lega le correnti dei due dispositivi secondo la (5.39):

$$\alpha = \frac{P_{out,Main,break}}{P_{out,Main,Max}} = \frac{I_{1,Main}(\theta_{x,break})}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} = 10^{\frac{OBO}{20}} \quad (5.80)$$

L'ultimo parametro da conoscere, per poter determinare i valori ottimi della struttura di un DPA, è il punto di polarizzazione del Main (ξ). Per stabilire un criterio di scelta di questo parametro abbiamo introdotto una figura di merito denominata *Gain Linearity Factor (GLF)* e definita come segue:

$$GLF = \frac{1}{1 - x_{break}} \cdot \int_{x_{break}}^1 [P_{out,Doherty}(x) - P_{out,Doherty}|_{sat} \cdot x^2] dx \quad (5.81)$$

Essa quantifica la differenza tra l'andamento della potenza d'uscita di un AB-C DPA ($P_{out,DPA}(x)$) rispetto a quello posseduto da un amplificatore lineare (guadagno costante) che fornisce lo stesso valore di potenza d'uscita ($P_{out,DPA}|_{sat}$).

In Figura 5.25 viene mostrato l'andamento di tale parametro per due diversi valori di ξ in funzione dell'IBO.

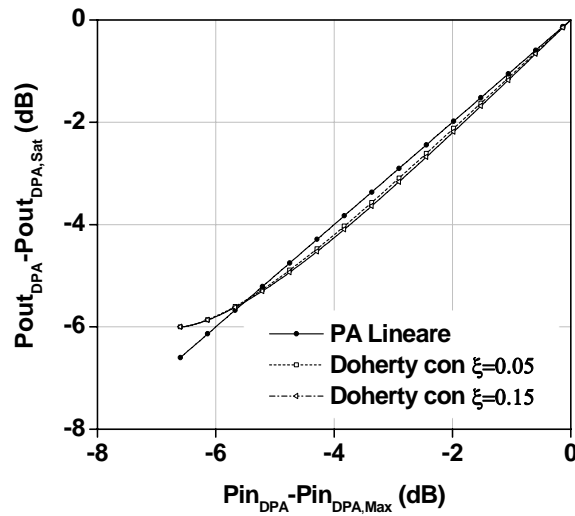


Figura 5.25: Andamento della figura di merito GLF.

Come si può notare dalla figura, il parametro GLF rappresenta la differenza tra le potenze d'uscita fornite dai due amplificatori normalizzata nella regione Doherty (Medium Power). Di conseguenza, il valore ottimo del punto di polarizzazione del Main (ξ) è quello per cui si ottiene un $GLF=0$.

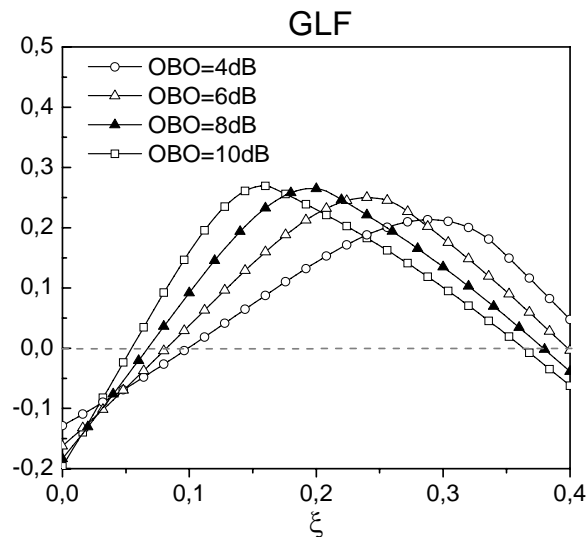


Figura 5.26: Andamento della figura di merito GLF in funzione di ξ per diversi valori di OBO.

In Figura 5.26 è riportato l'andamento di GLF in funzione del punto di polarizzazione del Main e per diversi valori di OBO. Come si può notare dalla figura, all'aumentare dell'OBO desiderato il Main deve essere polarizzato sempre di più verso la Classe B per ottenere un valore di $GLF=0$.

Il secondo zero della funzione GLF, quello per valori di ξ più alti, è privo di significato in quanto corrisponde ad un valore di $x_{break} > x_A$, cioè ad una condizione per cui la retta di carico del Main raggiunge la limitazione del V_K prima di aver raggiunto quella dovuta al pinch-off.

Trovato un criterio selettivo per scegliere anche il punto di polarizzazione del Main, abbiamo a disposizione tutte le informazioni necessarie per determinare i parametri di progetto. Un esempio su come utilizzare le formule derivate ad un caso reale è riportato nel paragrafo successivo.

5.3.7 PROGETTO DI UN DOHERTY TUNED LOAD IN TECNOLOGIA GAN

Al fine di validare l'analisi teorica sviluppata, si è realizzato un progetto di un amplificatore Doherty a 2.14GHz. Per entrambi gli amplificatori Main ed Auxiliary si è scelto lo stesso dispositivo, un HEMT 0.5um in GaN con 1mm di periferia di gate, le cui caratteristiche di uscita sono riportate in Figura 5.27.

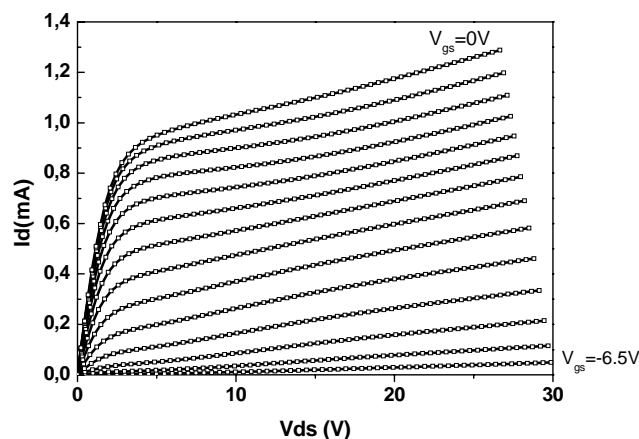


Figura 5.27: Caratteristiche di uscita DC I-V del dispositivo attivo considerato.

Dalle caratteristiche I-V si stima una tensione di ginocchio $V_K=2.4V$, una tensione di pinch-off e di built-in date da $V_p=-6.5V$ e $V_{bi}=0V$ rispettivamente, con

una corrente massima assunta pari a $I_{Max}=0.8A$. Il corrispondente valore di transconduttanza è pari a:

$$g_m = \frac{I_{Max}}{V_{bi} - V_p} = 0.123 \quad [S] \quad (5.82)$$

ed è stato assunto costante per tutte le polarizzazioni. Ovviamente tale assunzione garantisce una buona approssimazione per il funzionamento nella regione Doherty, ovvero in condizioni di ampio segnale, mentre risulterà in un errore molto più grossolano in regime di piccolo segnale.

Per il progetto, si è scelta una tensione di polarizzazione $V_{DD}=15V$. Inoltre, polarizzando il dispositivo in Classe A, ovvero con una $I_{DC}=0.4A$, il guadagno in potenza risulta essere pari a $G_A=14.9dB$.

Il valore della resistenza di ingresso può essere stimato attraverso il guadagno in Classe A, secondo la seguente relazione:

$$R_{in,Main} = R_{in,Aux} = \frac{10^{\frac{G_A}{10}}}{\frac{I_M \cdot (V_{DD} - V_k)}{2 \cdot (V_{bi} - V_p)^2}} \simeq 259 \quad [\Omega] \quad (5.83)$$

Per il progetto, si è scelto un OBO=6dB, per cui dalla (5.16) si ha:

$$\alpha = \frac{P_{out,Main,break}}{P_{out,Main,Max}} = \frac{I_{1,Main}(\theta_{x,break})}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} = 10^{\frac{O.B.O}{20}} = 0.501 \quad (5.84)$$

Come punto di polarizzazione del Main, basandosi sugli andamenti di Figura 5.26, si è scelto $\xi=0.082$, da cui si ricava:

$$\theta_{AB} = 2\pi - 2 \arccos\left(\frac{\xi}{1-\xi}\right) \simeq 190^\circ \quad (5.85)$$

Quindi, dalla (5.20) si ottiene:

$$x_{break} = 0.446 \quad (5.86)$$

E quindi dalla (5.9) un corrispondente :

$$\theta_C = 2 \cdot \arccos(x_{break}) \simeq 127^\circ \quad (5.87)$$

In Figura 5.28 è riportato l'andamento del rapporto tra le correnti massime che i due dispositivi devono possedere (equazione (5.40), $I_{Max,Aux}/I_{Max,Main}$) e tra la corrente virtuale di polarizzazione dell'Auxiliary e quella massima (equazione (5.10), $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$) per un OBO=6dB.

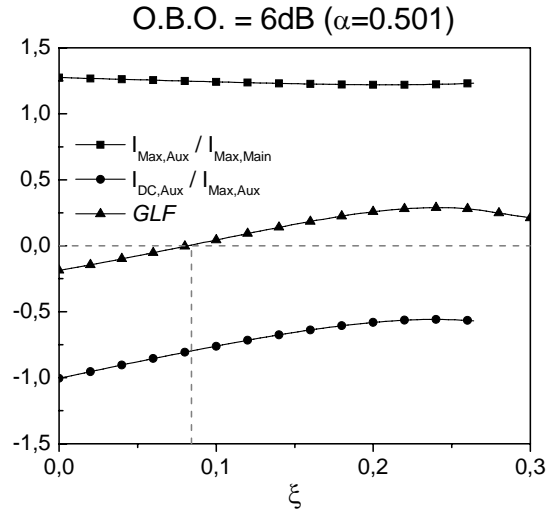


Figura 5.28: Andamento di $I_{Max,Aux}/I_{Max,Main}$, $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$ e della figura di merito GLF in funzione di ξ .

Come si può notare dal grafico, per il valore di OBO scelto e in corrispondenza del ξ ottimo, la corrente massima dell'Auxiliary deve essere circa 1.25 volte maggiore rispetto a quella del Main. Quindi, avendo a disposizione un solo tipo dispositivo attivo, si è imposto che la corrente massima dell'Auxiliary fosse pari a quella del dispositivo quindi $I_{Max,Aux}=I_{Max,HEMT}=0.8A$ e di conseguenza, invertendo la relazione (5.40), si è determinata la corrente massima del Main. Quindi:

$$I_{Max,Main} \simeq 640 \quad mA \quad (5.88)$$

Mentre per il punto di lavoro in DC si ha:

$$I_{DC,Main} = \xi \cdot I_{Max,Main} \simeq 52 \quad mA \quad (5.89)$$

In termini di tensione di polarizzazione di gate, possiamo scrivere:

$$V_{GG,Main} = (V_{bi} - V_p) \xi \cdot \frac{I_{Max,Main}}{I_{Max,HEMT}} + V_p \simeq -6.08 \quad V \quad (5.90)$$

In modo analogo, per l'Auxiliary, dalla (5.10) si ha:

$$I_{DC,Aux} = -\frac{\cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)} \cdot I_{Max,Aux} \simeq -642 \quad mA \quad (5.91)$$

E quindi in termini di tensione di gate:

$$V_{GG,Aux} = (V_{bi} - V_p) \cdot \frac{I_{DC,Aux}}{I_{Max,Aux}} + V_p \simeq -11.72 \quad V \quad (5.92)$$

Infine, dalla (5.34) e dalla (5.35), si ricava:

$$R_L = \frac{\alpha \cdot (V_{DD} - V_k)}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \simeq 19.3 \quad \Omega \quad (5.93)$$

$$Z_0 = \frac{V_{DD} - V_k}{I_{1,Main}(\theta_{AB})} \simeq 38.5 \quad \Omega \quad (5.94)$$

Per la determinazione del fattore di splitting, avendo a disposizione tutti i parametri necessari, possiamo ricorrere alle equazioni (5.56)-(5.61) ottenendo:

$$\Lambda_C = 0.857 \quad (5.95)$$

$$\Lambda_{AB} = 0.143 \quad (5.96)$$

Per la valutazione del guadagno, bisognerà tener conto che mentre l'Auxiliary raggiunge il valore massimo $I_{M,Aux}=I_M=0.8A$, per cui $G_{A,Aux}=G_A=14.9dB$, per il Main, poiché la corrente massima è inferiore, $I_{M,Main}=0.64A$, il corrispondente guadagno in Classe A andrà opportunamente ricalcolato mediante la seguente relazione:

$$G_{A,Main} = 10^{\frac{G_A}{10}} \cdot \frac{I_{Max,Main}}{I_{Max,HEMT}} \frac{(V_{bi} - V_p)^2}{(V_{GS,Main,Max} - V_p)^2} \quad (5.97)$$

dove:

$$V_{GS,Main,Max} = (V_{bi} - V_p) \cdot \frac{I_{Max,Main}}{I_{Max,HEMT}} + V_p \quad (5.98)$$

ottenendo quindi $V_{GS,Main,Max}=-1.3V$ e $G_{A,Main}=38.63$ (ossia 15.9dB), a cui corrisponde un guadagno atteso per il DPA, secondo la (5.77) di 6.2dB al break e di 5.2dB in saturazione.

Attraverso i valori delle grandezze ottenuti, è quindi possibile valutare i parametri riportati in Tabella 5.1 per il Main, in Tabella 5.2 per l' Auxiliary ed infine in Tabella 5.3 per il Doherty.

Grandezza	Simbolo	Valore
Corrente DC di bias	$I_{DC,Main}$	52 mA
Tensione DC di Gate	$V_{GG,Main}$	-6.08 V
Corrente di Drain al Break	$I_{critical}$	314 mA
Corrente massima di Drain	$I_{Max,Main}$	640 mA
Resistenza a f_0 al Break	$R_{Main}(x=x_{Break})$	77 Ω
Resistenza a f_0 alla saturazione	$R_{Main}(x=1)$	38.5 Ω
Potenza d'uscita al Break	$P_{out,Main}(x=x_{Break})$	30.1 dBm
Potenza d'uscita alla saturazione	$P_{out,Main}(x=1)$	33.1 dBm
Efficienza al Break	$\eta_{Main}(x=x_{Break})$	62.0 %
Efficienza alla saturazione	$\eta_{Main}(x=1)$	64.2 %
Guadagno al Break	$G_{Main}(x=x_{Break})$	14.7 dB
Guadagno alla saturazione	$G_{Main}(x=1)$	10.7 dB

Tabella 5.1: Parametri del Main.

Grandezza	Simbolo	Valore
Corrente DC di bias "virtuale"	$I_{DC,Aux}$	-642 mA
Tensione DC di Gate	$V_{GG,Aux}$	-11.72 V
Corrente massima di Drain	$I_{M,Aux}$	800 mA
Resistenza a f_0 alla saturazione	$R_{Aux}(x=1)$	38.7 Ω
Potenza d'uscita alla saturazione	$P_{out,Aux}(x=1)$	33.1 dBm
Efficienza alla saturazione	$\eta_{Aux}(x=1)$	74.4 %
Guadagno alla saturazione	$G_{Aux}(x=1)$	2.9 dB

Tabella 5.2: Parametri dell' Auxiliary

Grandezza	Simbolo	Valore
Resistenza di carico	R_L	19.3 Ω
Impedenza del $\lambda/4$	Z_0	38.5 Ω
Power Splitter (Main)	Λ_{AB}	0.143
Power Splitter (Aux)	Λ_C	0.857
Potenza d'uscita al Break	$P_{out}(x=x_{Break})$	30.1 dBm
Potenza d'uscita alla saturazione	$P_{out}(x=1)$	36.1 dBm
Efficienza al Break	$\eta(x=x_{Break})$	62.0 %
Efficienza alla saturazione	$\eta(x=1)$	68.9 %
Guadagno al Break	$G(x=x_{Break})$	6.2 dB
Guadagno alla saturazione	$G(x=1)$	5.2 dB
Input Back Off	IBO	7.02 dB
Output Back Off	OBO	6 dB

Tabella 5.3: Parametri del Doherty.

Per la progettazione, inizialmente si è progettata la rete di uscita del Main (OMN) per soddisfare i valori di carico riportati in Tabella 5.1 per $x=x_{break}$ e $x=1$,

ovvero $R_{Main}=77\Omega$ e $R_{Main}=38.5\Omega$. A tale scopo, la rete d'uscita dovrà compensare la parte reattiva del dispositivo attivo, cortocircuitando tutte le armoniche.

La rete è quindi progettata assumendo come terminazione il valore di R_{Main} , e trasformando tale impedenza ai capi del generatore intrinseco, come riportato in Figura 5.29 garantendo che i due valori di R_{Main} (77 e 38.5Ω) siano mantenuti ai capi del generatore intrinseco.

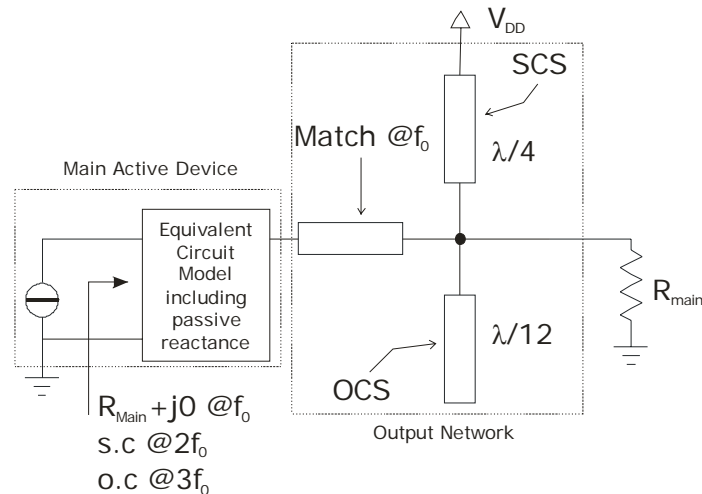


Figura 5.29: Rete di uscita per il dispositivo Main.

In Figura 5.30 sono riportate le curve di carico del Main simulate quando $R_{Main}=77\Omega$ (Auxiliary spento, curva A) e $R_{Main}=38.5\Omega$ (Auxiliary acceso, curva B).

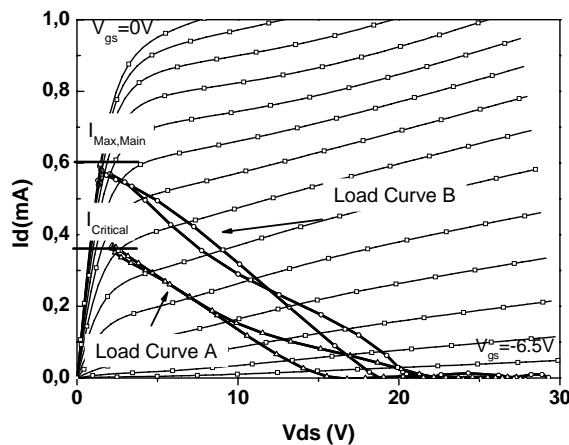


Figura 5.30: Curve di carico simulate per il Main al break (A) ed alla saturazione (B).

La rete di ingresso è poi stata progettata per garantire un adattamento quanto più possibile prossimo ai 50Ω per entrambi i valori delle impedenze di carico R_{Main} .

In modo analogo, per l'Auxiliary la rete di uscita è stata progettata per compensare la parte reattiva del dispositivo attivo e per assicurare una condizione Tuned Load. In particolare, dato il valore di OBO scelto in questo caso, alla saturazione l'impedenza di carico dell'Auxiliary (Tabella 5.2) è molto simile a quella del Main; allora in prima approssimazione, si potrà assumere la stessa rete d'uscita. Per l'ingresso, si è di nuovo progettata una rete per l'adattamento a 50Ω .

In Figura 5.31 è riportata la curva di carico dell'Auxiliary.

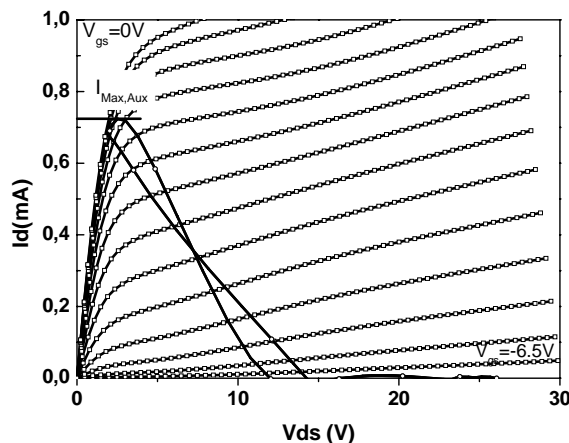


Figura 5.31: Curva di carico simulata per l'Auxiliary.

Infine, l'ultimo passo ha riguardato la progettazione del power splitter, in accordo con i fattori A_{AB} e A_C riportati in Tabella 5.3, risultanti nei coefficienti di trasmissione $|S_{21}|=0.378$ e $|S_{31}|=0.926$ rispettivamente.

In questo, dato che bisognava compensare il ritardo di fase introdotto dal $\lambda/4$ -TL di uscita si è progettata una ibrida a 90° realizzando un branch-line.

Infine, gli amplificatori Main ed Auxiliary sono stati connessi insieme attraverso il $\lambda/4$ di uscita con impedenza caratteristica $Z_0=38.5\Omega$ e terminati su una impedenza $R_L=19.3\Omega$, la quale è stata ottenuta a partire dal carico a 50Ω , inserendo un ulteriore trasformatore a $\lambda/4$.

Il layout finale dell'amplificatore è riportato in Figura 5.32.

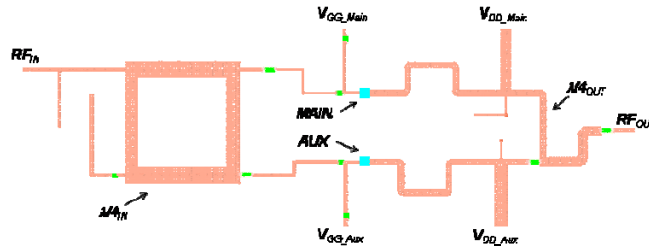


Figura 5.32: Layout finale del Doherty.

In Figura 5.33 sono riportati gli andamenti simulati delle impedenze di carico viste ai capi dei generatori intrinseci dei dispositivi attivi, confrontati con i valori teorici stimati dalle relazioni precedenti.

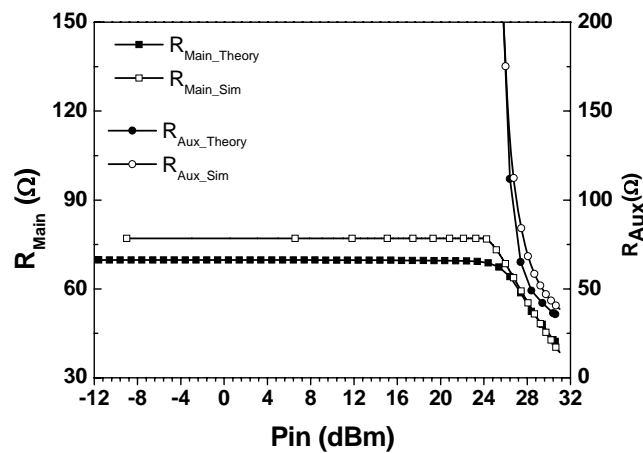


Figura 5.33: Resistenze di carico simulate ai capi dei generatori intrinseci, confrontate con i valori teorici.

Analogamente, in Figura 5.34 sono riportate le prestazioni simulate, confrontate con quelle teoricamente attese.

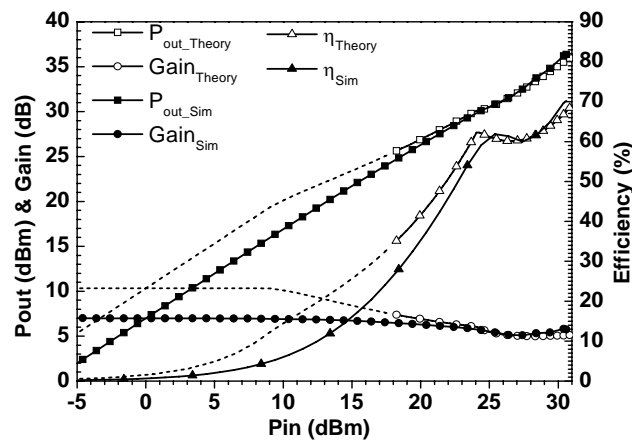


Figura 5.34: Confronto fra le prestazioni simulate e quelle teoricamente attese per l'amplificatore Doherty.

Infine, in Figura 5.35 sono riportati i confronti fra le simulazioni delle correnti DC di entrambi i dispositivi e gli andamenti teoricamente attesi.

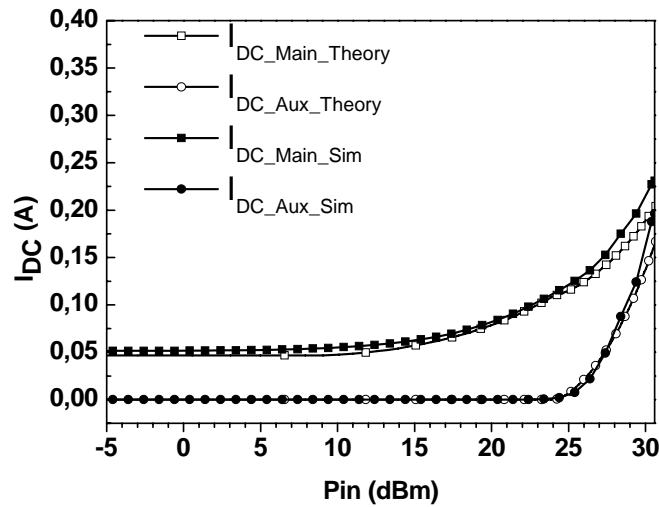


Figura 5.35: Correnti in DC simulate dei due dispositivi attivi, confrontate con quelle teoricamente attese.

Dal confronto tra gli andamenti ottenuti dalle simulazioni con quelli previsti dall'analisi teorica sviluppata, è evidente come quest'ultima approssimi decisamente bene l'evoluzione delle prestazioni dell'AB-C DPA nella regione Doherty. La discrepanza che si osserva nella regione di piccolo segnale è causata dall'aver assunto un g_m costante mentre. Tuttavia, tale risultato ha comunque un impatto trascurabile sul funzionamento del DPA in quanto l'amplificatore difficilmente si troverà a lavorare in quella regione.

È necessario notare che i confronti sopra riportati sono stati effettuati a parità di condizioni, cioè considerando gli elementi parassiti dei dispositivi facenti parte delle reti di adattamento. In fase di misura ovviamente non è possibile fare questa assunzione ed è quindi prevedibile, e come vedremo è stato riscontrato, un degrado delle prestazioni misurate rispetto a quelle simulate.

5.3.8 PRESTAZIONI DOHERTY TUNED LOAD GAN

In Figura 5.36 è riportata la foto dell'amplificatore finale [10]. Le reti di adattamento sono state realizzate su substrato Taconic CER10 e i componenti

SMD risultati necessari in fase di progetto sono stati posizionati tramite un processo di saldatura.

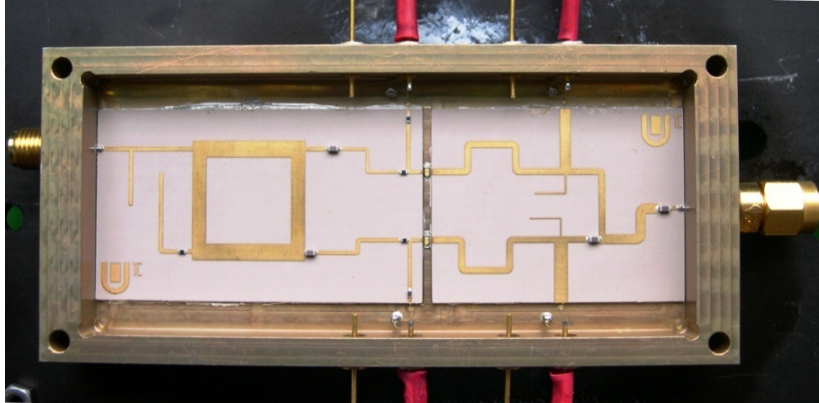


Figura 5.36: Foto dell'amplificatore Doherty.

Dopo la sua realizzazione, l'amplificatore è stato testato con un segnale CW a frequenza $f_0=2.14\text{GHz}$ con le seguenti tensioni di polarizzazione: $V_{DD}=15\text{V}$, $V_{GG,Main}=-5.55\text{V}$ ($I_{DC,Main}=0.59\text{mA}$) e $V_{GG,Aux}=-15\text{V}$. Gli andamenti ottenuti sono riportati in Figura 5.37.

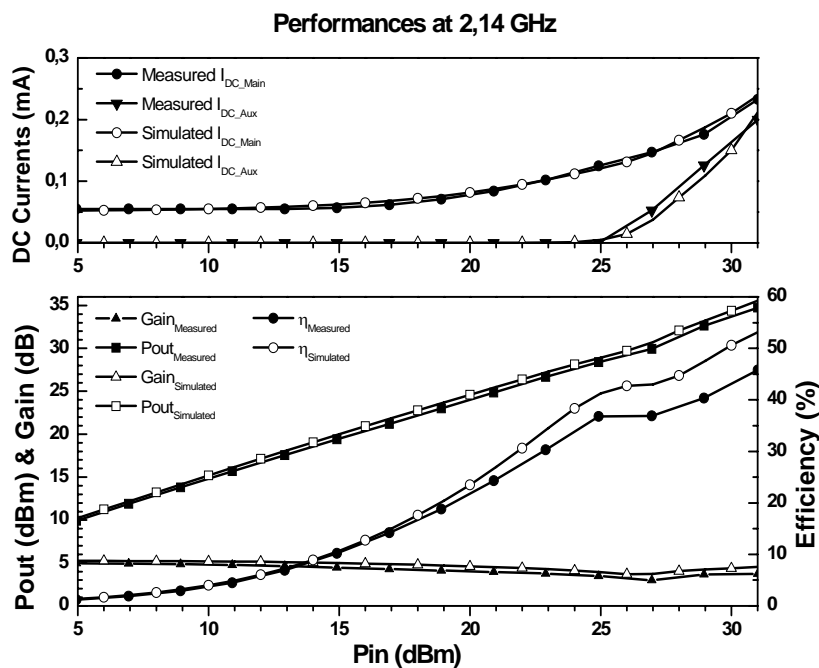


Figura 5.37: Misure (CW) dell'amplificatore Doherty.

Nella stessa figura sono riportati gli andamenti simulati, considerando questa volta gli elementi parassiti dei dispositivi, e cioè prendendo in

simulazione tensioni e correnti ai capi del terminale di drain e non ai capi del solo generatore di corrente interno. Ovvero considerando il contributo di perdita dovuto a R_{ds} ed ovviamente alle reti di adattamento reali.

Dai risultati sperimentali, oltre al buon accordo tra quanto simulato e quanto ottenuto in misura, è possibile notare i 6dB di OBO ottenuti e come questi corrispondono a circa 6.9dB di IBO (Tabella 5.3). Nella regione Doherty si è ottenuta un'efficienza media del 40.7%.

In Tabella 5.4 sono riassunte le principali caratteristiche dell'amplificatore Doherty progettato.

Simbolo	Analisi Semplificata	Simulazioni Intrinseche	Simulazioni Esterne	Misure
$I_{DC,Main}$	52mA	51mA	52mA	59mA
$V_{GG,Aux}$	-11.7V	-11.9V	-11.9V	-15V
$P_{out,break}$	30.1 dBm	30.3 dBm	29.5 dBm	28.7 dBm
$P_{out,sat}$	36.1 dBm	36.3 dBm	35.5 dBm	34.7 dBm
η_{break}	62.0 %	59.8 %	42.5 %	36.8 %
η_{sat}	68.9 %	70.2 %	53.2 %	45.8 %
G_{break}	6.2 dB	5.6 dB	3.8 dB	3.2 dB
G_{sat}	5.2 dB	5.8 dB	4.5 dB	3.7 dB

Tabella 5.4: Riassunto delle principali caratteristiche dell'amplificatore Doherty progettato.

Per completezza di caratterizzazione, l'amplificatore realizzato è stato successivamente sottoposta ad un test a due toni con segnali CW. I risultati in termini di intermodulazione del terzo ordine, superiore (IM_{3up}) e inferiore (IM_{3low}), ottenuti assumendo una spaziatura tra i toni di 10MHz e una frequenza centrale di 2.14GHz, sono riportati in Figura 5.38.

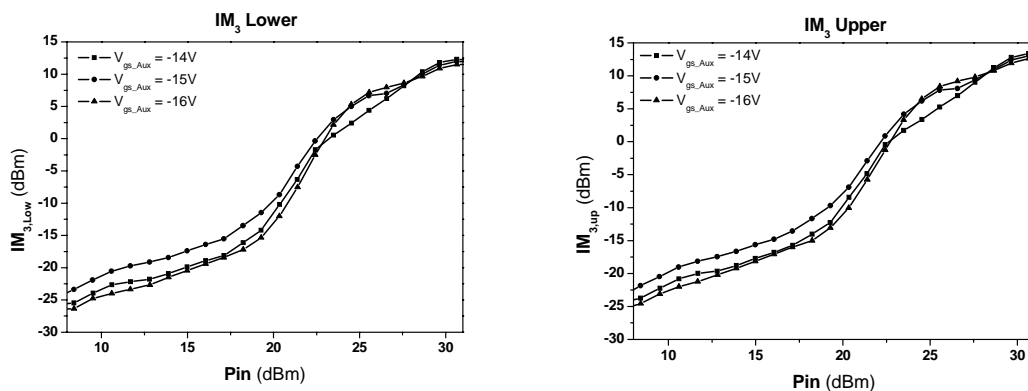


Figura 5.38: Intermodulazione del terzo ordine in funzione della potenza d'ingresso.

5.4 Doherty con Main in Classe F

Dopo aver studiato il DPA considerando il Main polarizzato in una generica Classe AB e l'Auxiliary in Classe C, e per entrambi una configurazione armonica di tipo Tuned Load, ci si è posti la domanda se era possibile unire alle potenzialità dell'architettura Doherty quelle provenienti dagli amplificatori a manipolazione armonica (capitolo 3), ed in particolare del Classe F [25]. Ovviamente, l'obiettivo di tale sfida è quello di sfruttare l'incremento delle prestazioni garantito dalla configurazione Classe F rispetto a quella Tuned Load, così da ottenere un incremento dei valori di efficienza media e di potenza d'uscita dell'architettura Doherty.

Alcuni gruppi di ricerca negli ultimi anni hanno provato ad integrare il Classe F in un'architettura Doherty, ottenendo tutto sommato buoni risultati sperimentali [22, 23]. Tuttavia in quei lavori non è contenuta né una trattazione teorica completa né un set di equazioni di progetto per un Classe F AB-C DPA [22, 23]. Per esempio, in [22] sono riportati i risultati sperimentali di un AB-C DPA con il Main in Classe F, senza tuttavia una accurata discussione su come è stato realizzato il progetto. In particolare, non è data alcuna indicazione su quale sia il fattore di splitting ottimo né su come scegliere la resistenza ottima d'uscita o su quali siano le correnti massime dei dispositivi attivi impiegati. Con lo stesso principio, un DPA chiamato dagli autori "fully saturated DPA" e progettato integrando nella struttura Doherty due amplificatori in configurazione Classe F inversa [24] è stato presentato in [23]. In questo articolo, l'interazione tra Main e Auxiliary è ben descritta, ma tuttavia nessuna relazione o linea guida su come dimensionare il power splitter o fissare i punti di lavoro dei dispositivi attivi è riportata.

Notando queste lacune di trattazione, dopo aver studiato in profondità l'architettura Doherty più semplice, derivando una trattazione completa e non lineare di tutti i fenomeni che ne descrivono il funzionamento, abbiamo ripercorso tutti i passi di quell'analisi, considerando stavolta un configurazione armonica di tipo Classe F per il dispositivo Main. L'obiettivo è sempre lo stesso, quello di fornire un set di equazioni di progetto che permettano la sintesi diretta al calcolatore di un Classe F AB-C DPA.

Nella presentazione dell'analisi, porremo soprattutto l'attenzione sulle differenze esistenti tra le due configurazioni sia in termini di prestazioni ottenibili sia in termini progettuali.

5.4.1 OSSERVAZIONI SULLA CONFIGURAZIONE CLASSE F

Anche in questo caso l'analisi è stata svolta partendo dallo studio delle forme d'onda di corrente generate dai due dispositivi attivi e considerandole ovviamente dipendenti dal valore del segnale posto al loro ingresso e dal punto di polarizzazione assunto [20,21].

In Figura 5.39 sono riportati i fasori $I_n(\xi, x)$ della forma d'onda di corrente descritta dalla (5.1), normalizzati a I_{Max} e per $x=1$.

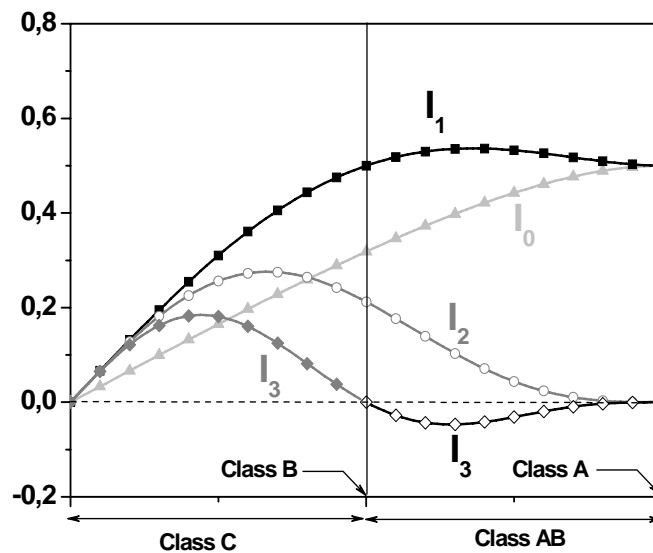


Figura 5.39: Fasori della corrente d'uscita in funzione del punto di polarizzazione.

La differenza fondamentale tra il funzionamento delle due configurazioni Doherty proposte può essere sommariamente vista come la differenza esistente tra un amplificatore Tuned Load e uno in Classe F, sia in termini di prestazioni ottenibili, sia in termini progettuali. Come abbiamo visto nel capitolo 3, teoricamente un Classe F dovrebbe fornire, a parità di dispositivo attivo e punto di polarizzazione in Classe AB, prestazioni maggiori del 15% rispetto ad un Tuned Load. Dal punto di vista progettuale invece, in un Classe F è necessario controllare e ottimizzare a dovere il rapporto tra la componente a fondamentale e quella a terza armonica della tensione d'uscita, sia in termini di fase sia di

ampiezza (Tabella 4.1). Sempre nel capitolo 3 (paragrafo 4.2) abbiamo visto come sia impossibile ottenere un vero Classe F polarizzando il dispositivo attivo in Classe C a causa delle fasi delle componenti armoniche della corrente (Figura 5.39). Per questa ragione abbiamo considerato la terminazione in Classe F applicabile solo al Main, essendo polarizzato in Classe AB, mentre per l' Auxiliary si è continuato ad assumere una terminazione Tuned Load.

Considerando un dispositivo attivo polarizzato in una generica Classe AB, è possibile scrivere la sua tensione d'uscita in funzione del punto di polarizzazione (ξ) e della variabile x come:

$$v_{DS}(\xi, x, \vartheta) = V_{DD} - R_1 I_1(\xi, x) \cdot \left[\cos(\vartheta) + \sum_{n=2}^N k_n(\xi, x) \cdot \cos(n\vartheta + \varphi_n(\xi, x) - n\varphi_1(\xi, x)) \right] \quad (5.99)$$

dove ovviamente, V_{DD} è la tensione in DC applicata al drain, R_1 è la resistenza ottima a fondamentale da sintetizzare ai capi del generatore di corrente del dispositivo e $\varphi_n(\xi, x)$ è la fase delle armoniche della tensione $V_n(\xi, x)$. Inoltre, come visto nel capitolo 3, $k_n(\xi, x)$ rappresenta il rapporto dei moduli tra la componente armonica n-esima e la fondamentale, cioè:

$$k_n(\xi, x) = \frac{R_n \cdot I_n(\xi, x)}{R_1 \cdot I_1(\xi, x)} = \frac{V_n(\xi, x)}{V_1(\xi, x)} \quad (5.100)$$

Essendo R_n la resistenza di carico posta ai capi del generatore di corrente interno del dispositivo all'armonica n-esima.

Con questa rappresentazione, e troncando la serie di potenza al terzo ordine, le condizioni da verificare per un Classe F sono le seguenti:

$$\begin{cases} k_2(\xi, x) = 0 \\ k_3(\xi, x) = \frac{1}{6} \cup \varphi_3(\xi, x) - 3 \cdot \varphi_1(\xi, x) = \pi \end{cases} \quad (5.101)$$

Quindi un corto circuito a seconda armonica e un rapporto tra le componenti di terza armonica e a fondamentale pari ad un sesto ed in opposizione di fase. Se queste condizioni vengono rispettate, la forma d'onda di tensione risulta simmetrica rispetto a V_{DD} e di forma quadra, ottenendo un incremento sulla componente a fondamentale pari a un fattore $\delta(k_3) = 2/\sqrt{3} \approx 1.15$

[25]. Come visto nel capitolo 3, questo equivale ad un incremento delle prestazioni in termini di potenza d'uscita, efficienza e guadagno del 15%, sempre rispetto alla configurazione Tuned Load. Tuttavia, per rispettare le condizioni (5.101) usando elementi passivi (resistenze positive essenzialmente) è necessario che $I_1(\xi, x)$ e $I_3(\xi, x)$ siano in opposizione di fase. Dalla Figura 5.39 appare chiaro che una simile situazione può verificarsi solo se il dispositivo attivo è polarizzato in Classe AB, come già commentato.

Sotto queste condizioni, le resistenze da sintetizzare per realizzare un Classe F sono:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{V_1(\xi, x)}{I_1(\xi, x)} = \delta(k_3) \cdot \frac{(V_{DD} - V_k)}{I_1(\xi, x)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{(V_{DD} - V_k)}{I_1(\xi, x)} & f = f_0 \\ R_3 &= \frac{V_3(\xi, x)}{I_3(\xi, x)} = \frac{k_3 \cdot R_1 \cdot I_1(\xi, x)}{I_3(\xi, x)} = \frac{(V_{DD} - V_k)}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot I_3(\xi, x)} & f = 3f_0 \end{aligned} \quad (5.102)$$

Dove V_k è la tensione di ginocchio del dispositivo. Quindi combinando la (5.99) con la (5.102) e considerando la (5.101) la tensione d'uscita può essere riscritta come:

$$v_{DS}(x, \vartheta) \Big|_{x=1}^{x=x_{break}} = V_{DD} - \frac{2 \cdot (V_{DD} - V_k)}{\sqrt{3}} \cdot \left[\cos(\vartheta) - \frac{1}{6} \cdot \cos(3\vartheta) \right] \quad (5.103)$$

dove si nota il fattore d'incremento $\delta(k_3)$ che dà vita all'incremento atteso sulle prestazioni d'uscita. Inoltre, come vedremo, essendo la corrente d'uscita a fondamentale uguale nei due casi TL e Classe F, per quest'ultimo la resistenza ottima di carico R_1 risulterà maggiore di un fattore $\delta(k_3)$.

5.4.2 CLASSE F NELL'ARCHITETTURA DOHERTY

Nell'architettura Doherty, il carico visto dal Main viene modulato attraverso il $\lambda/4$ TL dalla corrente fornita dall'Auxiliary (Figura 5.1). Quindi, impiegando un Classe F come Main, entrambe le resistenze a fondamentale ($R_{1,Main}$) e a terza armonica ($R_{3,Main}$) dovrebbero essere modulate, così da verificare le condizioni in (5.101) sul rapporto $V_3(\xi, x)/V_1(\xi, x)$ nell'arco dell'intera dinamica. Per investigare al meglio questo punto critico, partiamo con l'assumere che sia al break ($x=x_{break}$) che alla saturazione ($x=1$), le condizioni

siano verificate, ovvero che la componente di prima armonica della tensione sia pari a $V_{1,F} = \delta(k_3) \cdot (V_{DD} - V_k)$.

Affinché questo si verifichi, è necessario che la seguente relazione sia soddisfatta:

$$\left. \frac{R_3 \cdot I_3(\xi, x)}{R_1 \cdot I_1(\xi, x)} \right|_{x=1} = \left. \frac{R_3 \cdot I_3(\xi, x)}{R_1 \cdot I_1(\xi, x)} \right|_{x=x_{break}} \quad (5.104)$$

Dalla teoria sviluppata per il caso Tuned Load sappiamo che la corrente a fondamentale fornita dal Main rispetta la seguente equazione:

$$I_1(\xi, x_{break}) = \alpha \cdot I_1(\xi, 1) \quad (5.105)$$

Allo stesso tempo, dato che l'ampiezza della tensione a fondamentale deve rimanere costante (il Main diventa un generatore di tensione per $x_{break} < x < 1$), la resistenza a fondamentale alla saturazione $R_{1,Main}(\xi, 1)$ dovrà essere α volte maggiore rispetto a quella al break $R_{1,Main}(\xi, x_{break})$. Quindi i due denominatori della (5.104) rimangono costanti tra $x_{break} < x < 1$ e pari a $V_{1,F} = \delta(k_3) \cdot (V_{DD} - V_k)$.

Quindi, per assicurare che la (5.104) sia ancora soddisfatta, la resistenza a terza armonica $R_{3,Main}(\xi, x)$ del Main deve rispettare la seguente relazione:

$$\frac{R_{3,Main}(\xi, x_{break})}{R_{3,Main}(\xi, 1)} = \frac{I_3(\xi, 1)}{I_3(\xi, x_{break})} \quad (5.106)$$

In Figura 5.40 è mostrato l'andamento di questo rapporto di resistenze ($R_{3,Main}(\xi, x_{break}) / R_{3,Main}(\xi, 1)$) in funzione del punto di polarizzazione del Main e per diversi valori di α . Come si può notare, questo rapporto è direttamente proporzionale sia a ξ sia all'OBO desiderato ed il suo valore ottimo è l'unità. Infatti, in questo caso, anche se la resistenza a fondamentale viene modulata, non risulta necessario avere un valore diverso di $R_{3,Main}(\xi, x)$ tra il break e la saturazione per soddisfare la (5.104). In altre parole, se basta avere $R_{3,Main}(\xi, x_{break}) = R_{3,Main}(\xi, 1)$, la rete di adattamento d'uscita del Main può essere progettata come se questo fosse un amplificatore in Classe F standard e quindi dimenticandosi della struttura Doherty di cui dovrà far parte.

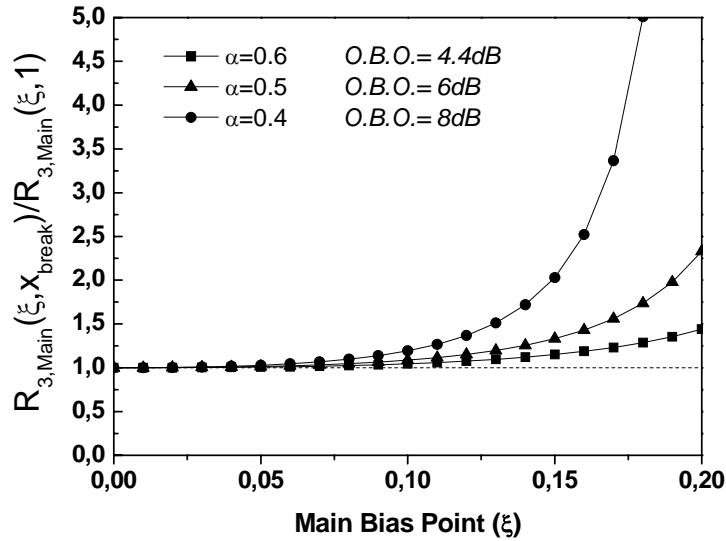


Figura 5.40: Andamento di $R_{3,Main}(\xi, X_{break})/R_{3,Main}(\xi, 1)$ in funzione di ξ e per diversi α .

Per esempio, considerando il tipico valore di OBO richiesto di 6dB ($\alpha=0.5$), la modulazione richiesta su $R_{3,Main}$ per garantire la (5.104) è trascurabile se si polarizza il Main a non più del 10% della sua corrente massima. Ricordando l'andamento del GLF di Figura 5.25, per avere la massima piatezza del guadagno è necessaria una polarizzazione pari a $\xi=0.08$, quindi inferiore al 10% assunto come limite oltre al quale sarebbe necessario modulare anche R_{3main} .

Acquisite queste informazioni, è ora possibile rivisitare le equazioni di progetto derivate per il caso Tuned Load considerando una terminazione di tipo Classe F per il Main.

5.4.3 EQUAZIONI DI PROGETTO PER UN DOHERTY CON MAIN IN CLASSE F

Dai risultati fino ad ora acquisiti, appare chiaro come le principali differenze tra le due architetture TL AB-C DPA e Classe F AB-C DPA non riguardano l'evoluzione comportamentale dei fenomeni alla base del principio di funzionamento di un DPA, bensì il dimensionamento dei componenti che ne fanno parte, come la resistenza ottima d'uscita (R_L), il punto di polarizzazione dell'Auxiliary, ecc. Per questo motivo, in questa sede sarà omessa la derivazione delle formule per effettuare l'analisi comportamentale e invece focalizzeremo la nostra attenzione sul come e sul perché alcune equazioni di progetto risultano differenti rispetto al caso TL AB-C DPA. Quindi, riferendoci sempre alla struttura

di Figura 5.1, vedremo come dimensionare o scegliere opportunamente i seguenti parametri:

- Punto di polarizzazione dell'Auxiliary.
- Fattore di splitting d'ingresso.
- il valore della resistenza ottima d'uscita a fondamentale R_L
- l'impedenza caratteristica Z_0 del $\lambda/4$ TL d'uscita.

Inoltre, poiché abbiamo utilizzato lo stesso approccio seguito per il caso Tuned Load anche per il Classe F AB-C DPA, tutti i valori dei parametri potranno essere calcolati una volta che il punto di polarizzazione del Main e il valore dell'OBO saranno stati fissati.

Essendo i parametri θ_{AB} , x_{break} e θ_C dipendenti soltanto dalla forma d'onda di corrente generata dal Main, imposta dal segnale d'ingresso ((5.1)-(5.9)), essi risultano uguali nei due casi Tuned Load e Classe F. Al contrario, le seguenti quantità sono differenti, dato che dipendono anche dalla tensione del Main:

- la corrente massima dell'Auxiliary $I_{Max,Aux,F}$:

$$I_{Max,Aux,F} = \delta(k_3) \cdot I_{Max,Aux,TL} \quad (5.107)$$

- la corrente virtuale di polarizzazione dell'Auxiliary $I_{DC,Aux,F}$:

$$I_{DC,Aux,F} = -\frac{x_{break}}{1 - x_{break}} \cdot \delta(k_3) \cdot I_{Max,Aux,TL} \quad (5.108)$$

- il valore della resistenza ottima a fondamentale d'uscita R_L e dell'impedenza caratteristica del $\lambda/4$ TL:

$$R_{L,F} = \frac{V_L}{I_2} = \frac{R_{L,TL}}{\delta(k_3)} \quad (5.109)$$

$$\frac{1}{Z_{0,F}} = \frac{1}{Z_{0,TL}} \quad (5.110)$$

- infine il fattore di splitting d'ingresso:

$$\Lambda_{C,F} = \frac{P_{in,Aux}}{P_{in,DPA}} = \frac{K_F^2}{1 + K_F^2} > \Lambda_{C,TL} \quad (5.111)$$

$$\Lambda_{AB,F} = \frac{P_{in,Main}}{P_{in,DPA}} = \frac{1}{1 + K_F^2} < \Lambda_{AB,TL} \quad (5.112)$$

Essendo:

$$K_F = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \cdot \frac{I_{Max,Aux,F}}{I_{Max,Main,F}} \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\theta_{AB}}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\theta_C}{2}\right)} = \delta(k_3) \cdot K_{TL} \quad (5.113)$$

In Figura 5.41 è riportato l'andamento del rapporto tra le correnti massime che i due dispositivi devono possedere (equazioni (5.40) e (5.107)) e tra la corrente virtuale di polarizzazione dell'Auxiliary e quella massima (equazioni (5.10) e (5.108)) per un OBO=6dB per le due architetture TL AB-C DPA e Classe F AB-C DPA. Nella stessa figura è anche riportato all'andamento della figura di merito GLF.

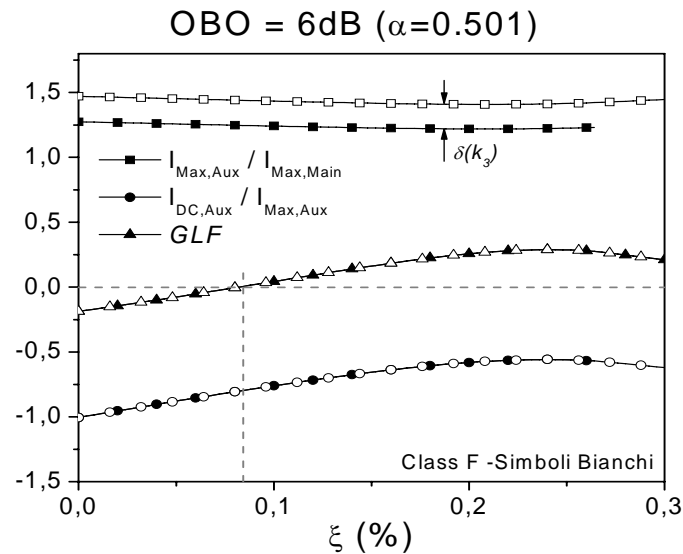


Figura 5.41: Andamento di $I_{Max,Aux}/I_{Max,Main}$, $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$ e della figura di merito GLF in funzione di ξ per le due configurazioni Doherty.

Dalla figura è evidente come sia il fattore GLF sia il rapporto tra $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$ per le due configurazioni di DPA siano uguali per qualsiasi ξ . Questo conferma quanto detto precedentemente a proposito dei parametri θ_{AB} , x_{break} e θ_C , dipendenti soltanto dalla forma d'onda di corrente generata dal Main.

In merito al rapporto $I_{Max,Aux}/I_{Max,Main}$ si può notare come, a parità di ξ e quindi di $I_{Max,Main}$, la corrente massima che l'Auxiliary raggiungerà in un Classe F

AB-C DPA è $\delta(k_3)$ volte più alta rispetto a quella che raggiungerebbe se il Main avesse una terminazione di tipo Tuned Load (5.107). Infatti, affinché la resistenza di prima armonica $R_{1,Main,F}$ sia $\delta(k_3)$ volte più grande rispetto a quella $R_{1,Main,TL}$ (5.109), è necessario che per $x=1$ l'Auxiliary raggiunga una corrente massima $\delta(k_3)$ maggiore (5.107). Tuttavia, come abbiamo detto, l'angolo di circolazione della corrente dell'Auxiliary (θ_c) è uguale in entrambi i casi, il che equivale a dire che il rapporto $I_{DC,Aux}/I_{Max,Aux}$ è indipendente dalla configurazione armonica adottata (Figura 5.41). Quindi, mantenendosi costante questo rapporto e dovendo essere la $I_{Max,Aux}$ $\delta(k_3)$ volte maggiore nel caso Classe F, è necessario che la corrente virtuale dell'Auxiliary sia a sua volta $\delta(k_3)$ volte inferiore.

Per chiarire meglio questo concetto, in Figura 5.42 sono riportate le forme d'onda della corrente dell'Auxiliary per il caso Classe F e Tuned Load, normalizzate a $I_{Max,Main}$ e per $x=1$. Da tale figura si può notare come il picco di corrente sia diverso, mentre le due forme d'onda possiedono lo stesso angolo di circolazione.

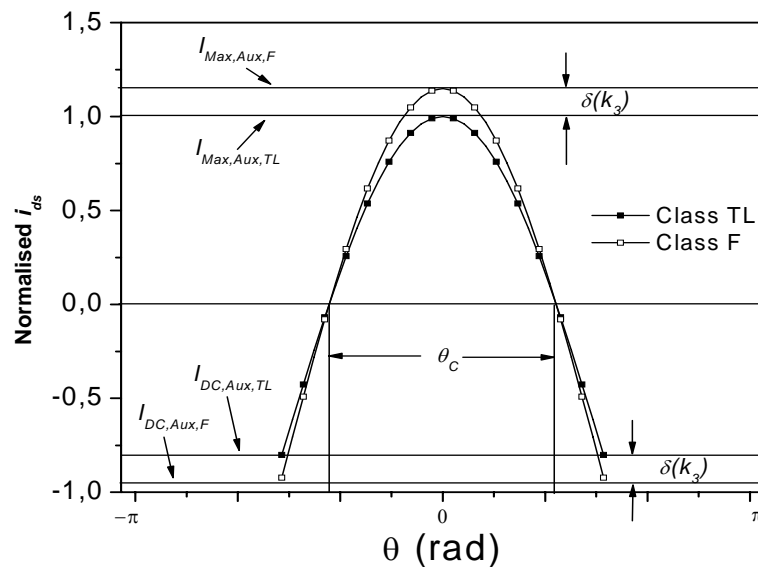


Figura 5.42: Forma d'onda di corrente dell'Auxiliary per $x=1$ normalizzate a $I_{Max,Main}$.

5.4.4 CONFRONTO TEORICO TRA IL TL E IL CLASSE F AB-C DPA

Sostituendo le equazioni di progetto ottenute nel paragrafo precedente ((5.107)-(5.113)) nelle relazioni che descrivono l'evoluzione del Doherty in funzione del segnale d'ingresso ottenute studiando il Tuned Load AB-C DPA, è

possibile effettuare l'analisi comportamentale di un Classe F AB-C DPA valutando le sue prestazioni per ogni $0 < x < 1$.

Per esaltare il confronto anche per la configurazione Classe F, abbiamo fissato lo stesso punto di polarizzazione del Main ($\xi=0.082$) e lo stesso valore di OBO (6dB) scelto in precedenza per il Tuned Load.

In Figura 5.43 è mostrato l'andamento delle componenti a fondamentale di tensione e corrente per entrambi i dispositivi. La tensione è normalizzata a $V_{DD}-V_k$ mentre la corrente a $I_{Max,Main}$. Come possiamo notare dalla figura, quando l' Auxiliary entra in conduzione, il Main diventa un generatore di tensione costante raggiungendo un valore massimo $\delta(k_3)$ maggiore nella configurazione Classe F rispetto a quella Tuned Load.

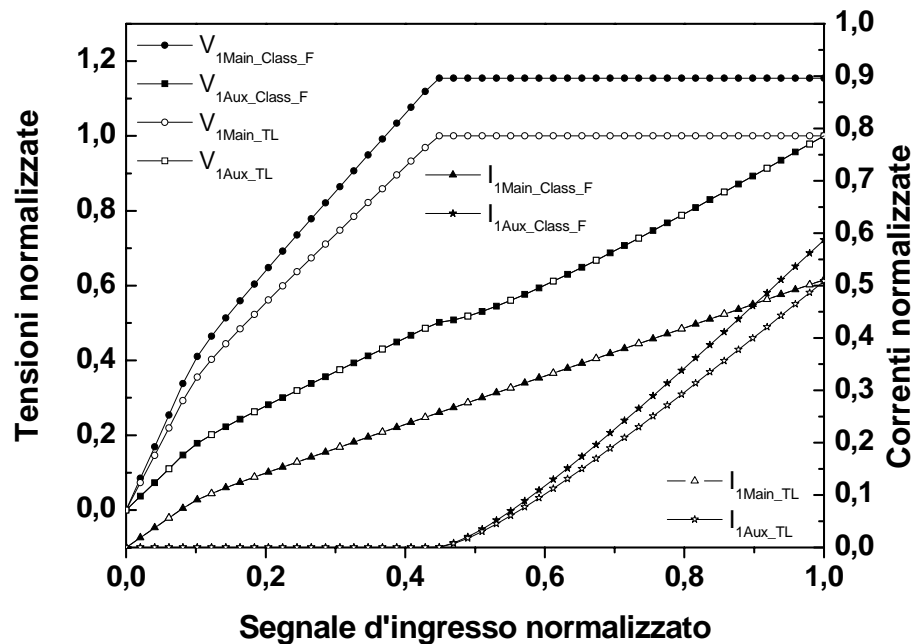


Figura 5.43: Andamento atteso per le componenti a fondamentale di tensione e corrente del Main e dell' Auxiliary.

Inoltre, possiamo notare il maggiore valore di corrente raggiunto dall' Auxiliary del Classe F per $x=1$, condizione necessaria affinché la $R_{1,Main}$ venga completamente modulata. Infine vale la pena sottolineare come nella configurazione Classe F per 6dB di OBO le correnti massime raggiunte dai due dispositivi siano diverse e che quindi, nel caso in cui si ha un solo dispositivo attivo a disposizione, è l' Auxiliary a fissare la corrente massima del Main.

In Figura 5.44 sono riportati gli andamenti delle resistenze viste dai due dispositivi al variare di x e normalizzati a $I_{Max,Main}/(V_{DD}-V_k)$. Come previsto nella configurazione con Main in Classe F, la resistenza del Main e quella dell' Auxiliary risultano rispettivamente $\delta(k_3)$ maggiore e minore rispetto al caso Tuned Load.

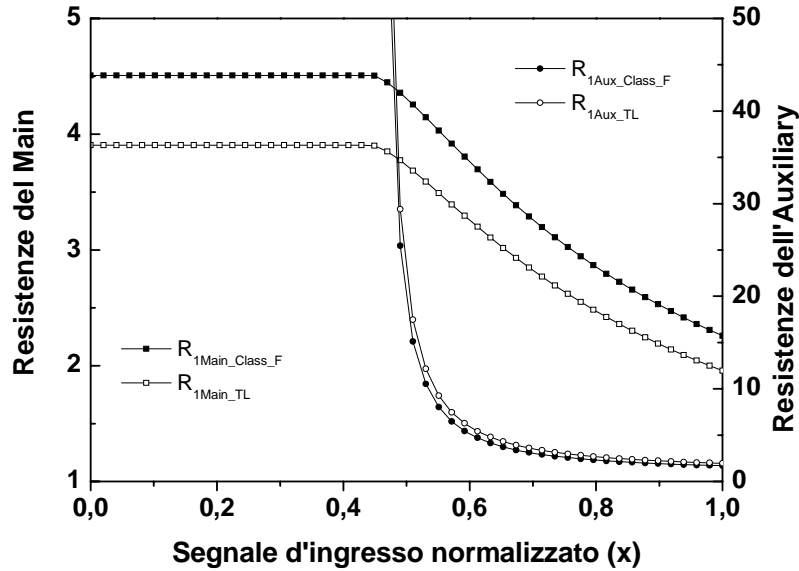


Figura 5.44: Andamento atteso delle resistenze a fondamentale del Main e dell' Auxiliary.

Gli andamenti di efficienza attesi (normalizzati a $I_{Max,Main}/(V_{DD}-V_k)$), sia per il singolo dispositivo che per il Doherty completo, sono riportati in Figura 5.45.

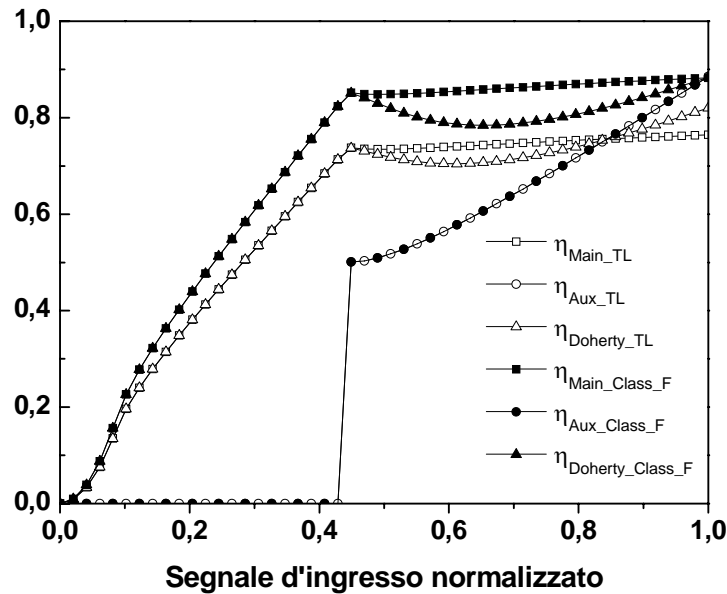


Figura 5.45: Andamento atteso dell'efficienza per il Classe F AB-C DPA e per il Tuned Load AB-C DPA.

Chiaramente, il contributo di efficienza proveniente dall' Auxiliary sarà uguale in entrambi i casi, essendo un parametro dipendente solo dall'angolo di circolazione della corrente (θ_c) che risulta, come abbiamo ampiamente visto, uguale. Al contrario invece, il Main in classe F fornisce un contributo di efficienza $\delta(k_3)$ volte maggiore, e quindi l'efficienza complessiva del Classe F AB-C DPA rispetto a quella del Tuned Load AB-C DPA sarà $\delta(k_3)$ volte maggiore solo per $x=x_{break}$, mentre in saturazione tale incremento sarà leggermente inferiore.

In Figura 5.46 sono riportati gli andamenti attesi della potenza d'uscita al variare di x , normalizzati sempre a $I_{Max,Main}/(V_{DD}-V_k)$. Qui è importante sottolineare come la potenza d'uscita fornita dall' Auxiliary sia $\delta(k_3)$ volte maggiore nella configurazione con Classe F, dipendendo questa essenzialmente dall'ampiezza della sua componente a fondamentale (5.107).

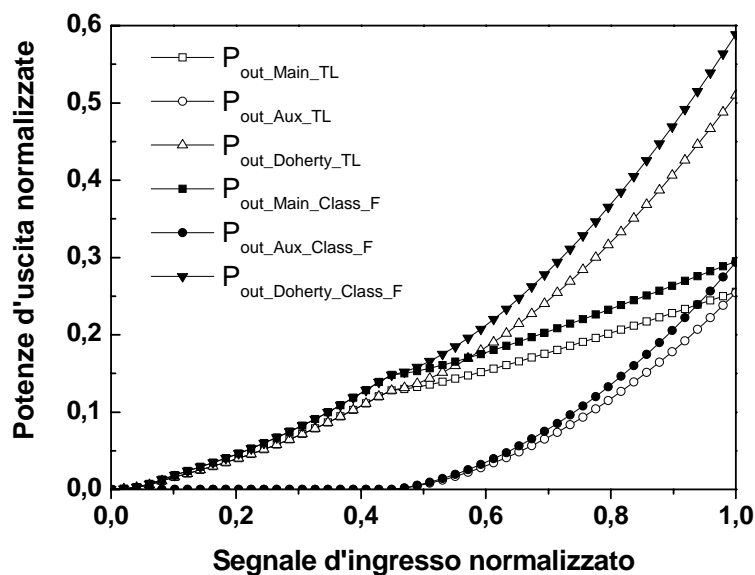


Figura 5.46: Andamento atteso della potenza d'uscita per il Classe F AB-C DPA e per il Tuned Load AB-C DPA.

In Figura 5.47 sono riportati gli andamenti dei guadagni attesi, sempre normalizzati a $I_{Max,Main}/(V_{DD}-V_k)$ e al variare di x . Ricordiamo che il segnale normalizzato x rappresenta la porzione di segnale presente sul gate del dispositivo Main e non quello in ingresso all'intero Doherty.

Possiamo notare come il guadagno del Main sia $\delta(k_3)$ volte maggiore grazie alla configurazione Classe F, mentre il guadagno dell' Auxiliary risulta $\delta(k_3)$ volte minore. Infatti, per ottenere un'ampiezza di prima armonica della corrente

dell' Auxiliary $\delta(k_3)$ volte maggiore, è necessaria una potenza d'ingresso $2\delta(k_3)$ volte maggiore (Figura 5.42). Di conseguenza, il guadagno del Classe F AB-C DPA, definito dalla (5.77), risulterà inferiore rispetto a quello del Tuned Load AB-C DPA, anche a causa del maggiore fattore di splitting necessario (5.111)-(5.113). Infatti, mentre il guadagno del Main e dell' Auxiliary rispettivamente aumentano e diminuiscono di un fattore $\delta(k_3)$, il fattore di divisione dipende da $\delta(k_3)^2$.

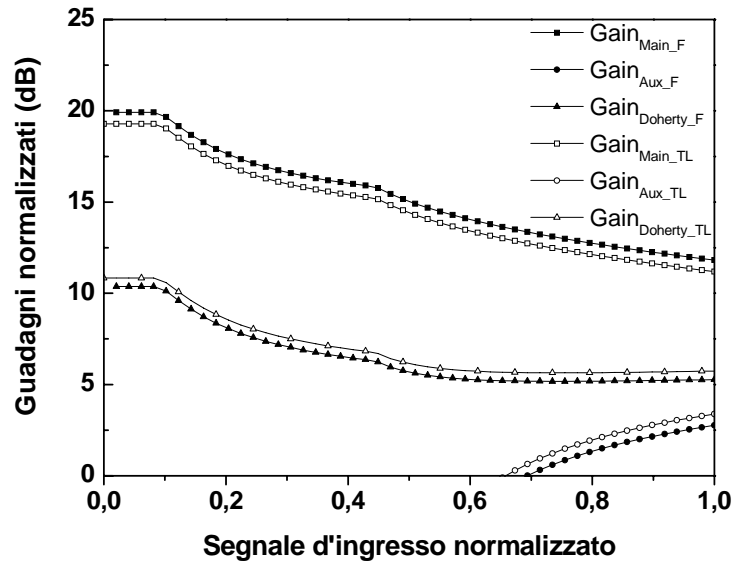


Figura 5.47: Andamento atteso del guadagno per il Classe F AB-C DPA e per il Tuned Load AB-C DPA.

Questo aspetto è decisamente visibile dalla Figura 5.48, dove vengono messi a confronto le prestazioni dei due Doherty (normalizzati a $I_{\text{Max,Main}}/(V_{\text{DD}} - V_k)$) in funzione della potenza totale in ingresso. Come si può notare, c'è uno shift della regione Doherty rispetto alla potenza in ingresso, in quanto nel Classe F serve una potenza incidente all'ingresso del DPA maggiore per raggiungere il valore di x_{break} . Questo spostamento della regione Doherty in funzione della potenza d'ingresso è molto più evidente dalla Figura 5.49, dove sono riportati gli andamenti delle correnti in DC (normalizzate a $I_{\text{Max,Main}}$) attese nei due casi.

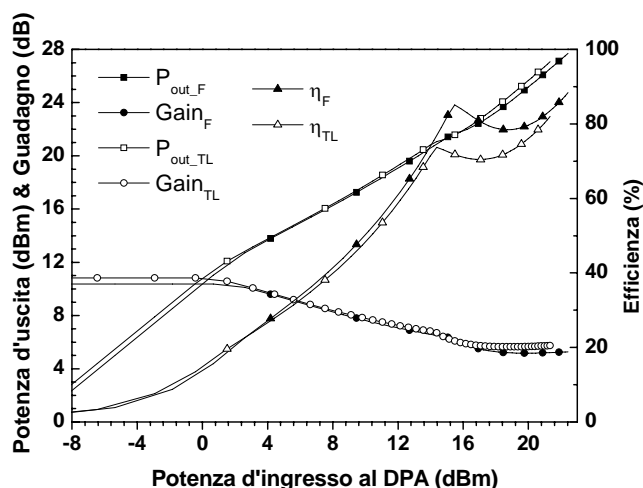


Figura 5.48: Confronto delle prestazioni tra un Classe F AB-C DPA e un Tuned Load AB-C DPA.

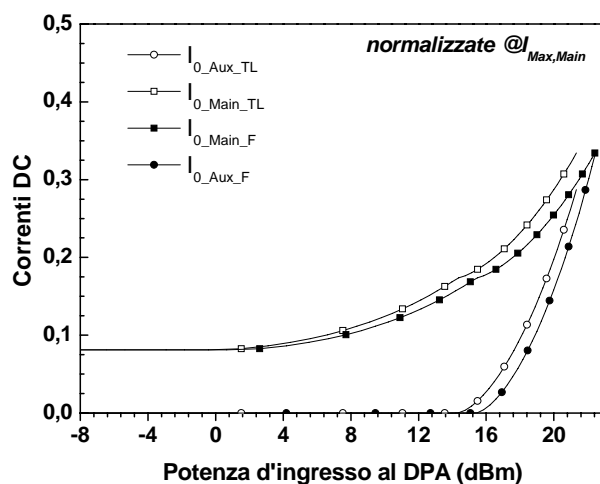


Figura 5.49: Confronto tra le correnti in DC in un Classe F AB-C DPA e in un Tuned Load AB-C DPA.

Fino a qui, abbiamo quindi messo in evidenza quelle che sono le differenze tra le due architetture spiegandone le ragioni.

Al fine di avere una figura di merito generale che ci permetta di scegliere quale delle due configurazioni è più adatta per la particolare applicazione in cui il DPA deve operare, abbiamo introdotto la grandezza APAEG (Average Power Added Efficiency Gain) definita come:

$$\text{APAEG}(\xi, \alpha, G_A) = \frac{\int_{x_{break}}^1 PAE_{DPA,F}(\xi, \alpha, G_A, x) dx}{\int_{x_{break}}^1 PAE_{DPA,TL}(\xi, \alpha, G_A, x) dx} \quad (5.114)$$

Essa rappresenta il rapporto tra la PAE media nell'IBO delle due configurazioni. Quindi essa è una funzione di ξ , α e del guadagno in Classe A del dispositivo attivo (G_A). La Figura 5.50 mostra i contorni a APAEG costante al variare di α e per diversi G_A scegliendo come ξ il valore ottimo definito da GLF.

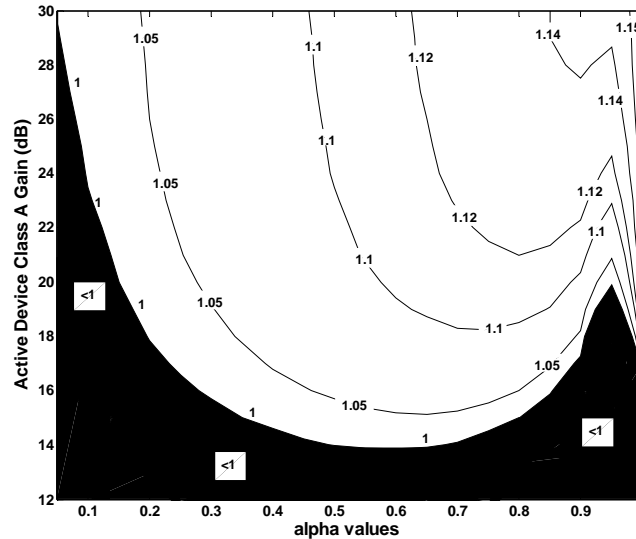


Figura 5.50: Contorni a APAEG costante al variare di α e di G_A .

Quindi questa figura di merito ci dice per esempio che non è conveniente scegliere il Classe F AB-C DPA rispetto al Tuned Load se $G_A < 15\text{dB}$ e si desidera un $\text{OBO} > 10\text{dB}$ ($\alpha < 0.3$).

5.4.5 PROGETTO DOHERTY CLASSE F GAN

Come fatto per il caso Tuned Load, anche per il Classe F, al fine di avere un riscontro sperimentale della teoria, è stato eseguito un progetto di validazione usando gli stessi dispositivi del caso precedente e fissando lo stesso ξ e OBO , oltre ovviamente alla stessa frequenza di 2.14GHz.

Dalla Figura 5.41 si può notare che a parità di punto di polarizzazione del Main, il rapporto tra $I_{\text{Max,Aux}}/I_{\text{Max,Main}}$ nella configurazione Classe F vale circa 1.44, quindi la corrente massima che l' Auxiliary raggiungerà in questo caso vale circa $I_{\text{Max,Aux}}=930\text{mA}$ (ancora comunque inferiore a $I_{\text{Max,HEMT}}$, Figura 5.27). A questo punto, sfruttando le equazioni (5.107)-(5.113) e le relazioni che descrivono l'evoluzione del Doherty in funzione del segnale d'ingresso, ottenute studiando il Tuned Load AB-C DPA, è possibile valutare i valori attesi di tutte le grandezze del

Main (Tabella 5.5), dell’Auxiliary (Tabella 5.6) e dell’intero Classe F AB-C DPA (Tabella 5.7). Nelle stesse tabelle sono riportati per semplicità anche i valori ottenuti dal caso Tuned Load.

Grandezza	Simbolo	TL	Classe F
Corrente DC di bias	$I_{DC,Main}$	52 mA	52mA
Tensione DC di Gate	$V_{GG,Main}$	-6.08 V	-6.08 V
Corrente di Drain al Break	$I_{critical}$	314 mA	314 mA
Corrente massima di Drain	$I_{Max,Main}$	640 mA	640 mA
Resistenza a f_0 al Break	$R_{Main}(x=x_{Break})$	77 Ω	88.7 Ω
Resistenza a f_0 alla saturazione	$R_{Main}(x=1)$	38.5 Ω	44.5 Ω
Potenza d’uscita al Break	$P_{out,Main}(x=x_{Break})$	30.1 dBm	30.76 dBm
Potenza d’uscita alla saturazione	$P_{out,Main}(x=1)$	33.1 dBm	33.76 dBm
Efficienza al Break	$\eta_{Main}(x=x_{Break})$	62%	71.6 %
Efficienza alla saturazione	$\eta_{Main}(x=1)$	64.2%	74.2 %
Guadagno al Break	$G_{Main}(x=x_{Break})$	14.7 dB	14.8 dB
Guadagno alla saturazione	$G_{Main}(x=1)$	10.7 dB	10.8 dB

Tabella 5.5: Parametri del Main.

Grandezza	Simbolo	TL	Classe F
Corrente DC di bias “virtuale”	$I_{DC,Aux}$	-640 mA	-740 mA
Tensione DC di Gate	$V_{GG,Aux}$	-11.72 V	-12.5 V
Corrente massima di Drain	$I_{M,Aux}$	800 mA	922 mA
Resistenza a f_0 alla saturazione	$R_{Aux}(x=1)$	38.7 Ω	33.5 Ω
Potenza d’uscita alla saturazione	$P_{out,Aux}(x=1)$	33.1 dBm	33.7 dBm
Efficienza alla saturazione	$\eta_{Aux}(x=1)$	74.4 %	74.4 %
Guadagno alla saturazione	$G_{Aux}(x=1)$	2.9 dB	1.73 dB

Tabella 5.6: Parametri dell’Auxiliary

Grandezza	Simbolo	TL	Classe F
Resistenza di carico	R_L	19.3 Ω	16.7 Ω
Impedenza del $\lambda/4$	Z_0	38.5 Ω	38.5 Ω
Power Splitter (Main)	\mathcal{L}_{AB}	0.143	0.11
Power Splitter (Aux)	\mathcal{L}_C	0.857	0.89
Potenza d’uscita al Break	$P_{out}(x=x_{Break})$	30.1 dBm	30.76 dBm
Potenza d’uscita alla saturazione	$P_{out}(x=1)$	36.1 dBm	36.76 dBm
Efficienza al Break	$\eta(x=x_{Break})$	62 %	71.6 %
Efficienza alla saturazione	$\eta(x=1)$	68.9 %	74.3 %
Guadagno al Break	$G(x=x_{Break})$	6.2 dB	5.3 dB
Guadagno alla saturazione	$G(x=1)$	5.2 dB	4.3 dB
Input Back Off	<i>I.B.O.</i>	7.02 dB	7.02 dB

Tabella 5.7: Parametri del Doherty.

Per realizzare il progetto sono stati seguiti gli stessi passi del caso precedente. La differenza sostanziale adesso è rappresentata dalla necessità di controllare anche la terza armonica del Main. Tuttavia come abbiamo visto dalla Figura 5.40, la modulazione necessaria su $R_{3,Main}$ è trascurabile per i valori di

OBO e ξ scelti. Quindi la rete di adattamento d'uscita del Main può essere progettata come se questo fosse un Classe F semplice.

Oltre ai valori diversi di impedenze da sintetizzare, in questo caso il power splitter deve risultare più sbilanciato dalla parte dell'Auxiliary (Tabella 5.7).

La Figura 5.51 mostra la foto dell'amplificatore realizzato, dove alcune parti delle reti di adattamento sono state sottolineate in diversi box per facilitarne la spiegazione. Per la rete d'uscita, la parte A è lo stub in corto usato per applicare la V_{DD} e per far risuonare la capacità intrinseca C_{ds} dei dispositivi attivi. La parte B è il trasformatore $\lambda/4$ TL con impedenza caratteristica $Z_0=38.5\Omega$. Le parti C e D sono rispettivamente le strutture di controllo delle armoniche dell'Auxiliary e del Main progettate applicando la teoria dell'Impedance Buffer [26]. In particolare la parte D è stata disegnata sfruttando le considerazioni riportate in [27] ed inoltre è sfruttata per trasformare i 50ohm esterni nel valore necessario di R_L . Infine le parti E ed F rappresentano le reti di adattamento d'ingresso, mentre la parte G il divisore di potenza.

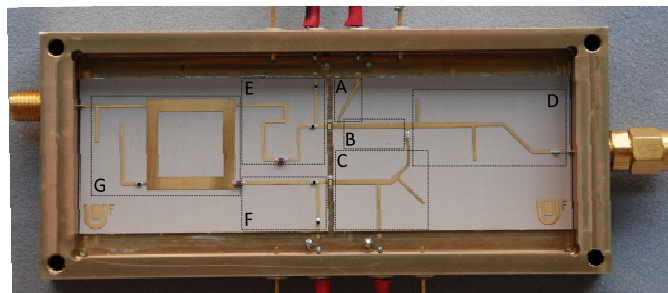


Figura 5.51: Foto del Classe F AB-C DPA realizzato.

In Figura 5.52 sono riportati gli andamenti delle rette di carico dei due dispositivi attivi. Da quella del Main è evidente l'effettivo funzionamento in Classe F.

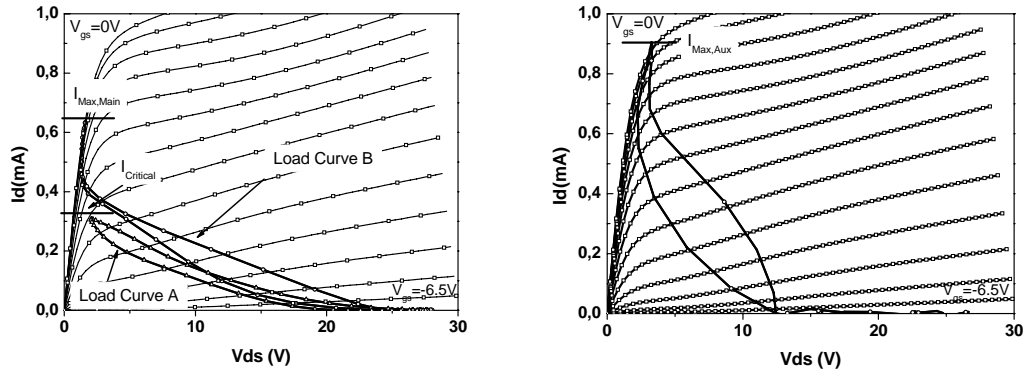


Figura 5.52: Rette di carico del Main e dell' Auxiliary.

In Figura 5.53 è riportato il confronto delle prestazioni del Classe F DPA ottenute dalle simulazioni completamente non lineari e quelle calcolate tramite l'analisi teorica sviluppata. Dal confronto è evidente l'effettiva validità dell'approccio teorico presentato in quanto, soprattutto nella regione Doherty, gli andamenti sono sufficientemente sovrapposti.

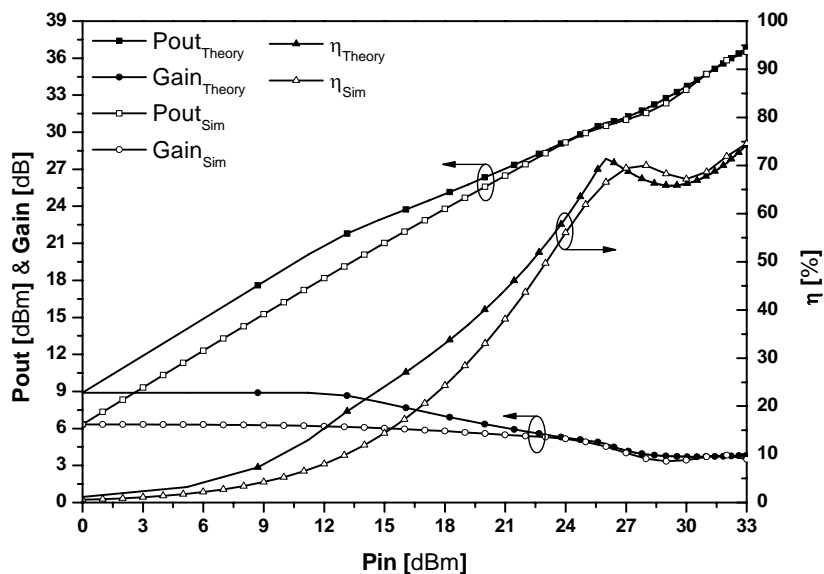


Figura 5.53: Confronto tra le prestazioni ottenute dalle simulate non lineari e quelle teoricamente attese.

5.4.6 PRESTAZIONI DOHERTY CLASSE F GAN

Dopo la sua realizzazione, l'amplificatore è stato testato con segnali CW fissando la tensione di polarizzazione di drain a $V_{DD}=15V$ e variando le tensioni di gate del Main e dell' Auxiliary al fine di trovare i punti di polarizzazione ottimali.

Le prestazioni migliori sono state ottenute a 2.14GHz applicando le seguenti tensioni $V_{GG,Main}=-5.9V$ ($I_{DC,Main}=0.57mA$) e $V_{GG,Aux}=-11V$, tra l'altro molto prossime a quelle teoricamente previste. In Figura 5.54 è riportato il confronto tra le prestazioni misurate e quelle ottenute in simulazione prendendo, come riferimento la resistenza esterna R_L . La differenza tra le simulazioni riportate in Figura 5.53 e quelle riportate in Figura 5.54 è, come più volte sottolineato, dovuta alla bassa resistenza del dispositivo attivo tra drain e source e alle perdite introdotte dalle reti di adattamento.

Sempre dalla Figura 5.54 è evidente come il guadagno misurato sia, anche se solo leggermente, superiore a quello simulato. Probabilmente tale fenomeno è dovuto ad un valore reale della trasconduttanza dei dispositivi attivi maggiore a quanto predetto dal modello non lineare usato. Come conseguenza, si ha che il Main raggiungerà prima la sua saturazione e quindi che l' Auxiliary dovrà essere acceso prima di quanto previsto in simulazione, che spiega inoltre perché le prestazioni ottime sono state ottenute per una $V_{gg_Aux}=-11V$ invece di $-12.5V$.

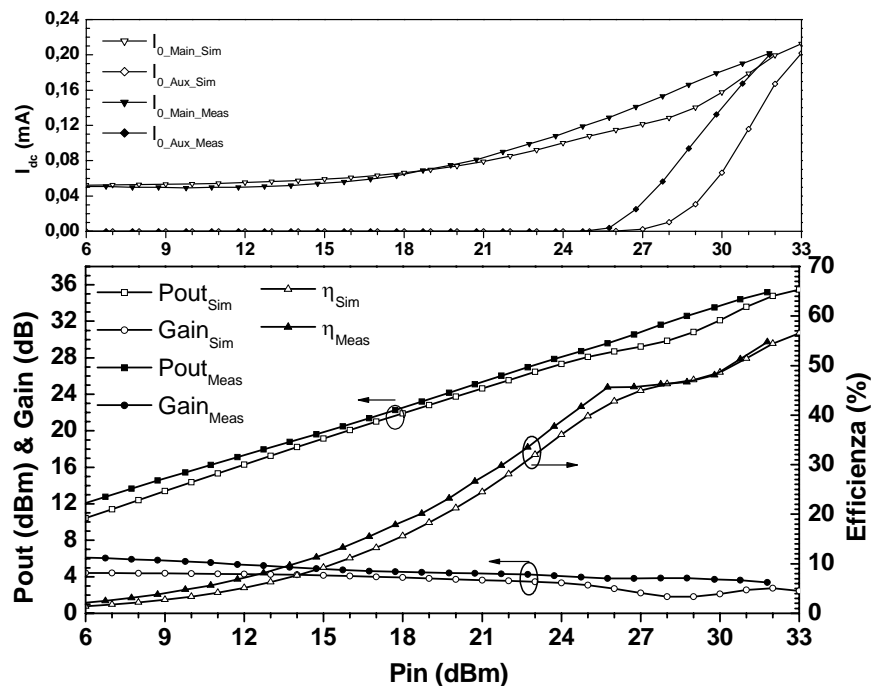


Figura 5.54: Confronto tra le prestazioni simulate e quelle misurate a 2.14GHz.

I risultati sperimentali confermano un OBO di 6dB corrispondente ad un IBO di circa 7dB con una efficienza media nella regione Doherty del 50% e una potenza d'uscita massima di 3.2W.

5.4.7 CONFRONTO SPERIMENTALE TRA IL TL E IL CLASSE F AB-C DPA

Nel paragrafo 5.4.4 si è svolto il confronto teorico tra le due configurazioni di DPA presentate in questo capitolo, ponendo l'attenzione sulle differenze sia progettuali sia in termini di prestazioni ottenibili che caratterizzano i due approcci. L'obiettivo di questo breve paragrafo è quello di dimostrare l'effettiva validità della teoria mediante un confronto sperimentale diretto delle prestazioni ottenute dai due DPA realizzati.

In Figura 5.55 sono riportati gli andamenti simulati dell'efficienza e del guadagno dei due amplificatori in funzione della potenza d'uscita alla frequenza di 2.14GHz. Si ricorda che i due DPA sono stati progettati e successivamente realizzati usando gli stessi dispositivi attivi.

Dalla figura si evince come l'efficienza del Classe F DPA sia circa il 15% maggiore rispetto a quella del Tuned Load in corrispondenza del punto di break, mentre in saturazione tale differenza si riduce a causa dello stesso contributo proveniente dai due Ausiliari. In termini di potenza d'uscita, come ampiamente descritto e commentato in precedenza, il Classe F raggiunge in saturazione un valore che è circa il 15% maggiore rispetto a quello del Tuned Load. Inoltre, come previsto il guadagno di quest'ultimo è maggiore rispetto al Classe F a causa del diverso fattore di splitting d'ingresso necessario, che causa uno spostamento della regione di Doherty per potenze d'ingresso maggiori.

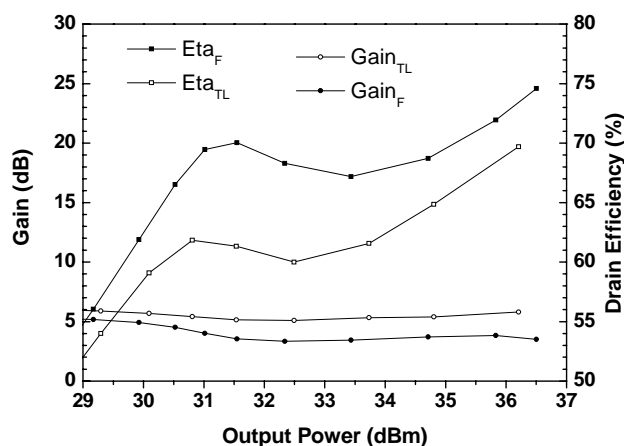


Figura 5.55: Confronto tra le prestazioni simulate dei due DPA realizzati a 2.14GHz.

Infine, come ulteriore verifica, vale la pena sottolineare che il valore della figura di merito APAEG (Figura 5.50) introdotta per valutare l'entità dei benefici ottenibili progettando un Classe F DPA invece di un Tuned Load DPA, ottenuto dalle simulazioni non lineari, è risultato essere di 1.05, molto prossimo a quello teoricamente atteso per un $G_A=14.9dB$ e un OBO di 0.501.

In Figura 5.56 sono riportati gli andamenti misurati delle stesse grandezze di Figura 5.55. Come si può notare i valori assoluti sono differenti per i motivi già esposti relativi ai parassiti dei dispositivi attivi, mentre la differenza relativa in termini di efficienza è sperimentalmente verificata. Per il guadagno vale il discorso fatto nel paragrafo precedente, e quindi il fatto che il valore di g_m del dispositivo Main del Classe F è maggiore rispetto a quello predetto dal modello non lineare usato in simulazione.

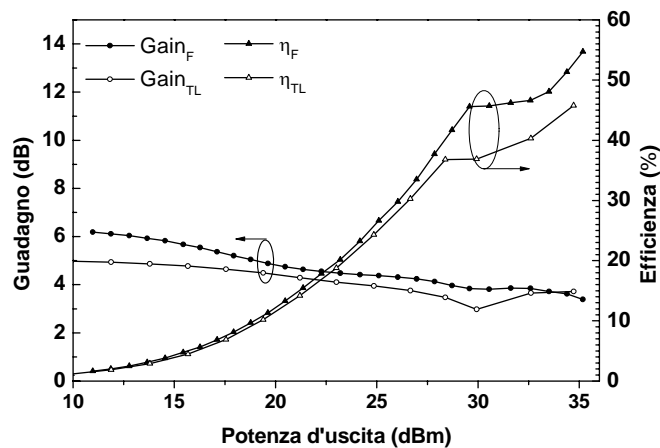


Figura 5.56: Confronto tra le prestazioni misurate dei due DPA realizzati a 2.14GHz.

Nella Tabella 5.8 sono riassunte le principali prestazioni dei due amplificatori misurate nelle condizioni ottime di lavoro alla frequenza di 2.14GHz.

Grandezza	Classe F	Tuned Laod
Corrente DC del Main	57mA	59mA
Tensione DC del Gate dell'Auxiliary	-11V	-15V
Potenza d'uscita al Break	29.1dBm	28.7 dBm
Potenza d'uscita in saturazione	35.1 dBm	34.7 dBm
Efficienza al Break	43.7 %	36.8 %
Efficienza in Saturazione	54.7 %	45.8 %
Guadagno al Break	4 dB	3.2 dB
Guadagno in Saturazione	3.4 dB	3.7 dB

Tabella 5.8: Confronto delle prestazioni dei due DPA.

5.5 Conclusioni

L'oggetto di questo capitolo è stato l'amplificatore Doherty (DPA), l'architettura che viene definita da tutti come la più promettente per risolvere il paradigma della necessità di avere un'elevata efficienza media in un ampio intervallo di potenza d'uscita. Infatti, notando le lacune nella trattazione teorica degli attuali DPA e allo stesso tempo l'interesse sempre crescente della comunità scientifica in questo tipo di amplificatore, si è scelto di studiare il problema approcciandolo in modo completamente non lineare. Quindi, assumendo una polarizzazione in Classe AB generica per il Main e una in Classe C per l'Auxiliary, si è sviluppata un'analisi della struttura Doherty (AB-C DPA) che ha permesso di scrivere un set di equazioni in forma chiusa, che ne consente la progettazione in modo rapido e preciso, partendo semplicemente dai parametri fisici dei dispositivi attivi a disposizione. Le relazioni ottenute permettono inoltre di valutare le prestazioni ottenibili da un generico DPA in tutto l'intervallo dei valori della potenza d'ingresso e non solo nei punti notevoli (break point, saturazione). Tale analisi è stata svolta considerando una terminazione armonica per il dispositivo Main sia di tipo Tuned Load sia Classe F e per entrambe le configurazioni e stato realizzato un prototipo ibrido in tecnologia GaN HEMT a 2.14GHz, che ha permesso di ottenere un riscontro reale sull'effettiva validità della teoria sviluppata. I risultati ottenuti dalle realizzazioni sono stati in linea con quanto atteso.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Steer, "Beyond 3G", IEEE Microwave Magazine, Feb. 2007, pp. 76-82.
- [2] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic', N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave", IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., v. 50, n. 3, March 2002, pp.814-826.
- [3] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," Proc. of the IRE, Vol. 24, pp. 1163 – 1182, 1936.
- [4] G. Ahn, M. Kim, H. Park, S. Jung, "Design of a High-Efficiency and High-Power Inverted Doherty Amplifier," IEEE Transactions on MTT, Vol. 55, Is. 6, Part 1, June 2007 Page(s):1105 – 1111
- [5] K. Bumman, K. Jangheon, K. Ildu, C. Jeonghyeon, "The Doherty power amplifier," IEEE Microwave Magazine, Vol. 7, Is. 5, Oct. 2006 Page(s):42 – 50
- [6] M. Elmala, J. Paramesh, K. Soumyanath, "A 90-nm CMOS Doherty power amplifier with minimum AM-PM distortion," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 41, Is. 6, June 2006 Page(s):1323 – 1332
- [7] Y. Y. Woo, J. Kim, S. Hong, I. Kim, J. Moon, B. Kim, "Adaptive Digital Feedback Predistortion Technique for Linearizing Power Amplifiers," IEEE Transactions on MTT, Vol. 55, Is. 5, May 2007 Page(s):932 – 940.
- [8] Z. Markos, P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, M. Imbimbo, G. Kompa, "A 6W Uneven Doherty Power Amplifier in GaN Technology", Proceedings of the 37th European Microwave Conference, EuMC 2007, Munich, Germany, Oct. 2007, pp. 1097-1100.
- [9] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, L. Piazzon, "The AB-C Doherty Amplifier. I Theory," International Journal on RF and Microwave Computer-Aided Engineering, DOI 10.1002/mmce20350.
- [10] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, L. Piazzon, "The AB-C Doherty Amplifier, II Validation," International Journal on RF and Microwave Computer-Aided Engineering, DOI 10.1002/mmce20351.
- [11] S. C. Cripps, "Advanced Techniques in RF Power Amplifiers Design," Norwood, MA, Artech House, 2002.
- [12] Heung-Jae Choi; Jong-Sik Lim; Yong-Chae Jeong; Chul-Dong Kim; "Doherty Amplifier Using Load Modulation and Phase Compensation DGS Microstrip Line," 36th European Microwave Conference, 2006. Sept. 2006 Page(s):352 – 355
- [13] Joomin Jung; Unha Kim; Jooyoung Jeon; Junghyun Kim; Kyungteh Kang; Youngwoo Kwon; "A new "series-type" Doherty amplifier for miniaturization" Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. IEEE 12-14 June 2005 Page(s):259 - 262
- [14] F. H. Raab, "Efficiency of Doherty RF power-amplifier systems," IEEE Trans. Broadcasting, vol. BC-33, pp. 77–83, Sept. 1987.
- [15] Youngoo Yang; Jeonghyeon Cha, Bumjae Shin, Bumman Kim, "A microwave Doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity," IEEE Microwave Theory and Wireless Component Letters, Vol. 13, n. 9, Sept 2003, pp. 370- 372.

- [16] J. Cha, Y. Yang, B. Shin, and B. Kim, "An adaptive bias controlled power amplifier with a load-modulated combining scheme for high efficiency and linearity," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, Jun. 2003, pp. 81–84.
- [17] J. Kim, J. Cha, I. Kim, and B. Kim, "Optimum Operation of Asymmetrical-Cells-Based Linear Doherty Power Amplifier-Uneven Power Drive and Power Matching," *IEEE Trans. on MTT*, Vol. 53, pp. 1802 -1809, May 2005.
- [18] Lees, J. Goss, M. Benedikt, J. Tasker, P.J. "Single-tone optimisation of an adaptive-bias Doherty structure," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, Vol. 3, 8-13 June 2003 Page(s):2213 – 2216.
- [19] J.-Y. Lee, J.-Y. Kim, J.-H. Kim, K.-J. Cho, and S. Stapleton, "A High Power Asymmetric Doherty Amplifier with Improved Linear Dynamic Range," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Jun. 2006, pp. 1348–1351.
- [20] L.J. Kushner, "Output Performances of Idealised Microwave Power Amplifiers", *Microwave Journal*, October 1989, pp.103-116.
- [21] F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti and L. Scucchia, "Optimization of Class AB and B narrowband power amplifiers", *Microwave Engineering Europe*, October 1993, pp.43-51.
- [22] Y. Suzuki, T. Hirota, and T. Nojima, "Highly efficient feed-forward amplifier using a class-F Doherty amplifier," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2003, pp. 77–80.
- [23] J. Kim; J. Moon; Y. Y. Woo; S. Hong; I. Kim; J. Kim; B. Kim, "Analysis of a Fully Matched Saturated Doherty Amplifier With Excellent Efficiency," *IEEE Trans. on MTT*, Vol. 56, pp. 328 – 338, Feb., 2008.
- [24] Y. Y. Woo, Y. Yang, and B. Kim, "Analysis and experiments for high efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 1969-1974, May 2006.
- [25] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, "On the Class-F Power Amplifier Design," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.9, N°2, March 1999, pp.129-149.
- [26] R. Giofre, P. Colantonio, F. Giannini, L. Piazzon, "A new design strategy for multi frequencies passive matching networks," *European Microwave Conference*, Oct. 2007, pp. 838 – 841.
- [27] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, L. Piazzon, " GaN Doherty Amplifier With Compact Harmonic Traps," *Proceedings of the European Microwave Conference, EuMC 2008, Amsterdam, The Netherland*, Oct. 2008, pp. 1553-1556.

Capitolo 6 - CONCLUSIONI

In questo lavoro di ricerca sono stati coperti diversi aspetti riguardanti gli amplificatori di potenza a RF per applicazioni di comunicazione wireless, secondo lo scenario descritto nel primo capitolo. L'obiettivo da raggiungere era quello di fornire delle valide e ripercorribili linee guida con basi sia teoriche sia pratiche per la progettazione e realizzazione di PA capaci di rispondere efficacemente alle sempre più stringenti richieste di sistema in termini di linearità, efficienza di conversione, purezza spettrale ecc.

La linea guida tra i diversi argomenti trattati è stata quella della ricerca di metodologie di progetto e topologie circuitali per PA che mirino alla massimizzazione della loro efficienza di conversione e allo stesso tempo capaci di descrivere come quest'ultima influenzi il contrastante aspetto legato alla loro linearità. In questo contesto, si sono sviluppati diversi studi teorici su come e quanto sia possibile migliorare le prestazioni ottenibili dai PA più comunemente usati in applicazioni con segnali ad involuppo costante, quali ad esempio il Classe E e quelli a manipolazione armonica, e su come essi possano essere efficacemente sfruttati in applicazioni che invece fanno uso di segnali ad involuppo variabile, tramite la loro integrazione in architetture di PA.

Inoltre, parte importante di questo lavoro di tesi ha riguardato l'amplificatore Doherty, indicato ormai da tutti come la soluzione più efficace per rispondere alla necessità di un'elevata efficienza di conversione per ampi intervalli di potenza d'uscita (elevati valori di PAPR). In questo caso il lavoro svolto ha riguardato lo sviluppo di un nuovo approccio teorico capace di descrivere e predire in modo rigoroso il principio di funzionamento di questo PA in funzione del livello del segnale al suo ingresso, che ha portato alla determinazione di un set di equazioni che ne permettono una rapida ma accurata progettazione CAD.

Nel capitolo 2 è stata svolta una panoramica generale sul mondo dei PA mettendo in evidenza quelli che sono le debolezze e i punti di forza delle diverse

configurazioni, al fine di fornire utili linee guida su come scegliere la topologia di PA più adatta a soddisfare le specifiche richieste dall'applicazione in cui esso deve essere integrato. Successivamente, sono state riportate le principali tecniche di modulazione numerica attualmente in uso nei sistemi di comunicazione wireless, evidenziando le problematiche che insorgono lavorando con segnali ad inviluppo non costante. In questo contesto è stata introdotta la funzione PDF e il concetto di efficienza media, entrambi necessari per capire i limiti dei PA classici nel trattare segnali caratterizzati da un'elevata PAPR. A seguito di questo sono state introdotte e descritte le diverse architetture di PA ideate per alleviare tali problematiche tra cui l'EER, l'ET e la tecnica Doherty.

Nel capitolo 3 è stata descritta e commentata la metodologia di progetto del Classe E. In particolare, dopo un breve richiamo della sua trattazione nel dominio del tempo, si è messo in luce come gli effetti dovuti alla capacità d'uscita del dispositivo diventano sempre più pronunciati all'aumentare della frequenza di lavoro e di come questo fa sì che il dispositivo attivo agisca di fatto come un filtro passa-basso. Quindi si è sviluppata una trattazione alternativa nel dominio della frequenza, presentando un nuovo metodo di ottimizzazione dell'impedenza ottima a fondamentale del Classe E per applicazioni ad alta frequenza. Si è visto come i risultati ottenuti forniscano immediate e utili linee guida per il progetto di un Classe E a frequenze maggiori di quella massima teorica. Infatti, una volta scelto il dispositivo e fissato il punto di polarizzazione, basta determinare il valore della capacità del dispositivo C_{ds} , determinare il modulo e la fase dell'impedenza ideale Z_1 secondo la metodologia proposta da Sokal ed applicare le variazioni ΔZ e $\Delta \Phi$ previste dall'algoritmo. Infine, per validare l'approccio teorico sviluppato è stato presentato il progetto e la realizzazione di un Classe E a 2.14GHz in tecnologia LDMOS.

Nel capitolo 4 sono stati richiamati i punti alla base della teoria degli amplificatori *current mode* a RF e dell'approccio basato sul controllo delle armoniche. Successivamente, sono stati introdotti e spiegati gli aspetti teorici innovativi a cui questo lavoro ha portato. Ogni risultato teorico presentato è stato successivamente validato tramite la realizzazione di un prototipo ibrido e a

volte monolitico, che ha consentito di evidenziare e risolvere numerosi problemi di carattere pratico legati alla realizzazione di questo tipo di PA.

Tuttavia, il lavoro svolto ha riguardato in massima parte la metodologia di progetto del 2ndHT PA presentandone diversi aspetti teorici innovativi e i progetti di tre PA ibridi realizzati al fine di validare le teorie sviluppate. In particolare, il primo progetto è stato realizzato al fine di dimostrare che tale metodologia rappresenta una valida soluzione per realizzare PA ad alta efficienza, con dispositivi caratterizzati da elevati valori di tensione di breakdown, nel caso specifico un HEMT in GaN. Infatti, una simile caratteristica consente da una parte l'uso di tensioni di polarizzazione più elevate e dall'altra evita che il dispositivo si rompa nel caso in cui la forma d'onda di tensione risulti asimmetrica come nel caso del 2ndHT PA. Successivamente si è descritto un possibile approccio progettuale basato sull'analisi del dispositivo tramite l'uso della serie di Volterra che consente di ottenere, oltre ai benefici prodotti dall'impiego della metodologia di progetto del 2ndHT PA, anche un'elevata linearità. Infine si è provata l'applicabilità della teoria dell'Harmonic Tuning nella progettazione di amplificatori dual-band tramite la realizzazione di un 2ndHT dual-band PA in tecnologia GaN HEMT. L'amplificatore risultante opera a 2.45GHz e 3.3GHz in modo concorrente con il 53% e il 46% di efficienza rispettivamente nelle due bande raggiungendo una potenza d'uscita di circa 33dBm. Inoltre, questo lavoro di ricerca ha portato allo sviluppo di una nuova metodologia di sintesi di reti di adattamento multi frequenza, poi sfruttata per la progettazione dell'amplificatore finale.

Il capitolo 5 è stato interamente dedicato all'amplificatore Doherty. Tale tecnica è stata completamente rivista e riadattata alle esigenze moderne, sviluppando un approccio teorico innovativo che ne consente la progettazione immediata al CAD. Infatti, notando le lacune nella trattazione teorica degli attuali DPA e allo stesso tempo l'interesse sempre crescente della comunità scientifica in questo tipo di amplificatore, si è scelto di studiare il problema approcciandolo in modo completamente non lineare. Quindi, assumendo una polarizzazione in Classe AB generica per il Main e una in Classe C per l'Auxiliary, si è sviluppata un'analisi della struttura Doherty (AB-C DPA) che ha permesso di scrivere un set

di equazioni in forma chiusa che ne consente la progettazione in modo rapido e preciso, partendo semplicemente dai parametri fisici dei dispositivi attivi a disposizione. Le relazioni ottenute permettono inoltre di valutare le prestazioni ottenibili da un generico DPA in tutto l'intervallo dei valori della potenza d'ingresso e non solo nei punti notevoli (break point, saturazione). Tale analisi è stata svolta considerando una terminazione armonica per il dispositivo Main, sia di tipo Tuned Load sia Classe F, e per entrambe le configurazioni è stato realizzato un prototipo ibrido in tecnologia GaN HEMT a 2.14GHz, che ha permesso di ottenere un riscontro reale sull'effettiva validità della teoria sviluppata.

ELENCO DELLE PUBBLICAZIONI CORRELATE

Pubblicazioni su riviste internazionali

1. V. Camarchia, **R. Giofrè**, I. Magrini, L. Piazzon, A. Cidronali, P. Colantonio, S. Donati Guerrieri, G. Ghione, F. Giannini, M. Pirola, G. Manes, ***“Concurrent Dual-Band SiGe HBT Power Amplifier for Wireless applications”*** Journal of the European Microwave Association (ISBN 88-8492-324-7)
2. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“Compact Harmonic Control Network for Doherty Power Amplifier”*** Microwave and Optical Technology Letters Volume 51, Issue 1, Pages 256-258, January 2009 Copyright © 2009 Wiley Periodicals, Inc., A Wiley Company. DOI: 10.1002/mop.23983.
3. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“Evaluation of GaN Technology in Power Amplifier Design”*** Microwave and Optical Technology Letters Volume 51, Issue 1, Pages 42-44, January 2009 Copyright © 2009 Wiley Periodicals, Inc., A Wiley Company. DOI: 10.1002/mop.23958.
4. D. Schreurs, M. Myśliński, A. Cidronali, M. Y. Medina, P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, B. Nauwelaers ***“Large-Signal Measurements-Based Characterization of PA for Modern Wireless Applications,”*** International Journal of Microwave and Optical Technology (IJMOT) Volume 3, Issue 3, 2008, pp 208-217 - ISSN: 1553-0396.
5. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. Peroni, P. Romanini. ***“Experimental Results of Power Amplifiers in GaN Technology,”*** International Journal of Microwave and Optical Technology (IJMOT) Volume 3, Issue 3, 2008, pp 243-250 - ISSN: 1553-0396.
6. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“The AB-C Doherty Amplifier. I Theory,”*** International Journal on RF and Microwave Computer-Aided Engineering, DOI 10.1002/mmce20350

7. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“The AB-C Doherty Amplifier, II Validation,”*** International Journal on RF and Microwave Computer-Aided Engineering, DOI 10.1002/mmce20351.
8. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“A Design Technique for Concurrent Dual Band Harmonic Tuned Power Amplifier,”*** IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 56, Issue: 11, Part: 2, 2008 - pp. 2545 – 2555. DOI 10.1109/TMTT.2008.2004897
9. P.Colantonio, F.Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, V. Camarchia, M. Pirola, G. Ghione, A. Cidronali, I. Magrini, G. Manes, R. Scholz, D. Knoll, ***“From Device characterization to System Level Analysis of Dual Band PA Design,”*** International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 18, N. 6, nov. 2008, pp. 552-563. DOI 10.1002/mmce.20331.
10. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“High Efficiency Ultra Wide Band power amplifier in GaN technology”*** Electronics Letters Volume 44, Issue 2, 2008. Pages 130-131. DOI 10.1049/el:20083067
11. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***“Dual Band Power Amplifier in GaN technology”*** Microwave and Optical Technology Letters Volume 50, Issue 4, 2008. Pages 1040-1042 Copyright © 2006 Wiley Periodicals, Inc
12. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti, ***“Combined Class F Monolithic PA Design”*** Microwave and Optical Technology Letters Volume 49, Issue 2, 2007. Pages 360-362 Copyright © 2007 Wiley Periodicals, Inc
13. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti, A. Serino M. Peroni, P. Romanini, C. Proietti ***“A C-Band High Efficiency Second Harmonic Tuned Hybrid Power Amplifier in GaN technology,”*** IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 54, Issue: 6, Part: 2 2006 - pp. 2713 – 2722. DOI 10.1109/TMTT.2006.874872

Pubblicazioni su riviste nazionali

1. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. C. Montieri, P. Baccarelli, P. Burghignoli, F. Frezza, A. Galli, P. Lampariello, S. Paulotto, G. Valerio, R. Vescovo, Camarchia V., G. Ghione, C. Naldi, M. Pirola, A. Santarelli, R. Cignani, F. Fantini, C. Florian, G. Manara, P. Nepa, G. Pelosi, S. Selleri, ***"Antenne integrate attive per terminali mobili ad alta efficienza,"*** Atti della Fondazione Giorgio Ronchi, Vol. LXIII, n. 1-2, Gennaio-Aprile 2008, pp. 163-164 (ISSN: 0391-2051).
2. P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, G. Orengo, L. Scucchia, A. Serino, W. Ciccognani, F. Di Paolo, **R. Giofrè**, P. E. Longhi, A. Nanni, M. Rossi, A. Ticconi, ***"Microelettronica a Radiofrequenza per Applicazioni Spaziali,"*** Numero speciale dei Quaderni della Società Italiana di Elettromagnetismo, Vol. 2, N. 2, Marzo 2006, pp. 52-59.

Brevetti

1. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, ***"AMPLIFICATORE DI TIPO DOHERTY,"*** brevetto italiano No RM2008A000480 depositato il 04/09/2008.

Pubblicazioni su Atti di Conferenze Internazionali

1. V. Camarchia, P. Colantonio, S. Donati Guerrieri, **R. Giofrè**, E. G. Lima, L. Piazzon, M. Pirola, R. Quaglia, ***"Baseband Predistortion Linearization scheme of High Efficiency Power Amplifiers for wireless applications,"*** Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC 2008), Malaga, Spain, 24-25 Nov. 2008 Page(s):119 – 122 DOI 10.1109/INMMIC.2008.4745731
2. C. Cardente, P. Colantonio, F. Di Paolo, F. Giannini, **R. Giofrè**, ***"Multi-Octave High Efficiency Power Amplifier in GaAs Technology,"*** Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC 2008), Malaga, Spain, 24-25 Nov. 2008 Page(s): 137 – 140 DOI 10.1109/INMMIC.2008.4745736

3. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, "***Bias relationships for Envelope Tracking Technique,***" Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC 2008), Malaga, Spain, 24-25 Nov. 2008 Page(s):83 – 86. DOI 10.1109/INMMIC.2008.4745721
4. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, "***GaN Doherty Amplifier With Compact Harmonic Traps,***" Proceedings of the European Microwave Conference, EuMC 2008, Amsterdam, The Netherland, Oct. 2008, pp. 1553-1556. DOI 10.1109/EUMC.2008.4751765
5. E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, "***Optimization of Class E Power Amplifier Design above Theoretical Maximum Frequency,***" Proceedings of the European Microwave Conference, EuMC 2008, Amsterdam, The Netherland, Oct. 2008, pp. 1541-1544. DOI 10.1109/EUMC.2008.4751762
6. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, "***0.8-4 GHz high efficiency power amplifier in GaN technology,***" XVII International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2008, Poland, Wroclaw, 19-21 May, Conference Proceedings Volume 2 pp.523-526 - ISBN 83-906662-7-8
7. E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, "***A second harmonic tuned power amplifier in LDMOS technology,***" XVII International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2008, Poland, Wroclaw, 19-21 May, Conference Proceedings Volume 2 pp. 519-522 - ISBN 83-906662-7-8
8. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, "***Advanced power amplifier for moder communications systems,***" invited paper XVII International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2008, Poland, Wroclaw, 19-21 May, Conference Proceedings Volume 2 pp. 439-448 - ISBN 83-906662-7-8.

9. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon, V. Camarchia, M. Pirola, S. Donati Guerrieri, G. Ghigne, A. Cidronali, I. Magrini, G. Manes, R. Scholz, D. Knoll, "***Design of MultiBand SiGe HBT Power Amplifier: from device characterization to system level evaluation,***" Proceedings of TARGET DAYS 2007, Roma, Italy, Dec. 2007, pp. 101-106 (ISBN: 978-88-548-1486-8).
10. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. C. Montieri P. Baccarelli, P. Burghignoli, F. Frezza, A. Galli, P. Lampariello, S. Paulotto, G. Valerio, R. Vescovo, V. Camarchia, G. Ghione, C. Naldi, M. Pirola, A. Santarelli, R. Cignani, F. Fantini, C. Florian, G. Manara, P. Nepa, G. Pelosi, S. Selli, "***Active Integrated Antennas for Efficient Mobile Terminals,***" Proceedings of International Symposium on Microwave and Optical Technology, ISMOT 2007, Roma, Italy, Vol.1, Dec. 2007, pp. 625-628 (ISBN: 978-88-548-1476-9).
11. D. Schreurs, M. Myśliński, A. Cidronali, M. Y. Medina, P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, B. Nauwelaers "***Large-Signal Measurements-Based Characterization of PA for Modern Wireless Applications,***" Proceedings of International Symposium on Microwave and Optical Technology, ISMOT 2007, Roma, Italy, Vol. 1, Dec. 2007, pp. 487-490 (ISBN: 978-88-548-1476-9).
12. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. Peroni, P. Romanini. "***Experimental Results of Power Amplifiers in GaN Technology,***" Proceedings of International Symposium on Microwave and Optical Technology, ISMOT 2007, Roma, Italy, Vol. 1, Dec. 2007, pp. 361-364 (ISBN: 978-88-548-1476-9).
13. **R. Giofrè**, P. Colantonio, F. Giannini, L. Piazzon "***A new design strategy for multi frequencies passive matching networks***" 37th European Microwave Conference 2007, Munich, Germany, October 2007, EuMC Conference Proceedings pp. 838-841. (ISBN 978-2-87487-001-9)
14. Z. Markos , P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. Imbimbo, G. Kompa "***A 6W Uneven Doherty Power Amplifier in GaN Technology***" 2nd

- European Microwave Integrated Circuits 2007. Munich, Germany, October 2007, EuMIC Conference Proceedings pp. 299-302. (ISBN 978-2-87487-002-6)
15. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, L. Piazzon *"Simultaneous Dual-Band High Efficiency Harmonic Tuned Power Amplifier in GaN Technology"* 2nd European Microwave Integrated Circuits 2007. Munich, Germany, October 2007, EuMIC Conference Proceedings pp. 127-130. (ISBN 978-2-87487-002-6)
 16. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. Imbimbo, *"New Methodologies for GaN Power amplifiers Design,"* 31th Workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits – WOCSDICE Venice, Italy May 20-23, 2007, pp. 205-210. (ISBN 978-88-6129-088-4)
 17. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti, A. Nanni, *"Design Strategies for Efficient and Linear RF Power Amplifiers,"* Proceedings of ARMMS RF & Microwave Society Conference, Buckinghamshire, UK, Nov. 2006.
 18. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti and A. Nanni, *"Power Amplifier Design Strategy to null IMD asymmetry,"* 36th European Microwave Conference 2006 Conference Proceedings. Manchester, UK, September 2006, pp. 1304-1307. (ISBN 2-9600551-6-0)
 19. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M. Imbimbo, E. Limiti, A. Nanni, *"Present and Future Trends in Power Amplifiers Design Solutions,"* IET Seminar on High Efficiency Power Amplifier Design for Next Generation Wireless Applications, Cambridge, UK, May 2006, pp. 83-114 (ISBN: 0-86341-660-8).
 20. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti C. Lanzieri; S. Lavanga; *"A two stage High Frequency Class F power amplifier,"* Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC 2006), Aveiro, Portugal, Jan. 2006, pp 165-168 (ISBN: 88-88748-34-2)

21. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, M.A. Yarleque Medina, D. Schreurs, and B. Nauwelaers *"High Frequency Class E Design Methodologies,"* European Microwave Week 2005 Conference Proceedings. Paris, France, October 2005, pp. 329-332. (ISBN 2-9600551-0-1)
22. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti, A. Serino M. Peroni, P. Romanini, C. Proietti *"A C-Band High Efficiency Second Harmonic Tuned Hybrid Power Amplifier in GaN technology,"* European Microwave Week 2005 Conference Proceedings, Paris, France, October 2005, pp. 1619-1622. (ISBN 2-9600551-0-1)
23. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti C. Lanzieri; S. Lavanga; *"Class F high power amplifier for X-Band applications,"* 13th Conference on Microwave Techniques - COMITE 2005, Prague, Czech Republic September 2005, pp. 123-126 (ISBN: 80-86582-16-7).
24. K. Deh, S. Prasad, P. Colantonio, **R. Giofrè**, *"Microwave Circuit Models using the Structured Genetic Algorithm,"* 7th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, V. 2, Sept. 2005, pp. 365 -- 372.
25. P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, G. Orengo, L. Scucchia, A. Serino, W. Ciccognani, F. Di Paolo, **R. Giofrè**, P.E. Longhi, A. Nanni, M. Rossi, A. Ticconi; *"Microelectronics at radio frequency for space application,"* The XI Three Day Event on Electronic and Electromagnetic Technologies for Space Applications (ElEm'05), Orvieto, Italy, April. 2005 pp.161-164.
26. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti, A. Serino M. Peroni, P. Romanini, C. Proietti; *"A C-Band Second Harmonic Tuned Hybrid Power GaN-HEMT Amplifier: Design, Fabrication and Test,"* The first TARGET Workshop on Power Amplifier Design, Orvieto, Italy, April 2005, pp. 25-28.
27. **R. Giofrè**; C. Lanzieri; G. Scotti, P. Tommasino, A. Trifiletti; *"Statistical modelling of GaAs HEMT devices for yield-oriented design of power*

amplifiers,” The first Target Workshop on Power Amplifier Design, Orvieto, Italy, April. 2005, pp. 79-82.

28. P. Colantonio, F. Giannini, **R. Giofrè**, E. Limiti, A. Serino, *“Design of Combined Class F Power Amplifier for X-Band Applications,”* Proceedings of the Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC 2004), Rome, Italy, Nov. 2004, pp 165-168 (ISBN: 88-88748-34-2).