



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI ROMA

“TOR VERGATA”

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Dipartimento di Ingegneria Elettronica

DOTTORATO DI RICERCA IN

Ingegneria delle Telecomunicazioni e Microelettronica

XXII ciclo

**Circuiti di commutazione e condizionamento del segnale
a microonde ed onde millimetriche**

Ing. Mauro Ferrari

Tutor

Prof. Ernesto Limiti

Coordinatore

Prof. Giuseppe Bianchi

A.A. 2009/2010

Sommario

Introduzione	7
Capitolo 1. Modulatori Diretti	9
1.1 Introduzione	9
1.2 Classificazione dei modulatori diretti.....	10
1.3 Modulatori diretti con attenuatore e sfasatore	10
1.4 Modulatori diretti I/Q	12
1.4.1 Modulatori diretti con attenuatore e sfasatore sui due canali	13
1.4.2 Modulatori diretti con 4 vettori in quadratura.....	14
1.4.3 Modulatori diretti a riflessione	15
1.4.4 Modulatori diretti a quadrante traslato.....	26
1.5 Modulatori diretti distribuiti.....	27
1.6 Modulatori diretti con componenti a 120°	28
1.7 Modulatori diretti fotonici a microonde.....	30
1.8 Considerazioni finali sullo studio condotto	32
1.9 Progetto di un modulatore bifase a carichi bilanciati.....	34
1.9.1 Tecnica di bilanciamento tradizionale.....	38
1.9.2 Tecnica innovativa dei carichi bilanciati.....	40
1.9.3 Selezione del carico ottimo	44
1.9.4 Realizzazione del modulatore diretto bifase di prova	47
1.10 Progetto di un modulatore vettoriale a carichi bilanciati	55
1.11 Riferimenti.....	62
Capitolo 2. Commutatori Integrati	65
2.1 Introduzione	65
2.2 Commutatori integrati a risonanza	67
2.2.1 Commutatori integrati a risonanza induttiva	69
2.2.2 Commutatori integrati a risonanza resistiva-induttiva	82
2.3 Switch SPDT in GaN banda X.....	91
2.4 Switch SPDT a banda larga in GaN 2-18GHz.....	99
2.5 Riferimenti.....	104
Capitolo 3. Isolatori e Circolatori Passivi	107
3.1 Introduzione	107
3.2 Classificazione di isolatori e circolatori passivi	109
3.2.1 Isolatori a spostamento di campo	110

3.2.2	Isolatori ad assorbimento.....	112
3.2.3	Isolatori a risonanza.....	113
3.2.4	Isolatori a modo guidato laterale.....	115
3.2.5	Isolatori con sfasatori non reciproci.....	117
3.2.6	Circolatori a spostamento di campo.....	118
3.2.7	Circolatori a rotazione di Faraday.....	119
3.2.8	Circolatori ad anello.....	120
3.2.9	Circolatori a giunzione.....	121
3.2.10	Circolatori a modo guidato laterale.....	128
3.2.11	Circolatori con sfasatori non reciproci.....	129
3.2.12	Circolatori ad elementi concentrati.....	131
3.2.13	Circolatori a linee accoppiate su ferrite.....	133
3.3	Considerazioni finali sullo studio condotto.....	135
3.4	Riferimenti.....	137
Capitolo 4. Isolatori e Circolatori Attivi.....		141
4.1	Introduzione.....	141
4.2	Classificazione di isolatori e circolatori attivi.....	142
4.2.1	Isolatori con dispositivi unilaterizzati.....	144
4.2.2	Isolatori con dispositivi in cascata.....	146
4.2.3	Isolatori con dispositivi in parallelo.....	149
4.2.4	Isolatori retroazionati.....	159
4.2.5	Circolatori con dispositivi ad anello.....	161
4.2.6	Circolatori a cancellazione di fase.....	170
4.2.7	Circolatori ad isolamento.....	177
4.2.8	Circolatori con amplificatori differenziali.....	179
4.2.9	Quasi-Circolatori branched.....	184
4.2.10	Quasi-Circolatori a cancellazione di fase.....	194
4.2.11	Quasi-Circolatori ad isolamento.....	200
4.3	Considerazioni finali sullo studio condotto.....	204
4.4	Nuove topologie proposte.....	206
4.4.1	Elementi attivi non reciproci a resistenza negativa.....	206
4.4.2	Elementi attivi non reciproci con sfasatori non reciproci.....	209
4.4.3	Quasi-Circolatore attivo con sfasatori non reciproci.....	216
4.4.4	Modulatore diretto con giunzione 4 porte branched.....	226
4.5	Riferimenti.....	229
Conclusioni.....		233
Pubblicazioni.....		235
Appendice A. Richiami sulle Reti.....		237
A.1	Teorema di reciprocità di una rete.....	237
A.2	Rappresentazioni matriciali per reti 2 porte.....	237

A.3	Circuiti equivalenti di dispositivi attivi 3 terminali.....	240
A.4	Riferimenti.....	244
Appendice B.	Richiami di Fisica	245
B.1	Ferriti.....	245
B.2	Riferimenti.....	251

Introduzione

In un circuito integrato a microonde complesso, oltre alle funzioni di amplificazione a basso rumore, di guadagno e di potenza le cui prestazioni vengono sempre più spinte al limite della tecnologia utilizzata, possono coesistere tutta una serie di funzioni altrettanto importanti che potrebbero essere classificate sotto il nome di funzioni di commutazione e condizionamento del segnale. Quasi sempre queste funzioni coincidono con la parte passiva del circuito complesso analizzato. Tra queste funzioni, le principali sono quelle realizzate da *switch*, attenuatori, sfasatori ed infine quelle realizzate dagli isolatori e dai circolatori. Negli ultimi anni si sta assistendo, soprattutto nel campo dei moduli T/R per applicazioni radar o di telecomunicazioni, ad una continua spinta all'integrazione su di un unico chip monolitico di queste funzioni insieme a quelle di amplificazione. Proprio per tale motivo si rende necessaria una rivisitazione teorica e pratica delle funzioni di commutazione e condizionamento del segnale finora utilizzate. Questo lavoro di tesi si prefigge come scopo quello di trovare soluzioni innovative che garantiscano una più facile integrazione di dette funzioni mantenendone invariate o, se possibile, migliorandone le prestazioni. Nel Capitolo 1 verranno studiati i modulatori diretti. Questi circuiti possono essere utilizzati sia nel campo delle telecomunicazioni come modulatori (per realizzare un elevato numero di schemi di modulazione), sia come elementi in grado di sostituire contemporaneamente circuiti di condizionamento del segnale quali gli attenuatori e gli sfasatori digitali classici. Nel corso di tale capitolo verrà presentato ed analizzato lo stato dell'arte dei modulatori presenti in letteratura ed infine verranno presentati due progetti di modulatori diretti monolitici in tecnologia GaAs a 70nm: uno bifase e l'altro vettoriale operanti in banda V (in particolare da 45 a 65 GHz) i quali sono stati entrambi realizzati e misurati. Nel Capitolo 2 verrà studiata una particolare classe di elementi di commutazione ossia gli *switch* di tipo SPST (*Single Pole Single Through*) ed SPDT (*Single Pole Double Through*). Più precisamente l'attenzione sarà focalizzata sulla tecnica della compensazione induttiva e resistivo-induttiva utilizzata per migliorare le prestazioni di isolamento di un FET in configurazione *switch* serie. Queste tecniche sono state utilizzate per realizzare circuiti *switch* in vari articoli presentati in letteratura ma non sono mai state studiate da un punto di vista analitico. Nel corso di questo capitolo è stato presentato ed analizzato lo stato dell'arte degli *switch* che utilizzano tale tecnica ed è

stata fornita una analisi teorica ed una serie di carte di progetto utili a sfruttare al meglio la tecnica considerata. Infine verranno presentati due progetti di *switch* SPDT monolitici in tecnologia GaN a 0.25 μm : il primo operante in banda X (da 8 a 12 GHz) ed il secondo operante nella banda 2-18GHz i quali sono stati entrambi realizzati e misurati. Un'altra funzione di condizionamento del segnale, la quale non è stata al centro di ulteriori sviluppi da parte della comunità scientifica, almeno recentemente, è quella espletata dagli isolatori e dai circolatori. Il motivo per il quale tali dispositivi attualmente si studiano poco è da imputarsi al fatto che oramai sono dispositivi attorno ai quali gli studi condotti hanno raggiunto un elevato grado di maturità. In questo lavoro di tesi non si intende quindi continuare a perseguire tale strada ma si intende intraprendere lo studio degli isolatori e dei circolatori attivi. Tali dispositivi non essendo vincolati all'utilizzo di elementi in ferrite (in genere di dimensioni non trascurabili) per ottenere l'effetto di non reciprocità, possono essere realizzati in forma integrata monolitica con un conseguente notevole risparmio in termini di area occupata a scapito però di prestazioni in genere peggiori per quel che riguarda cifra di rumore e *power handling*. Prima di affrontare il tema dei circuiti non reciproci attivi, si è reso necessario affrontare lo studio degli isolatori e dei circolatori passivi. Questo studio è stato condotto da un lato per conoscere le prestazioni allo stato dell'arte di tali circuiti e dall'altro lato come spunto per analizzare la possibilità di applicare le tecniche e le idee studiate, sulle quali si basano questi circuiti passivi, su circuiti di tipo attivo. Nel Capitolo 3 sono stati studiati gli isolatori ed i circolatori passivi effettuandone un attento studio ed una accurata classificazione allo stato dell'arte. Nel Capitolo 4, sono stati dapprima studiati in maniera dettagliata, a livello analitico, gli isolatori ed i circolatori attivi presenti in letteratura fornendone una accurata classificazione allo stato dell'arte. Successivamente sono state introdotte delle topologie di isolatori e circolatori attivi del tutto innovative basate su un elemento, anch'esso sviluppato contestualmente a tale lavoro di tesi, che implementa uno sfasatore non reciproco attivo. In particolare sono stati progettati, uno sfasatore non reciproco attivo $0/90^\circ$ ed un quasi-circolatore attivo entrambi in tecnologia GaAs 0.18 μm ed operanti in banda X. Infine, in seguito allo studio dei circolatori attivi, è nata l'idea di utilizzare un particolare circuito attivo di condizionamento del segnale presentato in letteratura, chiamato giunzione 4 porte branched, come struttura combinatoria in grado di realizzare la tecnica dei carichi bilanciati sviluppata nel Capitolo 1 riuscendo così ad ottenerne un modulatore bifase ancora più compatto di quello innovativo presentato in questa stessa tesi.

Capitolo 1. Modulatori Diretti

1.1 Introduzione

La definizione più generale possibile di modulatore diretto è quella che lo descrive come un oggetto in grado di modificare contemporaneamente l'ampiezza e la fase di un segnale sinusoidale in ingresso (portante) in accordo con un segnale di controllo (modulante).

Poiché un segnale sinusoidale è rappresentabile su un piano complesso come un vettore, molto spesso i modulatori diretti vengono denominati modulatori vettoriali (*Vector Modulator*, VM). Tuttavia la denominazione di modulatore è per certi versi riduttiva poiché in realtà questi oggetti possono essere utilizzati per applicazioni differenti da quelle inerenti la modulazione ed in molti casi si presentano come oggetti altamente riconfigurabili. Quest'ultimo aspetto riveste una notevole importanza alla luce dell'evoluzione che stanno seguendo l'elettronica e le telecomunicazioni in questi ultimi anni, con una tendenza sempre più accentuata a sviluppare chip multifunzionali ed altamente riconfigurabili via software. Con l'aggettivo "diretto" si vuole invece porre in contrasto questo oggetto con i modulatori classici ovvero quelli basati su conversioni di frequenza e miscele al fine di modificare modulo e fase di un segnale portante. I modulatori diretti rispetto ad i modulatori a mixer presentano una notevole semplicità topologica e sono immuni da molti dei problemi classici introdotti dai mixer. Nel corso di questo capitolo verrà dapprima fornita una classificazione dei modulatori diretti esistenti allo stato dell'arte, successivamente verrà studiata una particolare configurazione di modulatore diretto a riflessione analizzando le soluzioni proposte in letterature e quelle innovative proposte in questo lavoro di tesi. In ultimo saranno presentati in dettaglio due progetti che mettono in atto le topologie innovative presentate. Il primo progetto riguarda un modulatore bifase mentre il secondo riguarda un modulatore vettoriale entrambi progettati in banda V e realizzati su substrato semiconduttore GaAs. In particolare, di questi due progetti saranno analizzate in dettaglio le fasi di studio, progettazione e caratterizzazione ad alta frequenza.

1.2 Classificazione dei modulatori diretti

In questo paragrafo saranno descritte brevemente le principali tecniche di realizzazione dei modulatori diretti dei quali viene fornita una classificazione schematica allo stato dell'arte in Fig. 1.2.1.

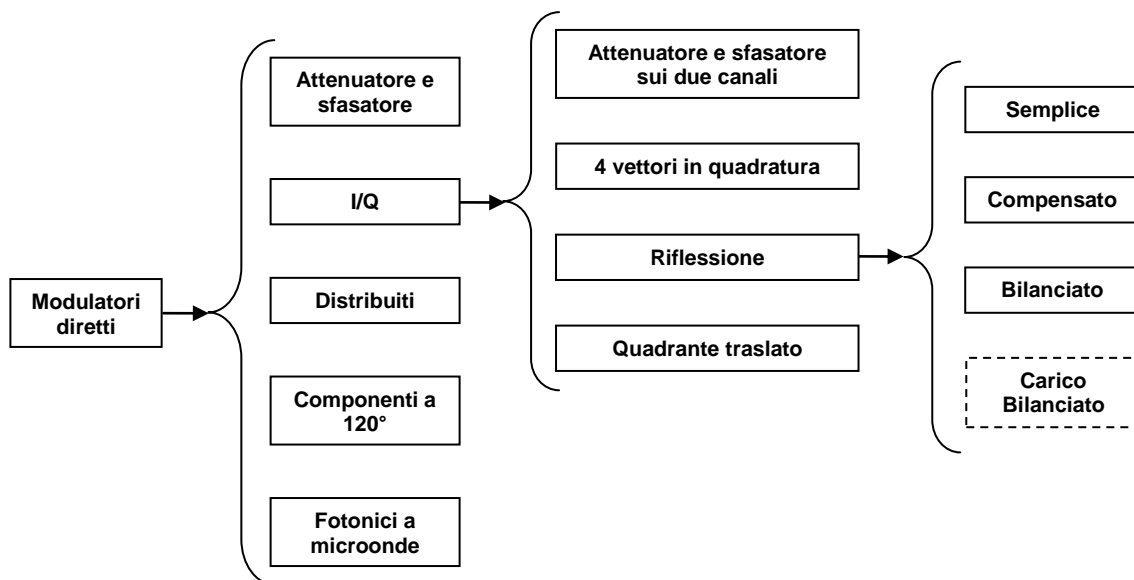


Fig. 1.2.1 - Classificazione dei modulatori diretti, il tratteggio indica la nuova topologia introdotta.

Da questo schema si può notare come sia stata evidenziata una particolare soluzione circuitale ovvero quella dei modulatori diretti a riflessione a carichi bilanciati. Tale soluzione risulta essere la parte innovativa introdotta da questo lavoro di tesi e che migliora la soluzione circuitale fino ad ora esistente ovvero quella dei modulatori diretti di tipo bilanciato.

1.3 Modulatori diretti con attenuatore e sfasatore

La soluzione presentata in questo sottoparagrafo costituisce forse la soluzione più intuitiva ed immediata per realizzare un modulatore diretto, come mostrato in Fig. 1.3.1, esso è infatti costituito da un attenuatore in cascata ad uno sfasatore, ed entrambi sono controllati da un segnale analogico.

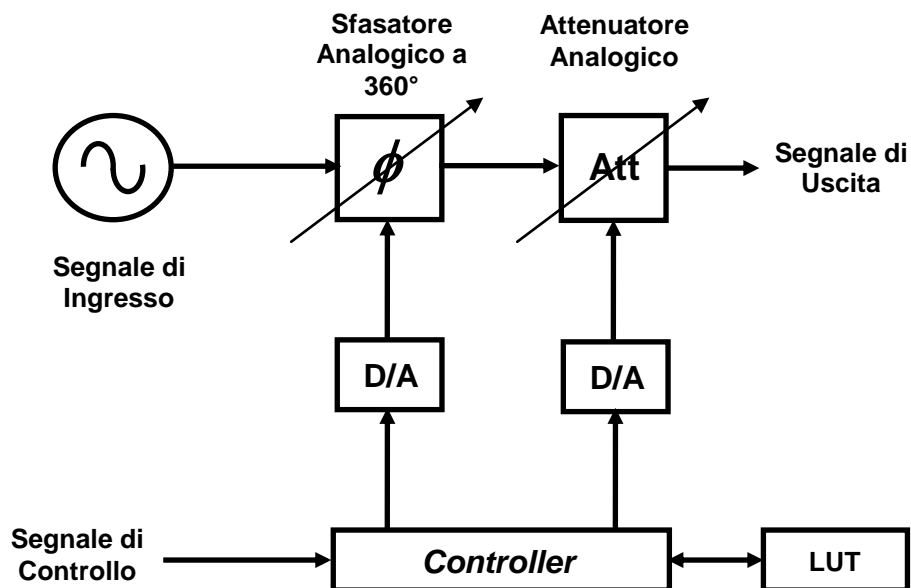


Fig. 1.3.1 – Modulatore diretto con attenuatore e sfasatore

Il pilotaggio tramite segnale analogico può essere fatto con una interfaccia digitale costituita da una LUT (*Look Up Table*), un *controller* e dei convertitori da digitale ad analogico. Questo approccio è senz'altro tra i più semplici ed intuitivi e può costituire la soluzione più immediata alla realizzazione di un modulatore vettoriale. Le prestazioni di questo modulatore vettoriale sono determinate essenzialmente dallo sfasatore analogico a 360° che deve avere una perdita di inserzione quanto più costante possibile (al variare della fase) e dall'attenuatore che deve introdurre uno sfasamento costante (al variare dell'attenuazione). In realtà tramite la LUT ed il *controller* è possibile correggere in modo accurato eventuali errori dell'ampiezza provocate dallo sfasatore quando si sta effettuando ad esempio una variazione di fase o viceversa. Un modulatore vettoriale digitale costituito da uno sfasatore ed un attenuatore in cascata è stato presentato da *Norris et al.* in [1]. Questo modulatore è stato realizzato in tecnologia MMIC su un *die* di area pari a 0.4" x 0.5" (10.16 x 12.7 mm) e lavora da 4 a 18 GHz. Sia sfasatore che attenuatore sono controllati da 5 *bit* e possono raggiungere passi rispettivamente di 11.25° (su un *range* di 360°) e 0.78 dB (su un *range* di 25 dB). Questo modulatore presenta errori RMS al di sotto di 9° per la fase e 1.5 dB per l'ampiezza sulla intera banda 4÷18 GHz e su 32 stati di fase e 26 stati di ampiezza diversi testati.

1.4 Modulatori diretti I/Q

Questa categoria di modulatori può essere ulteriormente suddivisa in altre sotto categorie di modulatori che verranno descritte di seguito e che sono:

- Modulatori diretti con attenuatore e sfasatore sui due canali;
- Modulatori diretti con 4 vettori in quadratura;
- Modulatori diretti a riflessione;
- Modulatori diretti a quadrante traslato.

Per poter meglio comprendere il funzionamento di un modulatore vettoriale I/Q consideriamo un segnale a microonde del tipo mostrato in (1.4.1):

$$S_{IN}(t) = E \cos \omega_c t \quad (1.4.1)$$

Il segnale che ci si attende in uscita da un qualsiasi modulatore vettoriale dovrà essere del tipo mostrato in (1.4.2):

$$S_{OUT}(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (1.4.2)$$

Ragionando a ritroso si può scomporre il segnale atteso in uscita da un modulatore, ovvero la (1.4.2), utilizzando le note formule di prostaferesi ed ottenere la (1.4.3).

$$S_{OUT}(t) = A(t) \cos[\phi(t)][\cos(\omega_c t)] + A(t) \sin[\phi(t)][-\sin(\omega_c t)] \quad (1.4.3)$$

Ponendo inoltre:

$$I(t) = A(t) \cos[\phi(t)] \quad (1.4.4)$$

$$Q(t) = A(t) \sin[\phi(t)] \quad (1.4.5)$$

La (1.4.3) può essere espressa come la (1.4.6):

$$S_{OUT}(t) = I(t)[\cos(\omega_c t)] + Q(t)[-\sin(\omega_c t)] \quad (1.4.6)$$

La (1.4.6) suggerisce un altro tipo di modulatore vettoriale che è appunto il modulatore vettoriale I/Q. Infatti, invece di variare separatamente modulo e fase della portante (1.4.1) per ottenere il segnale atteso in uscita è possibile generare due segnali sinusoidali in quadratura a partire dalla portante e variare la loro ampiezza secondo le relazioni (1.4.4) e (1.4.5) ed infine risommare i due segnali per riottenere il segnale modulato.

La (1.4.6) può anche essere espressa sotto forma di fasori come è mostrato in Fig. 1.4.1 oppure espressa dalla espressione vettoriale:

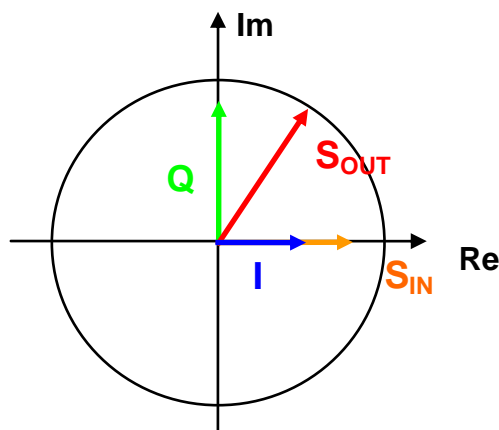


Fig. 1.4.1 – Rappresentazione vettoriale di un segnale con componenti I e Q.

$$\vec{S}_{OUT} = \vec{I} + \vec{Q} \quad (1.4.7)$$

Il fasore S_{OUT} (rappresentativo di $S_{OUT}(t)$), rappresentato su un piano cartesiano, è sempre scomponibile in due componenti: una componente in fase I (rispetto al segnale di ingresso) ed una componente in quadratura Q ovvero sfasata rispetto ad I di 90° che sono rispettivamente le proiezioni del vettore S_{OUT} sugli assi reale ed immaginario.

Come si è visto in precedenza per via analitica, semplicemente controllando il verso e l'ampiezza dei vettori I e Q, che sono vettori giacenti sugli assi di riferimento è possibile ricavare dalla loro somma vettoriale un qualsiasi vettore avente modulo e fase voluti.

A seconda del sistema per generare i vettori I e Q si possono avere vari tipi di modulatori diretti di tipo I/Q.

1.4.1 Modulatori diretti con attenuatore e sfasatore sui due canali

Un possibile approccio per generare I e Q è quello di utilizzare per ciascuno dei due, uno sfasatore digitale binario $0/180^\circ$ seguito in cascata da un attenuatore analogico. La scomposizione del segnale da modulare in componenti ortogonali viene effettuata da una ibrida a 90° . Infine attraverso un combinatore di potenza si ottiene il segnale modulato, vedi Fig. 1.4.2.

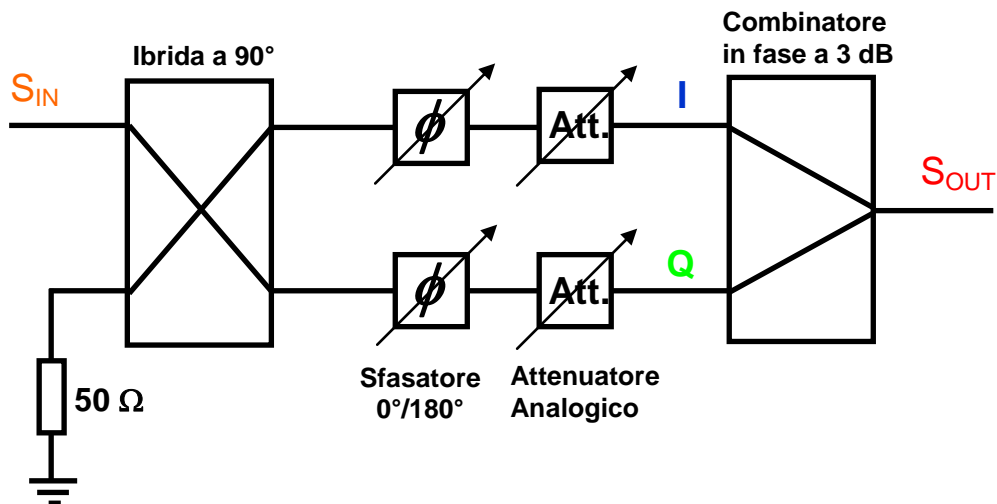


Fig. 1.4.2 – Modulatore diretto con attenuatore e sfasatore sui due canali.

Una implementazione di questa tecnica, anche se a RF, è descritta nel lavoro presentato da *Yong et al.* in [2]. L'ibrida ed il combinatori in genere possono essere una delle cause di due fattori che limitano le prestazioni dell'intero modulatore e cioè lo sbilanciamento di fase e lo sbilanciamento di ampiezza (*phase imbalance* e *amplitude imbalance*) tra i due canali I e Q. Il primo, ovvero lo sbilanciamento di fase, si riferisce al fatto che I e Q potrebbero avere differenze di fase non esattamente di 90° alle frequenze di funzionamento, questo sbilanciamento potrebbe essere introdotto, ad esempio, dall'ibrida a 90° oppure dal combinatori di potenza oppure, più semplicemente, da percorsi dei due canali non perfettamente identici. Il secondo fattore invece, ovvero lo sbilanciamento di ampiezza, si riferisce al fatto che I e Q potrebbero avere una non desiderata differenza di ampiezza introdotta ad esempio dalla non perfetta divisione/combinazione a 3 dB da parte dell'ibrida o del combinatori. Questi due fattori portano in genere sia ad errori di fase che di ampiezza.

1.4.2 Modulatori diretti con 4 vettori in quadratura

Se si vuole evitare l'utilizzo di sfasatori digitali, è possibile direttamente generare 4 segnali sfasati di 90° tra di loro tramite un divisore a 6 dB. In questo modo per sintetizzare il vettore voluto è sufficiente controllare opportunamente le ampiezze delle 4 componenti come visibile in Fig. 1.4.3.

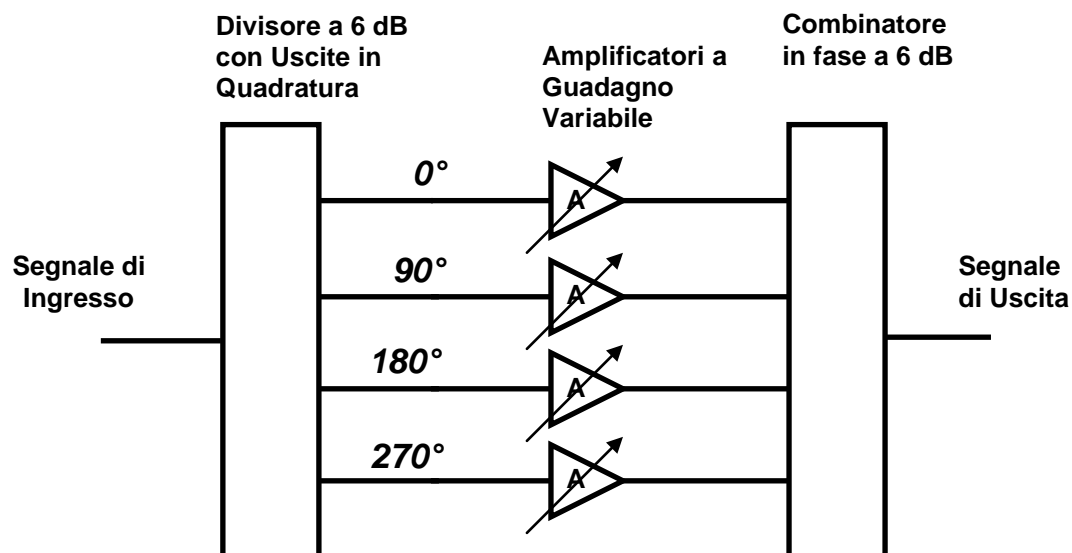


Fig. 1.4.3 – Modulatore diretto con 4 vettori in quadratura.

Nel lavoro presentato da *McPherson et al.* in [3] su ogni canale è presente un amplificatore a due stadi realizzato con HBT su GaAs con il quale è possibile controllare l'ampiezza di ciascuna componente producendo il vettore voluto. I segnali in quadratura, dopo essere stati opportunamente amplificati o attenuati grazie agli amplificatori (con i quali si può variare l'ampiezza da -12 a 4 dB) vengono ricombinati con un combinatore in fase a 6 dB.

Il modulatore è stato progettato per lavorare ad una frequenza nominale di 28 GHz ed è stato realizzato in tecnologia ibrida, su substrato di allumina. Su di una banda di 2 GHz, nell'intorno della frequenza nominale, il modulatore presenta un errore di ampiezza di ± 2 dB.

1.4.3 Modulatori diretti a riflessione

Lo schema di Fig. 1.4.2 può essere modificato inserendo per ogni ramo, al posto dello sfasatore e dell'attenuatore, un modulatore diretto bifase. Un modulatore diretto bifase è un particolare modulatore il quale deve avere la caratteristica di variare il segnale al suo ingresso in ampiezza (in modalità analogica) ed in fase (nei due stati discreti $0^\circ/180^\circ$). Tale caratteristica è mostrata in Fig. 1.4.4. Il controllo di ampiezza e di fase può essere fatto con un solo segnale di controllo analogico (per ciascun modulatore diretto bifase) e questo costituisce senz'altro un vantaggio rispetto al modulatore vettoriale I/Q con due attenuatori e due sfasatori il quale ha bisogno di quattro segnali di controllo.

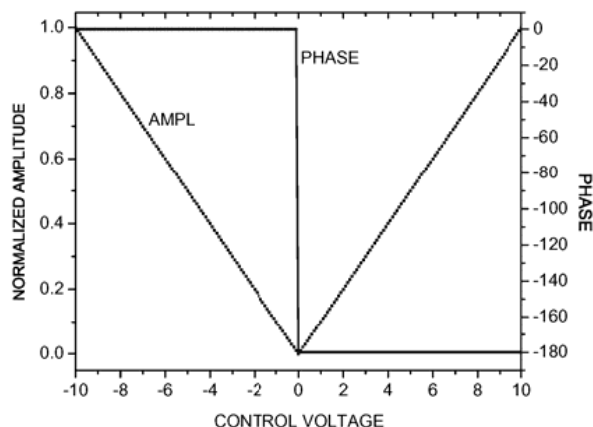


Fig. 1.4.4 – Caratteristica di funzionamento di un modulatore diretto bifase.

1.4.3.1 Modulatore a riflessione semplice

Il primo modulatore semplice fu presentato da *Devlin* e *Minnis* [4] ed in Fig. 1.4.5 è possibile vedere lo schema originale da essi proposto.

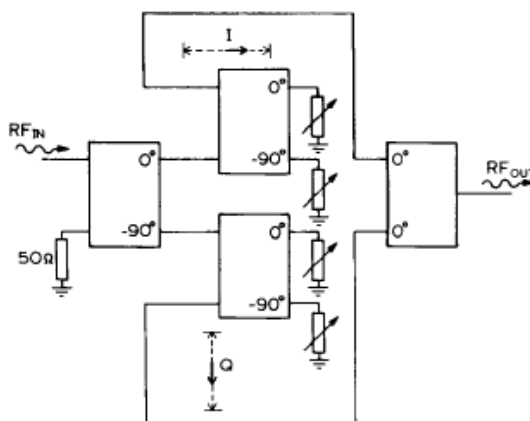


Fig. 1.4.5 – Modulatore diretto a riflessione semplice.

In particolare tale modulatore è stato classificato con l'aggettivo "semplice" poiché i modulatori bifase a riflessione che si trovano su entrambi i canali I e Q sono composti da semplici carichi costituiti da FET in polarizzazione "fredda" mentre come si vedrà più avanti, tale topologia verrà migliorata con tecniche di compensazione e con tecniche di bilanciamento. Per comprendere meglio il funzionamento del modulatore diretto di tipo semplice occorre prima analizzare il modulatore diretto a riflessione di tipo bifase semplice. Quest'ultimo è costituito da un accoppiatore direzionale a 3 dB dove, sulle sue uscite diretta (sfasamento 90°) e accoppiata (sfasamento 0°) sono applicati due carichi variabili di tipo puramente resistivo (vedi Fig. 1.4.6).

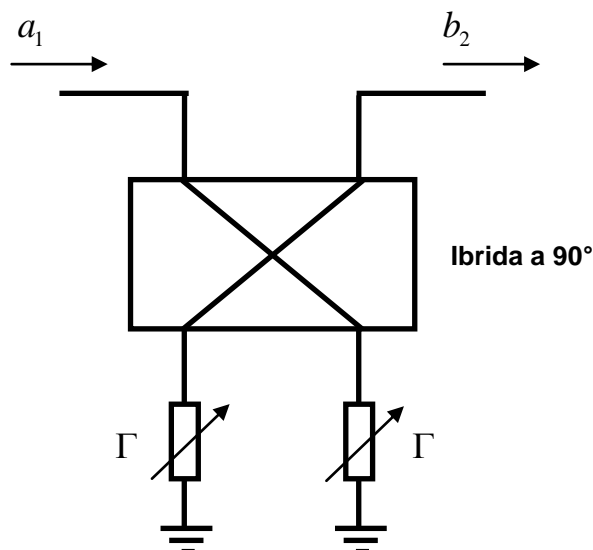


Fig. 1.4.6 – Modulatore diretto a riflessione bifase semplice.

In particolare si può ricavare il legame tra l'onda incidente a_1 e l'onda riflessa b_2 (i passaggi matematici verranno analizzati in dettaglio nei paragrafi successivi riguardanti la progettazione).

$$b_2 = -j \cdot \Gamma \cdot a_1 \quad (1.4.8)$$

Dove Γ rappresenta il coefficiente di riflessione dei carichi.

Dalla (1.4.8) si vede chiaramente che la funzione principale del modulatore vettoriale diretto a riflessione di tipo bifase semplice è quella di trasformare il coefficiente di riflessione delle terminazioni nel coefficiente di trasmissione del modulatore stesso (parametro S_{21}). Per quanto riguarda invece l'ingresso, l'adattamento è almeno idealmente perfetto per qualsiasi valore di Γ (per carichi perfettamente uguali e accoppiatore ideale). Infatti i contributi dovuti alle riflessioni provenienti dai carichi che ritornano sulla porta di ingresso si sommano distruttivamente essendo di segno opposto. Considerando carichi puramente resistivi, variando idealmente la loro resistenza da zero a infinito, è possibile ottenere un perfetto modulatore vettoriale bifase che è in grado di far variare, in modo discretizzato, la fase del segnale di ingresso in due stati (rispettivamente da $+90^\circ$ a -90°) e la sua ampiezza con continuità (con attenuazione da 0 a infinito).

Ovviamente queste sono considerazioni che fanno riferimento a carichi puramente ideali. Nella pratica, a seconda della tecnologia realizzativa del circuito (Ibrida o MMIC) e della banda di frequenze in cui si vuole far lavorare il modulatore vettoriale, i carichi ideali vengono realizzati con vari tipi di dispositivi in grado di offrire una resistenza controllabile. Questi possono essere passivi come ad esempio diodi PIN, oppure attivi quali MESFET,

pHEMT o HBT in polarizzazione fredda. La scelta di usare dispositivi attivi polarizzati in modalità fredda anziché, ad esempio, diodi PIN, è dettata principalmente da ragioni costruttive (ad esempio la possibilità di integrazione in MMIC); di contro è importante sottolineare che l'implementazione dei carichi tramite diodi PIN consente un range di variazione della resistenza maggiore rispetto ai dispositivi attivi ma comporta una maggiore potenza dissipata soprattutto a causa della corrente continua con la quale si controlla la resistenza del PIN. Il modulatore presentato da *Devlin e Minnis* [4], è stato realizzato sia in tecnologia ibrida, usando dei diodi PIN come carichi e dei *branch line* quali ibride a 90°, che in tecnologia MMIC su GaAs ed in quest'ultimo caso il modulatore, operante in banda X (8÷12 GHz), è stato realizzato su un *die* di dimensioni 4 x 3 mm² che utilizza come ibride a 90° degli accoppiatori di *Lange* mentre come carichi dei MESFET. Tale modulatore vettoriale permette un *range* di attenuazione di oltre 30 dB ed un *range* di variazione di fase da 0 a 360°; attenuazione e fase sono controllate in modo analogico. Il modulatore vettoriale, su una banda istantanea del 10% ed in qualunque punto della banda di funzionamento (che nelle misure è stata limitata da 8.5 a 10.5 GHz), presenta un errore di fase al di sotto di $\pm 10^\circ$ (per diversi valori di fase e con attenuazione fissata a -12 dB), mentre a fase fissata, per diversi valori di attenuazione, presenta errori di ± 0.25 dB nel *range* di attenuazione da 0 a -20 dB mentre per attenuazioni più elevate tale errore aumenta fino a raggiungere a -30 dB errori di 2 dB ai bordi della banda.

Per quanto riguarda i carichi realizzati con pHEMT e HBT, in letteratura sono stati presentati dei modulatori vettoriali a riflessione che arrivano attualmente a 110 GHz (*McPherson et al.* [5]) e che utilizzano la tecnica del bilanciamento che verrà trattata più avanti. In genere i carichi realizzati con pHEMT mostrano caratteristiche migliori come carichi resistivi controllati rispetto agli HBT (vedi lavori presentati da *Ashtiani et al.* [6] e [7]) soprattutto perché ad elevate frequenze l'effetto dei parassiti degli HBT è più marcato rispetto ai pHEMT. Tuttavia l'utilizzo degli HBT può essere giustificato dalla necessità di utilizzare tensioni di controllo positive (anziché negative come negli pHEMT) ma soprattutto dalla possibilità di ottenere una facile integrazione con gli HPA (*High Power Amplifier*) per ottenere sistemi di trasmissione a singolo *chip* di basso costo ed alte prestazioni in termini di potenza. A titolo di esempio, in Fig. 1.4.7 viene mostrato un modulatore diretto a riflessione bifase semplice che utilizza come ibrida a 90° un accoppiatore di *Lange* (che lavora con larghezza di banda di circa un'ottava) e come carichi degli pHEMT polarizzati in modo freddo (nessuna tensione continua applicata tra *drain* e *source*). Bisogna tenere presente che a frequenze dell'ordine dei 110 GHz (vedi lavoro presentato da *McPherson et al.* [5]), gli accoppiatori di *Lange* cominciano a mostrare problemi poiché al crescere della frequenza la lunghezza elettrica degli

accoppiatori diminuisce rispetto alla larghezza e alla spaziatura dei tratti di linea interdigitati ed inoltre gli *airbridges* che a più bassa frequenza erano ininfluenti cominciano ad introdurre effetti non più trascurabili in termini di parassiti.

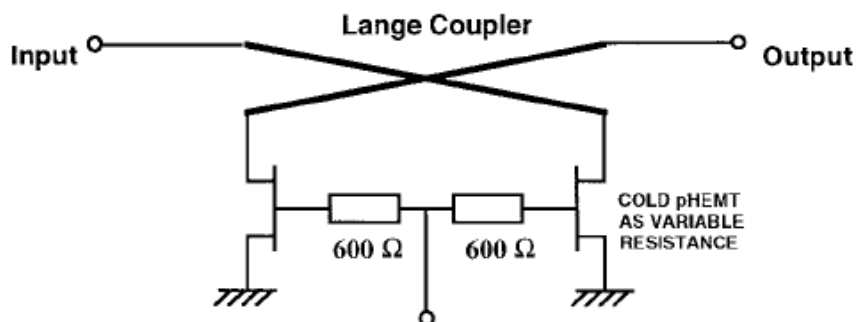


Fig. 1.4.7 – Modulatore diretto a riflessione bifase semplice con carichi pHEMT.

A queste frequenze è dunque talvolta preferibile tornare all'uso dei *branch line* che però offrono bande di funzionamento più strette.

La stessa topologia è ovviamente applicabile anche per quel che riguarda gli HBT (o i MESFET). La cosa importante da notare è che qualsiasi sia l'elemento con il quale si realizzano i carichi, inevitabilmente questi presenteranno dei parassiti reattivi che li renderanno non più puramente resistivi con la conseguenza di non avere più sfasamenti $0^\circ/180^\circ$ ma avere la situazione mostrata in Fig. 1.4.8 come descritto negli articoli presentati da *Ashtiani et al.* [8] e da *Nam et al.* [9].

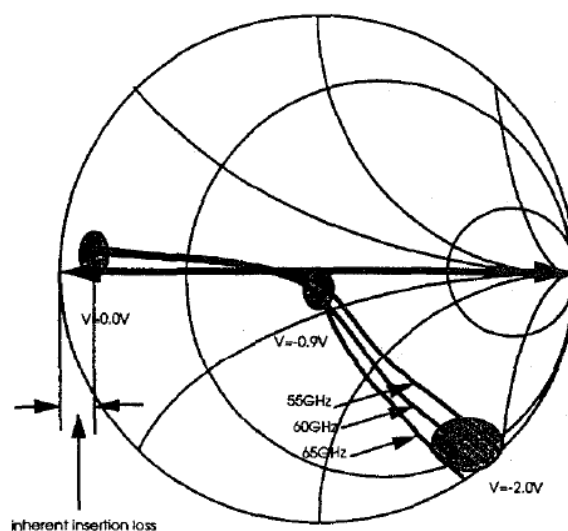


Fig. 1.4.8 – Coefficiente di riflessione del carico pHEMT al variare della tensione di controllo.

Nella Fig. 1.4.8 viene mostrato l'andamento del coefficiente di riflessione calcolato tra *drain* e *source* al variare della tensione di controllo. Dalla figura si può notare che nello stato *ON* il *gate* è polarizzato con una tensione nulla, l'impedenza vista tra *drain* e *source* è dunque prevalentemente resistiva ed è molto piccola quindi il Γ è molto vicino al punto $(-1,0)$; man mano che la tensione sul *gate* diventa negativa il canale si svuota sempre di più di cariche e quindi la resistenza del canale aumenta fino ad arrivare al *pinch-off* (nell'esempio $-2V$, stato *OFF*). E' importante notare che nello stato *ON*, non essendo possibile raggiungere valori di resistenza nulli ma nell'ordine della decina di ohm, si ha una perdita di inserzione intrinseca. Si può notare che superati i $-0.9V$ (in corrispondenza dei quali Γ è vicino a 0) cominciano a diventare consistenti gli effetti dei parassiti capacitivi (capacità *drain-source*) ed il Γ è ben lontano dal punto $(1,0)$. Questi effetti capacitivi sono anche sottolineati dal fatto che se si disegnano tre curve a frequenze diverse, queste coincidono da 0 a $-0.9V$ mentre si allontanano l'una dall'altra da -0.9 a $-2V$.

Per avere un funzionamento ottimale del modulatore vettoriale a riflessione bisogna prima individuare quelle metodologie che portano ad avere un modulatore bifase ottimo, componente principale del modulatore vettoriale analizzato.

In letteratura sono stati introdotti due tipi di approcci per ottenere un modulatore vettoriale bifase ottimo tramite la correzione dei problemi introdotti dai parassiti, che sono:

- Tecniche di Bilanciamento;
- Tecniche di Compensazione dei Parassiti.

Tali tecniche verranno analizzate nei sottoparagrafi seguenti.

1.4.3.2 Modulatore a riflessione bilanciato

Il principio di funzionamento del modulatore diretto a riflessione bifase di tipo bilanciato, talvolta chiamato *push-pull*, è analogo a quello sul quale si basa l'amplificatore bilanciato ed è mostrato in Fig. 1.4.9.

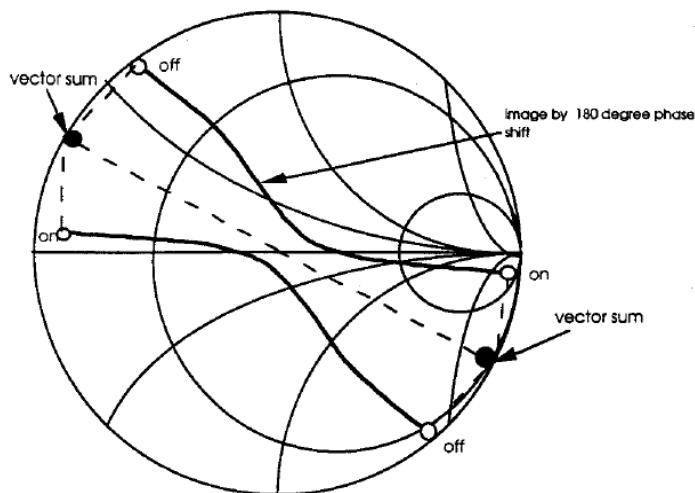


Fig. 1.4.9 – Coefficiente di riflessione del carico pHEMT e sua immagine.

Come si nota dalla figura, la curva in basso rappresenta l'andamento del coefficiente di riflessione calcolato tra *drain* e *source* al variare della tensione di controllo (la stessa curva rappresentata in Fig. 1.4.8). Ai due estremi della curva sono indicati i due stati estremi del dispositivo cioè bassa resistenza di canale e alta resistenza di canale con capacità parassita in parallelo non trascurabile (ON e OFF). Utilizzando un dispositivo semplice che ha l'andamento sopra descritto, difficilmente si potrà ottenere una differenza di fase tra i due stati ON e OFF pari a 180° . Per ottenere tale differenza di fase occorre linearizzare tale curva (ottenendo la linea tratteggiata) e per fare ciò si può sommare un'immagine della curva inferiore (vedi curva superiore). La curva immagine viene ottenuta tramite due modulatori diretti di tipo bifase semplici comandati da segnali a bassa frequenza di tipo analogico e complementari tra di loro come mostrato in Fig. 1.4.10.

Gli ingressi e le uscite sono connessi ad altre due ibride a 90° che insieme fanno sì che i segnali che attraversano i due modulatori si sommino in uscita in controfase ottenendo appunto la linea tratteggiata di Fig. 1.4.9. Nel caso si vogliano ottenere larghezze di banda dell'ordine di un'ottava è preferibile usare accoppiatori di *Lange* anche se più ingombranti rispetto alle semplici linee accoppiate o ai *branch line*. Infine, per ottenere un modulatore diretto a riflessione di tipo bilanciato (vedi Fig. 1.4.11) basta sostituire al posto del modulatore diretto a riflessione bifase di tipo semplice quindi sostituire al modulatore vettoriale bifase semplice, mostrato in Fig. 1.4.7, il modulatore diretto a riflessione bifase di tipo bilanciato mostrato in Fig. 1.4.10.

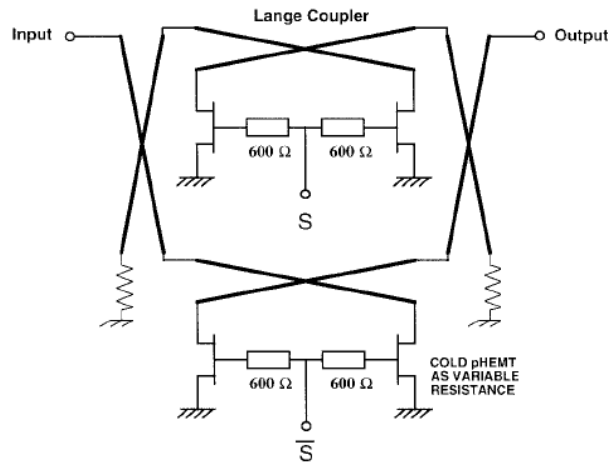


Fig. 1.4.10 – Modulatore diretto a riflessione bifase bilanciato con carichi pHEMT.

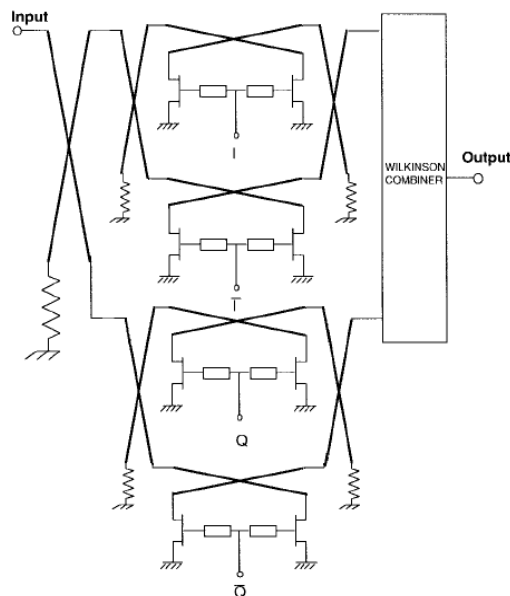


Fig. 1.4.11 – Modulatore diretto a riflessione bilanciato con carichi pHEMT.

Come accennato in precedenza, ed in base a quanto fatto notare da *Nam et al.* in [10], l'HBT risulta avere caratteristiche inferiori, come resistenza variabile, rispetto al MESFET e al pHEMT. Infatti, nel caso di struttura semplice, osservando Fig. 1.4.12 si può notare come l'HBT abbia una resistenza nello stato *ON* molto più elevata rispetto agli altri due dispositivi e questo porta in genere a perdite di inserzione più alte. Basti pensare che realizzando un modulatore bifase semplice che utilizza HBT come carichi, ovvero senza tecniche di bilanciamento o di compensazione dei parassiti, si ottengono prestazioni molto scadenti (vedi *Ashtiani et al.*[7]), ad esempio su uno sweep in frequenza intorno a 38 GHz si ottengono errori di ampiezza e di fase rispettivamente fino ± 12 dB e $\pm 15^\circ$.

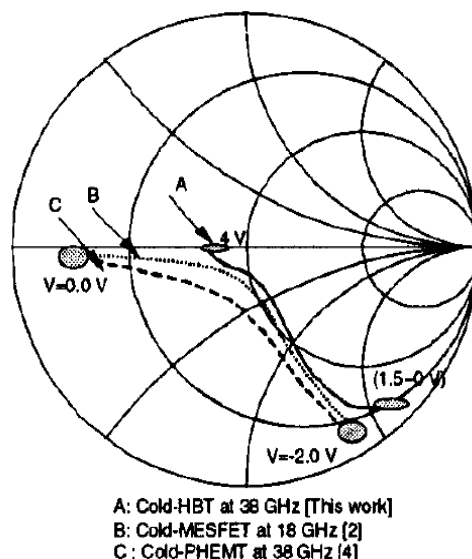


Fig. 1.4.12 – Coefficienti di riflessione di carichi realizzati con HBT, MESFET e pHEMT.

Tuttavia in diversi lavori proposti in letteratura, (tra cui di nuovo *Ashtiani et al.*[7]) , si afferma che realizzare modulatori diretti a riflessione bilanciati di buone prestazioni, utilizzando HBT come carichi, è comunque possibile purchè si utilizzi una accurata calibrazione delle tensioni che comandano le basi degli HBT, questo significa che mentre per gli altri dispositivi si devono fornire segnali complementari ai modulatori bifase in *push-pull*, nel caso degli HBT (vedi *Nam et al.* in [10]) si ha necessità di calibrare i due segnali di controllo e di usare necessariamente delle *look-up table*. L'utilizzo di tale tipo di calibrazione è comunque frequente anche nel caso si utilizzino come carichi altri tipi di dispositivo. Questo significa che all'architettura bilanciata si unisce la calibrazione delle polarizzazioni, che a questo punto non seguono più strettamente un criterio di complementarità. In questo modo si ottengono prestazioni addirittura superiori di quelle ottenibili con la tecnica di bilanciamento semplice applicata al pHEMT ed in particolare si riescono ad ottenere a 38 GHz errori di ampiezza di ± 0.1 dB ed errori di fase di $\pm 1.5^\circ$, nel caso di modulatore bifase bilanciato, in tutto il *range* di attenuazione e nei due stati $0^\circ/180^\circ$.

Per quanto riguarda invece l'utilizzo dei diodi PIN quali carichi per i modulatori diretti a riflessione, essi sono utilizzati nell'ambito di realizzazioni in tecnologia ibrida e sono in genere destinati ad applicazioni di non elevatissima frequenza. Nel lavoro presentato da *Silverman e Plato* [11] viene descritto un modulatore diretto a riflessione con diodi PIN realizzato dalla *MCE/KDI Integrated Products* che lavora da 800 a 1000 Mhz con un *range* di attenuazione pari a 18 dB. Altre versioni commerciali di questa classe di modulatori vettoriali, che non superano i 3 GHz, sono state realizzate sempre dalla

MCE/KDI Integrated Products (vedi articolo di *Borick* [12]), ma hanno un *range* di attenuazione ancora più basso (14 dB) con errori di fase di $\pm 2^\circ$ in corrispondenza a variazioni di ampiezza ed errori di ampiezza di ± 0.3 dB in corrispondenza a delle variazioni di fase.

In ogni caso, come è stato mostrato da *Mtimat et al.* in [13], per raggiungere un buon grado di linearità dell'attenuazione rispetto alla tensione di controllo, bisogna adottare delle tecniche di linearizzazione analogiche (ad esempio con operazionali) o digitali con LUT. Infine nel lavoro presentato da *Adler et al.* [14] viene descritto un modulatore diretto a riflessione di tipo bifase con diodi PIN che sfrutta la tecnica del bilanciamento e che lavora in una banda da 6 a 18 GHz con errore di fase massimo di 5° ed errore di ampiezza di ± 0.75 dB nei due stati (nella banda indicata).

1.4.3.3 Modulatore a riflessione compensato

Le tecniche di bilanciamento hanno, come si è visto in precedenza, una serie di svantaggi, primo fra tutti l'area occupata sul *die*: un modulatore vettoriale bilanciato ha infatti bisogno di nove ibride a 90° contro le tre ibride del modulatore vettoriale semplice. Altro svantaggio consiste nel fatto che anche i segnali di controllo vanno raddoppiati (ad esempio si avrà bisogno di quattro D/A converter anziché due per generare anche i segnali complementari e nel caso di D/A particolarmente veloci l'aumento dei costi dell'intero sistema potrebbe essere molto significativo).

Per quanto riguarda il primo svantaggio, nei lavori presentati da *Ashtiani et al.* [6] e [7] è stato mostrato che, utilizzando in luogo degli accoppiatori di Lange delle linee accoppiate compensate in modo capacitivo, è possibile ridurre del 40% circa l'area occupata dall'intero modulatore vettoriale bilanciato raggiungendo *die* con un'area di 1.68 mm^2 operanti a 38 GHz. Una tecnica per correggere l'effetto dei parassiti è stata proposta nell'articolo di *Chongcheawchamnan et al.* [15].

In particolare l'effetto dei parassiti introdotti dai carichi vengono corretti mediante l'inserimento di componenti concentrati quali induttori e resistori, tale tecnica ha però la limitazione di essere adatta solo per applicazioni a banda stretta poiché la compensazione avviene nell'intorno di una fissata frequenza di lavoro, di contro però risulta essere molto più vantaggiosa in termini di area occupata rispetto alle tecniche di bilanciamento poiché necessita di tre ibride proprio come avviene per il modulatore diretto a riflessione di tipo semplice.

Come si è avuto modo di constatare precedentemente, correggere l'effetto dei parassiti vuol dire riuscire ad ottenere un coefficiente di riflessione dei carichi con andamento

lineare su carta di Smith in funzione della tensione di controllo applicata sul gate che permetta di ottenere dunque una commutazione di fase di 180° .

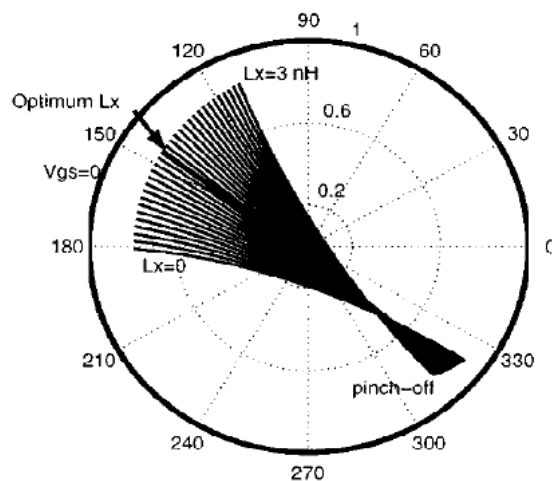


Fig. 1.4.13 – Effetto dell’Induttanza di Compensazione sul Coefficiente di Riflessione del Carico.

Nel lavoro di *Chongcheawchamnan et al.* [15] sono stati presi in considerazione come carichi dei MESFET discreti (CFY30) e l'intero circuito è stato realizzato in tecnologia ibrida su substrato FR-4. Dallo studio del modello di tali dispositivi è stato dimostrato come, con l'aggiunta di una induttanza in serie al drain o al source sia possibile ottenere l'andamento del coefficiente di riflessione mostrato in Fig. 1.4.13.

In tale figura si può notare che quando L_X è nulla si ha l'andamento tipico del carico semplice (come quello mostrato in Fig. 1.4.8) mentre, in corrispondenza del valore ottimo di tale induttanza si ottiene l'andamento voluto di Γ . Per correggere inoltre la asimmetria d'ampiezza nei due stati ON e OFF viene inserito anche un resistore tra drain e massa, il circuito risultante è visibile in Fig. 1.4.14.

Con la tecnica proposta *Chongcheawchamnan et al.* [15] ha presentato un modulatore diretto che lavora a 1.8 GHz avente un *range* dinamico d'ampiezza che va da -5.2 dB a -60 dB su un *range* di fase di 360° . Tale modulatore presenta inoltre errori di sbilanciamento di ampiezza e di fase rispettivamente di 0.4 dB e 3° .

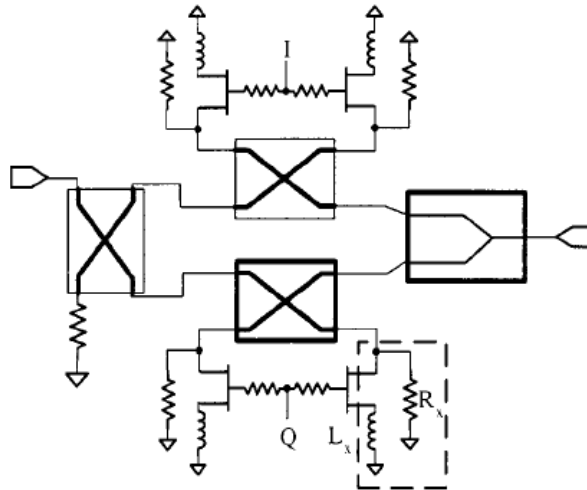


Fig. 1.4.14 – Modulatore diretto a riflessione di tipo compensato.

1.4.4 Modulatori diretti a quadrante traslato

In letteratura, come si è avuto modo di constatare, la tecnica di realizzazione più affermata è quella del modulatore diretto a riflessione di tipo bilanciato che, come abbiamo detto in precedenza, presenta come principale svantaggio la necessità di usare 9 ibride a 90°.

Nei paragrafi precedenti sono state mostrate tecniche ed accorgimenti per ridurre l'area occupata, in questo paragrafo verrà analizzata una tecnica del tutto differente presentata da *Kpogla et al.* [16].

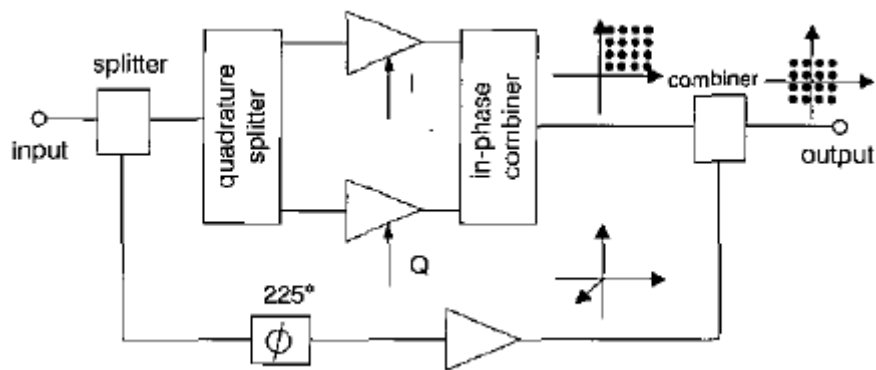


Fig. 1.4.15 – Modulatore diretto a quadrante traslato.

Il principio di funzionamento di questo modulatore diretto si può facilmente comprendere osservando Fig. 1.4.15. Tramite un divisore di potenza vengono generati due segnali che seguono due percorsi distinti. Il primo segnale è diviso ulteriormente in due componenti in quadratura le cui ampiezze possono essere regolate tramite due amplificatori/attenuatori

variabili. Tali segnali sono poi sommati tramite un combinatorio di potenza a formare un vettore modulabile in fase e/o ampiezza sul primo quadrante tramite I e Q in modo analogico. Il secondo segnale invece viene sfasato di 225° e la sua ampiezza è impostata in modo tale che la costellazione di punti ottenibili sul primo quadrante sia ricentrata nell'origine del piano cartesiano di riferimento. In questo modo è possibile ottenere a partire da un modulatore diretto a singolo quadrante un modulatore diretto sull'intero piano polare. Bisogna comunque tenere conto che il vettore fisso a 225° deve avere fase ed ampiezza estremamente precise per garantire buone prestazioni del modulatore vettoriale.

Questo tipo di modulatore diretto è stato realizzato con componenti modulari e lavora ad una frequenza pari a 2 GHz. Come fanno presente gli autori è necessario altro lavoro per trovare la topologia ottima che minimizzi ad esempio le perdite introdotte dalle varie strutture di combinazione.

1.5 Modulatori diretti distribuiti

Come è ben noto la connessione di tipo *Cascode* tra due dispositivi attivi è sempre stata utilizzata per realizzare amplificatori a larga banda, proprio questa idea è alla base del modulatore diretto a larga banda presentato per la prima volta da *Bingham et al.* [17] ed il cui schema originale è visibile in Fig. 1.5.1. Il modulatore diretto è composto da 4 celle elementari in cascata; ogni cella è costituita da un *Cascode* al quale è connesso un filtro passa basso al primo *gate* (*gate* del primo MESFET del *Cascode*) e un filtro passa alto al *drain* in modo tale che la singola cella, grazie ai due filtri, produca uno sfasamento totale a centro banda di 90° (per massimizzare la banda di funzionamento, si sono dimensionati i filtri passa basso in modo da sfasare -45° ed i filtri passa alto in modo da sfasare $+45^\circ$). Il secondo *gate* invece è collegato a massa (ad RF) tramite un condensatore di bypass mentre in continua è collegato ad un segnale che imposta il guadagno della cella. In questo modo le celle passa basso collegano tra di loro i *gate* e le celle passa alto collegano tra di loro i *drain*. Tramite le 4 celle vengono quindi prodotti 4 vettori tra di loro sfasati di 90° e, per generare il vettore voluto si dovranno mettere in *pinch-off* i due MESFET relativi alle celle che non servono mentre alle due celle che rimangono andrà fornito un segnale di polarizzazione che imposterà il guadagno dei *Cascode* e con il quale si imposteranno quindi le ampiezze delle due componenti del vettore da sintetizzare.

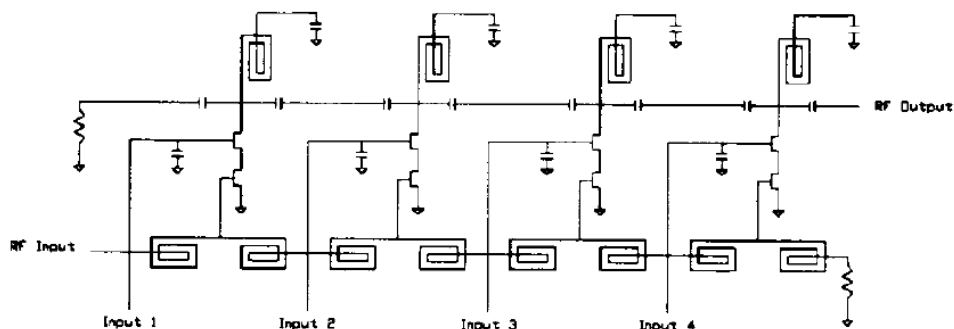


Fig. 1.5.1 – Modulatore diretto distribuito

Per certi versi questo modulatore diretto ricorda i modulatori diretti I/Q, come in questi infatti il vettore da sintetizzare si ottiene dalla somma di due vettori in quadratura, ciò che cambia però è l'architettura ed il fatto che non vengono usati due percorsi distinti per I e per Q ma un unico percorso.

1.6 Modulatori diretti con componenti a 120°

Come abbiamo visto fino ad ora per poter spostare un vettore sull'intero piano cartesiano sono state proposte soluzioni che generano il vettore avente modulo e fase voluti a partire da componenti tra loro in quadratura. Un'idea alternativa, come mostrato in Fig. 1.6.1, potrebbe essere quella di generare lo stesso vettore a partire dalla somma vettoriale di tre vettori componenti posti a 120° fra di loro.

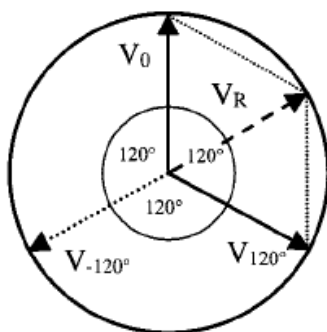


Fig. 1.6.1 – Generazione di un Vettore a Partire da 3 Componenti a 120° .

Ovviamente in base al quadrante voluto si dovranno selezionare sempre al massimo due dei tre vettori (uno nel caso banale in cui il vettore abbia proprio fase multipla di 120°). In Fig. 1.6.2 è possibile vedere lo schema di principio sul quale si basa un modulatore vettoriale con componenti a 120° .

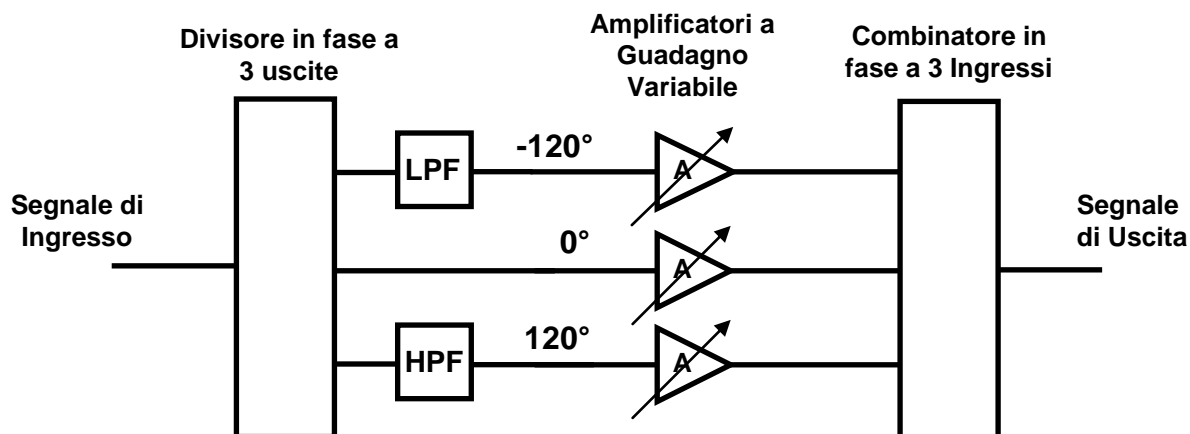


Fig. 1.6.2 – Schema del modulatore diretto con componenti a 120°.

Come si intuisce dallo schema, la selezione dei vettori da escludere avviene ponendo a zero il guadagno degli amplificatori relativi a tali vettori.

Con questo approccio si ha il vantaggio di avere componenti a fase fissata e quindi si deve solo modulare l'ampiezza delle componenti e non la loro fase (come avviene ad esempio nel caso di modulatori vettoriali con attenuatore e sfasatore).

Questa tecnica, se confrontata con quella che utilizza componenti in quadratura, ha senz'altro il vantaggio di offrire errori di fase più bassi ma ha nello stesso tempo lo svantaggio di essere soggetto ad errori di ampiezza maggiori come è stato dimostrato nel lavoro presentato da *Bernstein et al.* [18]. In letteratura è presente più di una pubblicazione in merito a questa tipologia di modulatore diretto ma proprio per il motivo prima sottolineato questo tipo di modulatori sono spesso utilizzati come sfasatori.

Nell'articolo di *Ellinger et al.* [19] è stato presentato uno sfasatore basato sul modulatore diretto finora descritto; esso è costituito interamente da elementi concentrati e da MESFET ad arricchimento a bassa dissipazione di potenza. Questo modulatore diretto, realizzato in tecnologia MMIC in GaAs su un *die* di area pari a 1.3 mm^2 , lavora ad una frequenza di 5.2 GHz ed è stato progettato per applicazioni HIPERLAN, in Fig. 1.6.3 è possibile vedere lo schema semplificato del modulatore diretto. Come si può facilmente notare dallo schema elettrico, le tre componenti sfasate di 120° vengono generate tramite tre percorsi: il primo costituito da un filtro passa basso, il secondo da un percorso diretto ed il terzo costituito da un filtro passa alto. I FET hanno la funzione di dividere e combinare il segnale che viaggia nei tre percorsi e tramite le tensioni di controllo V_{TP} , V_0 e V_{HP} si possono controllare le ampiezze dei tre vettori.

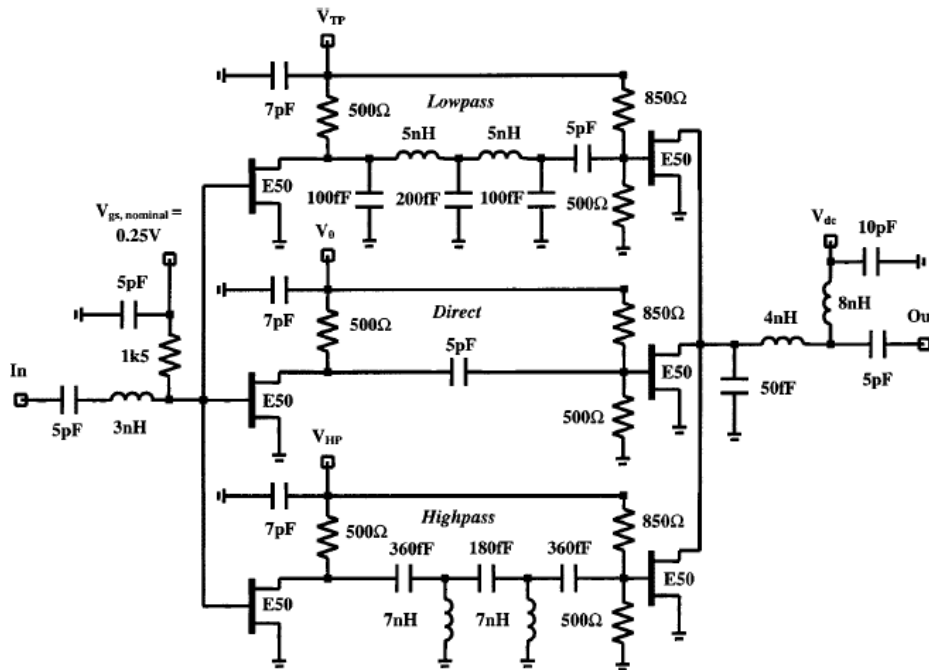


Fig. 1.6.3 – Modulatore diretto con componenti a 120° .

Al contrario di altri modulatori presentati in questo capitolo, questo modulatore è di tipo attivo ed ha bisogno di una tensione di alimentazione di 1.4 V a cui corrisponde un assorbimento massimo di 7 mA. Dopo la calibrazione proposta nello stesso articolo, il modulatore vettoriale presenta errori di ampiezza di ± 0.4 dB ed errori di fase $\pm 7^\circ$ rispetto ai valori attesi sull'intero range di variazione di fase (ovvero da 0 a 360°).

1.7 Modulatori diretti fotonici a microonde

Il modulatore diretto fotonico a microonde (MPVM, *Microwave Photonic Vector Modulator*) fu introdotto da *Jemison et al.* [20] ed ha lo schema di funzionamento mostrato in Fig. 1.7.1. Come è possibile notare, il modulatore è costituito da due parti: la prima parte è un circuito optoelettronico costituito da due *laser* che vengono modulati da due modulatori ottici di tipo *Mach Zehnder* (MZM), all'uscita dei modulatori i due segnali ottici vengono ricombinati ed infine ritrasformati in un segnale a microonde tramite un rivelatore ottico. I MZM operano come modulatori bifase modulando in intensità i due segnali CW provenienti dai *laser*. In particolare esso ha una funzione di trasferimento periodica della tensione presente sulle porte di polarizzazione e quando il segnale di polarizzazione assume i valori $V_{\pi/2}$ e $3V_{\pi/2}$, la funzione di trasferimento si porta in due stati aventi stesso modulo ma pendenza opposta. In questo modo se si commuta il segnale modulante in questi due stati si ha una modulazione BPSK.

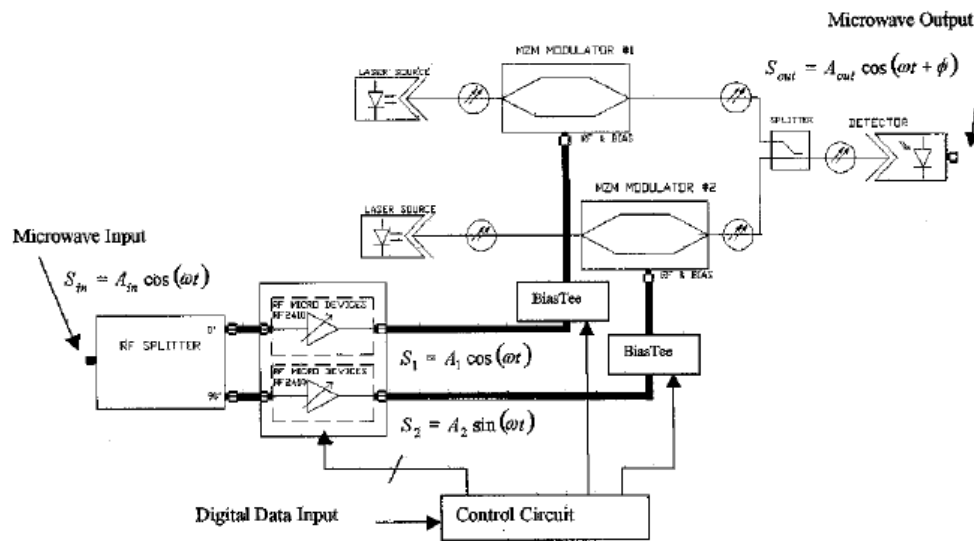


Fig. 1.7.1 – Modulatore diretto fotonico a microonde.

La seconda parte del circuito è interamente a microonde ed il segnale a microonde da modulare, in questo caso costituisce a sua volta il segnale modulante per il modulatore MZM. Esso viene infatti diviso in due segnali, uno in fase ed uno in quadratura, in ciascun canale è presente un amplificatore per aggiustare l'ampiezza dei due segnali e operare una modulazione ASK (*Amplitude Shift Keying*). Questi due segnali vengono inviati ciascuno ad una giunzione a T di polarizzazione (*bias-tee*), tramite la quale vengono sovrapposti altri due segnali di polarizzazione provenienti dal circuito di controllo. I due segnali in uscita alle giunzioni a T vanno quindi ai due MZM.

1.8 Considerazioni finali sullo studio condotto

Tipo di Modulatore Vettoriale	Controllo	Tecnologia	Pro	Contro
Sfasatore e attenuatore	Analogico /Digitale	MMIC/Ibrida	Elevata semplicità	Limitato dalle prestazioni di attenuatore e sfasatore
Sfasatori e attenuatori su entrambi i canali	Analogico (A) e Digitale (ϕ)	Ibrida	Semplicità	Necessita di 4 segnali di controllo, basse frequenze di lavoro
4 vettori a 90°	Analogico	Ibrida	Non necessita di sfasatori variabili	Difficile realizzare strutture di divisione/combinazione a 6 dB, non bidirezionale
A riflessione semplice con dispositivi attivi	Analogico	MMIC	Bidirezionale, 2 segnali di controllo	Elevati errori sulla ϕ
A riflessione bilanciato con dispositivi attivi	Analogico	MMIC	Bidirezionale	4 segnali di controllo, 9 ibride
A riflessione bilanciato con dispositivi attivi e con linee accoppiate accorciate tramite condensatori	Analogico	MMIC	Bidirezionale, area ridotta	4 segnali di controllo, banda di funzionamento minore rispetto al precedente
A riflessione con PIN	Analogico	Ibrida	Bidirezionale	Ingombro elevato, basse frequenze di lavoro
A riflessione con tecnica della compensazione dei parassiti	Analogico	Ibrida	Bidirezionale, valida alternativa alle tecniche di bilanciamento	Tecnica di compensazione a banda stretta
Quadrante traslato	Analogico	Componenti modulari	Viene usato un solo sfasatore fisso	ϕ e A del vettore a 225° devono essere estremamente precise, non bidirezionale
Distribuito	Analogico	MMIC	Banda larga	Non bidirezionale
3 vettori a 120°	Analogico	MMIC	Area ridotta	Non bidirezionale, basse frequenze di lavoro
Fotonico a microonde	Digitale	Componenti modulari	Possibilità di lavorare nelle onde mm	Tecnica non matura

Tab. 1.8.1 - Caratteristiche principali dei modulatori diretti analizzati

Le caratteristiche dei modulatori fin qui analizzati sono state riassunte in due tabelle riportate in questo paragrafo. In particolare nella Tab. 1.8.1 vengono riportate le principali caratteristiche dei modulatori diretti quali la modalità di controllo della fase e

dell'ampiezza, la tecnologia di realizzazione ed infine i principali vantaggi e svantaggi del modulatore.

Tipo di Modulatore Vettoriale	Freq. [GHz]	Dimensioni	Range di A e ϕ	Prestazioni
Sfasatore e attenuatore [1]	4 ÷ 18	10.16 x 12.7 mm ²	25 dB, 360°	Errori RMS : 9° di ϕ e 1.5 dB di A
Sfasatori e attenuatori su entrambi i canali [2]	0.869 ÷ 0.894	-	25 dB, 360°	Meno di 3.6° di variazione di ϕ per gli attenuatori per l'intero range di attenuazione
4 vettori a 90° [3]	28	-	16 dB, 360°	Errore di A di ± 2 dB su una banda di 2 GHz
A riflessione con MESFET [4]	8 ÷ 12	4 x 3 mm ²	30 dB, 360°	Errori di A e ϕ : <2 dB e $\pm 10^\circ$
A riflessione bilanciato con pHEMT [5]	110	1.7 x 1.4 mm ²	360°	-
A riflessione bilanciato con pHEMT [8] e [9]	55 ÷ 65	-	360°	Sbilanciamento di A e di ϕ : ± 0.3 dB e $\pm 2^\circ$
A riflessione bilanciato con HBT [21]	50 ÷ 110	2 x 2 mm ²	360°	EVM sotto il 12%
A riflessione bilanciato con HBT e accoppiatori miniaturizzati [6] e [7]	38	1.4 x 1.2 mm ²	360°	-
A riflessione con PIN [11]	0.8 ÷ 1	3.8 x 2.5 x 0.95 cm ³	18 dB, 360°	-
A riflessione con PIN [12]	3	2.29 x 2.29 x 0.318 cm ³	14 dB, 360°	Errori di ϕ di $\pm 2^\circ$ Vs. A ed Errori di A di ± 0.3 dB Vs. ϕ
A riflessione con MESFET e compensazione dei parassiti [15]	1.8	-	65 dB, 360°	Sbilanciamento di A e di ϕ : 0.4 dB e 3°
Quadrante traslato [16]	2	-	360°	-
Distribuito [17]	1.5	1.143 x 1.778 mm ²	360°	-
3 vettori a 120° [19]	5.2	0.9 x 1.4 mm ²	360°	Errori di A e ϕ : ± 0.4 dB e $\pm 7^\circ$
Fotonico a microonde [20]	1	-	360°	-

Tab. 1.8.2 - Prestazioni dei modulatori diretti analizzati

Nella Tab. 1.8.2 sono invece riportate le prestazioni di ogni singolo modulatore diretto analizzato quali la frequenza di lavoro, le dimensioni del modulatore, il range di

variazione di ampiezza (A) e di Fase (ϕ) ed infine i parametri prestazionali del modulatore (errori sull'ampiezza, sulla fase, sbilanciamento di ampiezza e di fase, EVM).

1.9 Progetto di un modulatore bifase a carichi bilanciati

Come si è avuto modo di constatare nei paragrafi precedenti, il modulatore diretto bifase a riflessione semplice costituisce l'elemento base del modulatore diretto a riflessione. Per la progettazione di un modulatore che adotta tale topologia è dunque fondamentale approfondire prima il funzionamento del modulatore bifase, il cui schema viene riproposto nuovamente in figura Fig. 1.9.1, dove questa volta è stato evidenziato il percorso seguito dalle onde che viaggiano all'interno del modulatore.

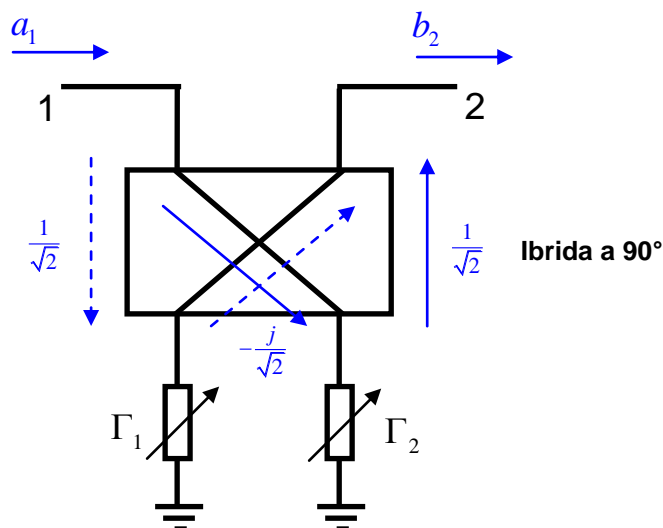


Fig. 1.9.1 – Determinazione del parametro S_{21} di un modulatore diretto bifase a microonde.

In particolare è possibile calcolare facilmente il segnale di uscita in funzione del segnale di ingresso. Consideriamo come ibrida a 90° un accoppiatore di *Lange* o una linea accoppiata a 3 dB ideali, ovvero che presentano idealmente gli stessi coefficienti di accoppiamento e di trasmissione. Il segnale d'ingresso, supponendo un isolamento infinito tra le porte disaccoppiate dell'ibrida, si divide in due parti: la prima segue il percorso tratteggiato e passa prima per il percorso accoppiato poi si riflette sul carico di sinistra e raggiunge l'uscita attraversando il percorso in trasmissione. La seconda parte invece segue il percorso a tratto continuo e raggiunge l'uscita passando prima per un percorso in trasmissione per poi riflettere sul carico di destra ed infine passando per un percorso accoppiato. Sommando gli effetti legati ai due percorsi si ottengono le relazioni (1.9.1), (1.9.2) e (1.9.3):

$$b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \Gamma_1 \cdot \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right) \cdot a_1 + \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right) \cdot \Gamma_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot a_1 \quad (1.9.1)$$

$$b_2 = -j \left(\frac{\Gamma_1}{2} + \frac{\Gamma_2}{2}\right) a_1 \quad (1.9.2)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = -j \left(\frac{\Gamma_1}{2} + \frac{\Gamma_2}{2}\right) \quad (1.9.3)$$

Ponendo i due carichi perfettamente identici si ottiene:

$$S_{21} = -j \cdot \Gamma \quad (1.9.4)$$

Una serie di calcoli analoghi possono essere fatti per calcolare l'adattamento in ingresso al modulatore vettoriale bifase, per fare ciò può essere utile osservare Fig. 1.9.2.

Si ottengono le relazioni (1.9.5), (1.9.6) e (1.9.7):

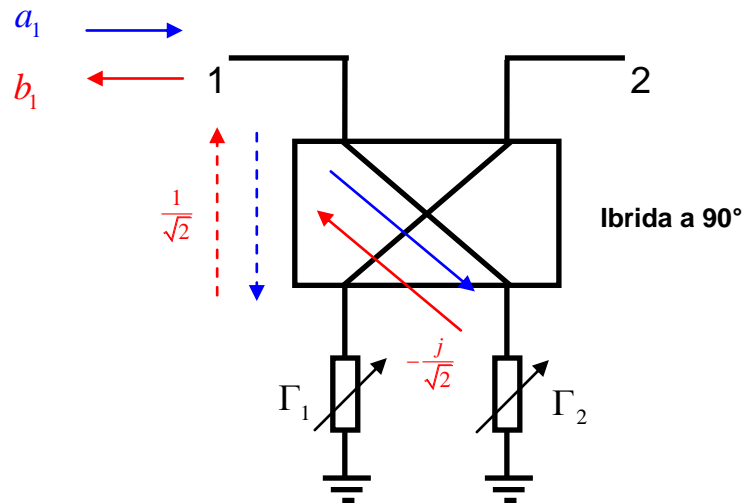


Fig. 1.9.2 – Determinazione del parametro S_{11} di un modulatore diretto bifase a microonde.

$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \Gamma_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot a_1 + \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right) \cdot \Gamma_2 \cdot \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right) \cdot a_1 \quad (1.9.5)$$

$$b_1 = \left(\frac{\Gamma_1}{2} - \frac{\Gamma_2}{2}\right) a_1 \quad (1.9.6)$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\Gamma_1}{2} - \frac{\Gamma_2}{2} \quad (1.9.7)$$

Anche in questo caso ponendo i due carichi perfettamente identici si ottiene:

$$S_{11} = 0 \tag{1.9.8}$$

Ovviamente, essendo il sistema simmetrico e reciproco avremo che $S_{21} = S_{12}$ e $S_{11} = S_{22}$ e quindi possiamo riassumere i risultati ottenuti tramite matrici di *scattering*, rispettivamente nel caso di carichi diversi e carichi uguali:

$$[S] = \begin{pmatrix} \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} & -j\left(\frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}\right) \\ -j\left(\frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}\right) & \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} \end{pmatrix} \tag{1.9.9}$$

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & -j\Gamma \\ -j\Gamma & 0 \end{pmatrix} \tag{1.9.10}$$

Per ottenere un modulatore vettoriale bifase ideale occorre che i due carichi abbiano un Γ tale che assuma tutti i valori appartenenti ad un qualsiasi segmento sulla carta di *Smith* passante per l'origine e ad essa simmetrico (vedi ad esempio il segmento rosso di Fig. 1.9.3). Naturalmente la soluzione auspicabile sarebbe quella di scegliere un segmento appartenente all'asse reale (vedi segmento blu), in tal modo il Γ e l'impedenza a cui esso è associato sarebbero sempre puramente reali e quindi più facili da sintetizzare.

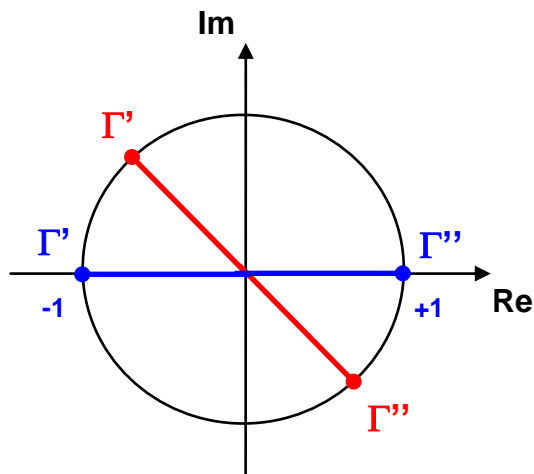


Fig. 1.9.3 – Andamento ideale dei carichi da utilizzare per un modulatore diretto bifase.

In particolare un modulatore diretto bifase ideale a riflessione dovrebbe soddisfare sempre le relazioni (1.9.11) e (1.9.12) ovvero il parametro di trasmissione dei parametri di *scattering* deve avere un andamento di tipo simmetrico rispetto alla tensione di controllo (vedi anche Fig. 1.4.4):

$$\begin{cases} |S_{21}(V_G)| = k|V_G| \\ \angle S_{21}(V_G) = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \text{sign}(V_G) \end{cases} \quad (1.9.11)$$

$$S_{21}(V_G) = -S_{21}(-V_G) \quad , \quad \forall V_G \quad (1.9.12)$$

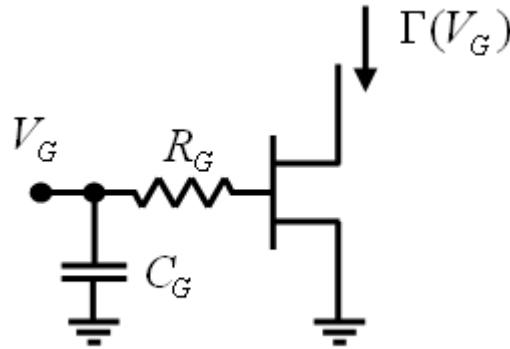


Fig. 1.9.4 – Carico semplice realizzato con FET in polarizzazione fredda.

Nella pratica i carichi che vengono utilizzati, vedi Fig. 1.9.4, sono sintetizzati a partire da un dispositivo attivo, tipicamente un FET in polarizzazione fredda ($V_{DS}=0$) che viene comandato con una tensione V_G negativa (nel caso dei comuni FET a svuotamento).

In Fig. 1.9.5 viene mostrato l'andamento tipico del coefficiente di riflessione che si osserva "guardando" dentro il *drain* di un FET in polarizzazione fredda ed in funzione della tensione di gate V_G .

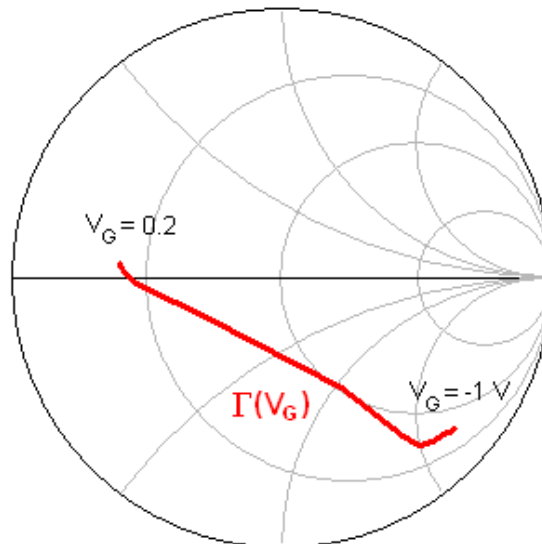


Fig. 1.9.5 – Andamento di $\Gamma(V_G)$ del carico semplice realizzato con mHEMT 2x20 μm in tecnologia 70 nm e polarizzazione fredda.

Come si vede tale andamento si discosta parecchio da quello mostrato in Fig. 1.9.3 non permettendo di fatto di raggiungere uno sfasamento di 180° .

Nei paragrafi precedenti si è visto che tale problema si può risolvere utilizzando tecniche di bilanciamento e tecniche di compensazione. Nel corso di questo paragrafo verrà dapprima analizzata la tecnica tradizionale di bilanciamento applicata ai modulatori bifase e successivamente verrà esposta una nuova tecnica di bilanciamento che a differenza di quella conosciuta fino ad ora in letteratura, che si basa sul bilanciamento dell'intero modulatore diretto bifase, si basa invece sul bilanciamento dei carichi (nello schema di Fig. 1.2.1 la tecnica innovativa di bilanciamento dei carichi è stata messa in risalto con un tratteggio).

1.9.1 Tecnica di bilanciamento tradizionale

Nel sottoparagrafo 1.4.3.2 è già stato introdotto il concetto di modulatore diretto bifase a riflessione bilanciato; nel corso di questo paragrafo tale concetto verrà ripreso e approfondito. La tecnica in esame consiste nel considerare due modulatori bifase semplici identici ma controllati tramite tensioni di controllo complementari ($V_G, \overline{V_G}$) e poi combinarli in una struttura di tipo push-pull che fa uso di due ibride a 90° (vedi Fig. 1.9.6).

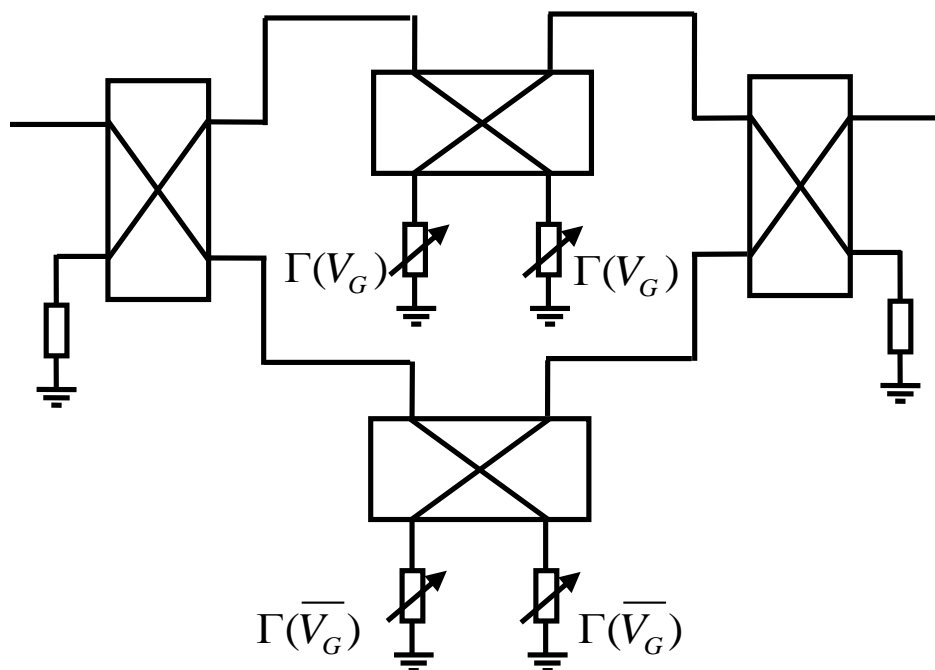


Fig. 1.9.6 – Schema a blocchi di un modulatore diretto bifase di tipo bilanciato tradizionale.

Il coefficiente di trasmissione del modulatore bifase bilanciato è ottenibile facilmente a partire dai coefficienti di trasmissione dei modulatori semplici ed è dato dall'espressione (1.9.13):

$$S_{21}^{TOT}(V_G) = \frac{1}{2} \left[S_{21}(V_G) - S_{21}(\overline{V_G}) \right] \quad (1.9.13)$$

In riferimento alla Fig. 1.9.5, per soddisfare le condizioni espresse dalla (1.9.11), il dispositivo dovrebbe essere utilizzato in un range limitato delle tensioni V_G ammissibili con un conseguente incremento delle perdite di inserzione.

Per cercare di risolvere il problema appena esposto, senza introdurre ulteriori perdite di inserzione, è possibile utilizzare delle tensioni di controllo complementari (menzionate in precedenza), in luogo di tensioni di controllo di segno opposto. In questo modo è possibile sfruttare l'intero intervallo di tensioni tra lo stato OFF e lo stato ON del FET (nel caso considerato V_G può variare da -1V a 0.2V). Per ottenere due tensioni complementari tali da mantenere un FET nello stato ON e l'altro nello stato OFF (e viceversa) si può utilizzare, per il dispositivo considerato la relazione (1.9.14).

$$\overline{V_G} = -V_G - 0.8 \quad (1.9.14)$$

Occorre notare che l'espressione (1.9.14) può essere utilizzata solo quando i carichi sono perfettamente identici e quando le ibride che realizzano la combinazione sono ideali. Nella pratica le coppie di tensioni $(V_G, \overline{V_G})$ possono essere selezionate a posteriori, in seguito ad una campagna di taratura del modulatore bifase al fine di ottenere la costellazione voluta.

Dal punto di vista topologico la configurazione mostrata in vedi Fig. 1.9.6, mostra due svantaggi: il primo svantaggio consiste nella necessità di utilizzare 4 accoppiatori direzionali, mentre la seconda consiste nella difficoltà di accedere ai terminali di controllo dei dispositivi i quali di solito, nelle configurazioni viste in letteratura, si trovano "inglobati" all'interno delle 4 ibride che formano un quadrilatero. Nel caso poi si utilizzassero 2 modulatori bifase di tipo bilanciato tradizionale per realizzare un modulatore diretto di tipo bilanciato (con range di fase da 0° a 360°) si arriverebbe a 9 ibride (una delle quali verrebbe utilizzata per generare le componenti I e Q). Come verrà esposto nel sottoparagrafo successivo, la tecnica dei carichi bilanciati proposta risolverà questi due problemi.

1.9.2 Tecnica innovativa dei carichi bilanciati

L'idea che è alla base del modulatore diretto bifase qui proposto, nasce dalla osservazione che il coefficiente di trasmissione S_{21} ed il coefficiente di riflessione Γ di un modulatore bifase semplice sono identici a meno di un termine "j" (vedi espressione (1.9.4)) che corrisponde ad uno sfasamento di 90° .

Si consideri infatti l'espressione (1.9.13) la quale descrive il coefficiente di trasmissione del modulatore diretto bifase bilanciato. Sostituendo in tale espressione la (1.9.4) che rappresenta l' S_{21} dei singoli modulatori bifase semplici si ottiene la

$$S_{21}^{TOT}(V_G) = -\frac{1}{2} \left[j\Gamma(V_G) - j\Gamma(\overline{V_G}) \right] \quad (1.9.15)$$

Se adesso si mette in evidenza l'unità immaginaria al secondo membro e si sostituisce la (1.9.4) anche al primo membro come mostrato nella (1.9.16):

$$-j\Gamma^{TOT}(V_G) = -j\frac{1}{2} \left[\Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V_G}) \right] \quad (1.9.16)$$

si può affermare che il modulatore bifase bilanciato di Fig. 1.9.6 è equivalente ad un modulatore bifase di tipo semplice come quello mostrato in Fig. 1.9.1 dove al posto del carico semplice $\Gamma(V_G)$ si utilizza un carico rappresentato dall'espressione (1.9.17).

$$\Gamma^{TOT}(V_G) = \frac{1}{2} \left[\Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V_G}) \right] \quad (1.9.17)$$

Ad un carico che sintetizzi l'espressione (1.9.17) è stato dato il nome di *carico bilanciato* poiché il bilanciamento avviene sul carico semplice e non sul modulatore semplice (vedi [22] e [23]). Per comprendere meglio il funzionamento di un carico bilanciato e come quest'ultimo venga ottenuto a partire dal bilanciamento di carichi semplici si può osservare la Fig. 1.9.7. In questa figura è possibile notare l'andamento del coefficiente di riflessione (curva rossa) del carico semplice comandato dalla tensione V_G la quale viene fatta variare da -1V a 0.2V (che è lo stesso di Fig. 1.9.5). Nella stessa carta di Smith è stato inoltre rappresentato l'andamento del coefficiente di riflessione (curva blu) a cui è stato applicato uno sfasamento di 180° , tale curva corrisponde alla simmetrica centrale della curva rossa rispetto al centro della carta di Smith. Come si è detto i carichi sono comandati da tensioni complementari per cui quando un carico è ON, l'altro è OFF e viceversa ed inoltre questa complementarità vale anche per le tensioni intermedie senza soluzione di continuità in base alla (1.9.14).

Poiché i coefficienti di riflessione nella carta di Smith possono essere rappresentati come vettori nel piano complesso di origine coincidente con l'origine della carta stessa, è

possibile dimostrare che la curva verde rappresenta il luogo geometrico dei punti coincidenti con le punte dei vettori ottenuti dalla semi-somma tra i vettori che rappresentano le due curve rossa e blu. Per ogni valore della tensione di controllo tale semi-somma rappresenta ovviamente la formalizzazione grafica dell'espressione (1.9.17).

A titolo di esempio, in Fig. 1.9.7 viene mostrato come viene ottenuto uno degli estremi della curva verde. Una possibile implementazione di un carico bilanciato potrebbe essere quella proposta nello schema di Fig. 1.9.8. Questa soluzione è composta da un divisore Wilkinson e da uno sfasatore a 90° entrambi considerati ideali ovvero privi di perdite e perfettamente adattati.

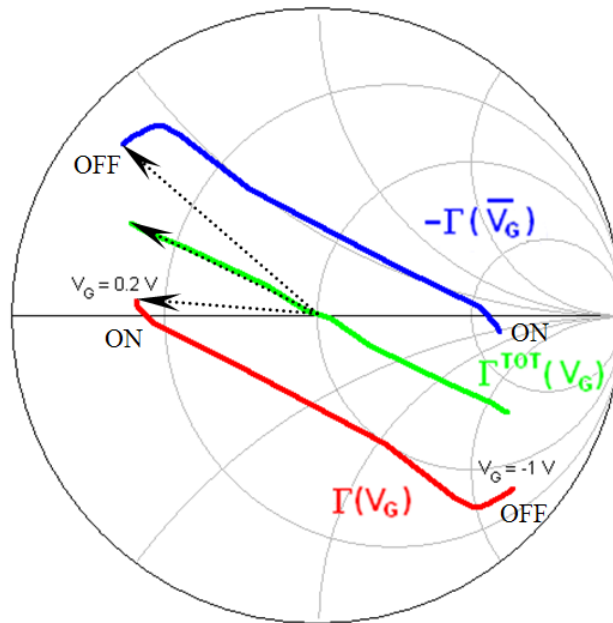


Fig. 1.9.7 – Bilanciamento di due carichi semplici.

Osservando tale schema è possibile ricavare l'onda riflessa "b" in funzione dell'onda incidente "a" (vedi espressione (1.9.18)) e utilizzando la definizione di coefficiente di riflessione si ottiene la (1.9.19).

$$b = \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right)^2 \Gamma(V_G) \cdot a + \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right)^2 (j)^2 \Gamma(\overline{V}_G) \cdot a \tag{1.9.18}$$

$$\Gamma^{TOT}(V_G) = \frac{b}{a} = -\frac{1}{2} [\Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V}_G)] \tag{1.9.19}$$

La (1.9.19) è uguale alla (1.9.17) a meno di un segno "-" che non ha alcun effetto se non quello di introdurre uno sfasamento di 180° sul funzionamento del modulatore diretto bifase e che comunque potrebbe essere eliminato semplicemente scambiando tra di loro

i segnali di controllo rispetto a quelli mostrati in Fig. 1.9.8. Lo schema proposto per realizzare un carico bilanciato può essere ulteriormente semplificato se si utilizza al posto del divisore di potenza e dello sfasatore un'ibrida a 90° in cui la porta disaccoppiata è chiusa su di un carico adattato.

In questo modo l'ibrida si comporta come un divisore a 3 dB che offre fra i suoi due rami diretto e accoppiato uno sfasamento di 90°. Tale soluzione è mostrata in Fig. 1.9.9. Questa volta la relazione tra onda riflessa e onda incidente è quella espressa dalla (1.9.20). Utilizzando di nuovo la definizione di coefficiente di riflessione è possibile ottenere dalla

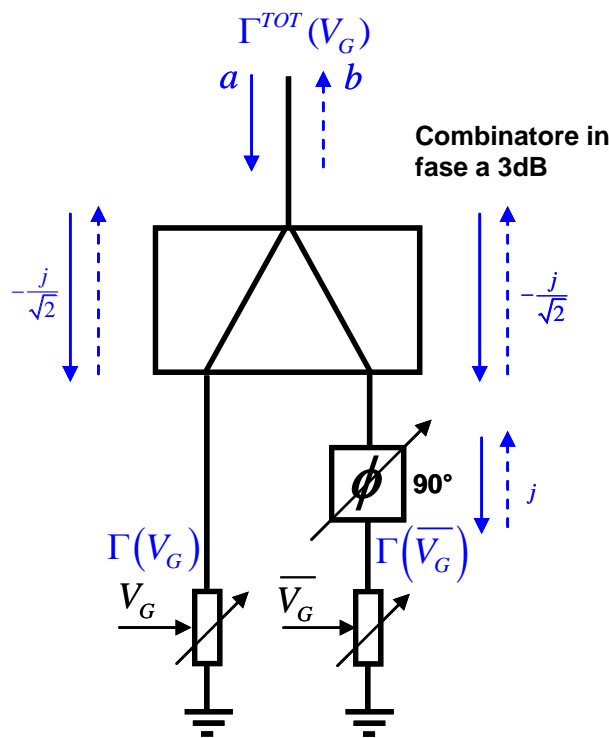


Fig. 1.9.8 –Schema a blocchi di un carico bilanciato.

(1.9.20) un'espressione del coefficiente di riflessione, la (1.9.21), del tutto uguale alla espressione (1.9.17) e uguale a meno di un segno “-” alla (1.9.19).

$$b = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 \Gamma(V_G) \cdot a + \left(-\frac{j}{\sqrt{2}}\right)^2 \Gamma(\overline{V_G}) \cdot a \tag{1.9.20}$$

$$\Gamma^{TOT}(V_G) = \frac{b}{a} = \frac{1}{2} [\Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V_G})] \tag{1.9.21}$$

Applicando il carico bilanciato di Fig. 1.9.9 in luogo dei carichi semplici dello schema di Fig. 1.9.1, si ottiene il nuovo modulatore diretto bifase di Fig. 1.9.10. Tale modulatore

diretto bifase avrà dunque una espressione del coefficiente di trasmissione pari a quella mostrata nella (1.9.22).

$$S_{21}^{TOT}(V_G) = -j \frac{1}{2} [\Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V}_G)] \quad (1.9.22)$$

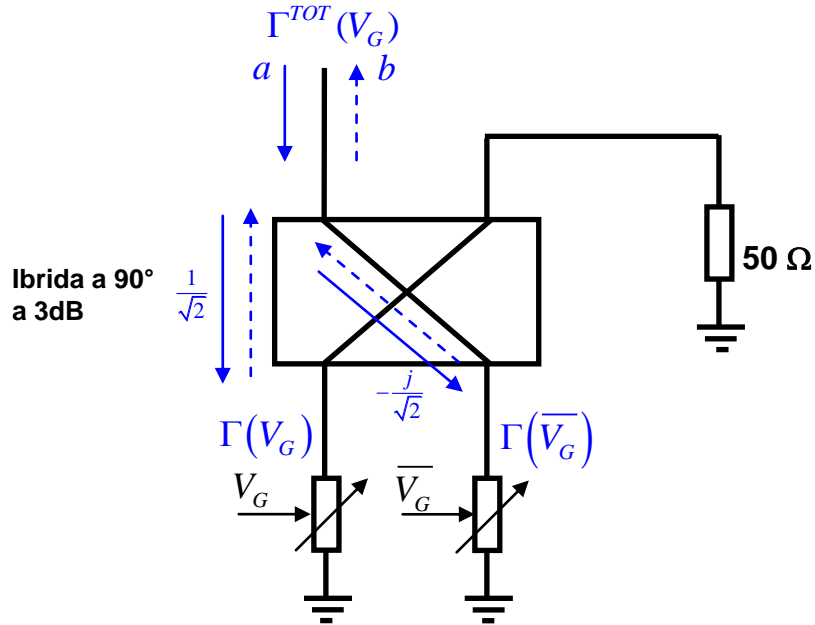


Fig. 1.9.9 –Schema a blocchi semplificato del carico bilanciato.

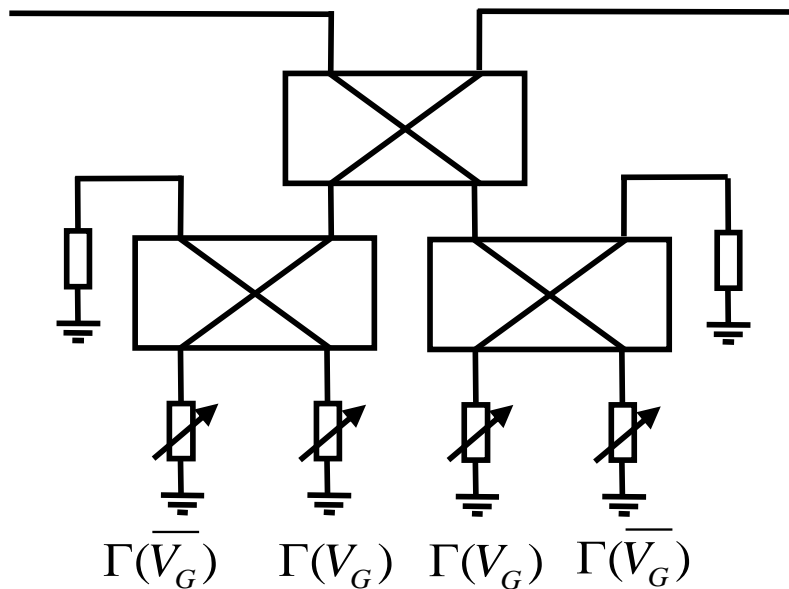


Fig. 1.9.10 –Schema a blocchi di un modulatore diretto bifase a carichi bilanciati.

Confrontando tale schema con quello del modulatore bifase tradizionale è immediato notare che si hanno i seguenti vantaggi:

- Utilizzo di 3 ibride invece di 4;
- Carichi disposti lungo un lato unico.

I due vantaggi portano da un lato ad una maggiore compattezza della struttura e dall'altro una estrema facilità nell'istadamento (“*routing*”) dei segnali di controllo.

1.9.3 Selezione del carico ottimo

La perdita di inserzione dei modulatori diretti bifase a riflessione finora presentati dipende essenzialmente dalla impossibilità di raggiungere con i carichi utilizzati, in entrambi gli stati ON e OFF, il bordo della carta di Smith ovvero un coefficiente di riflessione unitario del carico. Da questa osservazione ne segue che la scelta della periferia del FET utilizzato, a parità di tecnologia, sia determinante per le prestazioni del modulatore a riflessione. Nel corso di questo sottoparagrafo verrà determinato il carico ottimo tramite un approccio analitico applicato sui dati relativi ad un processo pHEMT a 70 nm. In pratica, per massimizzare la perdita di inserzione bisogna massimizzare il modulo del vettore semi-somma rappresentato graficamente in Fig. 1.9.7 e analiticamente come modulo della espressione (1.9.21). Si consideri la rappresentazione, attraverso la matrice di ammettenze [Y], della parte intrinseca di un FET mostrata nella (1.9.23).

$$Y_{FET} = \begin{pmatrix} \frac{j\omega C_{GS}}{1 + j\omega C_{GS} R_I} + j\omega C_{GD} & -j\omega C_{GD} \\ \frac{g_m e^{j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{GS} R_I} - j\omega C_{GD} & -j\omega(C_{GD} + C_{DS}) + \frac{1}{R_{DS}} \end{pmatrix} \quad (1.9.23)$$

Tale matrice rappresenta una rete due porte dove la porta 1 corrisponde al terminale di *gate* mentre la porta 2 corrisponde al terminale di *drain*.

Con riferimento alla Fig. 1.9.4, considerando le frequenze operative possiamo affermare che il condensatore di “freddaggio” C_G mostrato in figura sia assimilabile dinamicamente ad un cortocircuito e che quindi il resistore in serie al *gate* R_G si trovi dinamicamente in parallelo al *gate* del FET. Questo significa che il carico semplice di Fig. 1.9.4 può essere considerato come una rete due porte caricata sulla porta 1 da un resistore in parallelo R_G , come mostrato in Fig. 1.9.11.

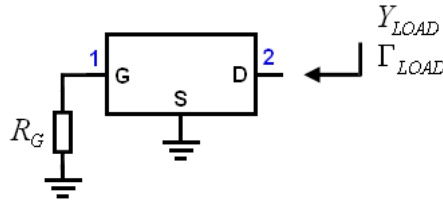


Fig. 1.9.11 – Schema a blocchi di un modulatore diretto bifase a carichi bilanciati.

Considerando lo schema appena presentato è immediato ricavare, a partire dai parametri $[Y]$ del FET (matrice Y_{FET} dove si è imposta la condizione di carico in polarizzazione fredda con $V_{DS}=0$ e $g_m=0$) e da R_G , l'espressione dell'ammettenza vista guardando dentro la porta 2, ovvero Y_{LOAD} mostrata nella (1.9.24) e l'espressione del coefficiente di riflessione ad essa associato Γ_{LOAD} mostrato nella (1.9.25) ricavata per sostituzione dalla (1.9.24).

$$Y_{LOAD} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + \frac{1}{R_G}} \quad (1.9.24)$$

$$\Gamma_{LOAD} = \frac{Y_0 - Y_{LOAD}}{Y_0 + Y_{LOAD}} \quad (1.9.25)$$

E' importante notare che gli elementi della matrice hanno una implicita dipendenza dai seguenti parametri:

- Tensione di polarizzazione di gate V_G ;
- Periferia di *gate* del FET (in particolare dalla lunghezza di *gate* W e dal numero di dita di *gate*, "fingers", N);
- Frequenza.

Da queste considerazioni è possibile esprimere sinteticamente, come mostrato nella (1.9.26), l'espressione di Γ_{LOAD} ricavata precedentemente che altrimenti risulterebbe molto complicata.

$$\Gamma_{LOAD} = f(V_G, W, N, \omega) \quad (1.9.26)$$

Sostituendo la (1.9.26) nella (1.9.21) è possibile ottenere una espressione del modulo del coefficiente di riflessione del carico bilanciato Γ^{TOT} , vedi (1.9.27) in funzione dei parametri prima evidenziati.

$$|\Gamma^{TOT}| = \frac{1}{2} \left| f(V_G, W, N, \omega) - f(\overline{V_G}, W, N, \omega) \right| \quad (1.9.27)$$

Come detto in precedenza, per trovare il carico ottimo occorre massimizzare il modulo di Γ^{TOT} . In particolare occorre trovare una combinazione ottima dei parametri W (lunghezza di gate) ed N (numero dei fingers di gate) che massimizzi la funzione (1.9.27), fissata una

data frequenza (per esempio la frequenza centrale della banda di frequenze di lavoro del modulatore bifase) e per un valore di tensione V_G corrispondente ad uno dei due stati di minima attenuazione ($V_G=-1V$ oppure $V_G=0.2V$).

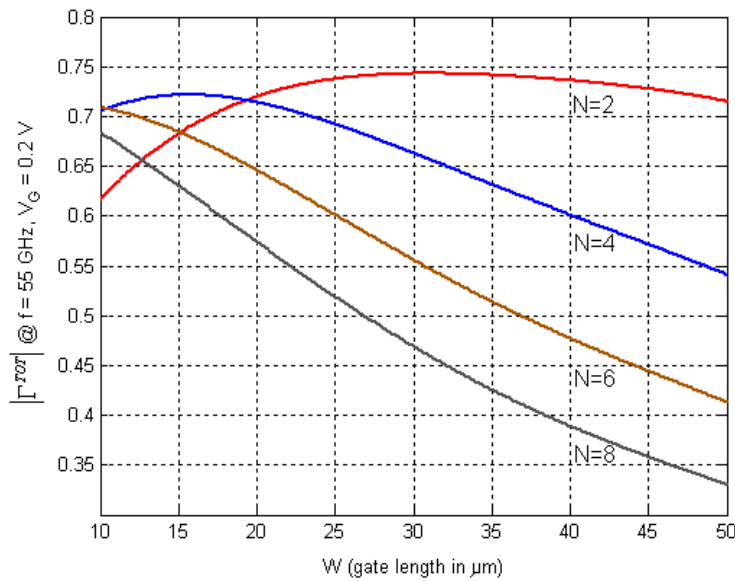


Fig. 1.9.12 – Modulo di Γ^{TOT} @ 55GHz, per $V_G=0.2V$ al variare della periferia di gate.

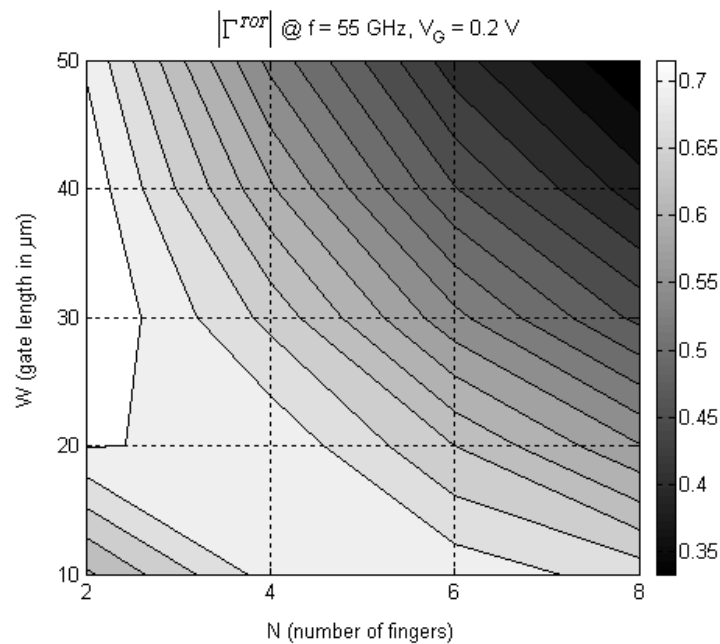


Fig. 1.9.13 – Modulo di Γ^{TOT} @ 55GHz, per $V_G=0.2V$ al variare della periferia di gate.

Uno dei sistemi più immediati per ricavare tali parametri ottimi è uno studio per via grafica, per tale motivo vengono riportate due rappresentazioni grafiche della funzione espressa dalla (1.9.27) che sono la Fig. 1.9.12 e la Fig. 1.9.13.

Da entrambe le figure si nota come la scelta di periferie troppo grandi o troppo piccole non porti in generale a basse perdite di inserzione. Al contrario, le migliori combinazioni di W e N se si considera un passo di $10\ \mu\text{m}$ su W ed una soglia pari a 0.72 per il modulo del Γ^{TOT} , sono le seguenti: 2×20 , 2×30 , 2×40 e $4 \times 20\ \mu\text{m}$ con riferimento ovviamente alla tecnologia considerata.

Riportando gli andamenti normalizzati del modulo di Γ^{TOT} per ciascuna delle periferie selezionate al variare della tensione di polarizzazione, si ottengono le curve di Fig. 1.9.14. In base a queste curve, tra le varie periferie che garantiscono le medesime prestazioni in termini di perdita di inserzione il carico che è stato selezionato per la realizzazione dei carichi bilanciati è quello con periferia $2 \times 20\ \mu\text{m}$ poiché presenta rispetto agli altri un andamento più uniforme. Tale uniformità come vedremo più avanti si ripercuoterà positivamente in maniera diretta sulle costellazioni dei modulatori diretti bifase e i modulatori diretti completi.

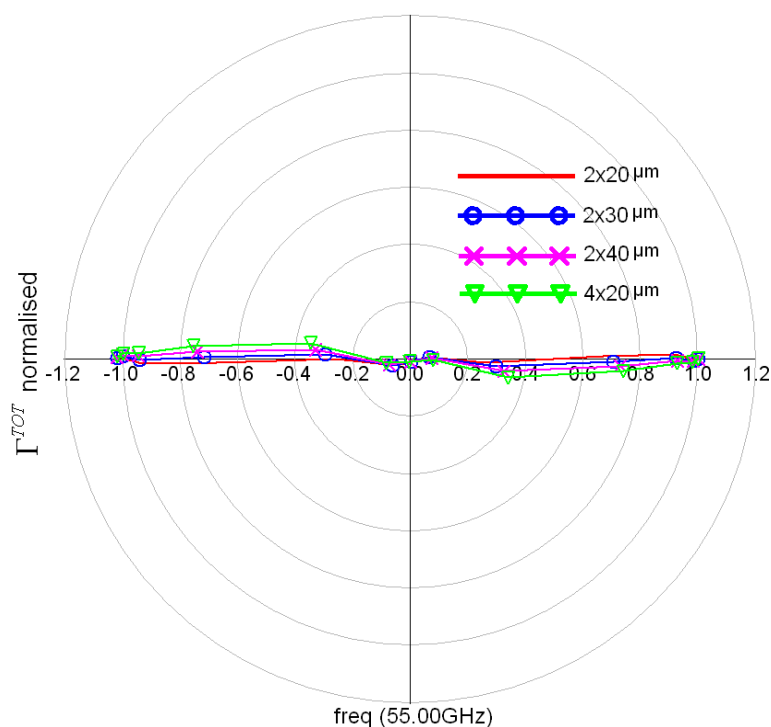


Fig. 1.9.14 – Modulo normalizzato di Γ^{TOT} @ 55GHz, al variare di V_G e per diverse periferie.

1.9.4 Realizzazione del modulatore diretto bifase di prova

Per validare le metodologie proposte nei sottoparagrafi precedenti e la tecnica innovativa dei carichi bilanciati è stato progettato e realizzato un modulatore diretto bifase nella tecnologia mHEMT su substrato semiconduttore di GaAs e con FET aventi una larghezza

di gate pari a 70nm. La fonderia che è stata scelta per la realizzazione del modulatore diretto è stata quella della OMMIC. Il *die* risultante ha le dimensioni di 1.8 x 1 mm² ed è stato progettato per operare nella banda V e più precisamente nella banda che va da 45 a 65 GHz. Altri modulatori diretti sono stati progettati per operare proprio in questa banda di frequenze come ad esempio i lavori presentati da *Ashtiani et al.* [8] e da *Nam et al.* [9]. In questa banda di frequenze, ovvero nell'intorno dei 60 GHz avviene un fenomeno di elevato assorbimento atmosferico che porta ad elevate attenuazioni nella propagazione delle onde elettromagnetiche. Questo aspetto, che per certe applicazioni potrebbe risultare uno svantaggio, diventa invece un notevole vantaggio allorquando si vogliono realizzare trasmissioni a corto raggio (come ad esempio le cosiddette *short-range radio communication applications*). Inoltre con questo tipo di applicazioni è possibile realizzare sistemi di comunicazione che sfruttano la moltiplicazione a divisione spaziale (SDM, *Space Division Multiplexing*) oltre ai metodi ben noti di moltiplicazione in frequenza (FDM, *Frequency Division Multiplexing*) oppure di moltiplicazione a divisione di tempo (TDM, acronimo inglese di *Time Division Multiplexing*).

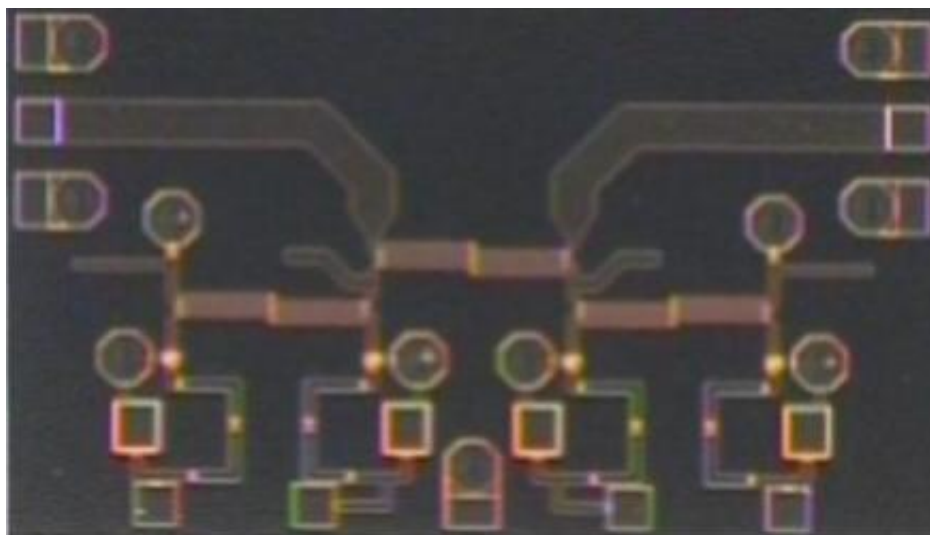


Fig. 1.9.15 – Microfotografia del modulatore diretto a riflessione bifase a carichi bilanciati.

La banda intorno i 60 GHz risulta poi particolarmente attrattiva perché permette di raggiungere elevati bit-rate di trasmissione dati ed inoltre risulta a tutt'oggi una banda non sottoposta ad obbligo di licenza per il suo utilizzo sia negli Stati Uniti d'America che in Giappone. In questo contesto una possibile applicazione del modulatore diretto bifase qui presentato e realizzato (come si vedrà più avanti anche del modulatore diretto vettoriale) è quella in sistemi LoS (*Line of Sight*) ovvero quei sistemi in cui la trasmissione avviene a piccola distanza e senza ostacoli frapposti tra sistema trasmittente e sistema ricevente. Il progetto del modulatore bifase è stato fatto mediante l'uso combinato di simulatori

circuitali e simulatori elettromagnetici di tipo planare (ambiente di progettazione Agilent ADS®). L'uso di questi ultimi è stato fondamentale per tenere in considerazione potenziali problemi derivanti dalla elevata integrazione dei vari componenti e delle strutture ed in particolare da possibili interazioni ed accoppiamenti elettromagnetici indesiderati tra differenti sezioni del circuito. In particolare, la tecnica adottata per la progettazione è stata quella di usare co-simulazioni circuitali-elettromagnetiche, ovvero le strutture che mostravano maggiori criticità sono state simulate elettromagneticamente mentre l'intero modulatore bifase è stato simulato circuitalmente considerando le strutture critiche come elementi circuitali caratterizzati da propri parametri [S] ottenuti dalla precedente simulazione elettromagnetica. Una microfotografia del *die* realizzato è mostrata in Fig. 1.9.15. Nella parte inferiore sono visibili i pad di polarizzazione dei gate dei FET i quali, in base alle considerazioni fatte in precedenza hanno la seguente disposizione:

$$\overline{V_G} \quad V_G \quad \text{GND} \quad V_G \quad \overline{V_G}$$

Da notare che la Fig. 1.9.15 al livello concettuale rispecchia in tutto e per tutto lo schema a blocchi di Fig. 1.9.10. Inoltre poiché tutti i dispositivi attivi utilizzati sono polarizzati in *cold-mode* (polarizzazione fredda) è importante rimarcare che il modulatore bifase presentato ha un consumo di potenza praticamente nullo e può essere considerato a tutti gli effetti un elemento passivo. A livello pratico nel corso del progetto, in fase di ottimizzazione, si è visto che le prestazioni del modulatore bifase potevano essere migliorate utilizzando degli stub aperti che ad esempio, nel caso delle terminazioni a 50 ohm aiutano a correggere l'effetto induttivo introdotto dai *via-hole*. Inoltre per quanto riguarda i carichi semplici, essi sono stati opportunamente "freddati" ovvero è stato inserito un filtro passa basso costituito da una resistenza di $R_G=1$ Kohm e da un condensatore di $C_G=3$ pF verso massa (vedi Fig. 1.9.4) a monte dei terminali di gate per evitare che eventuali segnali a microonde potessero innescare oscillazioni indesiderate a causa di possibili *loop* (ovvero anelli che si vengono a chiudere a livello di segnale a microonde e passanti per i pad di polarizzazione, cosa comunque poco probabile considerando il punto di polarizzazione e dunque la modalità di lavoro dei FET).

Come è stato anticipato nei sottoparagrafi precedenti, in base alla teoria le due tensioni di controllo complementate fornite al modulatore bifase dovrebbero sottostare ad una relazione matematica di tipo lineare ben determinata (vedi (1.9.14)).

Nella pratica però può sopraggiungere la necessità di dover correggere eventuali sbilanciamenti della struttura. Nel caso specifico ciò è stato fatto applicando, dopo una fase preliminare di taratura fatta sul banco di misura del modulatore bifase preso come campione, i seguenti valori di tensione: -1.2V to 0.2 V per $\overline{V_G}$, e 0.3V to -0.9V for V_G .

Da notare che tale taratura è stata fatta manualmente poiché non si aveva a disposizione un adeguato banco di misura automatizzato in grado di attuarla.

La taratura consiste in pratica nel selezionare opportunamente coppie di valori dei segnali di controllo ($V_G, \overline{V_G}$) in modo tale da ottenere una costellazione i cui punti rispettino le condizioni di simmetria (1.9.11) e (1.9.12). Occorre notare che la natura del modulatore diretto bifase presentato è del tutto analogica con riferimento ai segnali di controllo, questo vuol dire che possono essere trovate in teoria infinite coppie che soddisfino le relazioni di simmetria prima citate. In base al numero di coppie, e quindi di punti della costellazione del modulatore, selezionate si otterrà un modulatore in grado di effettuare una modulazione BPSK (*Bi Phase Phase Shift Keying*) con altrettanti simboli.

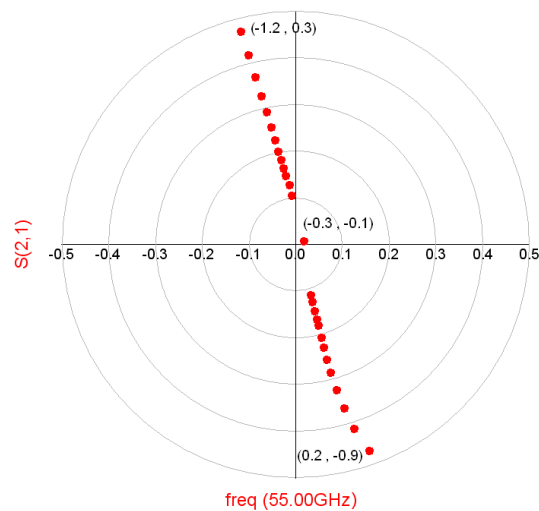


Fig. 1.9.16 – Costellazione del modulatore bifase ottenuta da misure a 55GHz.

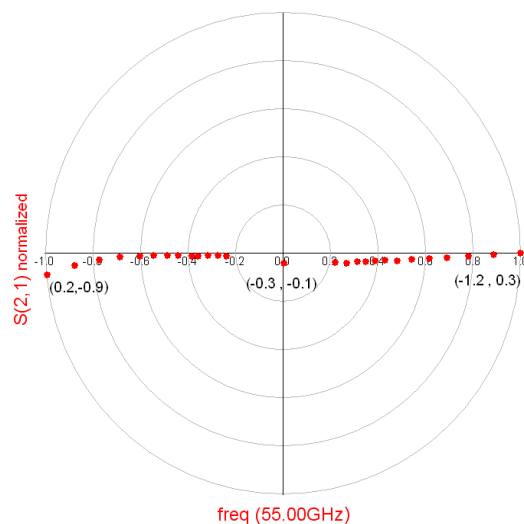


Fig. 1.9.17 – Costellazione normalizzata del modulatore bifase ottenuta da misure a 55GHz.

E' ovvio che il limite al numero di stati possibili del modulatore sarà imposto poi dal sistema di demodulazione il quale in presenza di un numero più elevato di simboli avrà una cosiddetta "area di decisione" minore per poter discriminare un simbolo rispetto ad un altro. In questo caso si è scelto di tarare il modulatore in 27 stati differenti alla frequenza centrale della banda di funzionamento ovvero $f=55$ GHz.

In Fig. 1.9.16 viene mostrata la costellazione del modulatore bifase ottenuta da misure a 55 GHz, tale costellazione è ottenuta rappresentando su di un diagramma polare il parametro S_{21} in funzione delle tensioni di controllo selezionate. In Fig. 1.9.17 viene invece mostrata la stessa costellazione del caso precedente ma questa volta normalizzata ad uno stato di riferimento che coincide con lo stato a minima perdita di inserzione. In Fig. 1.9.18 viene rappresentato lo sfasamento relativo espresso in gradi del modulatore bifase per ciascuno stato in funzione della frequenza. Per ottenere tale misura è stata effettuata la differenza tra la fase assoluta di ciascuno degli stati considerati (ad esclusione dello stato di massima attenuazione, la cui fase non è rappresentativa) e la fase assoluta dello stato di riferimento. Con un approccio analogo è stata ottenuta la Fig. 1.9.19 la quale rappresenta l' attenuazione relativa espressa in dB del modulatore bifase fissato uno stato di fase (ovvero fissato il gruppo di stati che presentano la medesima fase) in funzione della frequenza.

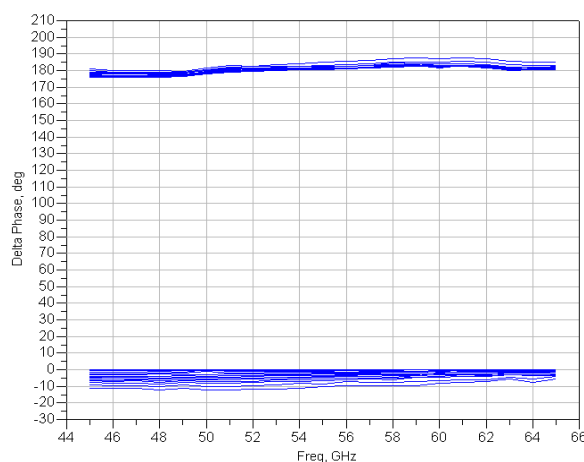


Fig. 1.9.18 – Sfasamento relativo espresso in gradi del modulatore bifase per ciascuno stato in funzione della frequenza.

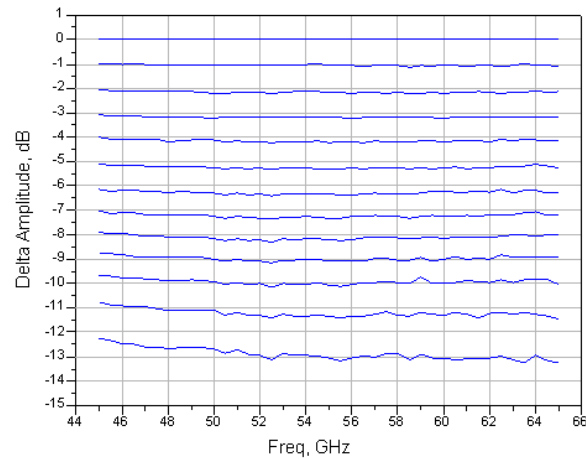


Fig. 1.9.19 – Attenuazione relativa espressa in dB del modulatore bifase fissato uno stato di fase in funzione della frequenza.

In Fig. 1.9.20 ed in Fig. 1.9.21 vengono invece presentati i grafici dell'adattamento rispettivamente in ingresso ed uscita del modulatore bifase al variare di tutti gli stati in funzione della frequenza. Tali grafici sono stati ottenuti rappresentando su un grafico rettangolare il modulo dei parametri S_{11} e S_{22} del modulatore bifase.

In Fig. 1.9.22 è stato poi rappresentato l'andamento della perdita di inserzione espressa in dB introdotta dal modulatore bifase per ciascuno stato in funzione della frequenza ovvero per ciascuno stato si è rappresentato il modulo del parametro S_{21} al variare della frequenza.

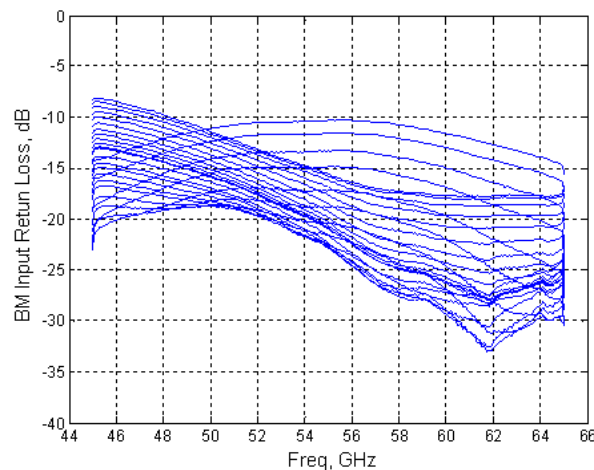


Fig. 1.9.20 – Adattamento in ingresso espresso in dB del modulatore bifase per ciascuno stato in funzione della frequenza.

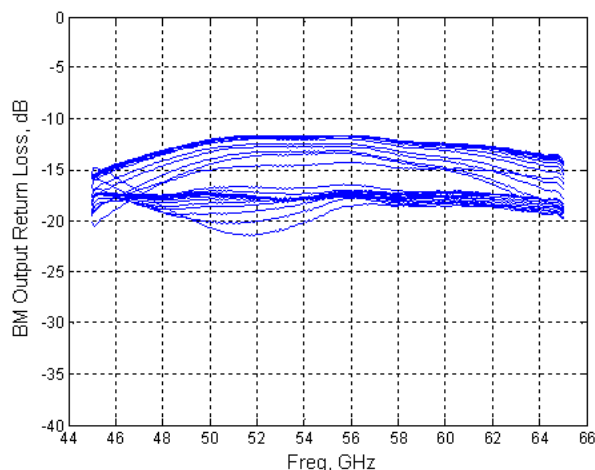


Fig. 1.9.21 – Adattamento in uscita espresso in dB del modulatore bifase per ciascuno stato in funzione della frequenza.

Infine è stata rappresentata l'andamento della perdita di inserzione assoluta in Fig. 1.9.23 e lo sfasamento relativo in Fig. 1.9.24 entrambi alla frequenza centrale di 55GHz ed in funzione di ciascuno stato del modulatore. Entrambi questi grafici possono essere direttamente confrontati con quelli rappresentati nella Fig. 1.4.4. Dalla Fig. 1.9.22 e dalla Fig. 1.9.23, nonché dalle costellazioni prima rappresentate su carta polare, si può notare l'esistenza di uno stato in corrispondenza del quale il modulatore bifase presenta la massima attenuazione corrispondente a più di 33 dB ovvero uno stato che pone il modulatore in una condizione di isolamento tra la porta 1 e la porta 2.

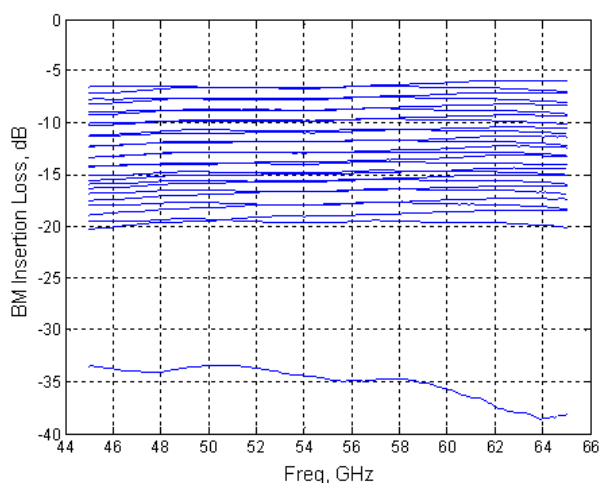


Fig. 1.9.22 – Perdita di inserzione espressa in dB introdotta dal modulatore bifase per ciascuno stato in funzione della frequenza.

Questa proprietà di isolamento non è strettamente necessaria nei comuni modulatori bifase e nei comuni schemi di modulazione ma come si vedrà più avanti risulta essere

particolarmente utile per ottenere un modulatore diretto vettoriale a partire da due modulatori diretti bifase.

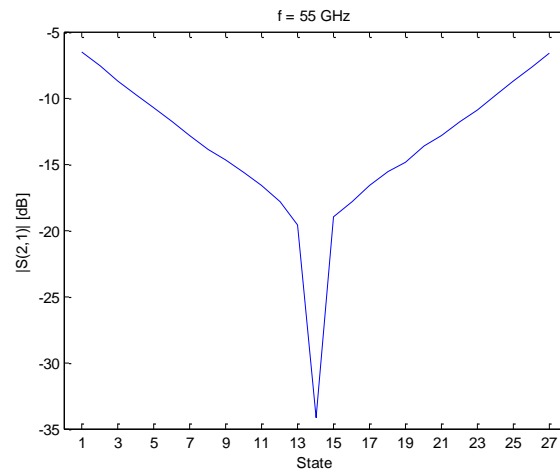


Fig. 1.9.23 – Perdita di inserzione espressa in dB del modulatore bifase in funzione di ciascuno stato misurata a 55GHz.

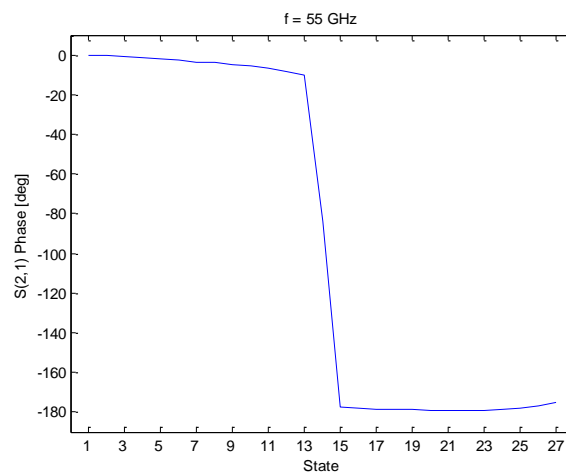


Fig. 1.9.24 – Sfasamento relativo espresso in gradi del modulatore bifase in funzione di ciascuno stato misurata a 55GHz.

In conclusione, osservando i grafici presentati finora si può concludere che il modulatore bifase presenta, sulla banda considerata che va da 45GHz a 65GHz, un adattamento su entrambe le porte migliore di 10dB, ed una perdita di inserzione di 6.5dB. Con la taratura effettuata è stato dimostrata la possibilità di ottenere stati distanziati in ampiezza l'uno dall'altro di circa 1 dB.

1.10 Progetto di un modulatore vettoriale a carichi

bilanciati

Lo schema di principio del modulatore diretto vettoriale a riflessione è quello mostrato in Fig. 1.10.1 ed è del tutto analogo a quello mostrato in Fig. 1.4.2 ma ovviamente in luogo dell'attenuatore e dello sfasatore presenti su ciascuno dei due rami è presente il modulatore diretto bifase illustrato precedentemente.

I due modulatori bifase in questione, pur essendo uguali verranno per comodità contrassegnati con le lettere A e B, in realtà ciò che cambia tra i due modulatori bifase A e B sono solo le tensioni di controllo che sono rispettivamente V_{G1} e V_{G2} .

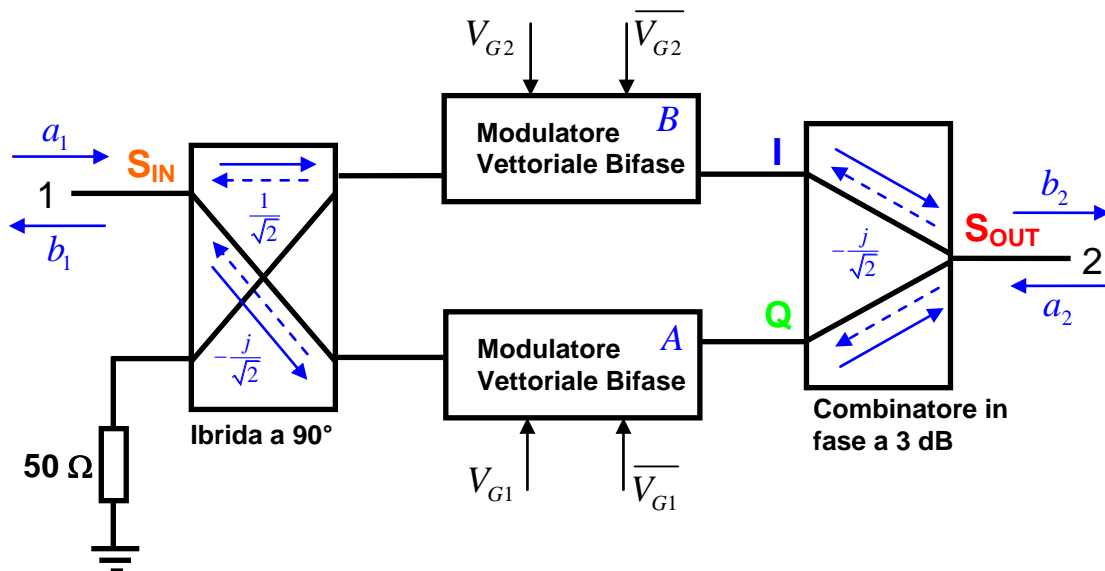


Fig. 1.10.1 – Schema a blocchi del modulatore diretto vettoriale realizzato.

In particolare ricordando la (1.9.22) per i due modulatori bifase (*biphase modulators, BM*) è possibile scrivere le seguenti relazioni:

$$S_{21_BM_A}(V_{G1}) = -j \frac{1}{2} \left[\Gamma(V_{G1}) - \Gamma(\overline{V_{G1}}) \right] \quad (1.10.1)$$

$$S_{21_BM_B}(V_{G2}) = -j \frac{1}{2} \left[\Gamma(V_{G2}) - \Gamma(\overline{V_{G2}}) \right] \quad (1.10.2)$$

Inoltre dallo schema a blocchi di Fig. 1.10.1 è possibile ricavare il legame tra l'espressione del coefficiente di scattering di trasmissione del modulatore vettoriale (*vector modulator, VM*) e quello dei modulatori bifase. Tale legame viene riportato nella espressione (1.10.3).

$$S_{21_VM}(V_{G1}, V_{G2}) = -\frac{1}{2} \left[S_{21_BM_A}(V_{G1}) + jS_{21_BM_B}(V_{G2}) \right] \quad (1.10.3)$$

Sostituendo le relazioni (1.10.1) e (1.10.2) nella (1.10.3) si ottiene la (1.10.4).

$$S_{21_VM}(V_{G1}, V_{G2}) = \frac{1}{4} \left\{ \left[\Gamma(V_{G2}) - \Gamma(\overline{V_{G2}}) \right] + j \left[\Gamma(V_{G1}) - \Gamma(\overline{V_{G1}}) \right] \right\} \quad (1.10.4)$$

Da quest'ultima relazione si evince che il modulatore vettoriale, con questa topologia, presenta una perdita di inserzione di 3 dB superiore rispetto a quella del modulatore bifase.

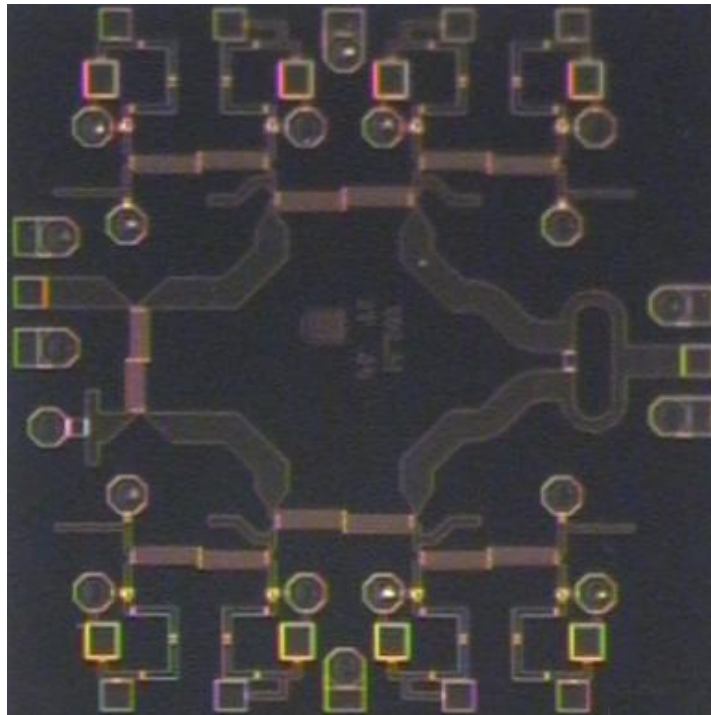


Fig. 1.10.2 – Microfotografia del modulatore diretto vettoriale a riflessione a carichi bilanciati.

Inoltre per quanto riguarda gli adattamenti del modulatore vettoriale se si considera la porta 2 chiusa su 50 ohm e il combinatori perfettamente adattato vale la relazione (1.10.5).

$$S_{11_VM}(V_{G1}, V_{G2}) = \frac{1}{2} \left[S_{11_BM_B}(V_{G2}) - S_{11_BM_A}(V_{G1}) \right] \quad (1.10.5)$$

Mentre se si considera la porta 1 chiusa su 50ohm e l'accoppiatore direzionale perfettamente adattato vale la relazione (1.10.6).

$$S_{22_VM}(V_{G1}, V_{G2}) = -\frac{1}{2} \left[S_{22_BM_B}(V_{G2}) + S_{22_BM_A}(V_{G1}) \right] \quad (1.10.6)$$

Utilizzando la stessa tecnologia utilizzata per il modulatore diretto di tipo bifase e le stesse tecniche di progetto è stato possibile realizzare un modulatore diretto di tipo vettoriale in accordo allo schema di Fig. 1.10.1. Il *die* risultante da questo progetto occupa un'area di 1.9 x 1.9 mm² ed è visibile in Fig. 1.10.2. Come è facile notare dagli schemi precedenti, il modulatore vettoriale ha bisogno concettualmente di due comandi il comando "I" composto dalla coppia V_{G2} e dal suo complementare ed il comando "Q" composto dalla coppia V_{G1} e dal suo complementare. Anche in questo caso, nella parte inferiore e superiore del *die* sono visibili i *pad* di polarizzazione dei gate dei FET i quali, in base alle considerazioni fatte in precedenza hanno la seguente disposizione:

Parte superiore:

$$\overline{V_{G2}} \quad V_{G2} \quad \text{GND} \quad V_{G2} \quad \overline{V_{G2}}$$

Parte inferiore:

$$\overline{V_{G1}} \quad V_{G1} \quad \text{GND} \quad V_{G1} \quad \overline{V_{G1}}$$

Anche se i segnali di controllo, tra loro distinti, da fornire per il comando del modulatore vettoriale sarebbero teoricamente due ovvero V_{G1} e V_{G2} (poichè le tensioni complementate sono ottenibili da quelle non complementate) nella pratica per correggere eventuali sbilanciamenti introdotti ad esempio dalle strutture di combinazione, è possibile fornire fino ad otto distinte tensioni di controllo tali da far funzionare il modulatore vettoriale con le migliori prestazioni possibili. Questo ovviamente rappresenta un'ulteriore aspetto di flessibilità di questo dispositivo oltre a quella di poter essere impiegato per diverse applicazioni, come visto all'inizio di questo capitolo. In seguito ad una taratura manuale sul banco di misura effettuata sui valori delle tensioni di controllo è stato possibile selezionare 8 stati (8-QAM) diversi del modulatore vettoriale più lo stato di massima attenuazione. Per ottenere più punti, in luogo di una taratura manuale si renderebbe necessario, data la complessità dell'operazione) effettuare una taratura automatizzata con un banco apposito. Gli 8 stati permettono di ottenere una costellazione che copre l'intero angolo con passi di 45° e con due differenti livelli di ampiezza che differiscono di 3 dB come si può vedere in Fig. 1.10.3 dove appunto è stato rappresentato in forma polare la misura del coefficiente S_{21} del modulatore vettoriale al variare degli stati e per tre frequenze corrispondenti agli estremi di banda e al centro banda. In Fig. 1.10.4 viene rappresentato lo sfasamento relativo espresso in gradi prodotto dal modulatore vettoriale per ciascuno stato in funzione della frequenza. In particolare si può notare come gli otto stati differiscano di 45°, come voluto. Per ottenere tale misura è stata

effettuata la differenza tra la fase assoluta di ciascuno degli stati considerati (ad esclusione dello stato di massima attenuazione, la cui fase non è rappresentativa) e la fase assoluta dello stato di riferimento che in questo caso corrisponde allo stato A. In Fig. 1.10.5 è stato rappresentato l'andamento della perdita di inserzione espressa in dB introdotta dal modulatore vettoriale per ciascuno stato in funzione della frequenza ovvero per ciascuno stato si è rappresentato il modulo del parametro S_{21} al variare della frequenza.

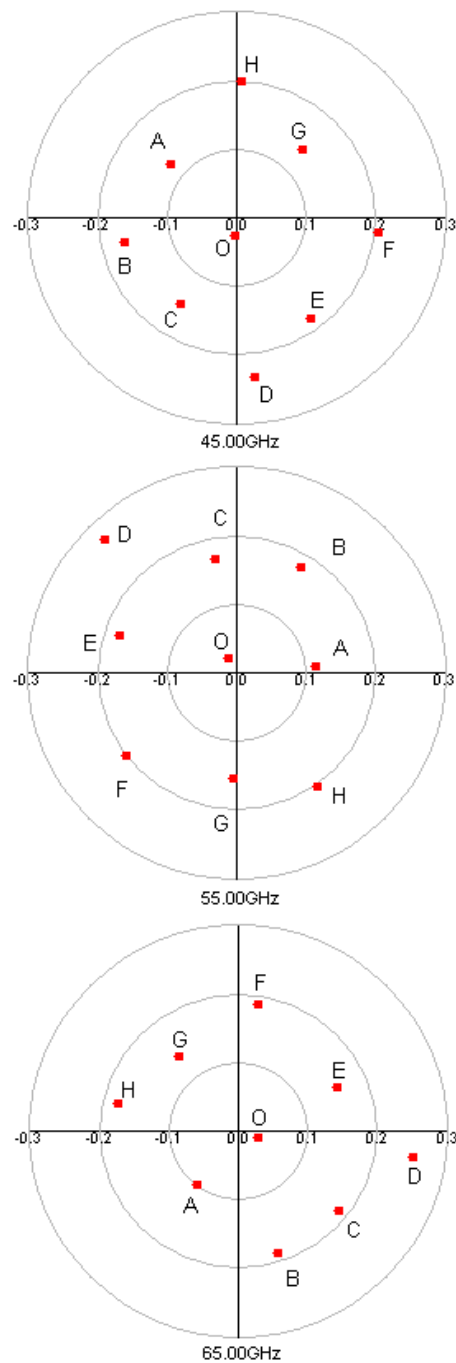


Fig. 1.10.3 – Costellazione del modulatore vettoriale ottenuta da misure a 45, 55 e 65 GHz.

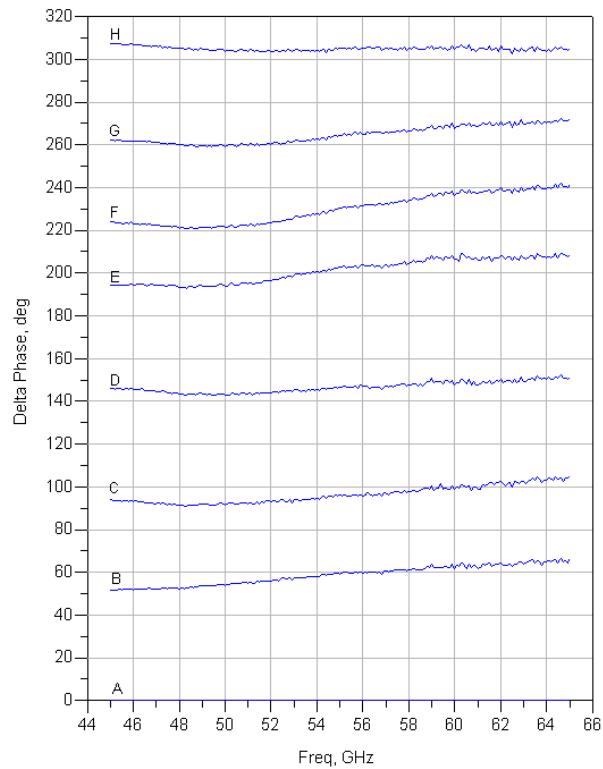


Fig. 1.10.4 – Sfasamento relativo espresso in gradi del modulatore vettoriale per ciascuno stato in funzione della frequenza.

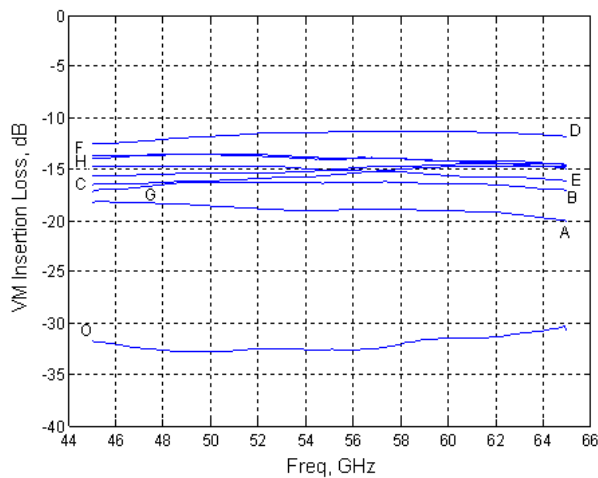


Fig. 1.10.5 – Perdita di inserzione espressa in dB introdotta dal modulatore vettoriale per ciascuno stato in funzione della frequenza.

Infine in Fig. 1.10.6 ed in Fig. 1.10.7 sono stati presentati gli andamenti degli adattamenti in ingresso ed in uscita del modulatore vettoriale in funzione della frequenza per tutti gli stati.

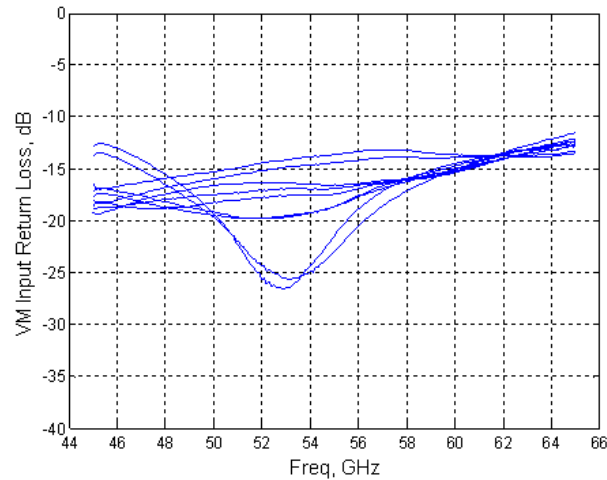


Fig. 1.10.6 – Adattamento in ingresso espresso in dB del modulatore vettoriale per ciascuno stato in funzione della frequenza.

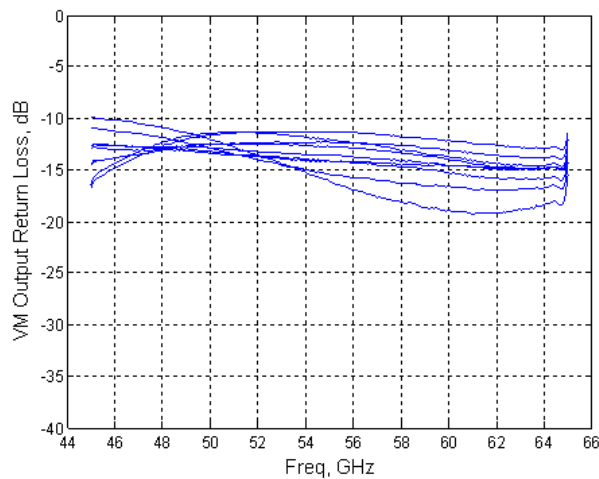


Fig. 1.10.7 – Adattamento in uscita espresso in dB del modulatore vettoriale per ciascuno stato in funzione della frequenza.

In conclusione, osservando i grafici presentati finora si può concludere che il modulatore vettoriale progettato e realizzato presenta, sulla banda considerata che va da 45GHz a 65GHz, un adattamento su entrambe le porte migliore di 10dB, ed una perdita di inserzione di 13dB. Tali prestazioni sono del tutto paragonabili con prestazioni ottenute con le topologie di modulatore vettoriale proposte in letteratura (con bande paragonabili) che sfruttano la tecnica del bilanciamento tradizionale a fronte però di una maggiore occupazione di area. A titolo di esempio, il modulatore vettoriale presentato da Yang *et al.* [24] presenta una perdita di inserzione di 10.6 dB alla frequenza di 40 GHz. Il modulatore vettoriale presentato da Nam *et al.* [9] mostra una perdita di inserzione di 5 dB ed un adattamento di 10 dB, ma su di una banda più stretta ovvero da 55 a 65 GHz.

Infine il modulatore vettoriale realizzato da *McPherson et al.* [25] presenta una perdita di inserzione di 10 dB ed un adattamento di 6 dB a 66.5 GHz.

Per un più corretto confronto delle prestazioni occorre tenere in conto che le prestazioni ottenute sono molto legate alla fase di taratura che in questo caso è stata eseguita manualmente. Inoltre bisogna tenere conto del fatto che le prestazioni dei modulatori presi a confronto hanno una banda più stretta rispetto al modulatore vettoriale presentato.

1.11 Riferimenti

- [1] G. B. Norris, D. C. Boire, G. St. Onge, C. Wutke, C. Barratt, W. Coughlin, and J. Chickanosky, "A fully monolithic 4-18 GHz digital vector modulator," in *Microwave Symposium Digest, 1990., IEEE MTT-S International*, 1990, pp. 789-792 vol.2.
- [2] J. Yong Chae and K. Chul Dong, "A design of the noble vector modulator," in *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, 2000, pp. 1097-1100.
- [3] D. S. McPherson, M. G. Stubbs, J. S. Wight, and S. Lucyszyn, "A 28 GHz HBT Vector Modulator and its Application to an LMCS Feedforward Power Amplifier," in *European Microwave Conference, 1998. 28th*, 1998, pp. 523-528.
- [4] L. M. Devlin and B. J. Minnis, "A versatile vector modulator design for MMIC," in *Microwave Symposium Digest, 1990., IEEE MTT-S International*, 1990, pp. 519-521 vol.1.
- [5] D. S. McPherson, S. Hwa-Chang, J. Young-Lae, and S. Lucyszyn, "110 GHz vector modulator for adaptive software-controlled transmitters," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 16-18, 2001.
- [6] A. E. Ashtiani, T. Gokdemir, S. Nam, and I. D. Robertson, "Compact 38 GHz MMIC balanced vector modulators employing GaAs/InGaP HBTs," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 817-818, 1999.
- [7] A. E. Ashtiani, T. Gokdemir, A. Vilches, Z. Hu, I. D. Robertson, and S. P. Marsh, "Monolithic GaAs-InGaP HBT balanced vector modulators for millimeter-wave wireless systems," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2000. Digest of Papers. 2000 IEEE*, Boston, MA, USA, 2000, pp. 187-190.
- [8] A. E. Ashtiani, N. Sueng-Il, A. d'Espona, S. Lucyszyn, and I. D. Robertson, "Direct multilevel carrier modulation using millimeter-wave balanced vector modulators," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2611-2619, 1998.
- [9] S. Nam, A. E. Ashtani, G. Passiopoulos, S. Lucyszyn, and I. D. Robertson, "A 60 GHz 256 QAM balanced vector modulator for short range LOS communication applications," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 1998 IEEE*, Baltimore, MD, USA, 1998, pp. 271-274.
- [10] S. Nam, N. Shala, K. S. Ang, A. E. Ashtiani, T. Gokdemir, I. D. Robertson, and S. P. Marsh, "Monolithic millimeter-wave balanced bi-phase amplitude modulator in GaAs/InGaP HBT technology," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, pp. 243-246 vol.1.
- [11] L. Silverman and C. D. Plato, "Vector Modulator Enhances Feed-Forward Cancellation," *Microwaves & RF*, vol. 37, pp. 83-90, March 1998.

- [12] M. Borick, "Vector modulators deliver fast phase/amplitude changes " *Microwaves & RF*, p. 176, May 2002.
- [13] M. Mtimat and A. B. Kouki, "Design and characterization of variable attenuators and phase shifters with linearized bias control voltages," in *Electrical and Computer Engineering, 2004. Canadian Conference on*, 2004, pp. 1085-1088 Vol.2.
- [14] Z. Adler and B. Smilowitz, "Octave-Band High Precision Balanced Modulator," in *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, 1984, pp. 375-377.
- [15] M. Chongcheawchamnan, S. Bunnjaweht, D. Kpogla, D. Lee, and I. D. Robertson, "Microwave I-Q vector modulator using a simple technique for compensation of FET parasitics," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 1642-1646, 2002.
- [16] D. K. A. Kpogla, C. Y. Ng, and I. D. Robertson, "Shifted-quadrant microwave vector modulator," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 1058-1059, 2003.
- [17] S. Bingham and B. Krause, "Broadband 1.5 GHz analog monolithic vector modulator," in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1992. Technical Digest 1992., 14th Annual IEEE*, 1992, pp. 33-36.
- [18] R. W. Bernstein and C. F. Heide, "Optimisation of signal phase split in vector modulator phase shifters," *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -*, vol. 141, pp. 207-209, 1994.
- [19] F. Ellinger, U. Lott, and W. Bachtold, "An antenna diversity MMIC vector modulator for HIPERLAN with low power consumption and calibration capability," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 964-969, 2001.
- [20] W. D. Jemison, A. J. Kreuzberger, and E. Funk, "Microwave photonic vector modulator for high-speed wireless digital communications," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, pp. 125-127, 2002.
- [21] C. Hong-Yeh, H. Tian-Wei, W. Huei, W. Yu-Chi, C. Pane-Chane, and C. Chung-Hsu, "Broad-band HBT BPSK and IQ modulator MMICs and millimeter-wave vector signal characterization," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 908-919, March 2004.
- [22] W. Ciccognani, F. di Paolo, M. Ferrari, F. Giannini, and E. Limiti, "A Reflection-Type Biphase Modulator with Balanced Loads," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, pp. 334-337.
- [23] W. Ciccognani, M. Ferrari, F. Giannini, and E. Limiti, "A Novel Broadband MMIC Vector Modulator for V-band Applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. (accepted to be published), 2009.

- [24] H. Yang, L. Lingyun, Q. Rong, and S. Xiaowei, "An Efficient Technique for Designing High-Performance Millimeter-Wave Vector Modulators With Low Temperature Drift," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 3100-3107, 2008.
- [25] D. S. McPherson and S. Lucyszyn, "Vector modulator for W-band software radar techniques," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1451-1461, 2001.

Capitolo 2. Commutatori Integrati

2.1 Introduzione

Per commutatore integrato si intende un dispositivo allo stato solido in grado di effettuare un condizionamento su di un segnale proveniente da uno dei suoi ingressi istradandolo verso una delle sue uscite in accordo con uno o più segnali di controllo. Quest'ultimo aspetto, insieme alla possibilità di integrazione, è quello che contraddistingue il commutatore integrato elettronico da un commutatore meccanico. Nel commutatore meccanico infatti l'attuazione tra un percorso e l'altro avviene in base ad un comando di tipo meccanico e non elettrico. Tuttavia nell'ambito di questa distinzione esiste una classe di commutatori che si colloca a metà strada tra le due classi, gli *switch* realizzati in tecnologia MEMS (ovvero *Micro Electro-Mechanical Systems*), che si potrebbero definire *switch* integrati di tipo elettromeccanico ovvero che hanno le dimensioni di oggetti integrabili ma la cui attuazione negli stati di commutazione avviene meccanicamente sotto l'azione di un comando elettrico. Le principali tecnologie abilitanti per la realizzazione di *switch* integrati di tipo elettronico, sono i diodi PIN oppure i FET. Tramite questi due elementi è possibile creare qualsiasi tipo di commutatore elettronico. In base al numero di ingressi "n" o poli (*pole*) posseduti dal commutatore (*switch*) ed in base al numero di percorsi "m" (*throw*) che esso è in grado di instaurare tra i suoi poli di ingresso e le uscite si utilizza la seguente nomenclatura per identificare uno *switch* ovvero: "*nPmT Switch*". Nel caso in cui $n=1$ o $m=1$ si usa anche la lettera "S" per identificare "*Singol*" oppure nel caso in cui $n=2$ o $m=2$ si usa la lettera "D" per identificare "*Double*". Ad esempio SPST sta per singolo polo singolo percorso, SPDT sta per singolo polo doppio percorso oppure SP4T sta per singolo polo e 4 percorsi ecc. Il diodo PIN oppure il FET sono dispositivi che di per se, opportunamente polarizzati realizzano già degli *switch* di tipo SPST. La scelta dell'una o dell'altra tecnologia dipende dall'applicazione. Se da un lato gli *switch* realizzati con PIN presentano in genere un *power handling* (potenza gestibile) maggiore rispetto ai FET (a parità di tecnologia), dall'altro lato questi ultimi presentano numerosi vantaggi (vedi [1] e [2]). I principali vantaggi degli *switch* a FET sono ad esempio la possibilità di integrazione con i principali processi MMIC, un'area occupata inferiore, una maggiore velocità di commutazione, un consumo di potenza

quasi nullo ed infine un maggiore isolamento tra polarizzazione in continua ed RF (i PIN hanno infatti bisogno di induttanze e condensatori di disaccoppiamento tra RF e DC). Il principale svantaggio della realizzazione di *switch* tramite FET è, come detto il minor *power handling* che è possibile raggiungere. Questo era vero fino a qualche anno fa, quando cioè si faceva riferimento ai FET realizzati su substrato semiconduttore GaAs. Attualmente il problema della gestione di potenze maggiori tramite FET viene risolto facendo uso di tecnologie basate su substrati semiconduttori GaN i quali permettono di realizzare *switch* con prestazioni superiori. Negli ultimi anni non sono stati presentati molti lavori a riguardo (vedi ad esempio [3], [4], [5], [6], [7] e [8]). In particolare nell'articolo presentato da *Janssen et al.* [9] è stato presentato uno *switch* in grado di gestire una potenza di ingresso di 25 Watt mantenendo buone prestazioni di isolamento e di perdita di inserzione. In generale è possibile affermare che esiste un compromesso tra la possibilità di realizzare contemporaneamente da un lato *switch* con elevato *power handling* e bassa perdita di inserzione e dall'altro lato *switch* con elevato isolamento.

Questo compromesso dipende in generale, a parità di tecnologia, dalla scelta della grandezza dei dispositivi utilizzati. Infatti se si considera uno *switch* di tipo SPST realizzato da un singolo FET in configurazione serie, aumentando la periferia di gate da un lato aumenterà il *power handling* e diminuirà la perdita di inserzione dello *switch* dall'altro si avrà un isolamento peggiore [10]. Il principale responsabile di questo peggioramento è l'aumento della capacità tra *source* e *drain* che presenta il FET nel suo stato OFF. Tuttavia un possibile approccio per superare questo compromesso, più volte proposto in letteratura, risulta essere quello degli *switch* a risonanza. In base a questa tecnica l'isolamento dello *switch* può essere migliorato facendo risuonare in parallelo ai terminali di *source* e *drain*, un elemento induttivo come per esempio un induttore concentrato o un induttore distribuito (realizzato tramite una linea ad alta impedenza). Tra i vari articoli pubblicati in letteratura su questa tecnica, nessuno ha fornito un approccio analitico per lo studio del problema ma soltanto delle applicazioni della tecnica stessa tramite dei dimostratori. Nel corso di questo capitolo verranno descritti i commutatori integrati a risonanza presentati in letteratura, successivamente verrà presentato un approccio analitico per lo studio degli *switch* a risonanza, ed infine verranno presentati degli *switch* progettati come dimostratori di tale tecnica, realizzati utilizzando dispositivi su substrato semiconduttore GaN.

2.2 Commutatori integrati a risonanza

Diversi articoli in letteratura hanno presentato la tecnica dello *switch* a risonanza, tra questi i principali verranno descritti qui di seguito. Il primo lavoro, riguardante gli *switch* a risonanza al 1978 ad opera di Gaspari e Yee [1]. Tale lavoro fu poi ripreso nel 1980 [11] e successivamente nel 1981 [12] ad opera di McLevige e Sokolov. In questi lavori vengono presentati *switch* SPDT in versione discreta ed in versione monolitica, vedi Fig. 2.2.1.

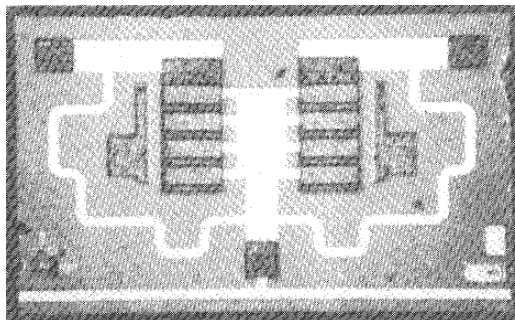


Fig. 2.2.1 – Switch SPDT di McLevige [11] e [12].

La versione monolitica realizzata, presenta a 10 GHz una perdita di inserzione di 0.6 dB ed un isolamento di 17 dB. Nel 1988 Ezzedine *et al.* [13] utilizzano uno *switch* SPDT che fa uso di una configurazione, per ciascun ramo dello *switch*, di FET serie - FET parallelo - FET serie con risonanza resistiva-induttiva come mostrato in Fig. 2.2.2. In particolare lo *switch* presenta una perdita di inserzione inferiore a 2.5 dB ed un isolamento inferiore a 34 dB in una banda dalla DC a 18GHz.

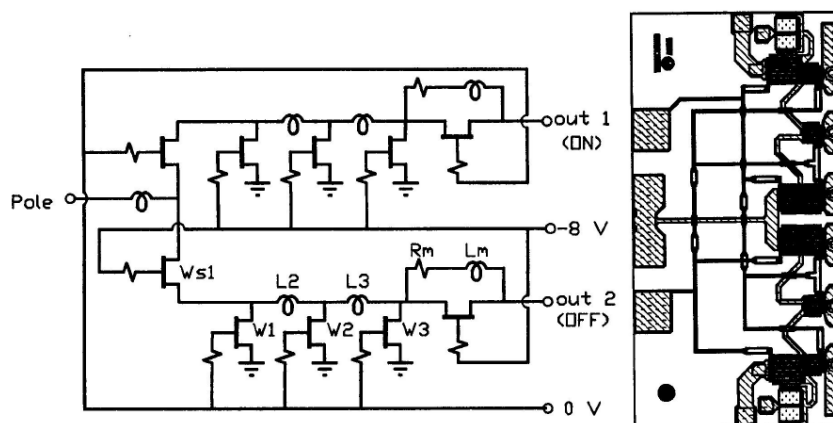


Fig. 2.2.2 – Switch SPDT di Ezzedine [13].

Nel 1996 Kawakyu *et al.* riprendono l'idea dello *switch* a risonanza del FET serie [14] con particolare riferimento alla realizzazione di uno *switch* da utilizzare come elemento di commutazione rispetto all'antenna in un modulo T/R, vedi Fig. 2.2.3.

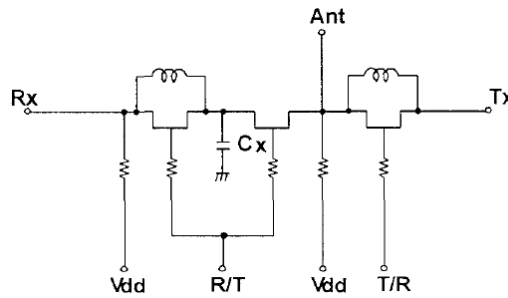


Fig. 2.2.3 – Switch SPDT di Kawakyu [14].

Nel 1998 Madhian *et al.* [15] estendono il concetto della risonanza induttiva in parallelo a quella della risonanza combinata serie-parallelo, vedi Fig. 2.2.4. La quale consente di non deteriorare le prestazioni di insertion loss a bassa frequenza che accade nel caso di utilizzo della sola risonanza parallelo nei FET parallelo. Nel 1999 Devlin [10] presenta un articolo nel quale spiega lo stato dell'arte degli *switch* fino a quel momento presenti in letteratura e quindi tratta anche la tecnica della compensazione induttiva definendo i commutatori ai quali è applicata come "*Tuned Switch*".

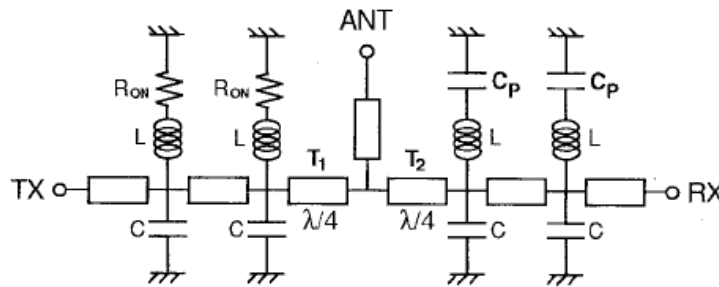


Fig. 2.2.4 – Switch SPDT di Madhian [15].

Infine nel 2008 Janssen *et al.* [9] presentano uno *switch* SPDT in banda X realizzato utilizzando la tecnica della risonanza parallelo applicata sui FET in configurazione serie, come mostrato in Fig. 2.2.5. In tutti i lavori precedentemente presentati non è ancora stata data una formalizzazione analitica su come affrontare il problema del dimensionamento ottimo dell'elemento induttivo e del dispositivo da utilizzare. Tale aspetto verrà approfondito nei sottoparagrafi successivi.

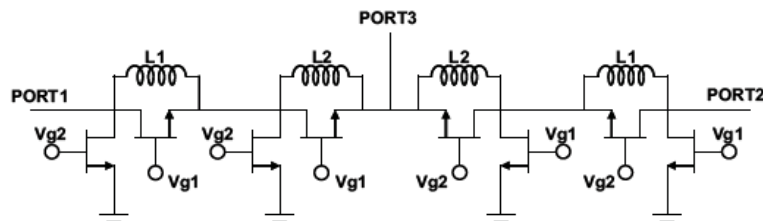


Fig. 2.2.5 – Switch SPDT di Janssen [9].

2.2.1 Commutatori integrati a risonanza induttiva

Si consideri un FET utilizzato come *switch* in configurazione serie (in questo caso un semplice SPST), polarizzato in modalità fredda ($V_{DS}=0$) e comandato nei suoi due stati ON ($V_{GS}=0V$) e OFF ($V_{GS}=-15V$). Se si riportano su di un grafico rettangolare gli andamenti dell' S_{21} misurati in entrambi gli stati di tale *switch* si ottiene il grafico della perdita di inserzione e dell'isolamento dello *switch* come mostrato in Fig. 2.2.6.

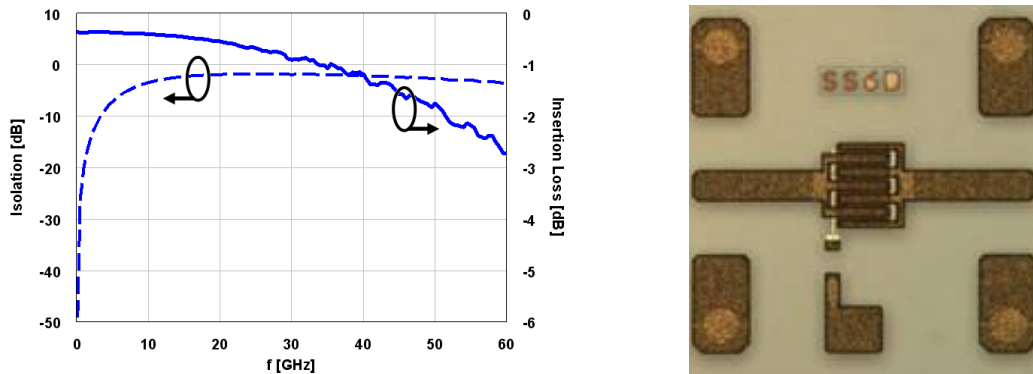


Fig. 2.2.6 – Misura della perdita di inserzione e dell'isolamento (sinistra) di uno switch realizzato tramite un HEMT su GaN (destra) di periferia 6x100µm in configurazione serie e polarizzato con $V_{DS}=0$ and $V_{GS}=0V$ (ON)/ -15V(OFF).

In particolare il FET ha una periferia di 6x100µm e lunghezza di *gate* pari a 0.25 µm. E' stato realizzato su un processo della SELEX su un substrato semiconduttore di SiC/GaN con una altezza di 70µm. La Fig. 2.2.6 mostra il tipico andamento della perdita di inserzione e dell'isolamento che è possibile ottenere tramite un singolo FET utilizzato come *switch*. Ciò che appare chiaro è che nello stato OFF, al crescere della frequenza l'isolamento dello *switch* peggiora a causa della capacità intrinseca offerta dal FET tra drain e source la quale diminuisce appunto la propria impedenza al crescere della frequenza tendendo a diventare un cortocircuito.

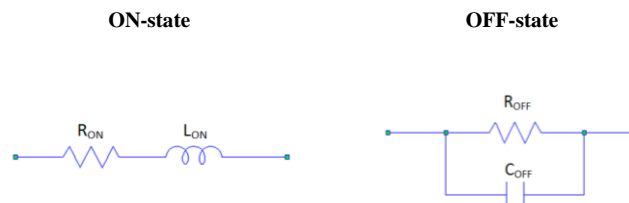


Fig. 2.2.7 – Semplice modello di un FET utilizzato in modalità switch in polarizzazione fredda.

Nello stato ON invece oltre alla resistenza offerta dal canale del FET, al crescere della frequenza l'aumento della perdita di inserzione è dovuto all'effetto induttivo parassita degli elementi estrinseci del FET presenti sul *drain* e sul *source*.

Il modo più semplice di rappresentare il FET tramite un circuito equivalente a parametri concentrati è quello che lo vede modellizzato come in Fig. 2.2.7 ovvero modellizzato tramite una resistenza con in serie un'induttanza nello stato ON ed una resistenza con in parallelo una capacità nello stato OFF. La scelta di utilizzare un modello così semplificato per il FET ha reso possibile la definizione di una serie di relazioni matematiche di analisi e di progetto in forma chiusa senza una eccessiva perdita di accuratezza nei risultati, come verrà di seguito mostrato. Come emerge dai vari lavori presentati in letteratura ed analizzati precedentemente, per riuscire ad ottenere buoni livelli di isolamento, purchè a banda stretta, è possibile effettuare una compensazione della C_{OFF} facendola risuonare tramite un induttore posto in parallelo ad essa. In generale la scelta di un induttore concentrato mostra alcune problematiche tra cui la non facile modellizzazione da parte della fonderia e quindi modelli per il simulatore circuitale non sempre accurati, specialmente ad alte frequenze e poi un'area occupata in genere elevata nonché delle perdite non trascurabili. Invece di utilizzare un induttore concentrato è possibile utilizzare un induttore realizzato tramite una linea ad alta impedenza, a patto che le frequenze di lavoro non siano troppo basse (lunghezze d'onda grandi porterebbero a linee estremamente lunghe). Il vantaggio di questa soluzione sarebbe sicuramente una modellizzazione più semplice, inoltre nel caso di linee eccessivamente lunghe sarebbe possibile effettuare una meandratrice (in base anche alle eventuali esigenze in termini di compattezza di *layout*) della linea stessa la quale potrebbe poi essere facilmente validata tramite una simulazione EM. Questo porterebbe indubbiamente ad un risparmio di area occupata rispetto all'utilizzo di un induttore concentrato.

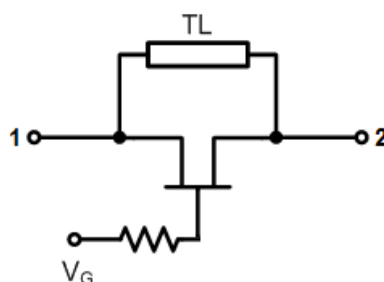


Fig. 2.2.8 – Schema di un FET compensato tramite linea ad elevata impedenza.

Lo schema che verrà preso come riferimento nel corso di questa trattazione è quello di Fig. 2.2.8 che mostra un FET compensato tramite una linea ad elevata impedenza.

Una linea di trasmissione priva di perdite può essere facilmente modellizzata matematicamente tramite la ben nota matrice [ABCD] come mostrato nella espressione (2.2.1):

$$[ABCD]_{LINE} = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & jZ_C \sin(\beta L) \\ j\frac{1}{Z_C} \sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

dove $\beta = \frac{\omega k}{c}$ e $k = \sqrt{\epsilon_{eff}}$

mentre i parametri Z_C , β e L rappresentano i parametri della linea ovvero rispettivamente: l'impedenza caratteristica, la costante di propagazione e la lunghezza fisica; inoltre c rappresenta invece la velocità della luce nel vuoto, mentre ϵ_{eff} rappresenta la costante dielettrica effettiva del substrato.

La matrice [ABCD] presentata nella (2.2.1) può essere convertita in parametri [Y] come mostrato nella (2.2.2). Tale operazione risulta conveniente ogni volta che si vuole effettuare il parallelo tra due o più reti come si vedrà più avanti.

$$[Y]^{LINE} = \frac{j}{Z_C \sin\left(\frac{\omega k L}{c}\right)} \cdot \begin{bmatrix} -\cos\left(\frac{\omega k L}{c}\right) & 1 \\ 1 & -\cos\left(\frac{\omega k L}{c}\right) \end{bmatrix} \quad (2.2.2)$$

Dalla Fig. 2.2.7 è invece possibile ricavare la matrice [Y] del modello del FET nei suoi due stati ON e OFF rappresentati rispettivamente dalla (2.2.3) e dalla (2.2.4).

$$[Y]^{FET_ON} = \frac{1}{R_{ON} + j\omega L_{ON}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

$$[Y]^{FET_OFF} = \left(\frac{1}{R_{OFF}} + j\omega C_{OFF} \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.4)$$

Le matrici ammettenze di cortocircuito presentate fino ad ora possono essere utilizzate per ricavare la matrice ammettenza totale che caratterizza la cella mostrata in Fig. 2.2.8. In particolare per i due stati della cella *switch* si dovranno utilizzare le espressioni (2.2.5) e (2.2.6).

$$[Y]^{CELL_ON} = [Y]^{LINE} + [Y]^{FET_ON} \quad (2.2.5)$$

$$[Y]^{CELL_OFF} = [Y]^{LINE} + [Y]^{FET_OFF} \quad (2.2.6)$$

Dopo aver sostituito le espressioni (2.2.2), (2.2.3) e (2.2.4) nelle espressioni (2.2.5) e (2.2.6) e dopo aver eseguito opportune manipolazioni matematiche, è possibile

esprimere la (2.2.5) e la (2.2.6) in una forma rettangolare complessa dove la parte reale e la parte immaginaria vengono separate ed esplicitate.

$$Y_{11}^{CELL_ON} = \frac{R_{ON}}{R_{ON}^2 + \omega^2 L_{ON}^2} - j \left(\frac{\omega L_{ON}}{R_{ON}^2 + \omega^2 L_{ON}^2} + \frac{1}{Z_C \tan\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} \right) \quad (2.2.7)$$

$$Y_{21}^{CELL_ON} = \frac{-R_{ON}}{R_{ON}^2 + \omega^2 L_{ON}^2} + j \left(\frac{\omega L_{ON}}{R_{ON}^2 + \omega^2 L_{ON}^2} + \frac{1}{Z_C \sin\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} \right) \quad (2.2.8)$$

$$Y_{11}^{CELL_OFF} = \frac{1}{R_{OFF}} + j \left(\omega C_{OFF} - \frac{1}{Z_C \tan\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} \right) \quad (2.2.9)$$

$$Y_{21}^{CELL_OFF} = \frac{-1}{R_{OFF}} - j \left(\omega C_{OFF} - \frac{1}{Z_C \sin\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} \right) \quad (2.2.10)$$

Inoltre data la simmetria di tutte le matrici ($Y_{11}=Y_{22}$ e $Y_{12}=Y_{21}$), possono essere considerati soltanto due parametri per matrice e quindi due parametri per ciascuno stato, vedi espressioni dalla (2.2.7) alla (2.2.10).

A questo punto è utile ricordare le relazioni (2.2.11) e (2.2.12) tra parametri [Y] e parametri [S] con riferimento alla porta 1 (sempre per ragioni di simmetria).

$$S_{11} = S_{22} = \frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2.2.11)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2.2.12)$$

dove la Y_0 rappresenta la ammettenza di riferimento (=20mS).

Per ottenere il più elevato isolamento possibile nello stato OFF per la cella di Fig. 2.2.8 il modulo del parametro $Y_{21}^{CELL_OFF}$ dovrà essere il minimo possibile e, come suggerito dalla (2.2.12) ciò comporterà anche un minimo per il modulo del parametro $S_{21}^{CELL_OFF}$ il quale, in questo caso, sarebbe rappresentativo proprio dell'isolamento dello *switch*.

Per assicurare questa condizione è sufficiente trovare la frequenza in corrispondenza della quale avviene la risonanza tra la linea di trasmissione TL e la capacità C_{OFF} del FET. In altri termini questo significa che l'equazione (2.2.13) deve essere risolta rispetto alla frequenza.

$$\omega C_{OFF} - \frac{1}{Z_C \sin\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} = 0 \quad (2.2.13)$$

Purtoppo tale soluzione non esiste in forma chiusa ma può essere ricavata seguendo due approcci alternativi ovvero può essere risolta per via numerica oppure per via grafica. In questo ultimo caso, come si vedrà di seguito, si ha il vantaggio di poter osservare come evolvono le soluzioni del problema riuscendo ad ottenere un quadro più ampio. Anche per quanto riguarda lo stato ON la linea di trasmissione potrebbe risonare con la L_{ON} . Questa eventualità al contrario di prima, va assolutamente evitata poiché si verrebbe a creare un minimo indesiderato nel modulo della $Y_{21}^{CELL_ON}$ che a sua volta causerebbe un minimo anche nel modulo della $S_{21}^{CELL_ON}$ il quale è rappresentativo della perdita di inserzione dello *switch*. In particolare la condizione di risonanza per la parte immaginaria dell'espressione di $Y_{21}^{CELL_ON}$ che viene riportata nella (2.2.8) deve essere evitata altrimenti in corrispondenza della frequenza di risonanza ottenuta dalla risoluzione della equazione (2.2.14) si avrà un picco di elevata perdita di inserzione.

$$\frac{\omega L_{ON}}{R_{ON}^2 + \omega^2 L_{ON}^2} + \frac{1}{Z_C \sin\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} = 0 \quad (2.2.14)$$

Anche per quanto riguarda l'espressione del parametro $Y_{11}^{CELL_ON}$ riportata nella (2.2.7) e l'espressione del parametro $Y_{11}^{CELL_OFF}$ riportata nella (2.2.9) sarebbe possibile trovare una condizione di risonanza ma osservando la relazione che sussiste tra i parametri [Y] ed i parametri [S], con particolare riferimento al legame espresso dalla (2.2.11), si vede chiaramente che un minimo nel modulo del parametro Y_{11} e/o nel parametro Y_{22} non porta necessariamente ad un minimo nel modulo del parametro S_{11} e/o nel parametro S_{22} . Diversamente, una risonanza rispettivamente in (2.2.8) ed in (2.2.10), ciascuna ad una data frequenza, porterebbe il modulo di S_{11} e di S_{22} , per ciascuno stato e per quella data frequenza, molto vicino all'unità ovvero porterebbe le due porte a comportarsi in maniera altamente riflettiva nei confronti del segnale ad esse incidente. Inoltre, sebbene le equazioni (2.2.13) e (2.2.14) non possano essere risolte in forma chiusa rispetto alla frequenza, esse possono essere invece risolte in forma chiusa rispetto alla lunghezza della linea della microstriscia TL. In particolare si può chiamare L_{LINE_OFF} la lunghezza della linea in corrispondenza della quale per una data frequenza di risonanza f_{OFF} si verifica la condizione di risonanza espressa nella equazione (2.2.13) ovvero un minimo nel modulo di $S_{21}^{CELL_OFF}$ (il quale corrisponderà ad un isolamento massimo a quella frequenza). Analogamente si può chiamare L_{LINE_ON} la lunghezza della linea in corrispondenza della quale per una data frequenza di risonanza f_{ON} si verifica la condizione di risonanza (non voluta) espressa nella equazione (2.2.14) ovvero un minimo

non voluto di $S_{21}^{\text{CELL_ON}}$ (il quale corrisponderà ad una perdita di inserzione massima a quella frequenza). In pratica dalla (2.2.13) e dalla (2.2.14) si ricavano le espressioni rispettivamente di $L_{\text{LINE_OFF}}$ (2.2.15) e di $L_{\text{LINE_ON}}$ (2.2.16).

$$L_{\text{LINE_OFF}} = \frac{c}{2\pi f_{\text{OFF}} k} \left[m\pi + (-1)^m \arcsin \left(\frac{1}{2\pi f_{\text{OFF}} C_{\text{OFF}} Z_C} \right) \right] \quad (2.2.15)$$

$$L_{\text{LINE_ON}} = \frac{c}{2\pi f_{\text{ON}} k} \left[(m+1)\pi + (-1)^m \arcsin \left(\frac{R_{\text{ON}}^2}{2\pi f_{\text{ON}} L_{\text{ON}} Z_C} + \frac{2\pi f_{\text{ON}} L_{\text{ON}}}{Z_C} \right) \right] \quad (2.2.16)$$

Il parametro m sta ad indicare un numero intero al variare del quale si avranno una molteplicità di valori della lunghezza della linea che per ciascuno stato garantisce la condizione di risonanza. Ad esempio per $m=0$ le due espressioni precedenti conducono alle due soluzioni con lunghezze minime. Effettuando una conversione, tramite le due relazioni (2.2.11) e (2.2.12), da parametri [Y] a parametri [S] delle espressioni rappresentate dalla (2.2.7) alla (2.2.10), considerando un dispositivo FET con il modello semplificato di Fig. 2.2.7, è possibile ottenere l'espressione dei parametri [S] della cella *switch* in funzione della frequenza. Il modulo espresso in dB di tali parametri in funzione della frequenza viene riportato, per ciascuno stato nella Fig. 2.2.9, Fig. 2.2.10, Fig. 2.2.11 e Fig. 2.2.12.

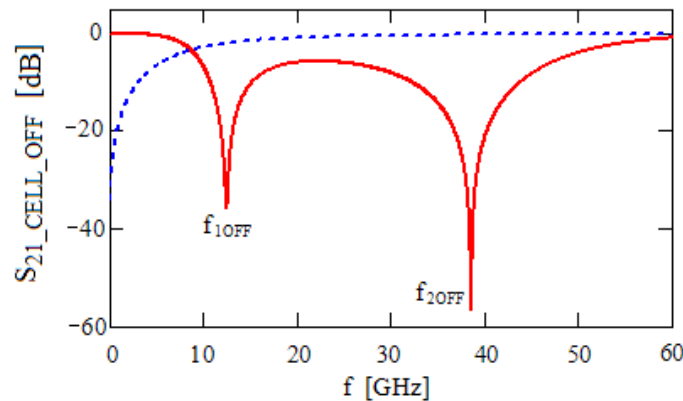


Fig. 2.2.9 – Isolamento dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dal modello analitico (linea continua) e dello switch non compensato (linea tratteggiata).

Se si compara la Fig. 2.2.9 con la Fig. 2.2.6 le quali si riferiscono al medesimo dispositivo, si può notare il significativo aumento dell'isolamento alle frequenze in corrispondenza delle quali avviene la risonanza ovvero $f_{1\text{ON}}$ e $f_{2\text{OFF}}$ (dove ovviamente l'indice rappresenta l'ordine di apparizione del picco di risonanza a partire dalla frequenza più bassa).

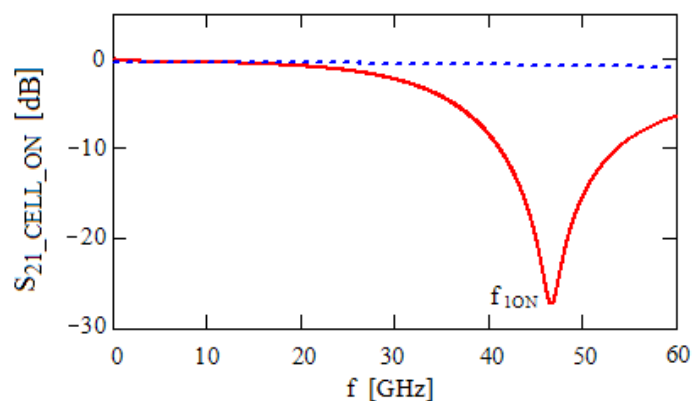


Fig. 2.2.10 – Insertion loss dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dal modello analitico (linea continua) e dello switch non compensato (linea tratteggiata).

In base quanto discusso in precedenza, la condizione di risonanza determinata dalla (2.2.14), quando verificata conduce alla formazione di un picco negativo nella perdita di inserzione della cella *switch* in corrispondenza della frequenza f_{1ON} (vedi Fig. 2.2.10). Inoltre, come anticipato in precedenza, nella Fig. 2.2.11 e nella Fig. 2.2.12 è possibile constatare come gli adattamenti siano nulli in corrispondenza delle suddette frequenze di risonanza.

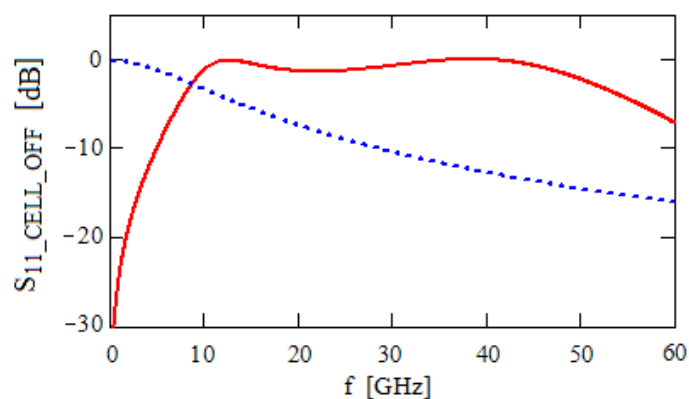


Fig. 2.2.11 – Adattamento (stato OFF) dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dal modello analitico (linea continua) e dello switch non compensato (linea tratteggiata).

Variando la lunghezza della linea di trasmissione a parità di periferia del dispositivo, oppure variando quest'ultima e lasciando invariata la lunghezza della linea, è possibile spostare i picchi di risonanza $f_{1,OFF}$, $f_{2,OFF}$ ed $f_{1,ON}$ affinché i primi due ricadano nella banda di interesse e garantiscano un effettivo miglioramento dell'isolamento mentre il picco di risonanza relativo allo stato ON ricada fuori banda per non degradare la perdita di inserzione dello switch.

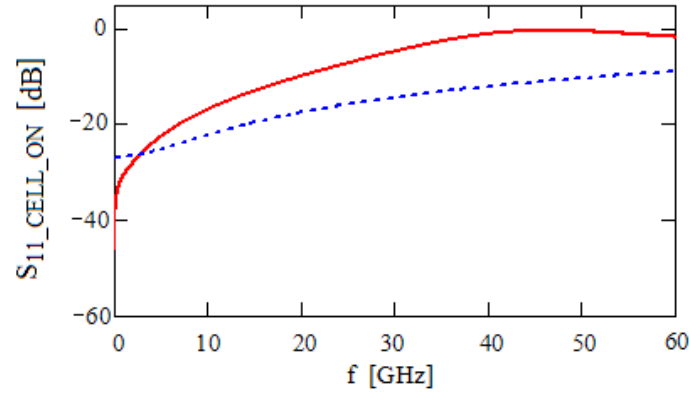


Fig. 2.2.12 – Adattamento (stato ON) dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dal modello analitico (linea continua) e dello switch non compensato (linea tratteggiata).

Un possibile approccio grafico per raggiungere l'obiettivo sopracitato verrà di seguito descritto. Le equazioni (2.2.13) e (2.2.14) possono essere espresse nella seguente forma:

$$B_{OFF} = \omega C_{OFF} = \frac{1}{Z_C \sin\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} = M_{21} \quad (2.2.17)$$

$$B_{ON} = \frac{-\omega L_{ON}}{R_{ON}^2 + \omega^2 L_{ON}^2} = \frac{1}{Z_C \sin\left(\frac{\omega kL}{c}\right)} = M_{21} \quad (2.2.18)$$

In questo modo la soluzione di tali equazioni può essere rappresentata attraverso i punti di intersezione tra le curve che rappresentano B_{OFF} ed M_{21} (le quali forniranno le f_{OFF}) e tra B_{ON} e M_{21} (le quali forniranno le f_{ON}). Un esempio di quanto finora detto è visibile in Fig. 2.2.13. Da notare che l'andamento B_{OFF} e quello di B_{ON} sono direttamente legati alla geometria del dispositivo utilizzato. Infatti, ad esempio, se la periferia del dispositivo aumenta, tipicamente anche C_{OFF} aumenterà così come aumenterà anche la pendenza della retta B_{OFF} (curva tratteggiata). Evidentemente l'effetto che si avrà sarà quello di avere frequenze di risonanza nello stato OFF che si separeranno tra di loro. In particolare la $f_{1,OFF}$ diminuirà marcatamente al crescere della periferia del dispositivo mentre la $f_{2,OFF}$ aumenterà in maniera poco consistente. Considerazioni simili possono essere fatte considerando una variazione nella lunghezza della linea. In questo caso, ad esempio, una variazione da una lunghezza L_1 ad una lunghezza L_2 (con $L_2 > L_1$) ha un effetto immediato sulle frequenze di risonanza proprie della linea (f_{R1} e f_{R2} in Fig. 2.2.13 che corrispondono rispettivamente a lunghezze elettriche di π e 2π) che consisterà in una espansione della curva M_{21} lungo le ascisse (vedi Fig. 2.2.14).

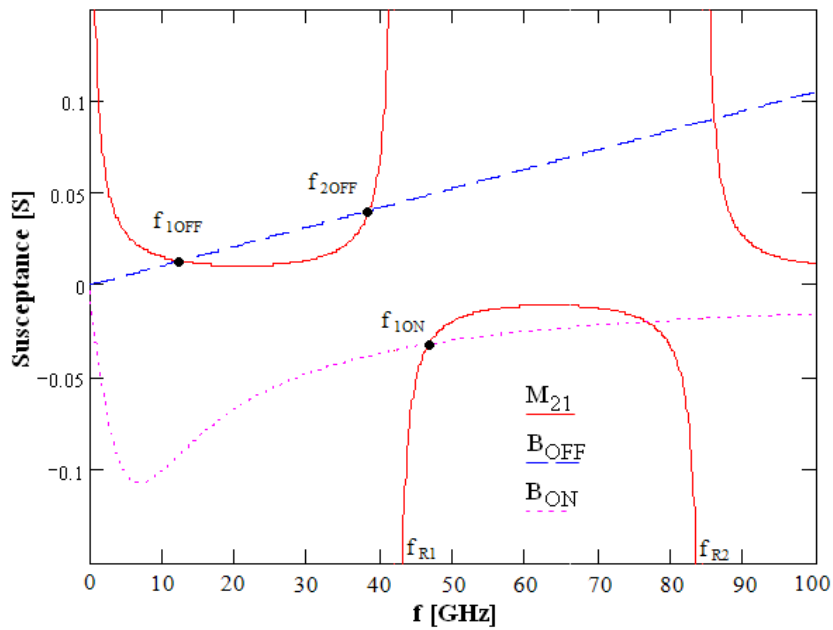


Fig. 2.2.13 – Metodo grafico per trovare le frequenze di risonanza per una fissata lunghezza della linea e per un dato dispositivo.

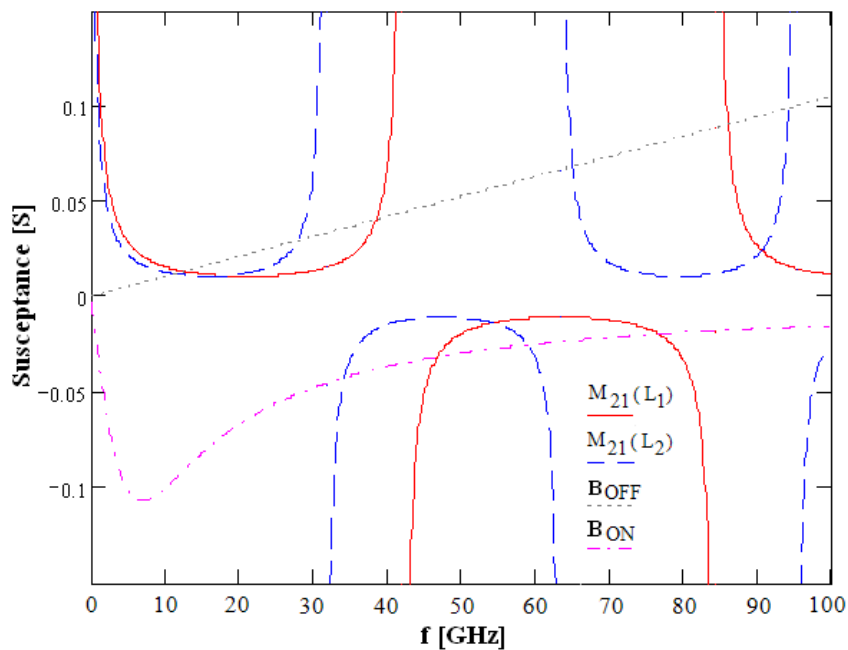


Fig. 2.2.14 – Metodo grafico per trovare le frequenze di risonanza per due differenti lunghezze della linea ($L_2 > L_1$) e per un dato dispositivo.

In particolare le condizioni di risonanza proprie della linea sono esprimibili dalla espressione (2.2.19) che può essere ottenuta eguagliando a $n\pi$ l'argomento della funzione trigonometrica seno presente nella M_{21} .

$$f_{Rn} = \frac{nc}{2kL} \tag{2.2.19}$$

Nella espressione precedente n rappresenta un intero positivo maggiore diverso da 0. Come conseguenza diretta di un incremento nella lunghezza della linea di trasmissione utilizzata come elemento induttivo (L) si ha un decremento nelle frequenze di risonanza dello switch prima analizzate ($f_{1,OFF}$, $f_{2,OFF}$ ed $f_{1,ON}$) e nella loro separazione. In conclusione $f_{1,OFF}$, $f_{2,OFF}$ ed $f_{1,ON}$ possono essere modificate semplicemente variando la lunghezza della linea o la periferia del dispositivo.

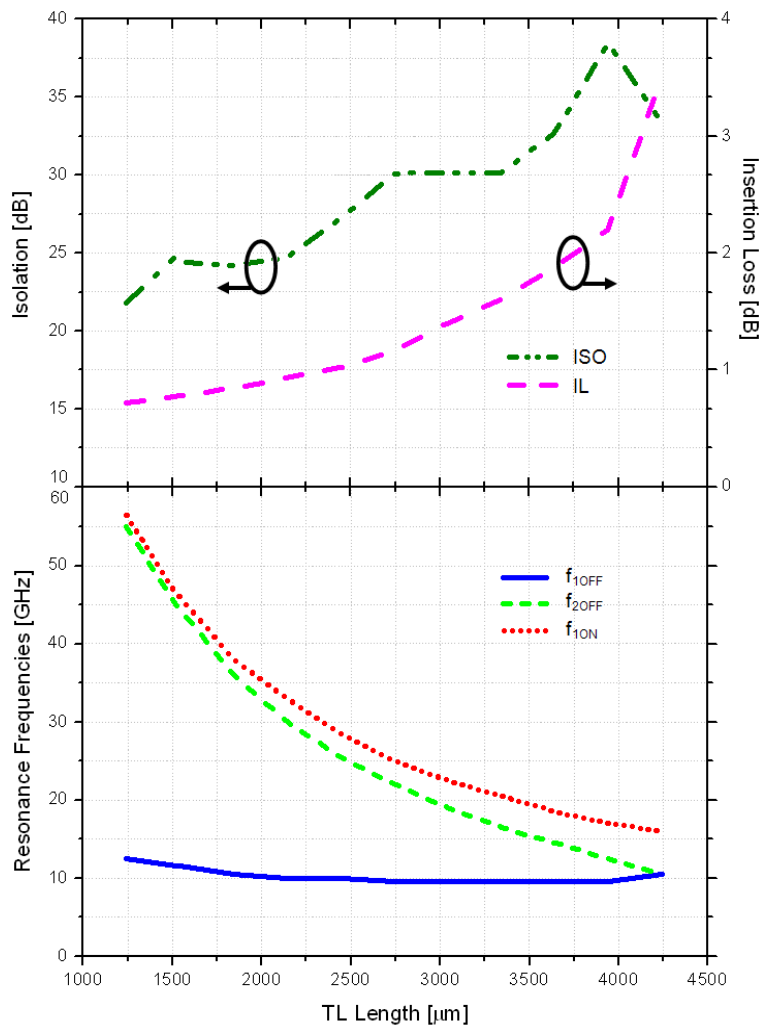


Fig. 2.2.15 – Frequenze di risonanza, insertion loss e isolamento (@ $f_{1,OFF}$) ottenuti variando la lunghezza della linea per un dato dispositivo (simulazioni).

Tali frequenze possono essere ottenute risolvendo numericamente le equazioni (2.2.13) e (2.2.14) oppure facendo uso di apposite carte di progetto realizzate a partire dalle considerazioni fatte precedentemente riguardo l'approccio grafico.

In particolare in Fig. 2.2.15 viene rappresentata una prima carta che permette, una volta selezionato un dispositivo, di selezionare la lunghezza della linea tale da ottenere le frequenze di risonanza volute e di visualizzare la perdita di inserzione e l'isolamento ottenuti in corrispondenza della prima frequenza di risonanza ($f_{1,OFF}$). Come si può notare un incremento nella lunghezza della linea ha degli effetti positivi sull'isolamento dello switch che può essere limitato dal livello di perdita di prestazioni in termini di insertion loss che si intende accettare il quale peggiora con il diminuire di $f_{1,ON}$. Tutto ciò è spiegato dal fatto che i picchi di risonanza sia dello stato ON che dello stato OFF tendono ad avvicinarsi.

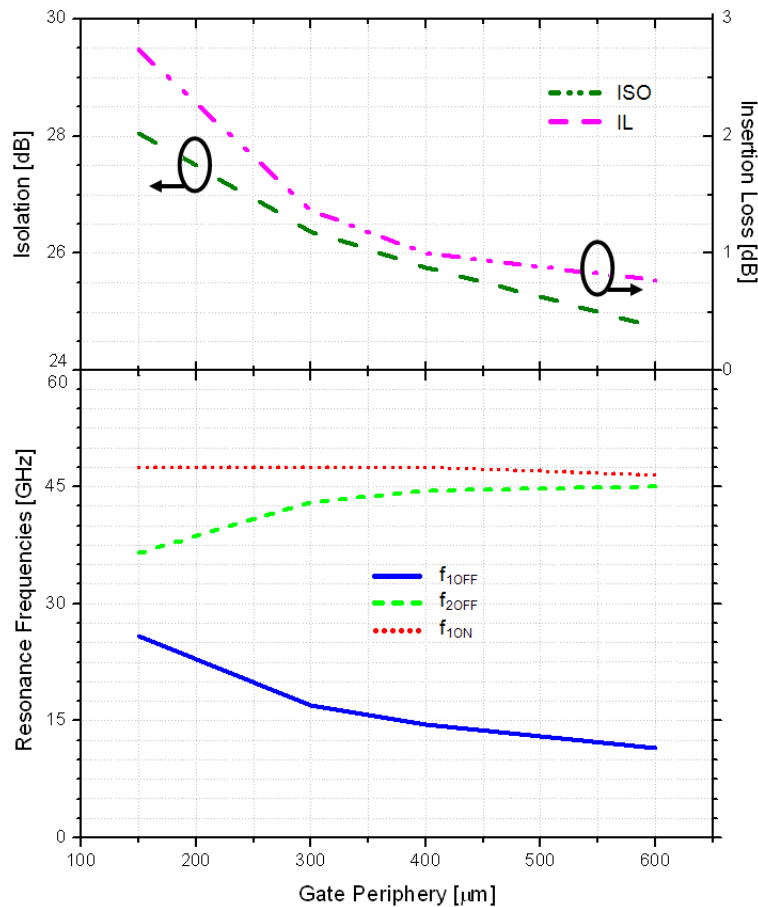


Fig. 2.2.16 – Frequenze di risonanza, insertion loss e isolamento (@ $f_{1,OFF}$) ottenuti variando la periferia del dispositivo per una data lunghezza di linea (simulazioni).

In Fig. 2.2.16 invece viene rappresentata una seconda carta che in maniera analoga alla precedente permette di selezionare la periferia di dispositivo tale da garantire le frequenze di risonanza volute. Anche in questo caso un decremento nella periferia del dispositivo porta comunque ad un aumento dell'isolamento e della perdita di inserzione (gli andamenti delle frequenze di risonanza convergono). In questo caso però una simile

strategia di progetto andrebbe evitata per non incorrere in problemi di *power handling*. Le curve prima proposte sono state ottenute mediante simulazioni circuitali ma analoghe curve possono essere ottenute anche a partire dal modello matematico precedentemente proposto con una conseguente, seppur modesta, perdita di accuratezza.

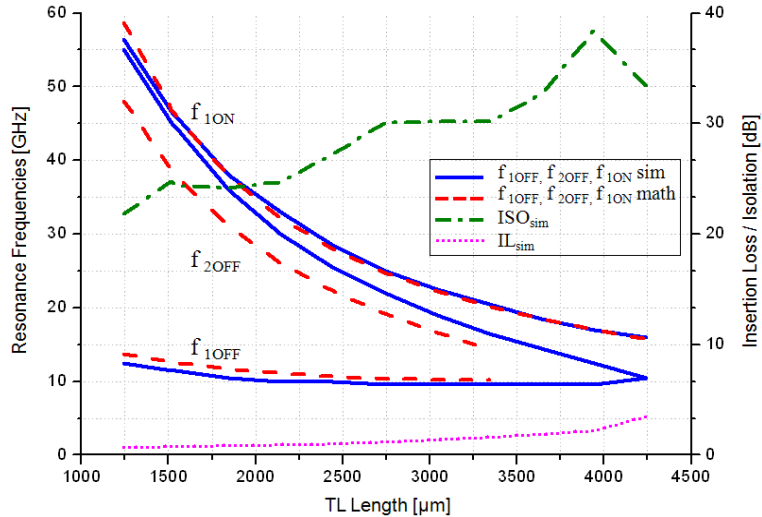


Fig. 2.2.17 – Frequenze di risonanza, insertion loss e isolamento (@ $f_{1,OFF}$) variando la lunghezza della linea per un dato dispositivo (confronto modello matematico e simulazioni).

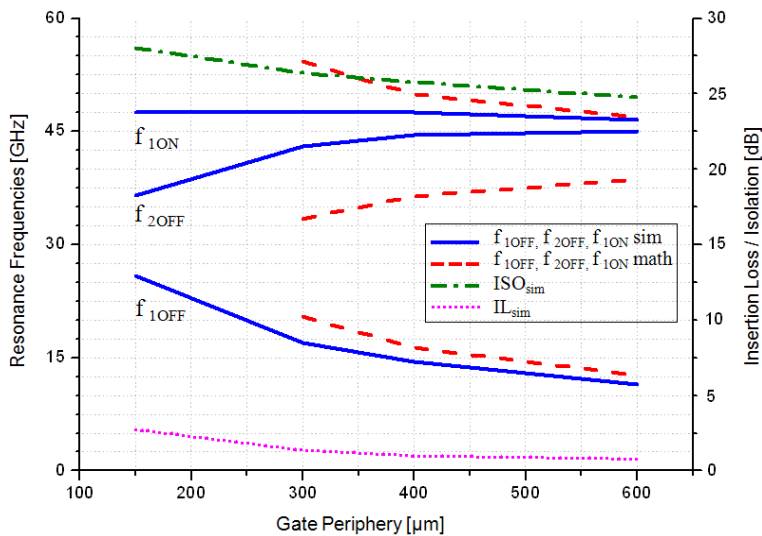


Fig. 2.2.18 – Frequenze di risonanza, insertion loss e isolamento (@ $f_{1,OFF}$) variando la periferia del dispositivo per una data lunghezza di linea (confronto modello matematico e simulazioni).

A titolo di esempio vengono riproposte le carte di progetto precedenti in cui sono evidenziate le analoghe curve ottenute con il modello matematico, si veda a tal proposito Fig. 2.2.17 e Fig. 2.2.18. Al fine di verificare quanto fino ad ora esposto, è stato

progettato e realizzato uno *switch* costituito da un singolo dispositivo. Il dispositivo utilizzato è un GaN HEMT di periferia $6 \times 100 \mu\text{m}$ realizzato con processo $0.25 \mu\text{m}$ su substrato GaN/SiC le cui prestazioni non compensate sono state già precedentemente presentate in Fig. 2.2.6. La cella *switch* realizzata ha le dimensioni di $0.8 \times 1 \text{ mm}^2$ (inclusi i pad per le sonde coplanari). In Fig. 2.2.19 viene riportata una microfotografia dello *switch*.

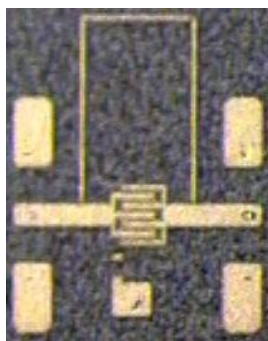


Fig. 2.2.19 – Switch a singolo FET compensato tramite linea ad elevata impedenza.

Il layout di questa cella *switch* è chiaramente non ottimizzato per una riduzione di area, in ogni caso tale linea può essere meandrata e modellizzata tramite simulazioni elettromagnetiche per raggiungere il grado di integrazione voluto.

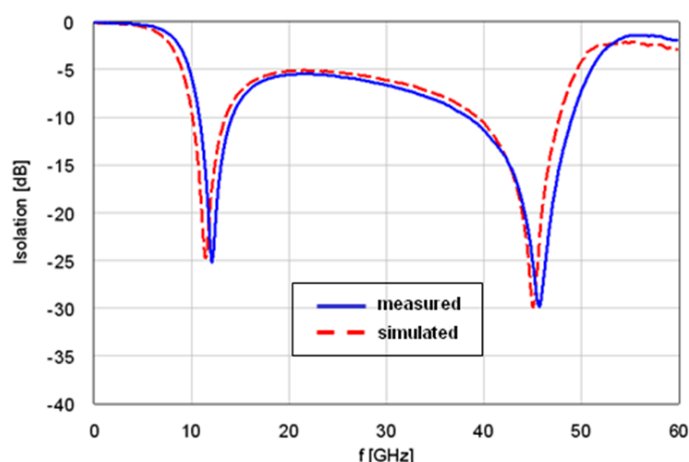


Fig. 2.2.20 – Isolamento dello *switch* compensato in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua) e dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata).

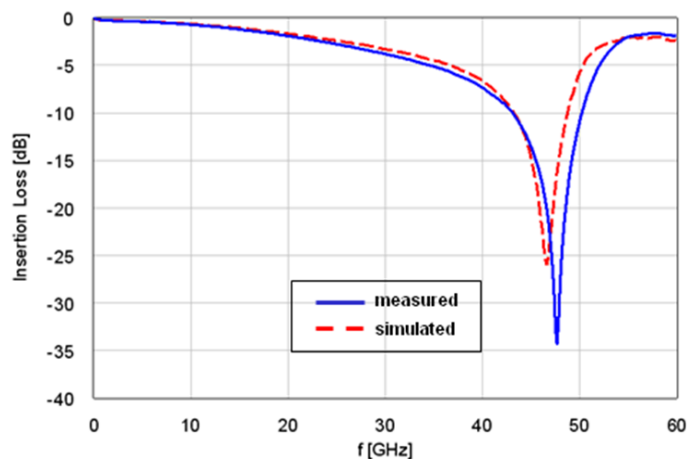


Fig. 2.2.21 – Insertion loss dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua) e dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata).

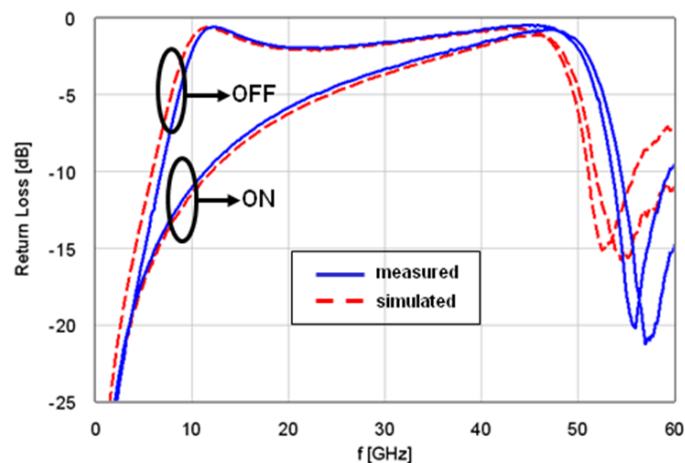


Fig. 2.2.22 – Adattamento dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua) e dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata).

Le prestazioni misurate e simulate circuitalmente della cella switch a singolo FET mostrate fin qui sono del tutto comparabili con quelle predette dal modello matematico e presentate precedentemente (vedi Fig. 2.2.9, Fig. 2.2.10, Fig. 2.2.11 e Fig. 2.2.12).

2.2.2 Commutatori integrati a risonanza resistiva-induttiva

La tecnica della compensazione induttiva è una tecnica molto efficace nel caso in cui questa venga applicata per bande non eccessivamente estese. Il motivo di ciò è ovviamente dato dal fatto che essa si basa sull'effetto della risonanza tra l'elemento induttivo e la capacità intrinseca C_{OFF} del FET nel suo stato OFF. Inoltre tale approccio risulta inefficace a frequenze molto basse, infatti se si fa riferimento allo schema di Fig.

2.2.8 (il quale rappresenta lo schema circuitale di un FET compensato induttivamente) si vede che a frequenze molto basse l'isolamento è fortemente penalizzato dalla presenza di un elemento induttivo che mostra una bassa impedenza. Tale problema può essere risolto con l'inserimento, in serie all'elemento induttivo di una resistenza. In base a quanto detto, ed utilizzando come elemento induttivo una linea di trasmissione ad alta impedenza si perviene al circuito mostrato in Fig. 2.2.23.

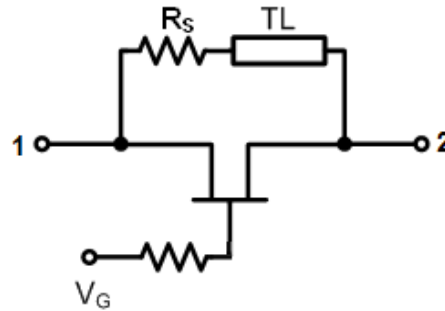


Fig. 2.2.23 – Schema di un FET con compensazione resistivo-induttiva (linea ad elevata impedenza).

La presenza della resistenza consente da un lato di limitare la degradazione dell'isolamento a basse frequenze e dall'altro lato, introduce una diminuzione del fattore di merito Q della risonanza provocando una riduzione della selettività della stessa e contribuendo ad un allargamento di banda sulla quale essa ha effetto. Nel corso di questo paragrafo si studierà dapprima un semplice circuito ad elementi concentrati per poi passare allo studio della cella di Fig. 2.2.23. Si consideri il circuito costituito da una capacità alla quale vengono collegati in parallelo una resistenza con in serie una induttanza mostrato in Fig. 2.2.24.

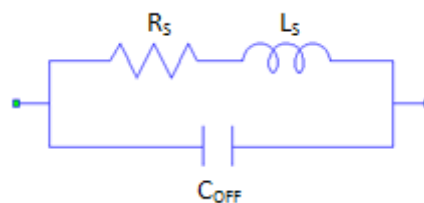


Fig. 2.2.24 – Parallelo tra C_{OFF} e la serie R_S+L_S

Il modulo dell'impedenza ai capi di tale parallelo è ovviamente data da:

$$Z_p(f, R_S) = \left| (R_S + j\omega L_S)^{-1} + j\omega C_{OFF} \right|^{-1} \quad (2.2.20)$$

Tale espressione, dopo alcuni passaggi matematici, diventa:

$$Z_p(f, R_S) = \sqrt{\frac{R_S^2 + (\omega L_S)^2}{\omega^4 (L_S C_{OFF})^2 + \omega^2 (R_S^2 C_{OFF} - 2L_S) C_{OFF} + 1}} \quad (2.2.21)$$

Nella espressione precedente è possibile dimostrare che il denominatore non si annulla mai per valori reali della pulsazione ω . Per fare ciò è sufficiente osservare che essendo il denominatore una equazione biquadratica bisogna garantire contemporaneamente che il discriminante della equazione sia non negativo e che la radice quadrata del discriminante sia maggiore del coefficiente che moltiplica il termine ω^2 .

Poiché la funzione (2.2.20) risulta limitata nel suo codominio (il denominatore non si annulla mai), è sempre positiva ed inoltre poiché per frequenze che tendono a zero la funzione tende al valore R_S oppure ad infinito tale funzione tende a 0, è possibile trovare un massimo relativo imponendo che si annulli la derivata prima della funzione (2.2.21) rispetto alla frequenza f .

$$f_{PEAK}(R_S) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C_{OFF}} \sqrt{1 + \frac{2C_{OFF} R_S^2}{L_S} - \frac{R_S^2}{L_S^2}}} \quad (2.2.22)$$

Da quest'ultima espressione è possibile riottenere la frequenza di risonanza del parallelo tra L_S e C_{OFF} semplicemente ponendo la resistenza $R_S=0$. Tale frequenza di risonanza è mostrata nella (2.2.23).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C_{OFF}}} \quad (2.2.23)$$

L'andamento della funzione (2.2.21) può essere rappresentato in funzione della frequenza e parametrizzato con il valore della resistenza R_S , si veda a tal proposito Fig. 2.2.25. Variando R_S da 0 a infinito si può osservare che nel caso di resistenza nulla l'impedenza Z_p si riduce ovviamente al caso del parallelo tra capacità e induttanza (curva rossa continua) mentre nel caso di resistenza che tende ad infinito si ha il caso di sola capacità (curva rossa tratteggiata). Da una prima osservazione emerge che all'aumentare della resistenza, il picco di risonanza si riduce in termini di ampiezza e si sposta in frequenza seguendo la relazione (2.2.22) ed in particolare diminuisce all'aumentare di R_S .

Inoltre sempre dalla figura è possibile notare che tutte le curve ottenibili variando R_S , si intersecano in un punto particolare la cui frequenza verrà indicata con f_C .

Per ricavare tale frequenza basta risolvere la seguente equazione:

$$Z_p(f, R_{S1}) - Z_p(f, R_{S2}) = 0 \quad (2.2.24)$$

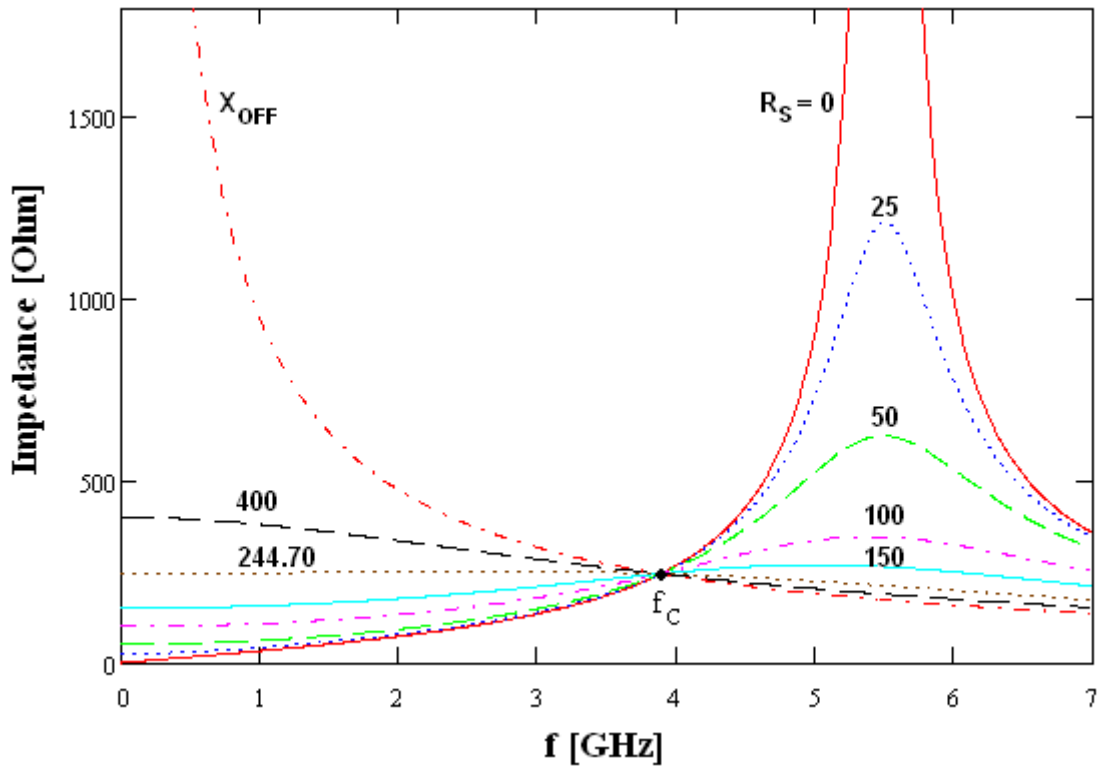


Fig. 2.2.25 – Andamento della funzione $Z_P(f, R_S)$ che rappresenta il modulo della impedenza parallelo tra C_{OFF} e la serie $R_S - L_S$.

Nella precedente equazione si possono scegliere due valori arbitrari di resistenza, oppure per semplificare i conti possono essere scelti anche i due valori limite di R_S quando questo è zero oppure quando questo tende ad infinito.

In ogni caso dalla (2.2.24) si ricava la seguente espressione per f_C :

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_S C_{OFF}}} = \frac{f_0}{\sqrt{2}} \tag{2.2.25}$$

Da quest'ultima si nota che esiste un fattore costante di scalatura ($\sqrt{2}$) tra la frequenza di risonanza f_0 (fra induttanza e capacità) e la frequenza f_C in corrispondenza della quale si ha il nodo delle curve del modulo dell'impedenza.

Sostituendo il valore di f_C così trovato nella (2.2.21) oppure nella espressione di X_{OFF} si ottiene un valore del modulo dell'impedenza parallelo pari a \tilde{R}_S :

$$\tilde{R}_S = \sqrt{\frac{2L_S}{C_{OFF}}} \tag{2.2.26}$$

A titolo di esempio, considerando i valori :

$$L_S = 5nH$$

$$C_{OFF} = 0.167 pF$$

Si ottengono i seguenti risultati:

$$f_0 = 5.508 \text{ GHz}$$

$$f_C = 3.895 \text{ GHz}$$

Tali valori sono stati utilizzati per l'esempio di Fig. 2.2.25 dove si è ottenuto un valore di resistenza \tilde{R}_S pari a 244.70 ohm. Se tale valore viene sostituito nella (2.2.21) ciò che si ottiene al variare della frequenza è una curva (rappresentata in Fig. 2.2.25) la quale avrà un andamento costante dalla DC fino alla frequenza f_C , mentre oltre tale valore di frequenza l'andamento di Z_P tenderà direttamente a zero con l'aumentare della stessa, mentre verrà completamente annichilito il fenomeno della risonanza. In base a queste considerazioni ed osservando Fig. 2.2.24 si evince che per un valore troppo basso di resistenza R_S si avrà uno scarso isolamento dello switch a basse frequenze poiché l'induttore mostrerà una bassa impedenza e nel contempo si avrà un marcato picco di risonanza alla frequenza f_0 mentre per un valore di resistenza $R_S > \tilde{R}_S$ si avrà il completo annullamento del fenomeno della risonanza. A questo punto appare chiaro che il valore della resistenza R_S andrà dimensionato in maniera tale da essere sotto il valore limite prima enunciato ed in maniera tale da essere abbastanza piccolo per avere un livello del picco di risonanza elevato (e centrato sul valore f_{PEAK}) e nel contempo sufficientemente elevato da garantire un certo livello di isolamento alle basse frequenze. Tale livello di isolamento è infatti direttamente impostato dal valore di R_S . Assumendo che alle basse frequenze l'induttanza abbia una impedenza trascurabile e la capacità abbia una impedenza molto elevata, allora il circuito di Fig. 2.2.24 si riduce ad una rete formata da una resistenza serie la cui matrice $[Y]$ è data da:

$$[Y_S] = \frac{1}{R_S} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2.27)$$

Ricordando le relazioni (2.2.11) e (2.2.12) si ottiene la seguente matrice $[S]$:

$$[S_S] = \frac{1}{2 + Y_0 R_S} \begin{bmatrix} Y_0 R_S & 2 \\ 2 & Y_0 R_S \end{bmatrix} \quad (2.2.28)$$

Da questa matrice si possono ricavare i valori di adattamento e isolamento che si hanno alle basse frequenze per la rete di Fig. 2.2.24 a partire dal valore impostato dalla resistenza R_S . Quando tale valore eguaglia i 100 ohm adattamento e isolamento sono entrambi uguali a 6dB (essendo $Y_0=20\text{mS}$), per valori maggiori di 100 ohm invece l'adattamento tenderà ad assumere valori più bassi mentre l'isolamento tenderà ad assumere valori più alti; la situazione opposta avviene ovviamente per valori inferiori a 100 ohm (vedi Fig. 2.2.26).

A questo punto, tenendo in considerazione quanto detto finora per il circuito ad elementi concentrati costituito da una capacità con in parallelo la serie di una resistenza ed una induttanza è possibile studiare in maniera analoga il circuito di Fig. 2.2.23.

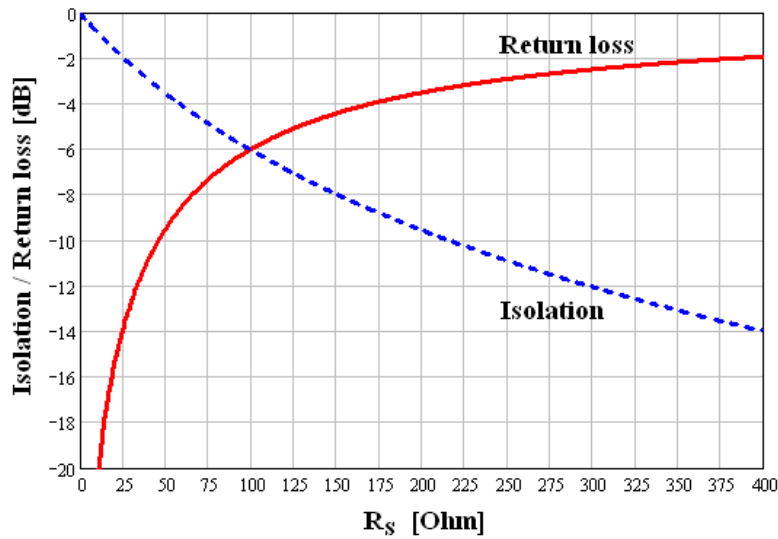


Fig. 2.2.26 – Andamento del modulo di S_{11} (Return loss) e S_{21} (Isolation) al variare di R_S .

A tal proposito è importante notare che l'aggiunta della resistenza R_S complicherebbe non poco l'analisi fatta nel caso dello *switch* compensato solo induttivamente di Fig. 2.2.8. A tal proposito è possibile utilizzare l'analisi fatta nel sottoparagrafo 2.2.1 riguardo al dimensionamento della linea di trasmissione e della periferia del dispositivo in base alle frequenze di risonanza volute. Se si fa l'ipotesi che la linea ad alta impedenza si comporti come una induttanza, è sufficiente utilizzare le relazioni già trovate per gli *switch* compensati induttivamente e ricavare così la f_0 (che corrisponde alla f_{1OFF}). A partire dalla f_0 si potrà infatti trovare la f_C e quindi anche il valore ottimale di resistenza R_S che garantisca un buon isolamento a bassa frequenza e alla frequenza f_{PEAK} .

Se si considera la lunghezza della linea pari a $L=722 \mu\text{m}$ (con gli stessi parametri di larghezza e substrato utilizzati nel caso dello *switch* a compensazione induttiva) a questa lunghezza corrisponde una frequenza di risonanza, secondo la (2.2.13) pari a $f_0 = f_{1OFF} = 17.54 \text{ GHz}$ (vedi anche Fig. 2.2.27).

Va notato che tale lunghezza verrà utilizzata per la cella di test e verrà illustrata più avanti. Dal valore della f_0 , applicando la (2.2.25) si ottiene che il nodo delle curve di Z_P si trova a $f_c=12.4 \text{ GHz}$.

$$Z_P(f_C, R_S \rightarrow \infty) = X_{OFF}(f_C) = \frac{1}{2\pi f_C C_{OFF}} \quad (2.2.29)$$

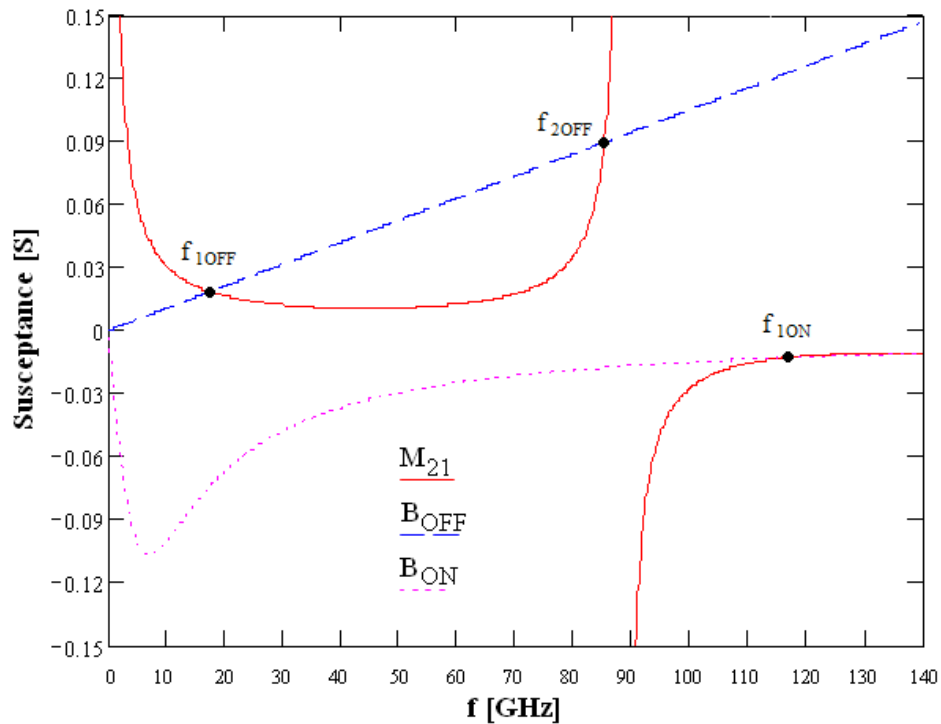


Fig. 2.2.27 – Grafico per la determinazione grafica delle frequenze di risonanza di una cella *switch* compensata induttivamente tramite una linea di lunghezza $L=722 \mu\text{m}$.

Utilizzando la (2.2.29) per calcolare la reattanza X_{OFF} alla frequenza f_C si ottiene che il valore della resistenza \tilde{R}_S è pari a circa 77 ohm. Al fine di verificare quanto fino ad ora esposto, è stato progettata e realizzata una cella *switch* di test costituita da un singolo dispositivo compensato tramite una rete formata da una resistenza ed una induttanza (realizzata mediante una linea ad alta impedenza).

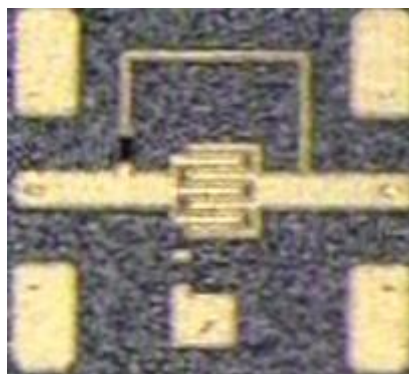


Fig. 2.2.28 – Switch SPST realizzato con dispositivo 600um compensato tramite resistenza $R_S = 89 \text{ ohm}$ + linea di lunghezza $L=722 \mu\text{m}$

Il dispositivo utilizzato è un GaN HEMT di periferia $6 \times 100 \mu\text{m}$ realizzato con processo $0.25 \mu\text{m}$ su substrato GaN/SiC le cui prestazioni non compensate sono state già precedentemente presentate in Fig. 2.2.6. La cella *switch* realizzata ha le dimensioni di $0.8 \times 0.8 \text{ mm}^2$ (inclusi i pad per le sonde coplanari). In Fig. 2.2.28 viene riportata una microfotografia dello *switch*.

Per quanto riguarda il progetto della cella di test, in fase di ottimizzazione mediante simulatore circuitale (il quale fa uso degli effettivi parametri [S] del FET in luogo del modello semplificato presentato in precedenza) si è visto che la resistenza ottima da utilizzare nella rete di compensazione è pari a 89 ohm . Di seguito viene mostrato un confronto tra modello analitico, simulazione circuitale e misure (vedi Fig. 2.2.29, Fig. 2.2.30, Fig. 2.2.31 e Fig. 2.2.32) per la cella di Fig. 2.2.28.

In particolare, per quanto riguarda il modello analitico è stato utilizzato il modello del FET nei suoi due stati ON e OFF rappresentato tramite le matrici (2.2.3) e (2.2.4). A queste due matrici è stata sommata una matrice [Y] che rappresenta la cascata tra la resistenza R_S e la linea TL (vedi matrice (2.2.1)). Per ottenere tale matrice [Y], è stata dapprima calcolata la matrice [ABCD] di tale cascata come prodotto delle matrici [ABCD] delle singole reti (la rete formata da R_S in serie come rete 2-porte e la linea TL come rete 2-porte) ed in fine è stata fatta la conversione da matrice [ABCD] a matrice [Y].

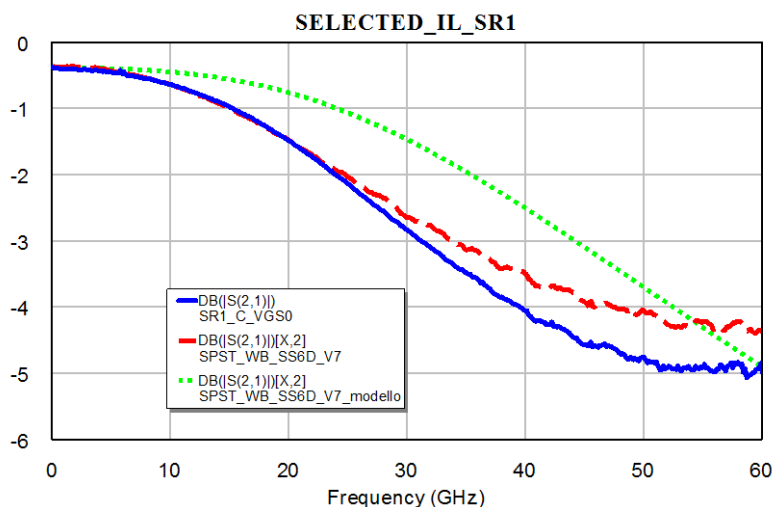


Fig. 2.2.29 – Insertion loss dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua), dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata) e dal modello matematico (linea punteggiata).

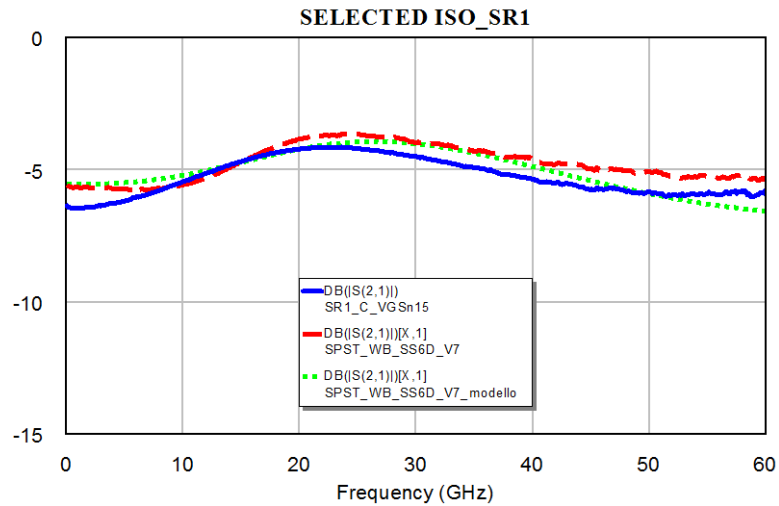


Fig. 2.2.30 – Isolamento dello switch compensato in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua), dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata) e dal modello matematico (linea punteggiata).

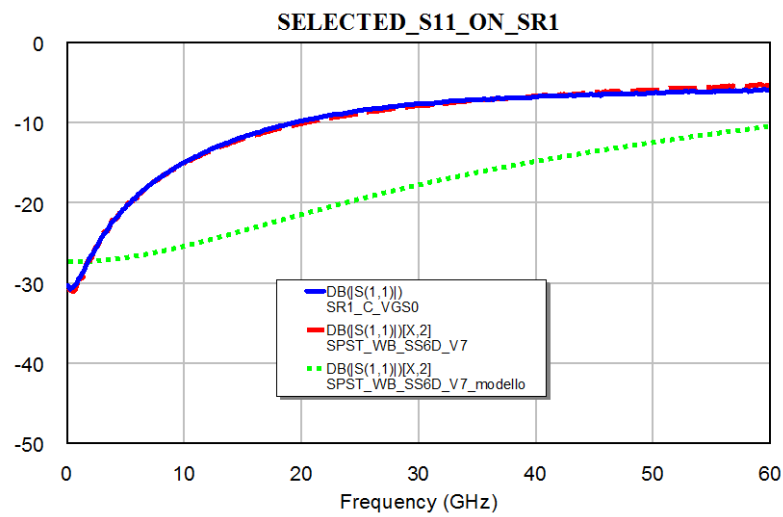


Fig. 2.2.31 – Adattamento dello switch compensato nello stato ON in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua) , dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata) e dal modello matematico (linea punteggiata).

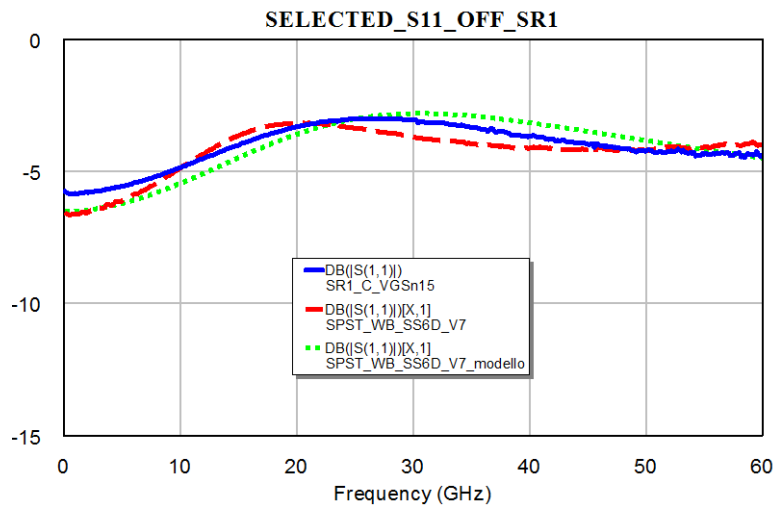


Fig. 2.2.32 – Adattamento dello switch compensato nello stato OFF in funzione della frequenza ottenuto dalle misure on-wafer (linea continua) , dalle simulazioni circuitali (linea tratteggiata) e dal modello matematico (linea punteggiata).

2.3 Switch SPDT in GaN banda X

La cella *switch* a singolo FET, realizzata facendo uso della tecnica di compensazione induttiva presentata nel sottoparagrafo 2.2.1, può essere usata sia da sola che come blocco di base. In quest'ultimo caso la cella può essere utilizzata al posto di un elemento serie semplice (dispositivo non compensato) nella classica topologia di *switch* a riflessione costituita da elementi serie ed elementi parallelo. Con riferimento a quest'ultima applicazione, tale cella è stata utilizzata per realizzare uno *switch* di tipo SPDT (*single-pole double-throw switch*) a riflessione in banda X (vedere anche [4] e [5]) del quale viene mostrato lo schema in Fig. 2.3.1 ed il relativo layout in Fig. 2.3.2.

Dallo schema di Fig. 2.3.1 è immediato ricavare il funzionamento dello *switch*. I due segnali complementari di controllo dello switch (C, \bar{C}) vengono utilizzati per abilitare alternativamente il percorso voluto. Ad esempio se $C = 0V$ e $\bar{C} = -15V$ si avrà che i dispositivi Q1, Q6, Q7 e Q8 sono in pinch-off e quindi si comportano da interruttori aperti mentre i dispositivi Q2, Q3, Q4 e Q5 sono in regione ohmica e si comportano da interruttori chiusi. Da questa situazione appare evidente che un segnale a microonde incidente sulla porta P1 raggiungerà la porta P3 mentre non potrà raggiungere la porta P2. Considerazioni analoghe possono essere fatte quando le tensioni sui controlli vengono scambiate; in tal caso il percorso abilitato sarà quello tra P1 e P2.

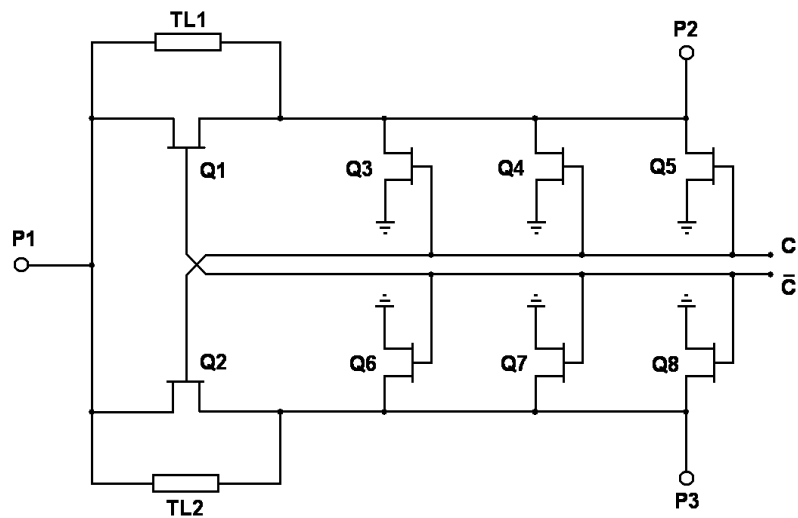


Fig. 2.3.1 – Schema circuitale dello *switch* di tipo SPDT compensato.

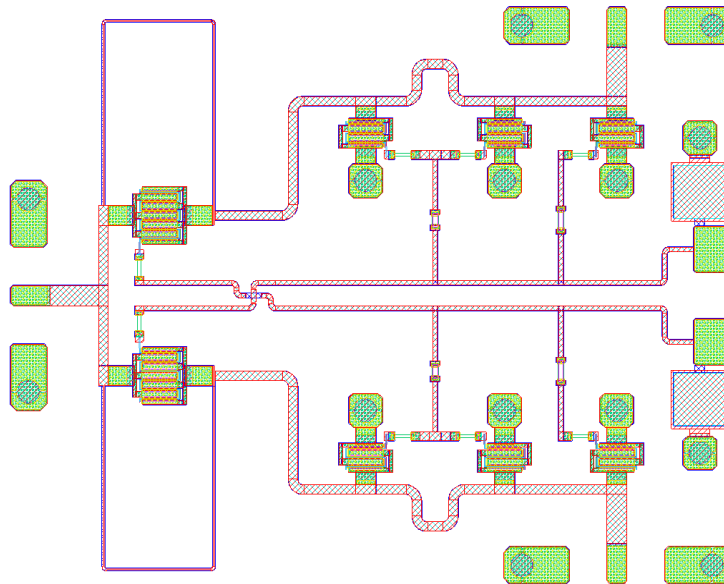


Fig. 2.3.2 – Layout dello *switch* di tipo SPDT compensato.

I dispositivi serie utilizzati hanno una periferia di $6 \times 100 \mu\text{m} = 600 \mu\text{m}$ mentre i dispositivi parallelo utilizzati hanno una periferia di $3 \times 100 \mu\text{m} = 300 \mu\text{m}$.

Per verificare la criticità o meno di alcune parti dello *switch* è stata effettuata una cosimulazione ovvero una simulazione circuitale in cui le parti critiche sono state simulate per mezzo del simulatore elettromagnetico Momentum[®]. In particolare di seguito viene mostrata la parte simulata elettromagneticamente e l'intero schematico utilizzato per la cosimulazione elettromagnetica.

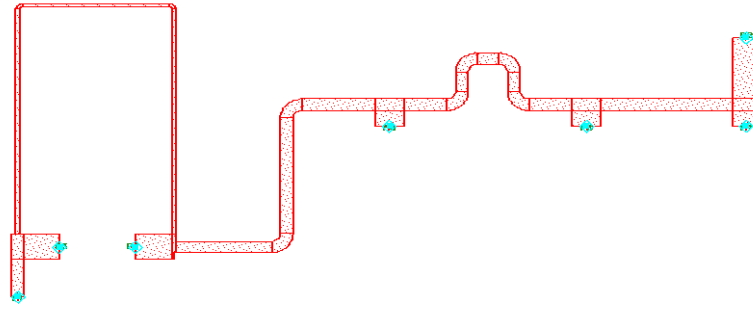


Fig. 2.3.3 – Sottocircuito dello switch simulato elettromagneticamente.

Le cosimulazioni effettuate hanno mostrato che lo *switch* non presenta parti critiche dal punto di vista elettromagnetico.

Particolare cura è stata posta poi alla progettazione della rete di comando dei dispositivi. In particolare sono state effettuate simulazioni circuitali nel dominio del tempo al transitorio per poter correttamente dimensionare le resistenze di “freddaggio” poste in serie ai *gate* dei FET tenendo conto della loro periferia.

Come si evince dal *layout* dello *switch* mostrato in Fig. 2.3.2, si è ritenuto necessario, per motivi di spazio, far condividere a due dispositivi shunt la medesima connessione della linea di controllo. Di seguito vengono mostrate delle simulazioni nel dominio del tempo delle reti di comando dei FET. In particolare è stata analizzata la risposta al gradino della rete di polarizzazione dei gate (schematizzabile come rete RC) facendo una ipotesi sulla capacità di gate per unità di periferia che è stata stimata a 1.2 fF/μm (valore ricavato da un modello estratto da FET dello stesso processo).

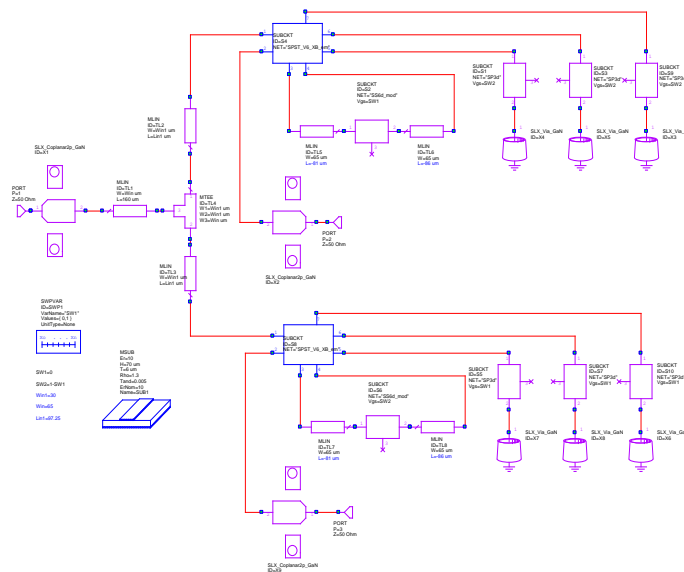


Fig. 2.3.4 – Schema completo dello switch utilizzato per la cosimulazione elettromagnetica.

In base a tale risposta al gradino è stato possibile ottimizzare il valore delle resistenze di disaccoppiamento per ottenere tempi di commutazione bassi ed in modo che la commutazione dei FET serie e parallelo avvenisse quanto più possibile sincrona (ovviamente non è possibile effettuare una ottimizzazione troppo spinta perché ciò implicherebbe l'utilizzo di resistori di freddaggio dei *gate* troppo elevati). Proprio per tale motivo di seguito vengono presentati i risultati delle simulazione relativi sia alla rete non ottimizzata Fig. 2.3.5 che alla rete ottimizzata Fig. 2.3.6.

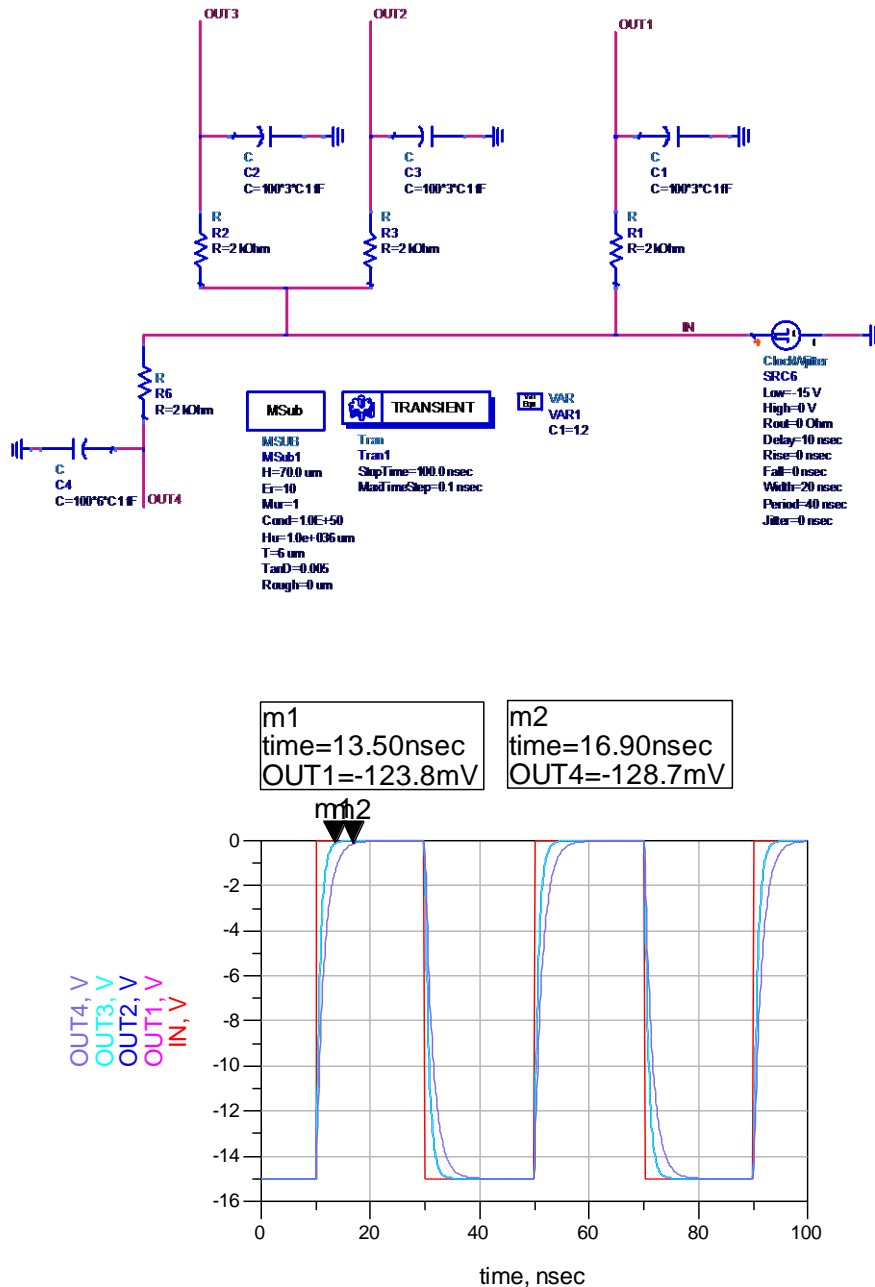


Fig. 2.3.5 – Circuito utilizzato per la simulazione della rete non ottimizzata e relativa simulazione nel dominio del tempo al transitorio.

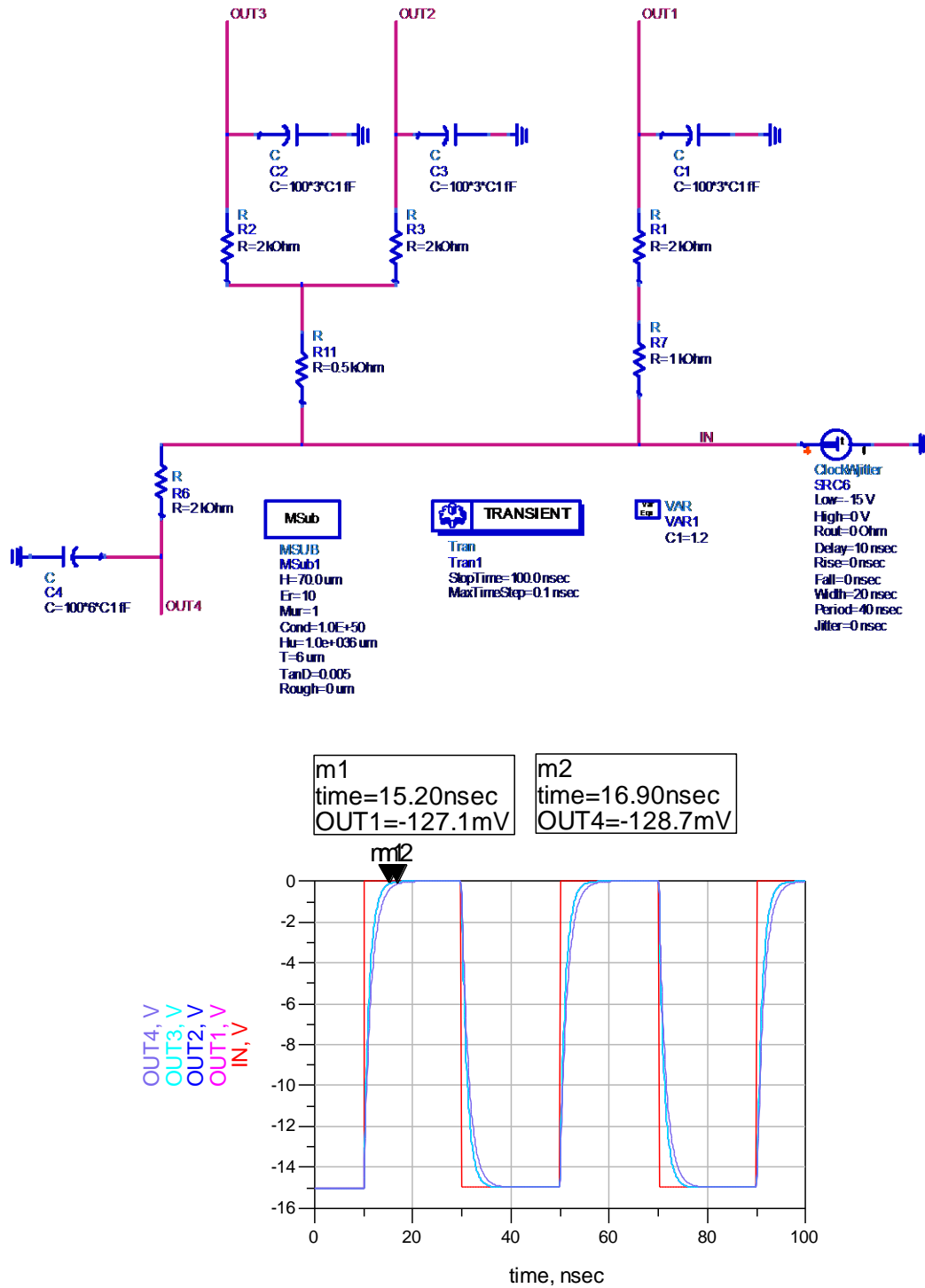


Fig. 2.3.6 – Circuito utilizzato per la simulazione della rete ottimizzata e relativa simulazione nel dominio del tempo al transitorio.

Il *die* realizzato, del quale viene mostrata una microfotografia in Fig. 2.3.7, occupa un'area di 2.4x1.9 mm².

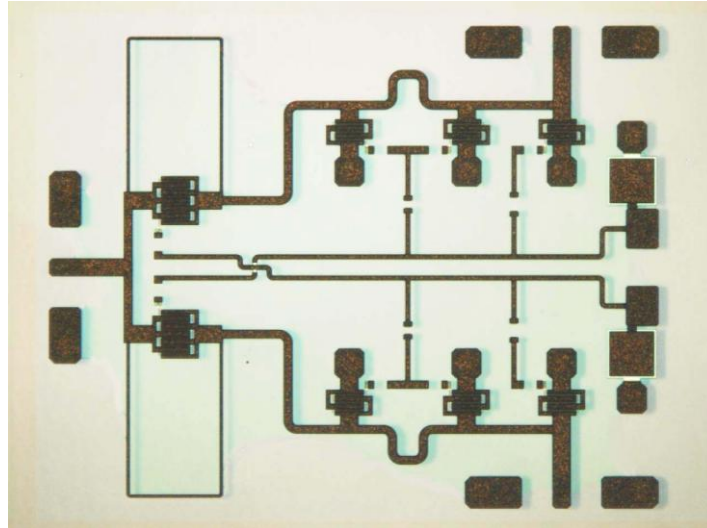


Fig. 2.3.7 – Microfotografia dello switch di tipo SPDT in banda X compensato.

Di seguito verranno mostrate le prestazioni simulate e misurate dello switch di tipo SPDT. In particolare in Fig. 2.3.8 viene mostrato l'andamento della perdita di inserzione la quale si attesta intorno ad 1 dB su tutta la banda e dell'isolamento in funzione della frequenza il quale si attesta ad un valore >37 dB su tutta la banda mentre in Fig. 2.3.9 viene mostrato l'andamento dell'adattamento sulle due porte di uno dei rami dello switch dove la porta 1 rappresenta la porta comune mentre la 2 rappresenta una delle porte di uscita in questo caso l'adattamento in ingresso ed in uscita è sempre migliore di 13dB. Come si può notare è stato ottenuta una buona perdita di inserzione grazie alla scelta di una periferia di dispositivo relativamente grande e al successivo recupero della diminuzione dell'isolamento introdotto dall'aumento di C_{OFF} tramite la compensazione induttiva. Per quanto riguarda le prestazioni in potenza sono state fatte delle misure di tipo $P_{IN} - P_{OUT}$ utilizzando un banco di misura schematizzato come in Fig. 2.3.10. In particolare è stata utilizzata una sorgente a microonde di tipo sintetizzato (HP83640A) alla quale è stato collegato in cascata un amplificatore (TWT, *Travelling Wave Tube* modello Hughes 8010H) in modo tale da raggiungere il livello di potenza voluto in ingresso al DUT (*Device Under Test*). I livelli di potenza in ingresso ed in uscita vengono misurati spillando una parte del segnale in ingresso ed in uscita al DUT tramite degli accoppiatori direzionali ai quali sono collegati due sensori di potenza controllati tramite un *power meter* (Agilent E4418B). Infine è stato utilizzato un filtro passa banda a banda stretta per filtrare le armoniche indesiderate generate dall'amplificatore TWT, mentre l'isolatore contribuisce ad aumentare la direttività dell'accoppiatore direzionale in ingresso al DUT. Per quanto riguarda le due sonde (probe 1 e probe 2) esse sono state caratterizzate a parametri [S] per realizzare un de-embedding delle stesse tramite il metodo *unterminating* [16].

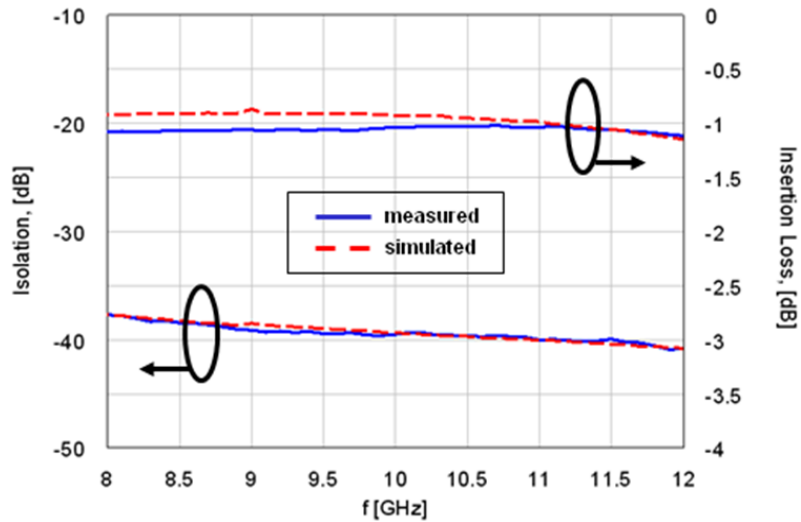


Fig. 2.3.8 – Isolamento e perdita di inserzione dello *switch* SPDT misurati (linea continua) e simulati (linea tratteggiata) in funzione della frequenza.

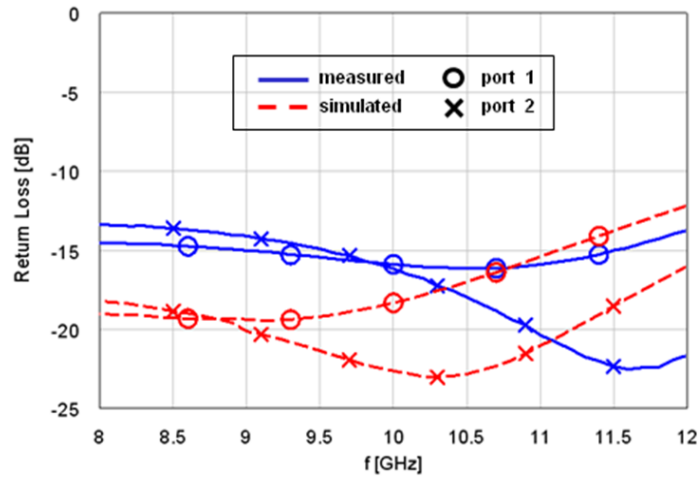


Fig. 2.3.9 – Adattamento su entrambe le porte di un ramo dello *switch* SPDT misurato (linea continua) e simulato (linea tratteggiata) in funzione della frequenza.

In Fig. 2.3.11 ed in Fig. 2.3.12 vengono rispettivamente riportate le misure di perdita di inserzione e di potenza di uscita (effettuate con il setup di misura precedentemente descritto) a 9 GHz e a 12 GHz effettuate sullo *switch*. In particolare le curve $P_{IN} - P_{OUT}$ sono state ottenute fornendo in ingresso allo *switch* un segnale impulsato con impulso di durata 100 μ s e duty cycle del 25%.

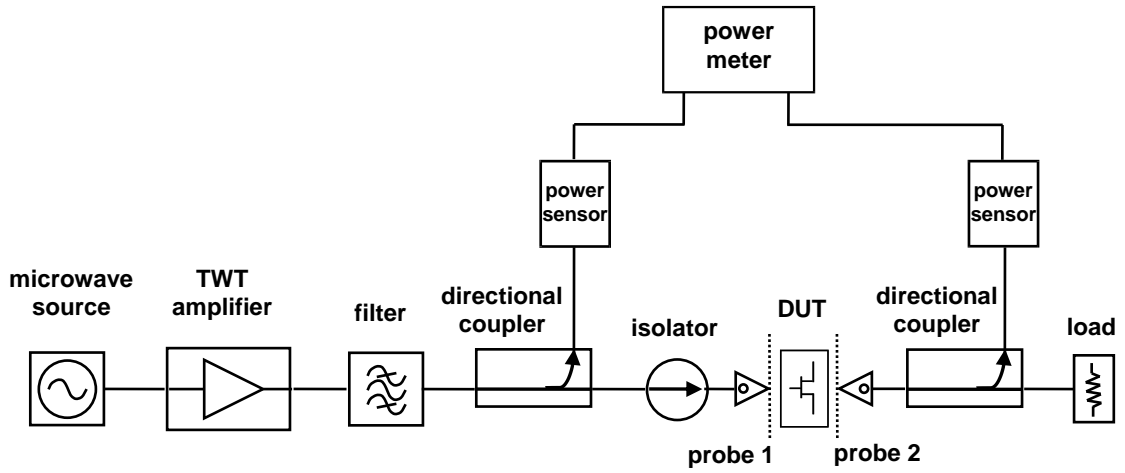


Fig. 2.3.10 – Setup di misura adottato per la caratterizzazione in potenza P_{IN} - P_{OUT} dello switch.

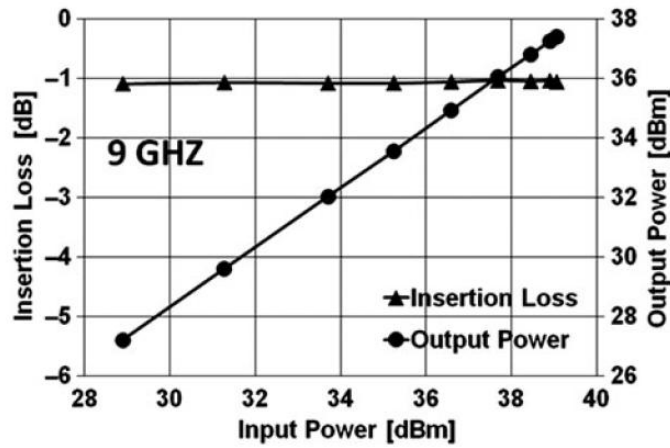


Fig. 2.3.11 – Insertion Loss (triangoli) e potenza in uscita dello switch (pallini) misurati a 9 GHz.

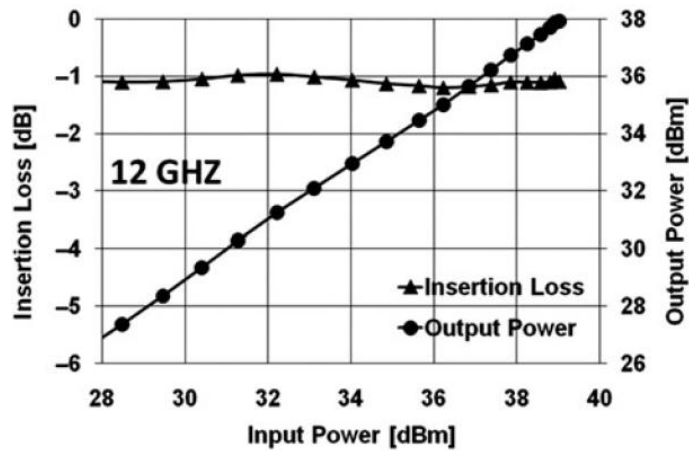


Fig. 2.3.12 – Insertion Loss (triangoli) e potenza in uscita dello switch (pallini) misurati a 12 GHz.

Come si può notare da tali curve, è stato dimostrato che lo *switch* riesce a gestire potenze molto elevate, ed in particolare in corrispondenza di una potenza in ingresso di 39 dBm (limite del banco di misura utilizzato) non si hanno apprezzabili fenomeni di compressione e a causa della limitatezza del banco di misura non è stato possibile raggiungere il punto di compressione ad 1 dB. Inoltre è stato osservato che portando a -30V la tensione di controllo dei dispositivi non si ha un miglioramento del punto di compressione dello *switch*, ciò è dovuto al fatto che l'elemento limitante è il dispositivo serie il quale causa un fenomeno di compressione della potenza in uscita quando la corrente massima a RF supera la corrente I_{dss} .

2.4 Switch SPDT a banda larga in GaN 2-18GHz

Anche in questo caso la cella *switch* a singolo FET, realizzata facendo uso della tecnica di compensazione resistivo-induttiva presentata nel sottoparagrafo 2.2.2, può essere usata sia da sola che come blocco di base. In quest'ultimo caso la cella può essere utilizzata al posto di un elemento serie semplice (dispositivo non compensato) nella classica topologia di *switch* a riflessione costituita da elementi serie ed elementi parallelo. Con riferimento a quest'ultima applicazione, tale cella è stata utilizzata per realizzare uno *switch* di tipo SPDT (*single-pole double-throw switch*) a riflessione in banda 2-18 GHz (vedere anche [5]) del quale viene mostrato lo schema in Fig. 2.4.1 ed il relativo layout in Fig. 2.4.2. Dallo schema di Fig. 2.4.1 è immediato ricavare il funzionamento dello *switch* che è del tutto analogo a quello già descritto nel paragrafo precedente. I dispositivi serie utilizzati hanno una periferia di $4 \times 100 \mu\text{m} = 400 \mu\text{m}$ mentre i dispositivi parallelo utilizzati hanno una periferia di $3 \times 100 \mu\text{m} = 300 \mu\text{m}$.

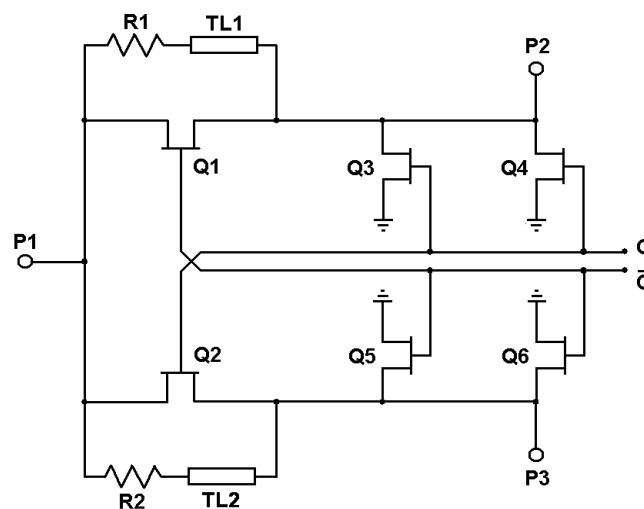


Fig. 2.4.1 – Schema circuitale dello *switch* di tipo SPDT in banda 2-18GHz compensato.

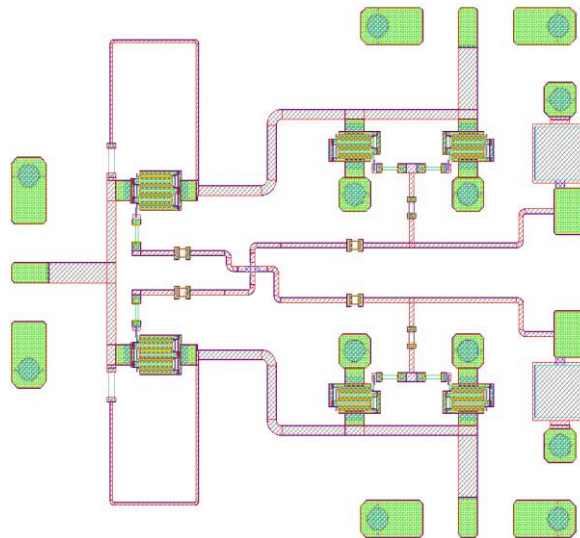


Fig. 2.4.2 – Layout dello *switch* di tipo SPDT in banda 2-18GHz.

Come è stato fatto anche per lo *switch* in banda X, per verificare la criticità o meno di alcune parti del circuito stesso, è stata effettuata una cosimulazione ovvero una simulazione circuitale in cui le parti critiche sono state simulate per mezzo del simulatore elettromagnetico Momentum[®]. Inoltre analoghe considerazioni sono state fatte, anche in questo caso, per il dimensionamento delle reti di pilotaggio dei dispositivi.

Il *die* realizzato, del quale viene mostrata una microfotografia in Fig. 2.4.3, occupa un'area di $2 \times 1.7 \text{ mm}^2$.

Di seguito verranno mostrate le prestazioni simulate e misurate dello *switch*. In particolare in Fig. 2.4.4 viene mostrato l'andamento della perdita di inserzione la quale si attesta al di sotto dei 2.2 dB su tutta la banda e dell'isolamento in funzione della frequenza il quale si attesta ad un valore maggiore di 25 dB su tutta la banda mentre in Fig. 2.4.5 viene mostrato l'andamento dell'adattamento sulle due porte di uno dei rami dello *switch* dove la porta 1 rappresenta la porta comune mentre la 2 rappresenta una delle porte di uscita. In questo caso l'adattamento in ingresso ed in uscita è sempre migliore di 10 dB.

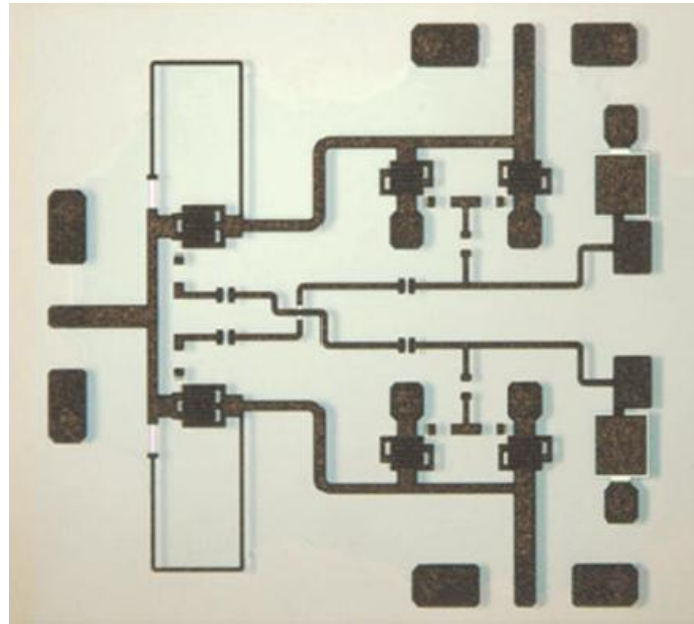


Fig. 2.4.3 – Microfotografia dello *switch* di tipo SPDT in banda 2-18GHz compensato.

Per quanto riguarda le prestazioni in potenza sono state fatte delle misure di tipo $P_{IN} - P_{OUT}$ utilizzando sempre il banco di misura schematizzato in Fig. 2.3.10.

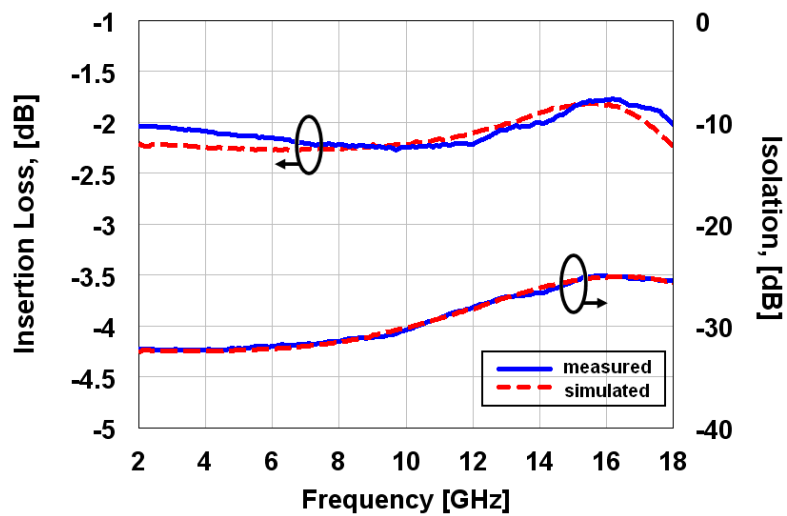


Fig. 2.4.4 – Isolamento e perdita di inserzione dello *switch* SPDT misurati (linea tratteggiata) e simulati (linea continua) in funzione della frequenza.

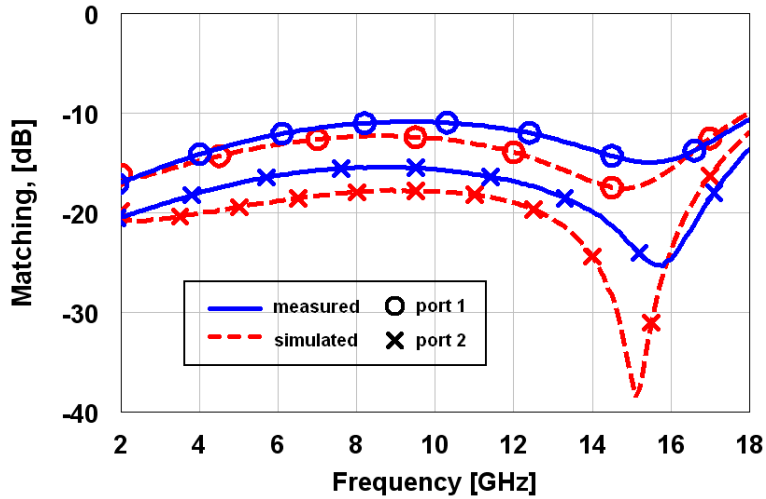


Fig. 2.4.5 – Adattamento su entrambe le porte di un ramo dello *switch* SPDT misurato (linea tratteggiata) e simulato (linea continua) in funzione della frequenza.

In Fig. 2.4.6, Fig. 2.4.7 e Fig. 2.4.8 vengono rispettivamente riportate le misure di perdita di inserzione e di potenza in uscita a 4 GHz, 12 GHz e 15 GHz effettuate sullo *switch*. In particolare le curve $P_{IN} - P_{OUT}$ sono state ottenute fornendo in ingresso allo *switch* un segnale impulsato con impulso di durata 100 μs e duty cycle del 25%.

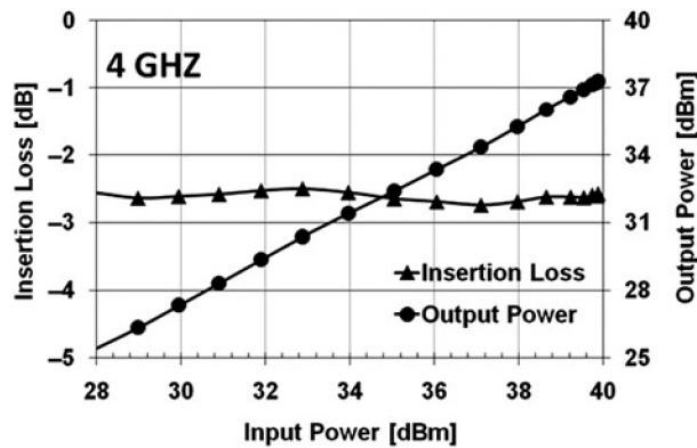


Fig. 2.4.6 – *Insertion Loss* (triangoli) e potenza in uscita dello *switch* (pallini) misurati a 4 GHz.

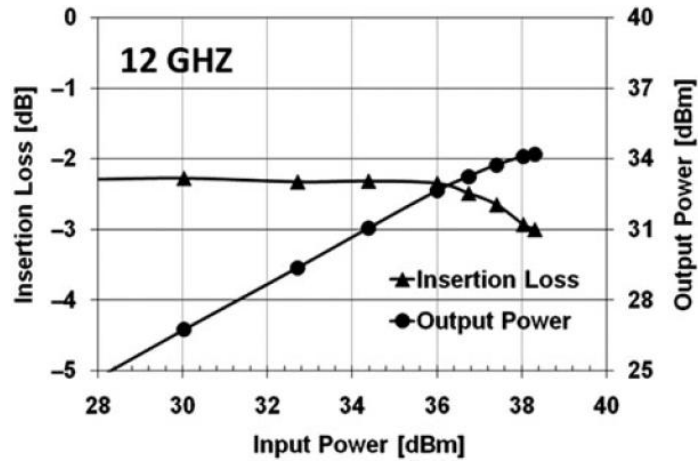


Fig. 2.4.7 – Insertion Loss (triangoli) e potenza in uscita dello switch (pallini) misurati a 12 GHz.

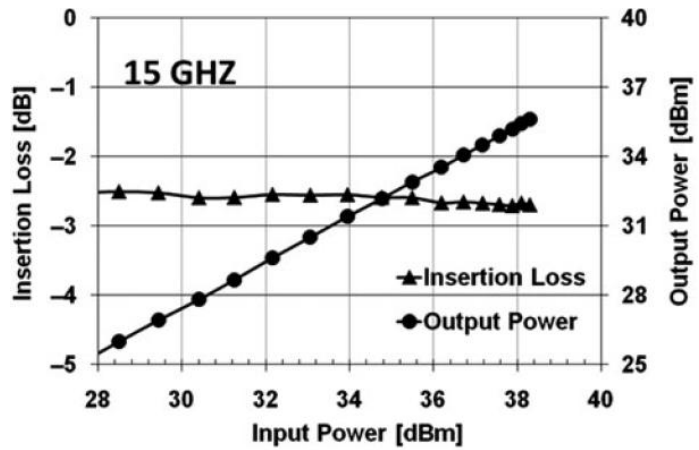


Fig. 2.4.8 – Insertion Loss (triangoli) e potenza in uscita dello switch (pallini) misurati a 15 GHz.

Anche in questo caso non si è riusciti a raggiungere il punto di compressione a 1 dB della curva $P_{IN} - P_{OUT}$ a causa di una limitazione dovuta al banco di misura. In base alle misure effettuate si può ritenere che il punto di compressione ad 1 dB si trovi oltre i 38.5 dBm di potenza del segnale in ingresso su tutta la banda di lavoro. Inoltre nel caso peggiore a 4 GHz si raggiunge una compressione di appena 0.3 dB in corrispondenza a 37.5 dBm di potenza in ingresso.

2.5 Riferimenti

- [1] R. A. Gaspari and H. H. Yee, "Microwave GaAs FET Switching," in *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, 1978, pp. 58-60.
- [2] A. M. Street, "RF switch design," in *How to Design RF Circuits (Ref. No. 2000/027)*, IEE Training Course, 2000, pp. 4/1-4/7.
- [3] V. Alleva, A. Bettidi, A. Cetronio, W. Ciccognani, M. de Dominicis, M. Ferrari, E. Giovine, C. Lanzieri, E. Limiti, A. Megna, M. Peroni, and P. Romanini, "High Power Microstrip GaN-HEMT Switches for Microwave Applications," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, pp. 194-197.
- [4] W. Ciccognani, M. De Dominicis, M. Ferrari, E. Limiti, M. Peroni, and P. Romanini, "High-power monolithic AlGaIn/GaN HEMT switch for X-band applications," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 911-912, 2008.
- [5] V. Alleva, A. Bettidi, W. Ciccognani, M. De Dominicis, M. Ferrari, C. Lanzieri, E. Limiti, and M. Peroni, "High-power monolithic AlGaIn/GaN high electron mobility transistor switches," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, pp. 339-345, 2009.
- [6] A. Bettidi, A. Cetronio, M. De Dominicis, G. Giolo, C. Lanzieri, A. Manna, M. Peroni, C. Proietti, and P. Romanini, "High power GaN-HEMT microwave switches for X-Band and wideband applications," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2008. RFIC 2008. IEEE*, 2008, pp. 329-332.
- [7] B. Y. Ma, K. S. Boutros, J. B. Hacker, and G. Nagy, "High power AlGaIn/GaN Ku-band MMIC SPDT switch and design consideration," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, pp. 1473-1476.
- [8] A. Bettidi, A. Cetronio, W. Ciccognani, M. De Dominicis, C. Lanzieri, E. Limiti, A. Manna, M. Peroni, C. Proietti, and P. Romanini, "High power GaN-HEMT SPDT switches for microwave applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, pp. 598-606, 2009.
- [9] J. Janssen, M. van Heijningen, K. P. Hilton, J. O. Maclean, D. J. Wallis, J. Powell, M. Uren, T. Martin, and F. van Vliet, "X-Band GaN SPDT MMIC with over 25 Watt Linear Power Handling," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, pp. 190-193.
- [10] L. Devlin, "The design of integrated switches and phase shifters," in *Design of RFICs and MMICs (Ref. No. 1999/158)*, IEE Tutorial Colloquium, 1999, pp. 2/1-2/14.
- [11] W. V. McLevige and V. Sokolov, "Microwave switching with parallel-resonated GaAs FETS," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 1, pp. 156-158, 1980.
- [12] W. V. McLevige and V. Sokolov, "Resonated GaAs FET devices for microwave switching," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 198-204, 1981.
- [13] A. Ezzeddine, R. Pengelly, and H. Badawi, "A High Isolation DC to 18 GHz Packaged MMIC SPDT Switch," in *European Microwave Conference, 1988. 18th*, 1988, pp. 1028-1033.

- [14] K. Kawakyu, Y. Ikeda, M. Nagaoka, K. Ishida, A. Kameyama, T. Nitta, M. Yoshimura, Y. Kitaura, and N. Uchitomi, "A novel resonant-type GaAs SPDT switch IC with low distortion characteristics for 1.9 GHz personal handy-phone system," in *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, 1996, pp. 647-650 vol.2.
- [15] M. Madihian, L. Desclos, K. Maruhashi, K. Onda, and M. Kuzuhara, "A sub-nanosecond resonant-type monolithic T/R switch for millimeter-wave systems applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1016-1019, 1998.
- [16] R. F. Bauer, Jr. and P. Penfield, "De-Embedding and Unterminating," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 282-288, 1974.

Capitolo 3. Isolatori e Circolatori Passivi

3.1 Introduzione

Si definisce isolatore un circuito due porte che consente il passaggio di un segnale da una porta all'altra solo in una data direzione mentre non consente il passaggio del segnale nella direzione opposta. Un simile circuito, il cui simbolo è mostrato in Fig. 3.1.1 non soddisfa la condizione di reciprocità (si veda appendice).



Fig. 3.1.1 – Simbolo circuitale dell'isolatore.

La matrice di scattering $[S]$ di un isolatore ideale, con riferimento al simbolo circuitale prima mostrato è la seguente:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1.1)$$

Si definisce circolatore un circuito non reciproco di n porte (con $n > 2$) che consente il passaggio di un segnale sempre nella medesima direzione:

- da una qualsiasi porta k alla porta $k+1$ quando $k < n$;
- dalla porta k alla porta 1 nel caso $k = n$.

mentre ne impedisce il passaggio nella direzione opposta. Quanto appena detto per gli isolatori ed i circolatori attivi può essere riassunto nella relazione seguente:

$$k \not\leftrightarrow k \bmod n + 1 \left\{ \begin{array}{l} \text{ISOLATORI} \quad \begin{cases} n = 2 \\ k = 1 \end{cases} \\ \text{CIRCOLATORI} \quad \begin{cases} n > 2 \\ \forall k = 1 \dots n \end{cases} \end{array} \right. \quad (3.1.2)$$

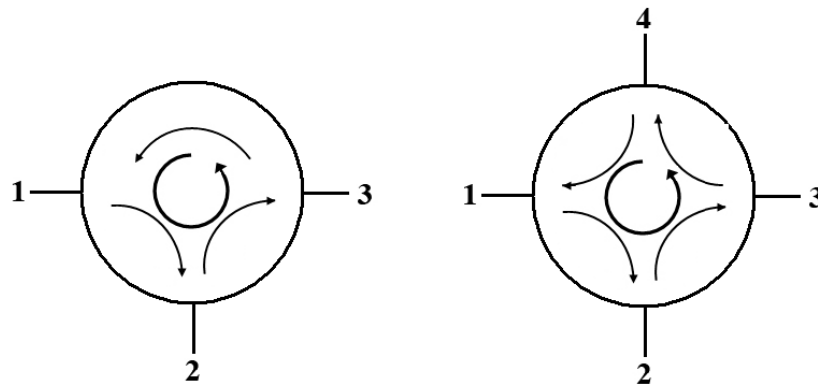


Fig. 3.1.2 – Simbolo circuitale di un circolatore 3-porte (sinistra) ed un circolatore 4-porte (destra).

In Fig. 3.1.2 viene mostrato il simbolo circuitale di un circolatore a 3 e a 4 porte. Nelle applicazioni più comuni si utilizzano di solito circolatori con $n=3$ porte.

La matrice di scattering $[S]$ di un circolatore ideale a tre porte, con riferimento al simbolo circuitale prima mostrato è la seguente:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1.3)$$

Sia nel caso dell'isolatore che nel caso del circolatore, con l'aggettivo ideale si identifica una rete senza perdite e con isolamento e adattamento infiniti. Una tipica applicazione dei circolatori è quella di permettere la condivisione di una stessa antenna nelle due fasi di trasmissione e ricezione di un modulo T/R per applicazioni ad esempio in sistemi radar. Il compito del circolatore in tal caso, è quello di inviare il segnale dall'apparato trasmettitore all'antenna senza che questo vada a saturare il ricevitore e dall'antenna al sistema ricevente evitando che il segnale raggiunga l'uscita del trasmettitore. Altra applicazione tipica dei circolatori è ad esempio nella realizzazione di sfasatori o attenuatori a riflessione. Per quanto riguarda gli isolatori essi sono principalmente impiegati, se posti a monte di una porta con basso livello di adattamento, per eliminare l'onda riflessa derivante dalla porta stessa. Sia gli isolatori che i circolatori possono essere distinti in base alla modalità con la quale si riesce ad ottenere la loro non reciprocità. Una prima classificazione può essere quella tra i circolatori e isolatori passivi e i circolatori e gli isolatori attivi. Nel primo caso circolatori e isolatori sono costituiti essenzialmente da elementi passivi i quali sfruttano il comportamento non reciproco di alcuni materiali particolari, le ferriti. Nel secondo caso si sfrutta il comportamento prevalentemente unidirezionale di elementi attivi quali i transistor per ottenere un circuito

non reciproco. Nei paragrafi successivi verrà fornita una classificazione delle principali topologie di circolatori e isolatori passivi mentre nel capitolo successivo verranno studiati i circolatori e gli isolatori attivi.

3.2 Classificazione di isolatori e circolatori passivi

In questo paragrafo saranno descritte brevemente, da un punto di vista teorico e di principio di funzionamento, le principali tecniche di realizzazione di isolatori e di circolatori passivi organizzati in appositi sottoparagrafi.

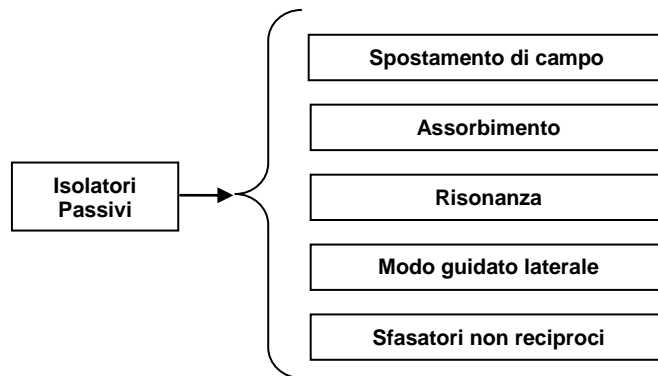


Fig. 3.2.1 - Classificazione degli isolatori passivi

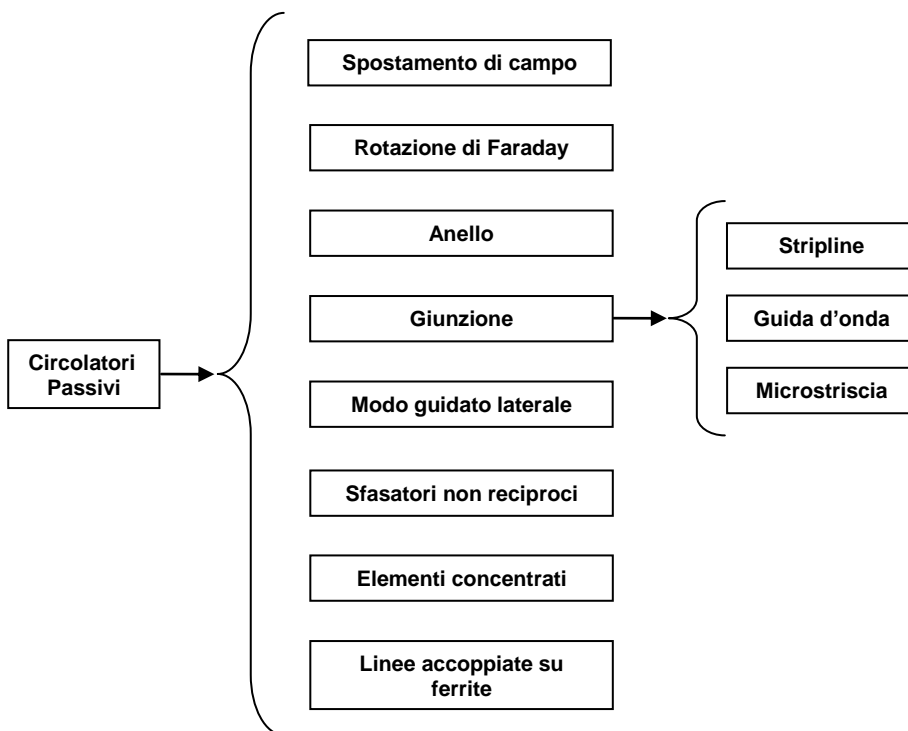


Fig. 3.2.2 - Classificazione dei circolatori passivi

Alla fine del paragrafo invece saranno presentate le prestazioni ottenibili da tali strutture tramite delle tabelle comparative.

Come è stato già accennato in precedenza, la maggior parte dei dispositivi a microonde passivi non reciproci devono la loro caratteristica di non reciprocità ad una particolare classe di materiali, ovvero le ferriti (si veda a tal proposito l'Appendice B). In Fig. 3.2.1 viene fornita una classificazione schematica allo stato dell'arte degli isolatori passivi mentre in Fig. 3.2.2 viene fornita una classificazione schematica allo stato dell'arte dei circolatori passivi. Nei sotto paragrafi successivi verranno analizzate in dettaglio le varie topologie di isolatori e circolatori passivi.

3.2.1 Isolatori a spostamento di campo

Gli isolatori a spostamento di campo (*Field displacement Isolator*) [1] sono realizzati manipolando il modo TE_{10} presente in una guida d'onda rettangolare. L'elemento fondamentale, è una lastra di ferrite posta opportunamente all'interno della guida, in particolare verrà posta in un punto x dove è presente un campo RF rotante in modo circolare. In questo caso si utilizza un campo magnetico statico che permetta di essere prima della risonanza, per non introdurre le perdite dovute alla precessione forzata dello spin elettronico.

Applicando un campo magnetico statico in direzione parallela al lato minore della guida rettangolare (vedi Fig. 3.2.3) e di valore tale da annullare la permeabilità magnetica per uno dei due versi di propagazione dell'onda, si avrà una riflessione del segnale propagantesi in questo verso, mentre il segnale nel verso opposto (che avrà una permeabilità diversa da zero per la non reciprocità della ferrite, si veda a tal proposito l'Appendice B) tenderà a concentrarsi nella ferrite stessa. In prossimità della parete esterna della ferrite si avrà un minimo del campo elettrico (o massimo, dipende dalla polarità del campo esterno applicato) per il segnale diretto e un massimo del campo elettrico per il segnale inverso. Ponendo, in aggiunta alla lastra di ferrite, una lastra di materiale resistivo (tipicamente in film sottile), si introducono delle perdite, importanti essenzialmente nel caso con segnale inverso poiché presenta un massimo del campo elettrico proprio in prossimità del materiale dissipativo.

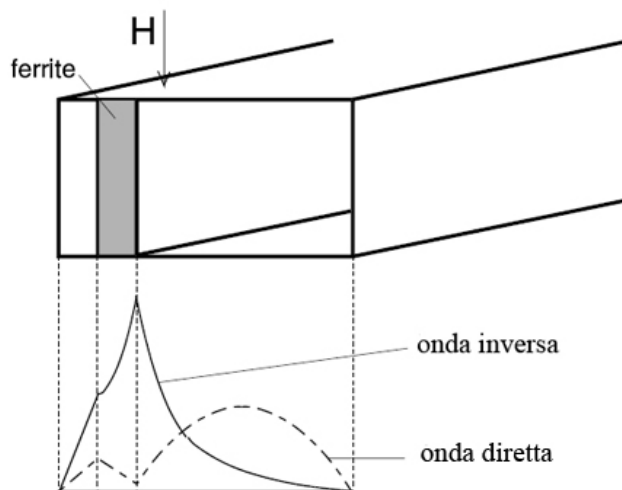


Fig. 3.2.3 – Isolatore a spostamento di campo.

Con questa tecnica si ha una bassa perdita di inserzione per segnali diretti e un grande isolamento per segnali inversi. Il valore dell'isolamento può essere incrementato aumentando la lunghezza della lastra resistiva in direzione della propagazione del segnale. Per aumentare le prestazioni del dispositivo, si preferisce utilizzare una lastra di ferrite con dimensioni più piccole del lato corto della guida d'onda. Per fissare meglio il massimo e il minimo del campo elettrico in prossimità del materiale dissipativo, si può utilizzare una piccola lastra ceramica posta subito dopo il materiale resistivo, come mostrato in Fig. 3.2.4.

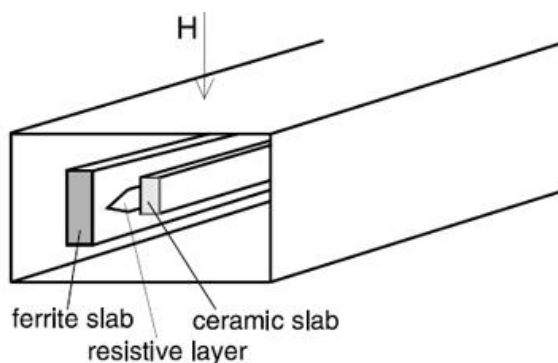


Fig. 3.2.4 – Isolatore a spostamento di campo con aggiunta di barrette resistive e ceramiche per incrementare le prestazioni.

Tale approccio è stato uno dei primi adottati. Successivamente sono stati introdotti altri approcci basati sulla aggiunta di *ridge* metallici nella struttura per la manipolazione del campo.

3.2.2 Isolatori ad assorbimento

L'isolatore ad assorbimento si basa direttamente sul principio della *rotazione di Faraday*. Esso è costituito dalla cascata di 3 guide d'onda. La prima guida d'onda è rettangolare, immediatamente seguita da una guida d'onda circolare la quale è connessa alla precedente tramite una transizione che porta la guida d'onda rettangolare gradualmente verso una guida circolare. Tale transizione non è diretta ma porta la guida d'onda rettangolare ad una torsione di 45° (svergolatura). All'interno della guida d'onda circolare e coassialmente ad essa è posto un cilindro di ferrite il quale è sottoposto ad un campo magnetico statico di polarizzazione anch'esso in direzione coassiale. Successivamente, in cascata alla guida d'onda circolare è posta nuovamente una guida d'onda rettangolare che viene connessa alla precedente tramite una transizione diretta senza svergolatura.

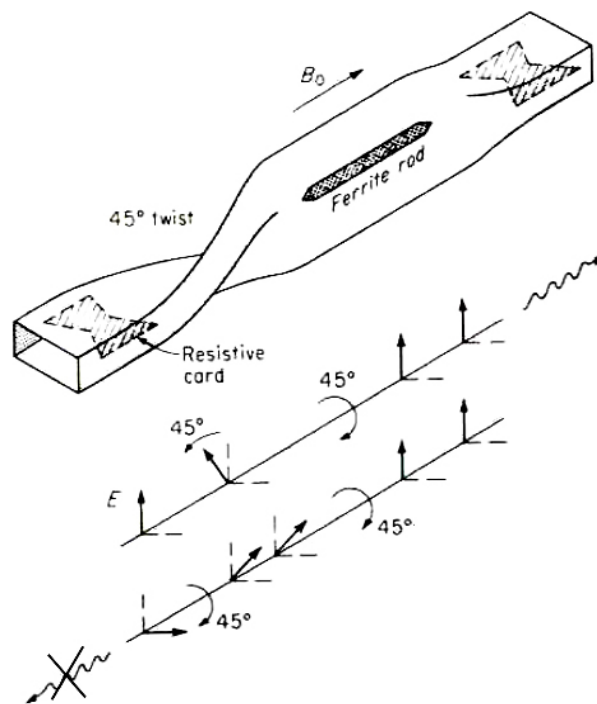


Fig. 3.2.5 – Isolatore ad assorbimento.

All'interno delle guide d'onda rettangolari di ingresso e uscita, è posta una lastra di materiale assorbente (ad esempio resistivo) perpendicolarmente al verso del modo fondamentale che si propaga in guida ovvero parallelamente al lato lungo delle guide d'onda rettangolari di ingresso e uscita. La struttura è visibile in Fig. 3.2.5.

Un qualunque vettore di campo può essere scomposto nelle componenti parallele e ortogonali alla lastra assorbente; in tal modo, le componenti ortogonali alla lastra non subiscono variazioni mentre quelle parallele decadono esponenzialmente a zero. Un segnale entrante da sinistra nell'isolatore, si troverà ad avere un campo elettrico parallelo

ai lati corti (verticalmente) della guida rettangolare di ingresso sia prima che dopo la lastra assorbente, e non vi saranno componenti tangenziali ad essa. L'ampiezza del campo resta pressoché invariata perché ci si attende un campo in ingresso già orientato verticalmente, a meno dell'insertion loss della guida stessa. Più in dettaglio si vede che la svergolatura farà ruotare il campo di 45° in verso antiorario. Se si dimensiona il cilindretto di ferrite di lunghezza tale da far sì che si abbia una rotazione di Faraday proprio di 45° in verso orario, in uscita alla guida d'onda si avrà un campo la cui direzione è rimasta costante rispetto a quello di ingresso. Nell'ultima guida d'onda, benché provvista di lastra assorbente, il campo uscirà inalterato in quanto ortogonale alla lastra resistiva stessa. Viceversa, un segnale entrante dal lato destro dell'isolatore subirà una rotazione di Faraday sempre di 45° , a causa della ferrite, nel medesimo verso del caso precedente (ovvero orario per un osservatore che guarda direzione e verso concordi al campo magnetico statico) e a questo si sommerà una ulteriore rotazione del campo (sempre oraria) di 45° dovuto alla svergolatura. A questo punto il campo si trova ad essere in direzione parallela alla lastra assorbente e quindi verrà totalmente assorbito. Ad oggi si riescono a realizzare isolatori ad assorbimento con varie caratteristiche e a varie frequenze. Alla fine del capitolo verranno riportati alcuni esempi [2] di isolatori ad assorbimento per diverse frequenze centrali f_0 .

3.2.3 Isolatori a risonanza

Analizzando la costante di attenuazione per onde polarizzate circolarmente per un mezzo di ferrite infinito, si vede che un'onda polarizzata circolarmente in senso antiorario rispetto al campo di polarizzazione statico è attenuata molto poco, mentre un'onda polarizzata circolarmente oraria presenta una grande attenuazione in corrispondenza della risonanza di Larmor (vedi Appendice B) quando si propaga perpendicolarmente al campo statico di polarizzazione magnetica. Utilizzando un'onda polarizzata circolarmente antioraria nel percorso a bassa attenuazione ed un'onda polarizzata oraria nel percorso a grande attenuazione, si possono realizzare degli attenuatori a risonanza.

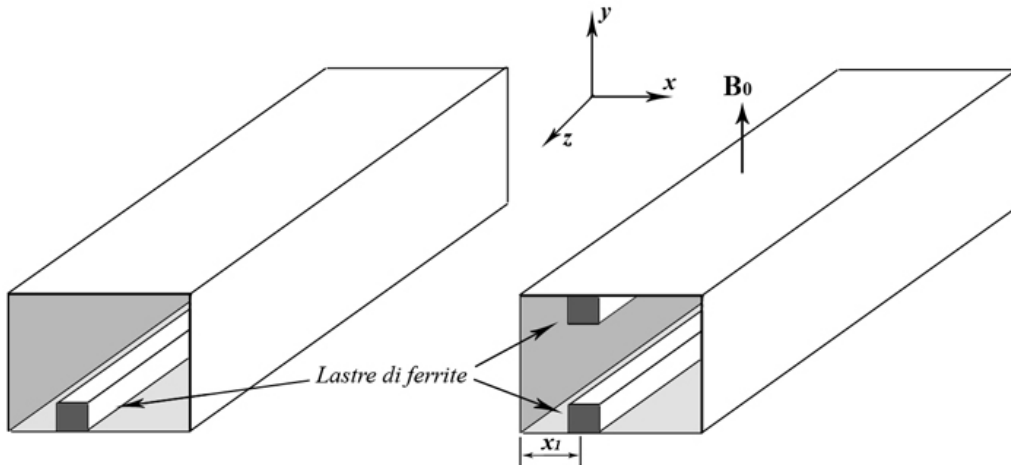


Fig. 3.2.6 – Isolatore a risonanza a singola e doppia lastra di ferrite.

La condizione di polarizzazione circolare riguarda proprietà dei campi magnetici del modo dominante TE_{10} in una guida d'onda rettangolare. Si consideri un modo TE_{10} che si propaga in direzione $-z$ (sistema di riferimento di Fig. 3.2.6). Detta a la larghezza della guida d'onda rettangolare, si avrà che ad una distanza $x=a/2$ il campo elettrico risulta polarizzato linearmente in direzione y mentre il campo magnetico sarà polarizzato linearmente lungo l'asse x .

Ad una distanza pari a $0 < x < a/2$ invece il campo elettrico continua ad essere sempre polarizzato linearmente lungo l'asse y mentre il campo magnetico risulterà polarizzato ellitticamente nel piano xz in senso antiorario rispetto all'asse y .

Infine ad una distanza pari a $a/2 < x < a$ il campo elettrico continua ad essere sempre polarizzato linearmente lungo l'asse y mentre il campo magnetico risulterà polarizzato ellitticamente nel piano xz in senso orario rispetto all'asse y .

Ci si può convincere di quanto appena detto se si passa ad uno studio matematico del problema. I campi del modo TE_{10} : [3]:

$$E_y = \sin \frac{\pi x}{a} e^{\pm j\beta z} \tag{3.2.1}$$

$$j\omega\mu_0 H_x = \pm j\beta \sin \frac{\pi x}{a} e^{\pm j\beta z} \tag{3.2.2}$$

$$j\omega\mu_0 H_z = -\frac{\pi}{a} \cos \frac{\pi x}{a} e^{\pm j\beta z} \tag{3.2.3}$$

Le componenti H_x e H_z sono tra di loro perpendicolari dunque producono una polarizzazione ellittica. Per avere polarizzazione circolare occorre determinare le distanze

$x = x_1$ in corrispondenza delle quali i moduli delle due componenti siano uguali ovvero basta che sia verificata la seguente espressione:

$$\tan \frac{\pi x_1}{a} = \pm \frac{\pi}{\beta a} = \pm \frac{\lambda_g}{2a} \quad (3.2.4)$$

Dove λ_g rappresenta la lunghezza d'onda del segnale in ingresso alla guida considerato.

Come accennato in precedenza è facile verificare, osservando i segni della (3.2.2) e della (3.2.3), che nella prima metà della guida lungo x (metà di sinistra prima di $a/2$) il campo magnetico è polarizzato circolarmente in senso antiorario rispetto y mentre nella seconda metà della guida lungo x il campo è polarizzato circolarmente in senso orario, sempre considerando il segnale che si propaga con direzione $-z$. In base a quanto detto appare evidente che se ad esempio si mette una lastra di ferrite proprio ad una distanza $0 < x_1 < a/2$ come in Fig. 3.2.6 (e con un campo magnetico statico come indicato in figura) si avrà che un segnale che si propaga lungo $-z$ non viene attenuato. Nelle stesse condizioni invece un segnale che si propaga in direzione z si troverà ad avere la lastra ad una distanza $a/2 < x_1 < a$ e quindi verrà fortemente attenuato a causa del suo verso di polarizzazione. Le lastre di ferrite possono esser orientate sia orizzontalmente che verticalmente e sagomandole opportunamente poi si riescono a migliorare le prestazioni di tali isolatori. Alla fine del capitolo verranno riportati alcuni esempi realizzativi di isolatori a risonanza [4].

3.2.4 Isolatori a modo guidato laterale

Si consideri una microstriscia conduttrice realizzata su un substrato di ferrite provvisto di un piano di massa. In assenza di polarizzazione magnetica esterna il substrato si comporta normalmente, senza presentare fenomeni di non reciprocità. Si consideri ora un campo magnetico statico applicato perpendicolarmente al piano di massa come si vede in Fig. 3.2.7(a). La struttura in esame deve essere tale che la larghezza della microstriscia sia molto più grande dell'altezza del substrato della ferrite. In queste condizioni la maggior parte del campo elettrico e del segnale RF si distribuisce al di sotto del conduttore. Se si sceglie una distanza tra i conduttori minore della metà della lunghezza d'onda si possono tagliare i modi TM ed assumere che si propagano sono modi TE. Si può suddividere la struttura in 3 zone longitudinali come si vede in Fig. 3.2.7. Le zone II e III sono zone di campo di frange e possono tenere in conto anche di perturbazioni esterne; queste due zone formano i contorni della zona I.

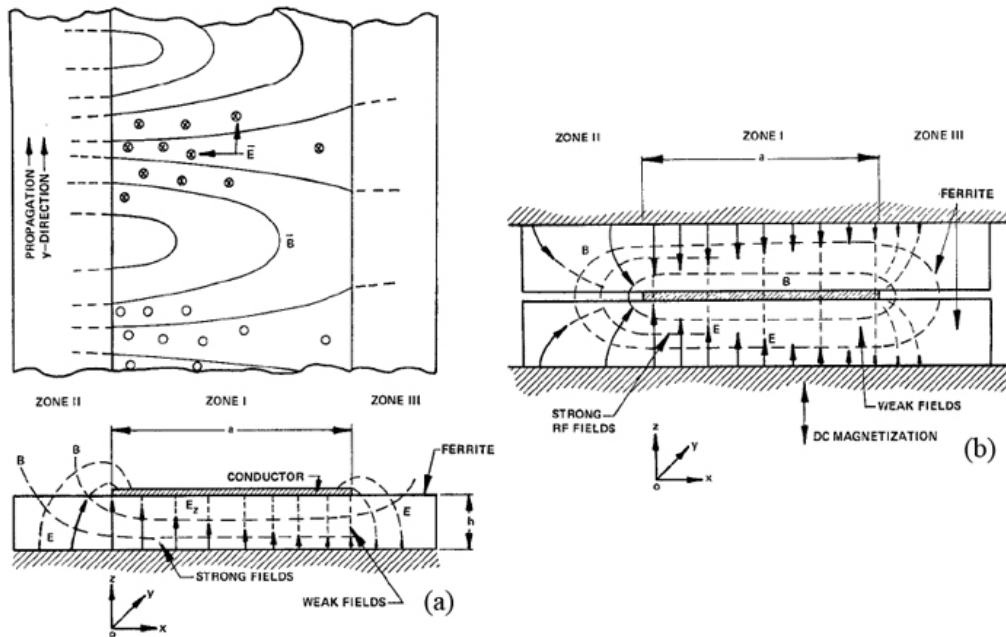


Fig. 3.2.7 – Struttura per il modo guidato laterale realizzato in microstriscia (a) e in stripline (b).

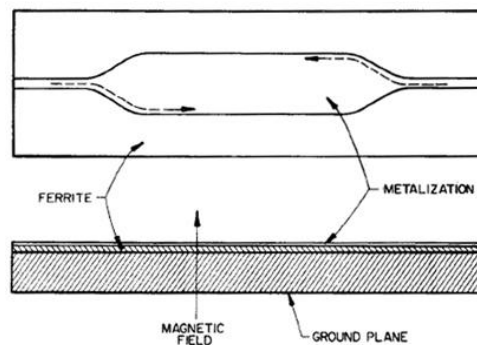


Fig. 3.2.8 – Microstriscia posta su uno strato di ferrite, il tutto su un piano di massa. Un segnale entrante in una porta viaggerà solo su uno dei bordi laterali della microstriscia. Nella zona centrale si può fare in modo che si abbia un campo nullo.

Dimensionando la microstriscia opportunamente ([5] e [6]) si ottiene la struttura visibile in Fig. 3.2.8. Tralasciando l'analisi matematica del problema si può affermare che l'effetto della ferrite, grazie alla magnetizzazione verticale, e quello di forzare il segnale RF a concentrarsi sempre lungo lo stesso lato rispetto al suo verso di propagazione (nel caso in questione sempre sul lato di destra). Dalla figura sono infatti ben visibili i due modi guidati lateralmente. Invertendo il verso del campo magnetico di polarizzazione si forza il segnale RF a spostarsi nel lato opposto. Questa struttura suggerisce la possibilità di realizzare isolatori a modo guidato laterale (*edge guided mode*) ponendo ad esempio su uno dei due lati uno strato di materiale dissipativo.

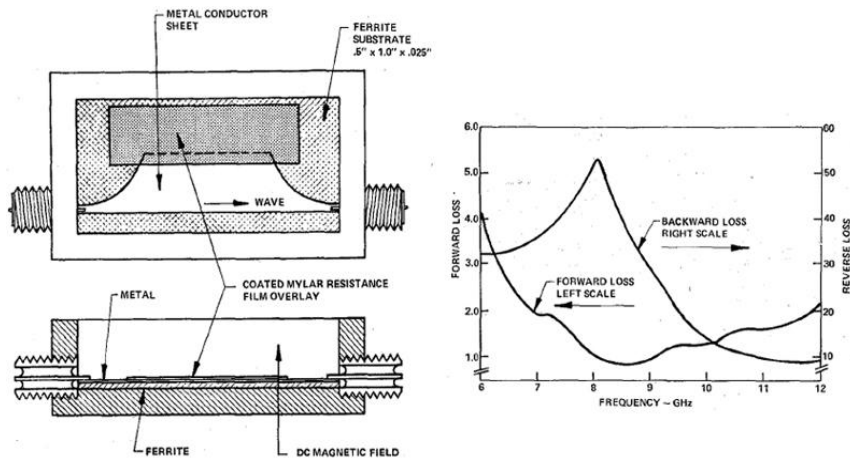


Fig. 3.2.9 – Isolatore a modo guidato laterale e relative prestazioni

3.2.5 Isolatori con sfasatori non reciproci

Gli isolatori con sfasatori non reciproci, come risulta evidente dalla denominazione, sfruttano l'interferenza costruttiva o distruttiva di segnali opportunamente sfasati. La non reciprocità di tali isolatori viene dunque assicurata dalla non reciprocità in termini di fase di particolari sfasatori.

Nella realizzazione in guida d'onda considerata e presentata in [7] i componenti utilizzati sono: un magic-T, due sfasatori non reciproci $0/90^\circ$ realizzati con ferrite ed un accoppiatore direzionale (si veda Fig. 3.2.10). Un segnale entrante nella porta 1 si divide in due parti uguali nel ramo superiore e nel ramo inferiore, propagandosi in guide d'onda rettangolari. Il segnale nel ramo superiore non subisce sfasamento, quello nel ramo inferiore è soggetto ad uno sfasamento di 90° per via dello sfasatore non reciproco. I due segnali attraverso l'ibrida d'uscita verranno ricombinati in fase sulla porta 2 mentre verranno ricombinati in opposizione di fase sulla porta 4 la quale dunque risulterà isolata rispetto alla porta 1.

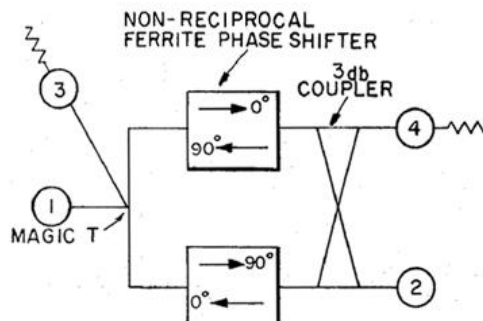


Fig. 3.2.10 – Isolatore con sfasatori non reciproci. Le porte di ingresso e di uscita sono rispettivamente la 1 e la 2.

Il percorso 1→2 sarà invece caratterizzato da una bassa perdita di inserzione derivante essenzialmente dai 3 blocchi attraversati dal segnale. Un segnale entrante dalla porta 2 si divide in parti uguali per via dell'accoppiatore direzionale. Il segnale presente nel ramo superiore subisce uno sfasamento di 90° grazie all'ibrida ed un ulteriore sfasamento per opera dello sfasatore non reciproco. Il segnale presente nel ramo inferiore non subisce alcuno sfasamento. I due segnali si presentano dunque in opposizione di fase in ingresso al magic-T. A questo punto i due segnali giungeranno in controfase sulla porta 1 mentre raggiungeranno la porta 3 in fase grazie allo sfasamento di 180° prodotto dal magic-T. In questo modo la porta 1 risulta isolata rispetto ad un segnale che viene introdotto nella porta 2. Gli isolatori con sfasatori non reciproci rivestono, per questo lavoro di tesi, una notevole importanza perché, come si vedrà più avanti sono alla base di alcune tra le nuove topologie proposte in questo lavoro.

3.2.6 Circolatori a spostamento di campo

Questi circolatori si basano sullo stesso principio di funzionamento degli isolatori a spostamento di campo descritti nel sottoparagrafo 3.2.1. Una delle principali strutture di circolatori a spostamento di campo presentate in letteratura [8] è quella mostrata in Fig. 3.2.26.

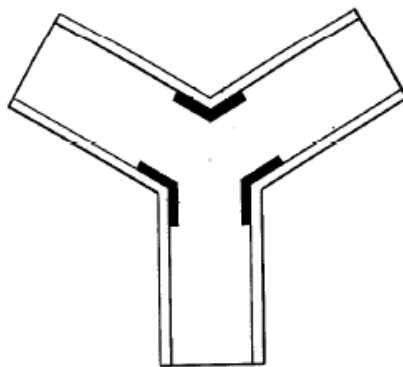


Fig. 3.2.11 – Circolatore a spostamento di campo.

In tale figura vengono evidenziate le lastre di ferrite che permettono uno spostamento di campo tale da ottenere l'effetto circolatorio della struttura.

3.2.7 Circolatori a rotazione di Faraday

Il circolatore a rotazione di Faraday [9] utilizza una struttura molto simile a quella utilizzata per l'isolatore ad assorbimento descritto nel sottoparagrafo 3.2.2 e sfrutta, come si evince anche dal nome, il principio della rotazione di Faraday.

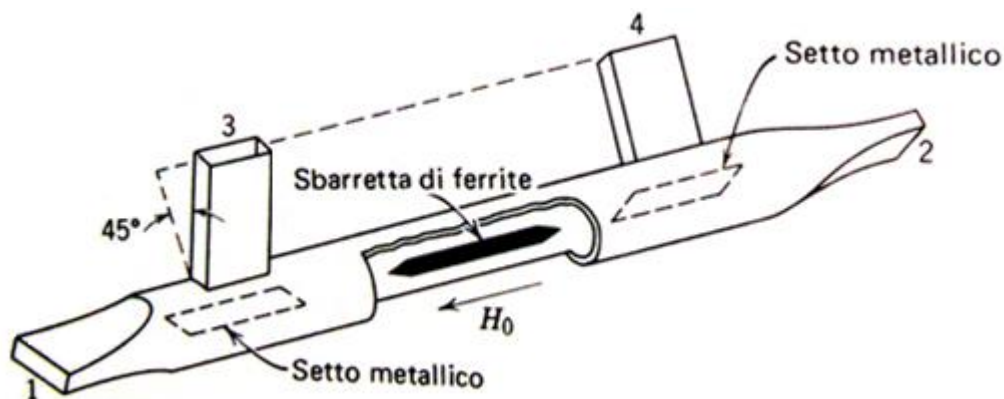


Fig. 3.2.12 – Circolatore a rotazione di Faraday.

Anche in questo caso (vedi Fig. 3.2.12) si hanno due transizioni agli estremi che trasformano le guide d'onda rettangolari alle porte 1 e 2 in guide d'onda circolari. In aggiunta rispetto all'isolatore ad assorbimento ci sono due aperture sulla guida d'onda circolare dalle quali partono altre due guide d'onda rettangolari che costituiscono le porte 3 e 4 del circolatore, in corrispondenza di tali aperture sono presenti nella guida circolare dei setti metallici. Infine è presente la solita barretta di ferrite polarizzata da un campo magnetico statico ad essa coassiale, dimensionata in maniera tale da provocare una rotazione di Faraday di 45° verso sinistra, quando percorsa nel verso opposto al campo, e di 45° verso destra quando percorsa nel verso opposto. La struttura può essere considerata simmetrica rispetto ad un piano che taglia a metà perpendicolarmente la guida d'onda circolare, a meno di una rotazione di 45° della seconda metà della struttura rispetto alla prima metà. Se in ingresso alla porta 1 si eccita il modo TE_{10} della guida rettangolare, si avrà nella guida circolare l'eccitazione del modo TE_{11} . Tale modo non si potrà accoppiare con la porta 3 e proseguirà propagandosi nella guida circolare, una volta attraversata la barretta di ferrite esso subirà una rotazione di Faraday di 45° verso sinistra del campo elettrico e poiché anche la seconda metà della struttura è ruotata della stessa entità verso sinistra si avrà che il segnale raggiungerà la porta 2 inalterato e non si accoppierà con la porta 4. Viceversa se il segnale è posto in ingresso alla porta 2 esso non potrà accoppiarsi con la porta 4 ma si troverà poco prima della ferrite ruotato dalla struttura di 45° verso (considerando il campo elettrico). A questo punto la ferrite provocherà una ulteriore rotazione di Faraday di 45° del campo elettrico e così facendo

raggiungerà la porta 1 con direzione parallela al lato lungo della guida d'onda rettangolare non potendosi accoppiare perché sotto cut-off. Tale direzione però sarà quella corretta affinché il segnale si accoppi alla porta 3 e affinché emerga da tale porta. Si possono ripetere i precedenti ragionamenti anche per segnali che partono dalle porte 3 e 4 e si può dimostrare che questo circolatore 4 porte realizza la funzione espressa dallo schema di Fig. 3.1.2.

3.2.8 Circolatori ad anello

I circolatori ad anello ([10] e [11]) (*Ring circulator*) a 3 porte sono costituiti da 3 giunzioni a T simmetriche reciproche e da 3 sfasatori non reciproci, collegati come mostrato in Fig. 3.2.13.

Le giunzioni a T simmetriche sono realizzate in maniera tale da avere una matrice di scattering come quella mostrata nella espressione (3.2.5):

$$[S_T] = \begin{pmatrix} r & s & s_d \\ s & r & s_d \\ s_d & s_d & r_d \end{pmatrix} \tag{3.2.5}$$

In questa espressione vengono esplicitati i parametri di riflessione e di trasmissione alle tre porte della giunzione, ed il cui significato è facilmente deducibile dalla Fig. 3.2.14.

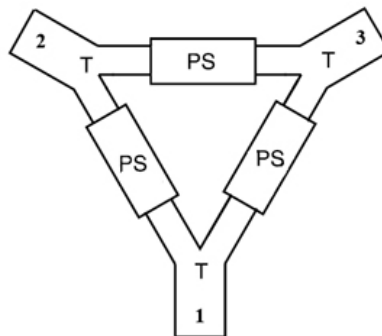


Fig. 3.2.13 – Circolatore ad anello.

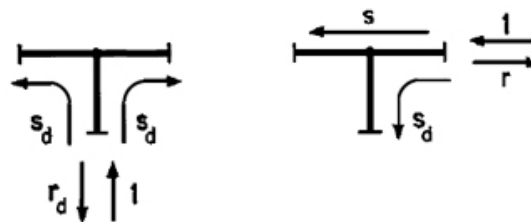


Fig. 3.2.14 – Giunzione a T utilizzata nel circolatore ad anello.

Imponendo in ingresso (porta 1) al circolatore ad anello di Fig. 3.2.13 un segnale di prova costituito da un'onda di modulo unitario e fase zero, l'andamento dei segnali all'interno del circolatore viene mostrato in Fig. 3.2.15. In particolare si può dimostrare che, dimensionando opportunamente i vari parametri in gioco riguardanti lo sfasamento degli sfasatori non reciproci e i parametri delle giunzioni, è possibile ottenere un trasferimento totale del segnale verso la porta 2, e contemporaneamente adattamento perfetto alla porta 1 ed isolamento perfetto della porta 3 (ovviamente per simmetria tali condizioni si estendono anche quando il segnale di prova viene imposto alla porta 2 o alla porta 3).

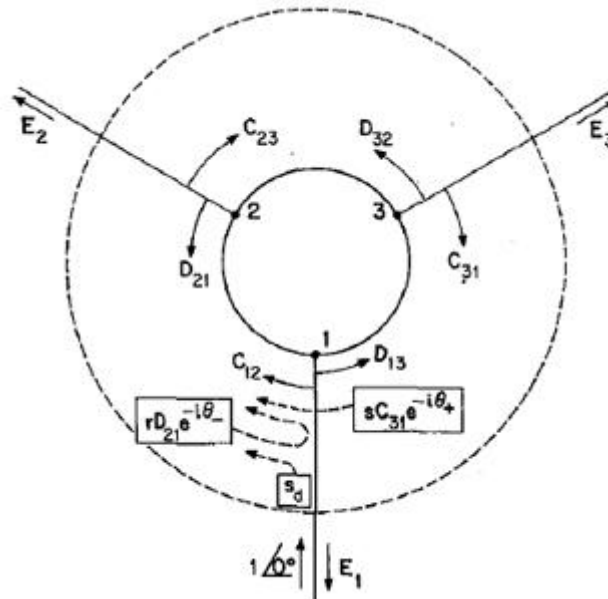


Fig. 3.2.15 – Circolatore ad anello.

3.2.9 Circolatori a giunzione

I circolatori a giunzione (Junction Circulators) [12] sono forse tra quelli più utilizzati e conosciuti. La loro denominazione deriva dal fatto che essi in genere sono ottenuti dalla intersezione con angolatura opportuna di 3 strutture guidanti al cui interno vengono collocati opportunamente elementi di ferrite che vengono polarizzati da un campo magnetico statico in direzione coassiale ad essi. Proprio per i motivi sopra citati si possono avere in genere giunzioni in guida d'onda, stripline o microstriscia. Nel caso di circolatori a 3 porte si parla anche di circolatori a giunzione a Y mentre nel caso di circolatori a 4 porte si può adottare la denominazione alternativa di circolatori a giunzione ad X. Tali circolatori possono essere ottenuti dalla giunzione di 3 o 4 strutture guidanti con all'interno un cilindro di ferrite e possono essere progettati per lavorare sul piano H o

sul piano E (questi ultimi sono meno frequenti). Le strutture che possono essere usate sono strutture a Y e a T nel caso di circolatori 3 porte ed a X nel caso 4 porte.

Le strutture a Y e a T, come si può vedere nella Fig. 3.2.16 ([12], [13] e [14]) differiscono soltanto per l'angolatura reciproca tra le strutture guidanti. Nella struttura ad Y infatti le tre strutture guidanti formano un angolo di 120° mentre in quella a T le strutture guidanti formano appunto una "T". La versione ad X è essenzialmente costituita da 4 strutture guidanti poste a formare una croce e come detto è utilizzata per realizzare circolatori 4 porte.

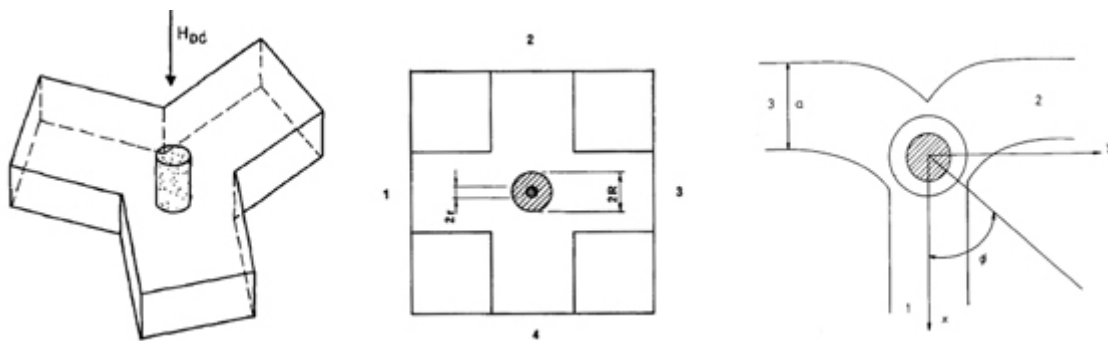


Fig. 3.2.16 – Circolatori a giunzione in guida d'onda. Da sinistra: Y, X e T

3.2.9.1 Circolatori a giunzione in stripline

Questo tipo di circolatori è costituito da due lastre conduttrici esterne ed una interna; tra i tre conduttori vengono interposti due cilindretti di ferrite, come si può vedere in Fig. 3.2.17. Le connessioni con il disco conduttore centrale avvengono per mezzo di 3 stripline poste lungo la circonferenza a 120° tra loro. Anche in questo caso il campo magnetico di magnetizzazione viene applicato parallelamente all'asse dei cilindri di ferrite. E' stato ricavato sperimentalmente che il circolatore a Y si comporta come una cavità a basse perdite. Alla frequenza di risonanza della cavità si ha un buon adattamento ma l'accoppiamento non è dei migliori quindi si viene a creare un'onda stazionaria nella struttura. L'isolamento massimo si presenta circa alla frequenza in cui le perdite per inserzione sono minime. Quanto detto mostra l'importanza della scelta della frequenza di risonanza del disco metallico centrale. La frequenza di risonanza più bassa del disco metallico centrale della struttura corrisponde al cosiddetto modo dipolare, nel quale i vettori di campo elettrico sono perpendicolari al piano del disco e i vettori di campo magnetico RF sono paralleli a tale piano.

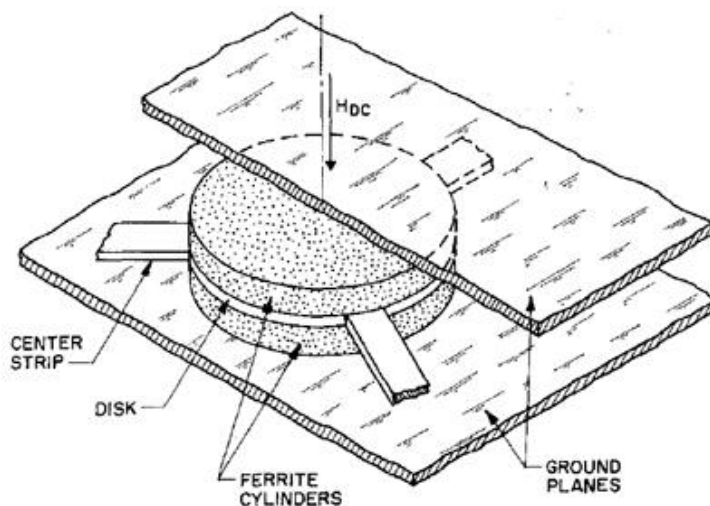


Fig. 3.2.17 – Circolatori a giunzione a Y in stripline.

Eccitando la porta 1, nel caso di ferrite non magnetizzata, si ha un modo dipolare come mostrato in Fig. 3.2.18a. Se il disco fosse isolato, le linee di campo magnetico RF curverebbero lungo i lati del disco per poi proseguire sull'altro lato del disco stesso. Con i due cilindri di ferrite su ogni lato del disco, il cilindro inferiore è l'immagine specchiata del cilindro superiore quindi l'analisi viene effettuata concentrandosi solo su uno dei due cilindri. Se si lasciano aperte le porte 2 e 3, nel caso di assenza di polarizzazione magnetica statica esterna, si hanno tensioni sfasate di 180° rispetto al segnale entrante nella porta 1 e a circa metà potenza rispetto a questo.

Applicando un campo di polarizzazione magnetica statica esterno il pattern (configurazione del campo) d'onda stazionaria viene ruotato (Fig. 3.2.18b).

Il dispositivo equivale ad una cavità risonante che mette in comunicazione la porta 1 e la porta 2 isolando la porta 3. I circolatori a Y in stripline possono essere di due tipi: *sopra la risonanza* e *sotto la risonanza*. La differenza dei due è apprezzabile in Fig. 3.2.19. Per lavorare in una modalità o l'altra basta utilizzare un'intensità di campo magnetico esterno diversa. Si è visto che applicando un campo magnetico esterno si riesce a ruotare la configurazione di campo nel cilindro di ferrite sostanzialmente per la diversità di velocità di propagazione dei modi + e dei modi -. E' da notare che il verso di circolazione per un dato insieme di modi al di sopra della risonanza ferromagnetica è opposta a quella dello stesso insieme di modi al di sotto della risonanza. Con una bassa polarizzazione esterna si riesce a ruotare l'angolo della configurazione di campo di -30° ottenendo un tipo di circolatore in cui si possono mettere in collegamento la porta 1 e la porta 3, lasciando la 2 disaccoppiata, come in Fig. 3.2.19a. Aumentando il campo magnetico esterno e impostandolo in modo tale da avere una rotazione della configurazione di

campo di $+30^\circ$ in verso orario, la porta 3 risulta disaccoppiata e tutta l'energia passa dalla porta 1 alla 2, come in Fig. 3.2.19b.

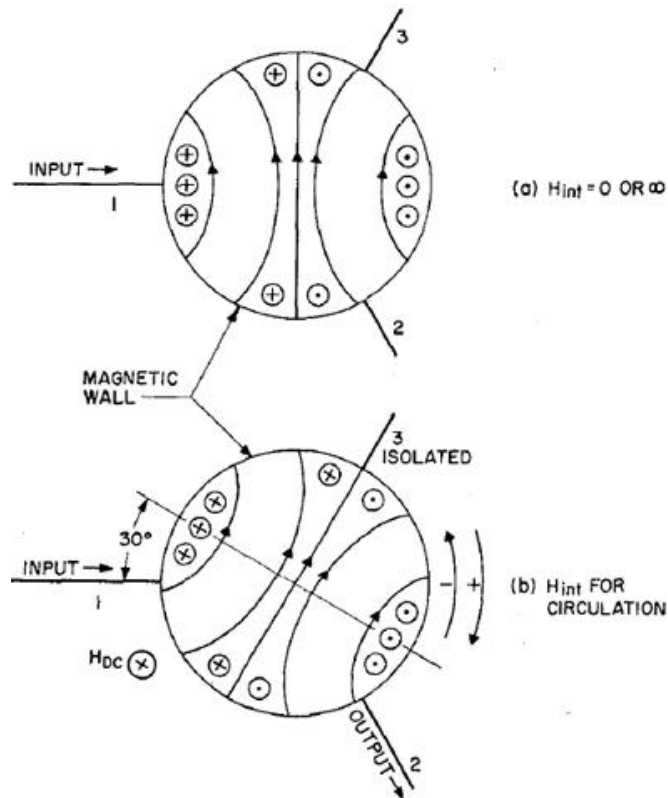


Fig. 3.2.18 – (a) Modo dipolare di un disco dielettrico. $H_{int} = 0$ oppure ∞ . (b) Disegno analogo per una magnetizzazione diversa da zero.

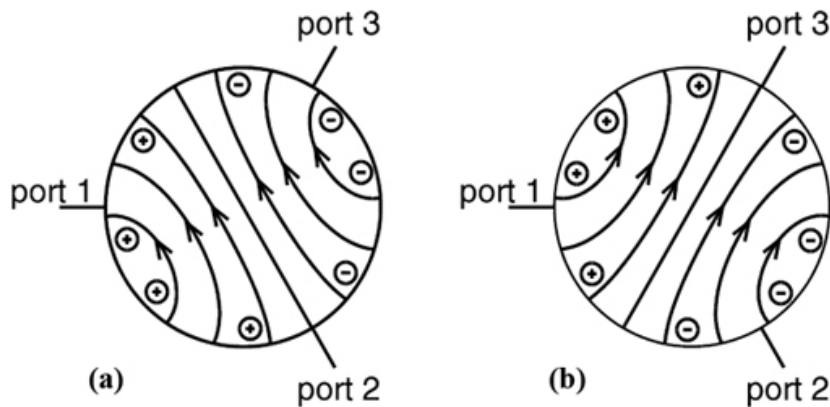


Fig. 3.2.19 – Circolatore a Y in stripline. (a) Configurazione di campo per magnetizzazione sotto risonanza. (b) Configurazione di campo per magnetizzazione sopra risonanza.

3.2.9.2 Circolatori a giunzione in guida d'onda rettangolare

I circolatori a Y in guida d'onda [12] sono realizzati ponendo 3 guide d'onda rettangolari poste a 120° tra loro. In corrispondenza della intersezione tra le guide viene posto un

elemento di ferrite di forma e polarizzazione opportuna. Esistono due tipi di circolatori a Y in guida d'onda e si distinguono per la modalità di montaggio e di polarizzazione dell'elemento di ferrite; questi due tipi di circolatori vengono chiamati circolatori a Y in guida d'onda con piano H e con piano E.

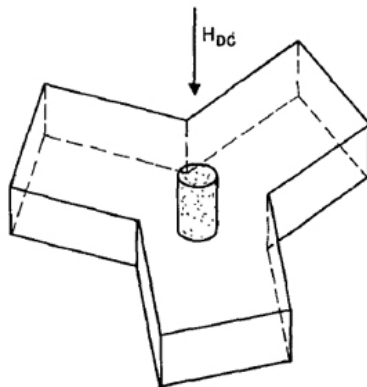


Fig. 3.2.20 – Circolatore a Y in guida d'onda con piano H.

Piano H. Si realizzano ponendo a 120° tra loro 3 guide d'onda che lavorano con il piano H e inserendo al centro di queste un cilindro di ferrite, come si può vedere in Fig. 3.2.20.

Il campo magnetico di polarizzazione è applicato in direzione dell'asse del cilindro di ferrite. Le guide d'onda rettangolari lavorano con il modo dominante TE_{10} . Il diametro del post di ferrite è sensibilmente più piccolo della larghezza della guida d'onda e la ferrite viene eccitata essenzialmente dal campo magnetico RF trasverso del segnale incidente. Il modo di operare di un circolatore in guida d'onda può seguire lo sviluppo visto per quello in stripline. Si assume che il cilindro di ferrite sia contenuto in una cavità cilindrica accoppiata alle guide d'onda. Se si considera la frequenza operativa del modo TM_{110} della cavità, la configurazione di campo sarà come quella mostrata in Fig. 3.2.21. Tale configurazione di campo stazionario può essere generata da due configurazioni di campo simili tra loro ma viaggianti in versi opposti. Il campo magnetico RF sarà polarizzato quasi-circolarmente per ognuno dei versi di rotazione.

Come nei circolatori in stripline, variando l'intensità del campo magnetico esterno si riesce a ruotare la configurazione di campo stazionaria nel circolatore. Se la polarizzazione è tale da far ruotare la configurazione di campo di 30° si ottengono i campi indicati in Fig. 3.2.21.

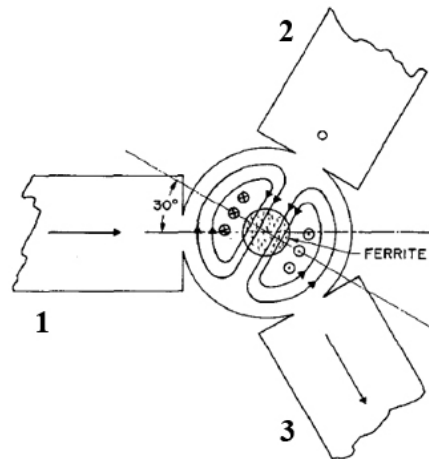


Fig. 3.2.21 – Circolatore a Y in guida d'onda con piano H e modo TM_{110} .

Da tale configurazione si vede che la porta 2 è quella isolata, mentre la 1 e la 3 sono accoppiate. E' interessante la simulazione [15] visibile in Fig. 3.2.22 in cui si vede la configurazione dei campi nel caso in cui il cilindro di ferrite non è polarizzato (a) e il caso in cui è polarizzato (b).

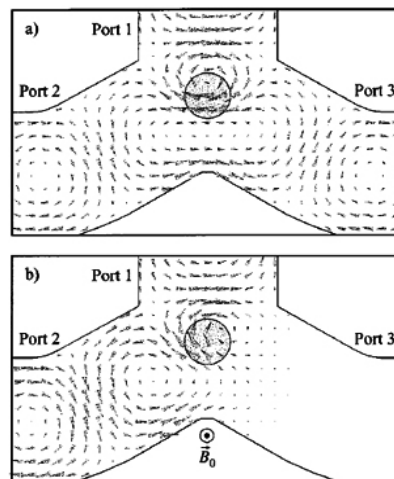


Fig. 3.2.22 – Simulazione elettromagnetica 3D di un circolatore a Y su operante su piano H con ferrite non magnetizzata (a) e magnetizzata (b).

Piano E. Si possono ottenere circolatori in guida che lavorano sul piano E [16] montando il cilindro (oppure i cilindri) di ferrite [17] come mostrato in Fig. 3.2.23a. In questo caso il cilindro di ferrite è eccitato dal campo magnetico RF longitudinale. A differenza dei circolatori operanti su piano H, nei circolatori operanti su piano E, il campo elettrico si presenta in direzione ortogonale al campo magnetico statico di polarizzazione. Il modo di cavità coinvolto è questa volta il TE_{111} come visibile in Fig. 3.2.24.

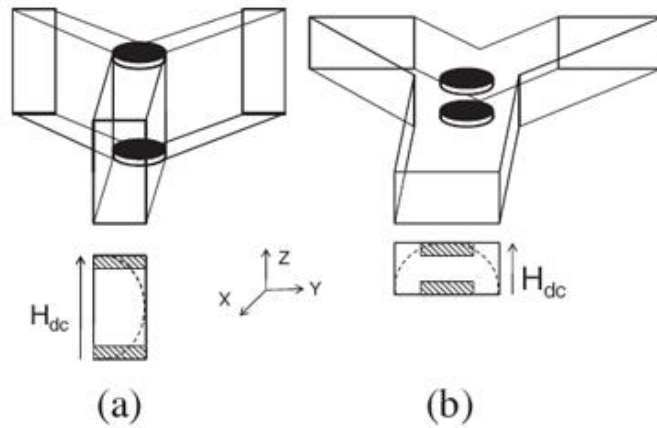


Fig. 3.2.23 – Differenza tra un circolatore su piano E e uno su piano H. La linea tratteggiata mostra l'intensità del campo elettrico.

Il modo TE_{111} presenta una componente di campo elettrica trasversa alla direzione di propagazione ma anche una concorde, mentre il campo magnetico nella ferrite risulta sempre perpendicolare al campo statico esterno. La rotazione di Faraday che opera sulla componente di campo magnetico perpendicolare alla direzione del campo statico, forza il campo a circolare nel dispositivo come ci si attende dal circolatore.

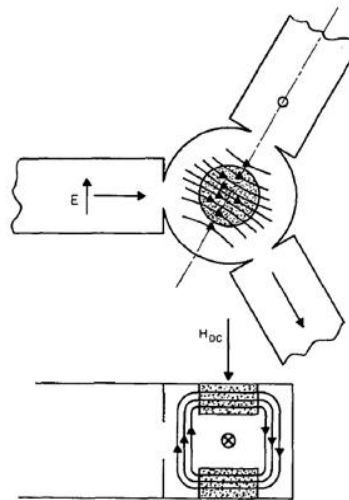


Fig. 3.2.24 – Circolatore a Y in guida d'onda con piano E e modo TM_{111} .

In questo caso il centro del cilindro di ferrite non è attivo magneticamente e per evitare inutili perdite, spesso si elimina la parte centrale della ferrite lasciando sono due piccoli dischi agli estremi della cavità. Non esistono modelli equivalenti con stripline, perché i modi TEM nelle linee non hanno componenti di campo magnetico longitudinali.

I circolatori in guida più usati sono senz'altro quelli che utilizzano il piano H, mentre questi con il piano E sono relegati a poche applicazioni per alta potenza grazie al fatto che la ferrite può occupare regioni a basso campo elettrico.

3.2.9.3 Circolatori a giunzione in microstriscia

Similmente al caso in stripline, si possono realizzare circolatori a giunzione in microstriscia. Il funzionamento è analogo al caso in stripline. La realizzazione tipica per strutture a Y è costituita da 3 linee di trasmissione poste a 120° tra di loro e con un cilindro di ferrite posto nel loro punto di giunzione. La ferrite è responsabile della corretta circolazione dei campi all'interno del dispositivo. Questa semplice realizzazione è mostrata [18] in Fig. 3.2.25.

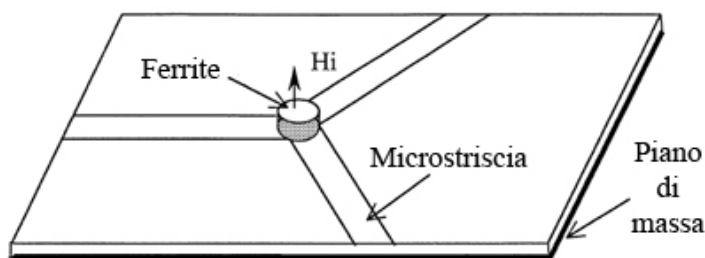


Fig. 3.2.25 – Circolatore a Y in microstriscia.

Questo tipo di circolatori possono essere realizzati in 2 modi [19]: utilizzando un cilindro di ferrite posto all'interno di un substrato ceramico senza proprietà magnetiche oppure utilizzando un substrato che presenti esso stesso proprietà ferromagnetiche.

3.2.10 Circolatori a modo guidato laterale

Questi circolatori si basano sullo stesso principio esposto nel sottoparagrafo 3.2.4 nel quale sono trattati gli isolatori a modo guidato laterale. Tra le principali strutture proposte in letteratura [20] si può trovare ad esempio quella presentata in Fig. 3.2.26.

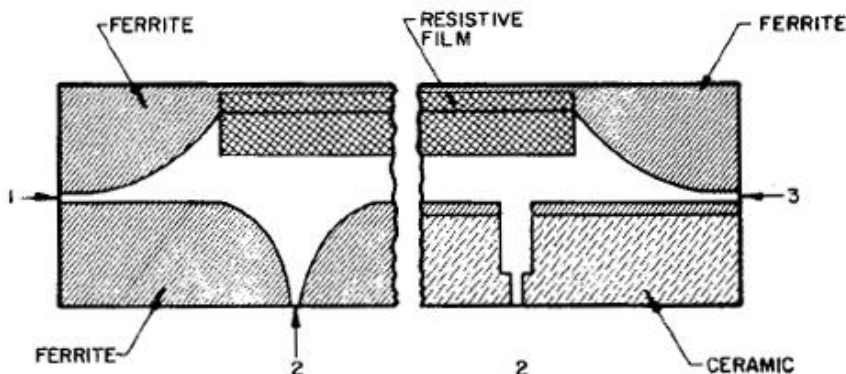


Fig. 3.2.26 – Circolatore a modo guidato laterale. E' possibile realizzare dei circolatori usando dei taper con transizioni curve per accoppiare il segnale (figura di sinistra) oppure usando degli stub su substrato ceramico (figura di destra).

Alternativamente, imponendo determinati raggi di curvatura è possibile realizzare circolatori a modo guidato laterale come quello mostrato in Fig. 3.2.27.

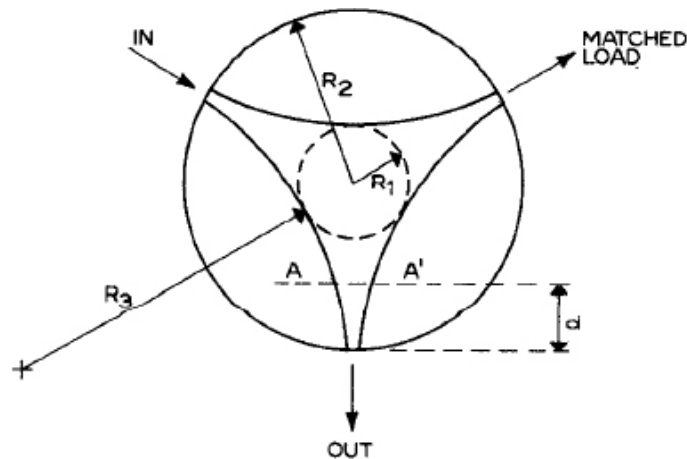


Fig. 3.2.27 –Circolatore a modo guidato laterale (struttura alternativa).

3.2.11 Circolatori con sfasatori non reciproci

Dividendo e sfasando opportunamente i segnali per mezzo di sfasatori non reciproci (ed in maniera molto simile a quanto visto per gli isolatori con sfasatori non reciproci analizzati nel sottoparagrafo 3.2.5), è possibile realizzare dei circolatori a sfasatori non reciproci anche conosciuti, semplicemente, come circolatori a sfasamento (*Phase Shift Circulators*). Tali circolatori sono di solito a 4 porte ed in letteratura (vedi [21], [22] e [23]) si trovano principalmente in due versioni differenti: con sfasatori non reciproci a π oppure a $\pi / 2$.

In Fig. 3.2.28 viene mostrato un circolatore con sfasatori non reciproci a π . Esso è costituito da due magic T, e uno sfasatore non reciproco a π la cui freccia sta ad indicare la direzione nella quale esso introduce sfasamento (mentre nella direzione opposta non ne introduce). Un segnale che incide sulla porta 1 viene diviso in due segnali con stessa ampiezza, pari alla metà del segnale entrante, e con stessa fase. Tali segnali poi giungono in a e c in fase, e si sommano dando luogo ad un segnale che emergerà dalla porta 2. Viceversa un segnale che incide sulla porta 2 viene ancora una volta diviso in due segnali uguali ed in fase ma questa volta, nel percorso $a \rightarrow b$ agisce lo sfasatore non reciproco che fa sì che i due segnali giungano in opposizione di fase alla porta 1 cancellandosi.

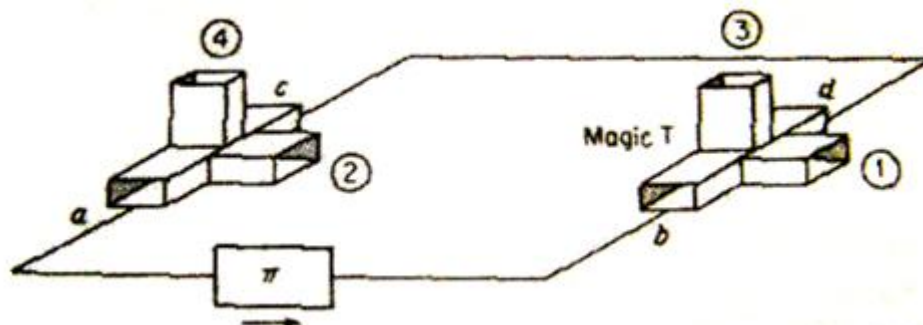


Fig. 3.2.28 – Circolatore con sfasatori non reciproci a π .

I due segnali però potranno emergere dalla porta 3 e interferire costruttivamente poiché saranno di nuovo riportati in fase grazie al secondo magic T. Analogamente un segnale che incide sulla porta 3 verrà automaticamente diviso in due segnali uguali ma in opposizione di fase i quali potranno emergere dalla porta 4 (perché il primo magic T li riporta in fase) ma non dalla porta 2. Infine un segnale che incide sulla porta 4 si dividerà in due segnali che usciranno dalle porte a e c in opposizione di fase e si troveranno in b e d di nuovo in fase grazie allo sfasatore non reciproco. A questo punto i due segnali potranno essere sommati in fase dal magic T uscendo dalla porta 1 mentre verranno sommati in opposizione di fase dal magic T cancellandosi sulla porta 3. In definitiva il circolatore considerato realizza un circolatore completo a 4 porte come quello mostrato in Fig. 3.1.2.

La medesima funzione può essere ottenuta in maniera più compatta facendo uso di 2 ibride a 3dB in guida d'onda in luogo dei magic T e di 2 sfasatori non reciproci a 90° in luogo di quello a 180° . Inoltre in una delle guide, è presente una lastra di dielettrico utilizzata al fine di aggiungere uno sfasamento reciproco di 90° (ovvero nelle due direzioni). Gli sfasatori non reciproci invece vengono realizzati in ferrite e sono polarizzati con magneti permanenti in direzioni opposte. La struttura in questione è visibile in Fig. 3.2.29 e da essa è facilmente ricavabile il suo funzionamento semplicemente procedendo in maniera analoga a quanto fatto per il precedente circolatore.

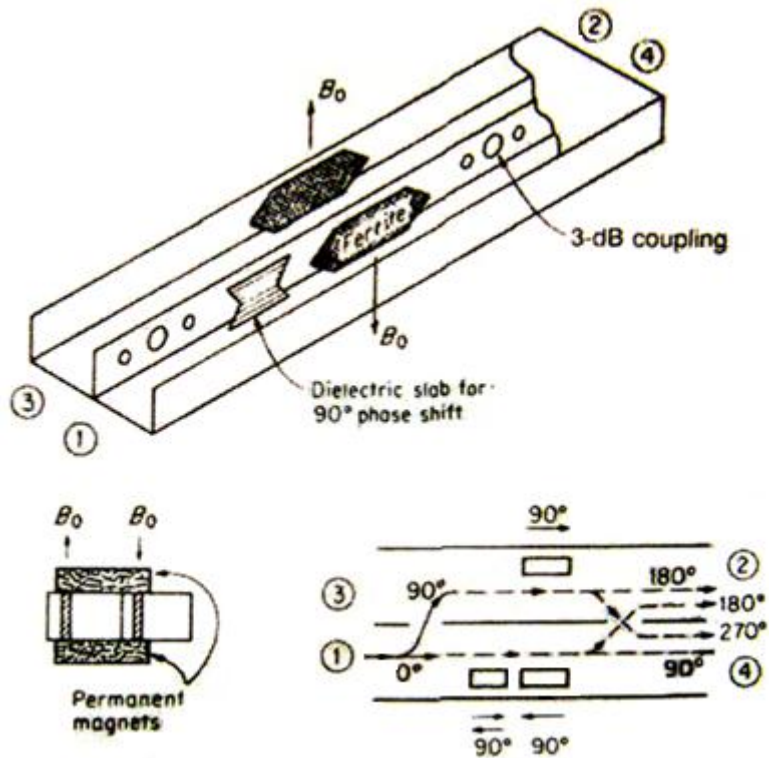


Fig. 3.2.29 – Circolatore con sfasatori non reciproci a $\pi / 2$.

3.2.12 Circolatori ad elementi concentrati

I principali metodi analizzati non vanno bene per creare circolatori a bassa frequenza [24] in quanto porterebbero a strutture troppo grandi e pesanti. Si ricorre dunque a circolatori ad elementi concentrati. L'elemento chiave di questo tipo di circolatori è l'isoductor. L'isoductor è una giunzione non reciproca costituita da 3 conduttori collegati a maglia, come mostrato in Fig. 3.2.30a. I conduttori interni sono connessi alle 3 porte di accesso alla struttura e sono disposti a 120° l'uno rispetto all'altro. I conduttori esterni sono collegati alla porta di ingresso da un lato e a massa dall'altro lato. I conduttori di ogni porta sono isolati da quelli delle altre porte. La struttura a rete è posta tra due dischi di ferrite magnetizzata da un magnete permanente, come si può vedere in Fig. 3.2.31. Se si invia una corrente nel conduttore 1, essa si ripartisce in due parti uguali nei conduttori interni 1a e 1b mostrati in Fig. 3.2.30a e produce un campo magnetico RF perpendicolare al campo magnetico statico applicato esternamente, come si può vedere in Fig. 3.2.30b.

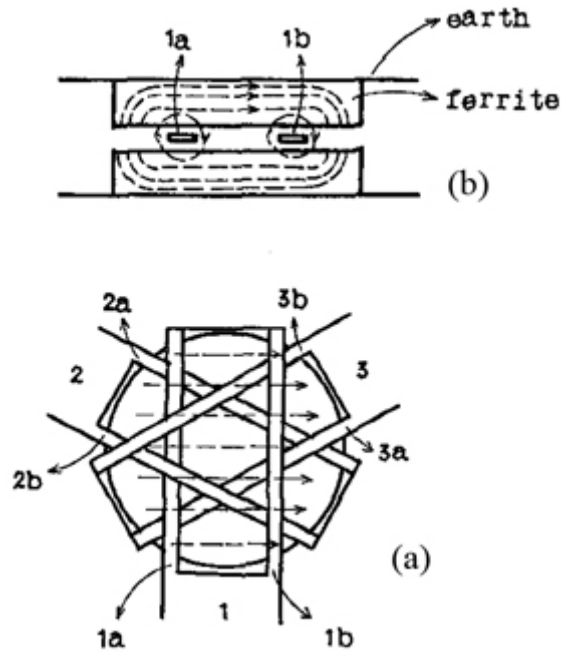


Fig. 3.2.30 – (a) Struttura realizzativa dell'isoductor. (b) Campo RF generato dallo scorrere della corrente nei conduttori della porta 1.

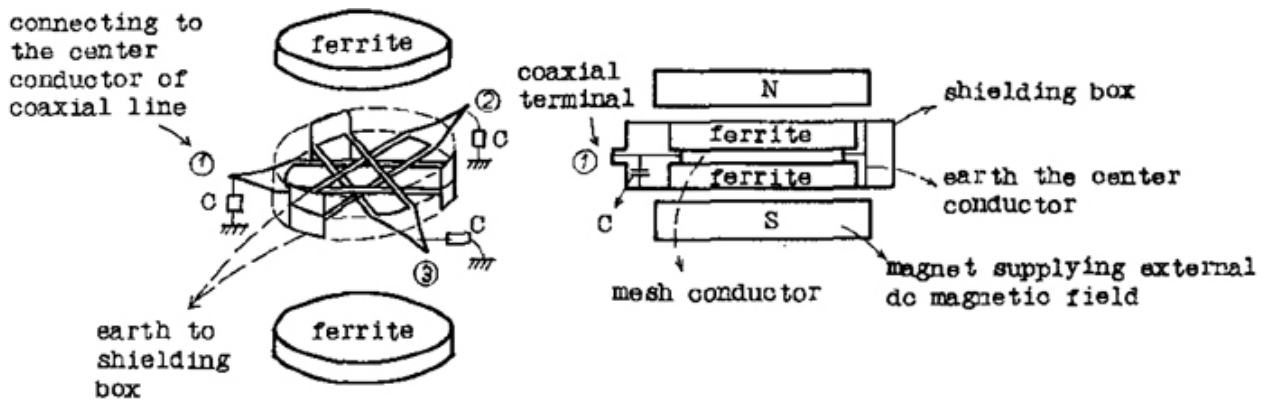


Fig. 3.2.31 – Costruzione di un circolatore a Y a elementi concentrati e taglio visuale del piano contenente la porta 1.

Grazie all'interazione tra il campo magnetico RF e il campo magnetico statico, aggiustando quest'ultimo si può fare in modo di porre la magnetizzazione RF parallela alla porta 3. Così facendo si isola la porta 3 dalla 1, mentre c'è accoppiamento con la porta 2, creando proprio l'effetto circolatorio voluto.

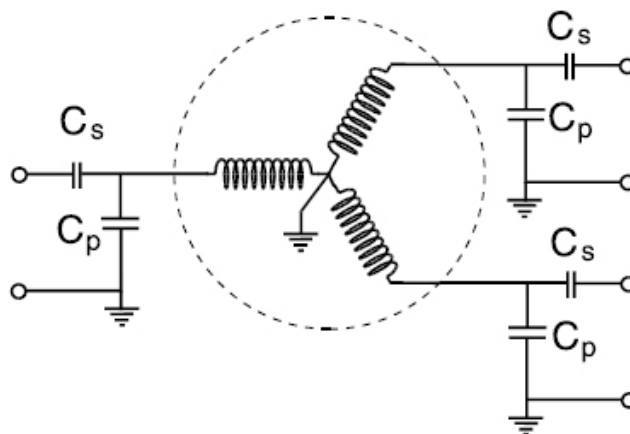


Fig. 3.2.32 – Circuito equivalente dell'isolator.

Il circuito equivalente per l'isolator è mostrato in Fig. 3.2.32. Strutture di questo genere tipicamente vanno bene per frequenze non molto alte.

3.2.13 Circolatori a linee accoppiate su ferrite

Esiste la possibilità di sfruttare l'accoppiamento tra microstrisce o stripline su uno strato di ferrite per realizzare i così detti circolatori a linee accoppiate su ferrite (FCL circulators, dove FCL sta per *Ferrite Coupled Line*). Utilizzando tecniche distribuite, è possibile realizzare circolatori a frequenze anche molto elevate, arrivando a coprire senza problemi la regione millimetrica. Si dimostra [25] che la propagazione in guide d'onda contenenti ferrite con magnetizzazione longitudinale può essere vista come il risultato dell'accoppiamento di modi con diverse proprietà di simmetria. Si trova che l'onda supportata da una struttura simmetrica costituita da due guide accoppiate è la combinazione di un modo pari e un modo dispari. La ferrite permette l'accoppiamento tra i modi e l'energia associata all'onda si trasferisce periodicamente da un modo all'altro, i quali a turno scambiano energia con le guide che supportano i campi stessi.

Un circolatore distribuito 3 porte può essere realizzato utilizzando la struttura mostrata in Fig. 3.2.33, costituita da una regione di dielettrico isotropo seguita da una regione con ferrite magnetizzata, seguita nuovamente da una regione dielettrica isotropa. Nelle regioni dielettriche sono presenti le 3 porte del circolatore, in particolare nella sezione di destra è utilizzata una giunzione a T. Nella regione di ferrite si hanno le due microstrisce accoppiate (FCL). La ferrite viene magnetizzata da un campo magnetico statico parallelo alla direzione di scorrimento dei segnali mentre il verso ha ripercussione sul verso di circolazione dei segnali nel dispositivo.

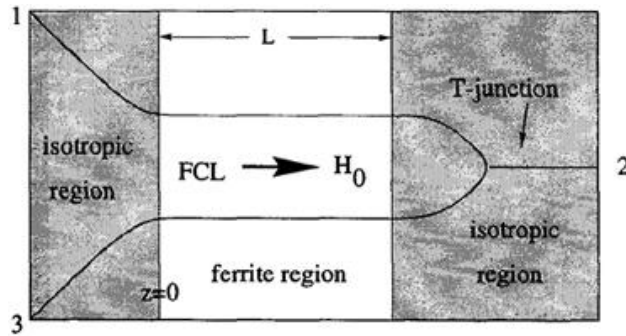


Fig. 3.2.33 – Circolatore a linee accoppiate su ferrite.

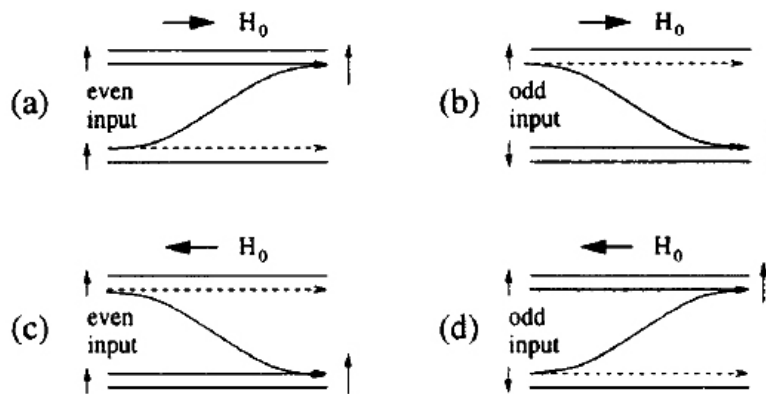


Fig. 3.2.34 – Caratteristica della FCL. Le linee tratteggiate rappresentano il trasferimento del segnale diretto (non desiderato).

Il modo di operare della FCL è visibile in Fig. 3.2.34 dove sono rappresentate le microstrisce nella sola regione con la ferrite. Quando il segnale entra nella porta 1 in Fig. 3.2.33, lo stato nella FCL magnetizzata è equivalente alla somma di Fig. 3.2.34(a) e Fig. 3.2.34(b); tale segnale esce dunque dai due rami della FCL sommandosi in fase nella giunzione a T e fornendo un segnale in uscita sulla porta 2, mentre la porta 3, a meno delle perdite, resta isolata. Quando il segnale entra dalla porta 2 subisce una divisione dalla giunzione a T ed entra nella FCL. La situazione può essere vista in modo analogo a quanto rappresentato in Fig. 3.2.34(c) (invertendo l'ingresso con l'uscita della FCL), dove si vede che questa volta il campo di magnetizzazione è opposto rispetto a prima. Ora il segnale esce dalla porta 3 mentre la porta 1 è disaccoppiata. Quando il segnale entra dalla porta 3, lo stato nella FCL corrisponde al caso in cui si sottraggono i contributi di Fig. 3.2.34(a) e Fig. 3.2.34(b). Qui i segnali che arrivano sulla porta 2 sono sfasati di 180° e dunque si cancellano l'uno con l'altro, mentre il segnale rimanente nella microstriscia superiore della FCL si trova con verso opposto al campo magnetico statico, come mostrato in Fig. 3.2.34(d). Pertanto il segnale entrante nella porta 3 esce dalla porta 1. Si riesce dunque ad ottenere l'effetto circolatore desiderato.

3.3 Considerazioni finali sullo studio condotto

Nei sottoparagrafi precedenti sono state illustrate varie tipologie di isolatori e circolatori passivi analizzandole soprattutto sotto il profilo teorico. In questo paragrafo si vogliono indagare le prestazioni ottenibili da tali circuiti studiati.

In particolare le prestazioni degli isolatori passivi sono state riportate in

Tab. 3.3.1 mentre le prestazioni riguardanti i circolatori passivi vengono riportate in Tab. 3.3.2.

Entrambe le tabelle sono costituite da 5 colonne: nella prima vengono elencate le denominazioni delle varie tipologie di dispositivo, nella seconda l'isolamento che presenta il dispositivo, nella terza la perdita di inserzione (*Insertion Loss*), nella quarta la banda percentuale di funzionamento ed infine nella quinta colonna la frequenza centrale di lavoro del dispositivo e ove non indicata nel lavoro di provenienza, viene indicata genericamente la banda di funzionamento.

Tipo di Dispositivo	I [dB]	IL [dB]	B [%]	f ₀ [GHz]
Isolatore a spostamento di campo [26]	30	0.8	14.73	C-band
Isolatore ad assorbimento [2]	40	0.1	-	45
Isolatore ad assorbimento [2]	30	0.5	-	W-band
Isolatore ad assorbimento [2]	18	2	-	285
Isolatore a risonanza [4]	35	0.5	10	22

Tab. 3.3.1 – Tabella riassuntiva delle prestazioni degli isolatori passivi analizzati.

Tipo di Dispositivo	I [dB]	IL [dB]	B [%]	f ₀ [GHz]
Circolatore a spostamento di campo [8]	-	-	-	X-band
Circolatore a rotazione di Faraday [27]	25	0.5	10	-
Circolatore ad anello [10]	40	1	2	3
Circolatore Y stripline [12]	30	0.15	15	L e C-band
Circolatore Y stripline [28]	25	1.5	93	0.75
Circolatore X stripline [29]	15	0.14	20	D-band
Circolatore Y guida d'onda (piano H) [30]	25	0.17	16	K-band
Circolatore Y guida d'onda (piano E) [31]	15	1	5	Ka-band
Circolatore X guida d'onda [14]	18	0.3	1.1	9
Circolatore X guida d'onda [32]	20.5	1.1	-	-
Circolatore X guida d'onda[32]	30.6	1.4	-	-
Circolatore Y microstriscia[19]	20	0.4	35	7.9
Circolatore Y microstriscia[33]	20	2	5	30.8
Circolatore Y microstriscia[34]	20	0.5	10	33
Circolatore Y microstriscia[34]	20	1	10	92.5
Circolatore X microstriscia[35]	20	1	3.3	9.2
Circolatore Edge Guided Mode [20]	25	1	34	10.25
Circolatore con sfasatori non reciproci [21]	20	0.2	12	9.05
Circolatore ad elementi concentrati [36]	15	2	8.1	2.475
Circolatore a linee accoppiate su ferrite [37]	15	0.12	100	20
Circolatore a linee accoppiate su ferrite [38]	15	3	10	8

Tab. 3.3.2 – Tabella riassuntiva delle prestazioni dei circolatori passivi analizzati.

3.4 Riferimenti

- [1] C. E. Fay and R. L. Comstock, "Operation of the Field Displacement Isolator in Rectangular Waveguide," *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol. 8, pp. 605-611, 1960.
- [2] G. M. Smith, S. Kang, C. Unsworth, E. Puplett, D. Franklin, and J. C. G. Lesurf, "Microwave, millimeter wave and sub-millimeter wave free-space Faraday rotators," in *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, 1995, pp. 1665-1668 vol.3.
- [3] R. E. Collin, *Foundation for microwave engineering*: McGraw-Hill, 1992.
- [4] S. Hosszu and T. Berceli, "Method for improving resonance isolators," in *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2008. MIKON 2008. 17th International Conference on*, 2008, pp. 1-4.
- [5] M. E. Hines, "Reciprocal and Nonreciprocal Modes of Propagation in Ferrite Stripline and Microstrip Devices," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 442-451, 1971.
- [6] M. E. Hines, "Ferrite Phase Shifters and Multi-Port Circulators in Microstrip and Stripline," in *Microwave Symposium Digest, GMTT International*, 1971, pp. 108-109.
- [7] A. E. Booth, "Dual balanced reciprocal waveguide phase shifter," 1974.
- [8] H. N. Chait, "Field displacement circulator," 1963.
- [9] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. V. Duze, *Campi e onde nell'elettronica per le comunicazioni*, 2005.
- [10] S. D. Ewing and J. A. Weiss, "Ring Circulator Theory, Design, and Performance," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 623-628, 1967.
- [11] J. A. Weiss, "Circulator Synthesis," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 38-44, 1965.
- [12] C. E. Fay and R. L. Comstock, "Operation of the Ferrite Junction Circulator," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 15-27, 1965.
- [13] D. G. Zhang, E. K. N. Yung, S. W. Yang, and S. Z. Liu, "8 mm T-junction waveguide circulator with a ferrite sphere," *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 2185-2187, 1995.
- [14] J. Helszajn, "Waveguide and Stripline 4-Port Single-Junction Circulators (Short Papers)," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 630-633, 1973.

- [15] H. Kruger, H. Spachmann, and T. Weiland, "Time domain modeling of gyromagnetic materials using the finite integration technique," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 3269-3272, 2001.
- [16] S. Yoshida, "E-type T circulator," in *Proc. IRE*, 1959, p. p 2018.
- [17] H. Razavipour, G. Askari, F. Fesharaki, and H. Mirmohammad-Sadeghi, "A new high-power, dual-band, E-plane, ferrite circulator," in *EUROCON 2009, EUROCON '09. IEEE*, 2009, pp. 20-25.
- [18] E. K. N. Yung, "Microstrip circulator made of a magnetized ferrite sphere," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, p. 2, 2000.
- [19] J. L. Allen and D. R. Taft, "Ferrite elements for hybrid microwave integrated systems," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 467-473, 1968.
- [20] P. D. Santis and F. Pucci, "The Edge-Guided-Wave Circulator (Short Papers)," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 516-519, 1975.
- [21] A. M. T. Abuelma'atti, A. A. P. Gibson, and B. M. Dillon, "Analysis of a 10kW-2.45GHz Ferrite Phase Shifter," in *Radar Conference, 2006. EuRAD 2006. 3rd European*, 2006, pp. 261-264.
- [22] J. Helszajn and P. N. Walker, "Operation of High Peak Power Differential Phase Shift Circulators at Direct Magnetic Fields Between Subsidiary and Main Resonances," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 653-658, 1978.
- [23] PHILIPS-Semiconductor, "Circulators and Isolators, unique passive devices," *Application Note AN98035*, 1998.
- [24] Y. Konishi, "Lumped Element Y Circulator," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 852-864, 1965.
- [25] J. Mazur and M. Mrozowski, "On the mode coupling in longitudinally magnetized waveguiding structures," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 159-165, 1989.
- [26] J. Wen, C. Wenquan, X. Yongzhing, and W. Yongwu, "Operation of new type field displacement isolator in ridged waveguide," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 698-700, 1997.
- [27] A. G. Gurevich and G. A. Melkov, *Magnetization Oscillation and Waves*: CRC-Press, 1996.
- [28] T. Nagao and Z. Tanaka, "Magnetically tunable stripline Y circulator," in *Microwave Symposium Digest, 1990., IEEE MTT-S International*, 1990, pp. 1011-1014 vol.3.
- [29] C. E. Fay and W. A. Dean, "The Four-Port Single Junction Circulator in Strip Line," in *G-MTT International Symposium Digest, 1966*, 1966, pp. 286-290.

- [30] J. Helszajn, B. Tsounis, and M. Caplin, "WR75 junction circulator using 90° and 180° ridge UEs," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings* -, vol. 149, pp. 129-137, 2002.
- [31] P. Liu and q. Yang, "Millimeter wave E-plane waveguide junction circulator," in *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002. 2002 3rd International Conference on*, 2002, pp. 952-954.
- [32] J. B. Davies, "An Analysis of the m-Port Symmetrical H-Plane Waveguide Junction with Central Ferrite Post," *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol. 10, pp. 596-604, 1962.
- [33] J. A. Weiss, N. G. Watson, and G. F. Dionne, "New uniaxial-ferrite millimeter-wave junction circulators," in *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International*, 1989, pp. 145-148 vol.1.
- [34] T. H. Oxley and D. A. Williams, "Millimeter-Wave Hybrid Microstrip Subsystems," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 1542-1546, 1985.
- [35] A. M. Khilla, "Simple design of x-junction microstrip circulators," *Electronics Letters*, vol. 17, pp. 681-682, 1981.
- [36] R. Stonies, D. Teufer, and D. Schulz, "Time domain analysis and design of lumped element circulators," in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 2006, pp. 544-547.
- [37] K. Xie and L. E. Davis, "Nonreciprocity and the optimum operation of ferrite coupled lines," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 562-573, 2000.
- [38] M. Cao and R. Pietig, "Ferrite Coupled-Line Circulator With Reduced Length," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 2572-2579, 2005.

Capitolo 4. Isolatori e Circolatori Attivi

4.1 Introduzione

Come si è visto nel capitolo precedente, i circolatori e gli isolatori passivi devono il loro comportamento non reciproco a particolari materiali: le ferriti.

Tuttavia la difficile integrazione di tali materiali nei processi tecnologici attualmente più utilizzati nel campo delle microonde e gli ingombri relativamente elevati che i dispositivi non reciproci passivi dimostrano, hanno spinto da sempre ad una ricerca di soluzioni alternative. La soluzione principale alternativa all'uso delle ferriti è quella che sfrutta il comportamento prevalentemente unidirezionale di elementi attivi quali i transistor per ottenere un circuito non reciproco. Da qui il nome di isolatori e circolatori attivi. Grazie a questo approccio si può pensare ad una miniaturizzazione dei circolatori, assieme ai vantaggi di dimensioni ridotte, peso minore e una compatibilità con i circuiti integrati a microonde monolitici (MMIC). Gli svantaggi di questo approccio sono dovuti essenzialmente ad un maggiore rumore aggiunto, dal bisogno di reti di polarizzazione e dalla limitazione in potenza (il *power handling* di isolatori e circolatori passivi realizzati ad esempio in guida d'onda risulta nettamente superiore rispetto ai corrispondenti isolatori e circolatori attivi). La realizzazione di circuiti non reciproci per mezzo di componenti attivi, ha portato alla realizzazione di tipologie di circuiti che non trovano corrispondenza con dei circuiti passivi. Tra queste tipologie rientrano i quasi circolatori. Il quasi circolatore è un circuito non reciproco tipicamente costituito da 3 porte. A differenza di un classico circolatore, analizzato nel paragrafo introduttivo del capitolo precedente, il quasi circolatore presenta sempre 2 delle sue tre porte completamente isolate (in entrambe le direzioni).

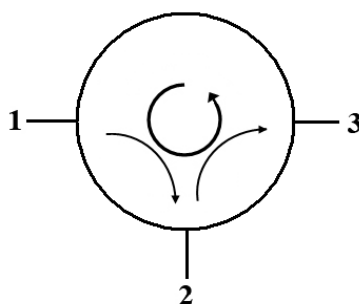


Fig. 4.1.1 – Simbolo circuitale di un quasi circolatore 3-porte

Quanto appena detto è facilmente intuibile osservando il simbolo circuitale di Fig. 4.1.1 e la matrice di scattering $[S]$ di un quasi circolatore ideale a tre porte. Con riferimento al simbolo circuitale prima mostrato tale matrice è data da:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.1.1)$$

Nei paragrafi successivi verrà fornita una classificazione delle principali topologie di isolatori, circolatori e quasi circolatori attivi presenti in letteratura e successivamente saranno proposte delle soluzioni innovative per la realizzazione di nuove topologie di isolatori, circolatori e quasi circolatori attivi. E' importante notare che in applicazioni dove i circolatori sono utilizzati per separare i segnali per/dalla antenna nelle fasi TX ed RX, l'utilizzo dei quasi circolatori può risultare anche più vantaggioso dell'utilizzo del circolatore classico proprio in virtù del fatto che si hanno due porte completamente isolate tra di loro (su tali porte ovviamente andrebbero connessi trasmettitore e ricevitore). E' importante notare che in letteratura sono stati già presentati ad opera di Carchon et al. [1] degli studi sulle caratteristiche in termini di rumore e di gestibilità di potenza delle principali tipologie di circolatori attivi presentate fino a quel momento ampliato poi nel 2000 con un'ulteriore lavoro sempre sullo stesso tema [2]. Nel corso di questo capitolo, le trattazioni presentate in letteratura saranno ampiamente integrate ed approfondite con descrizioni dettagliate delle topologie presenti ad oggi allo stato dell'arte.

4.2 Classificazione di isolatori e circolatori attivi

In questo paragrafo saranno descritte brevemente le principali tecniche di realizzazione degli isolatori, dei circolatori e dei quasi circolatori attivi.

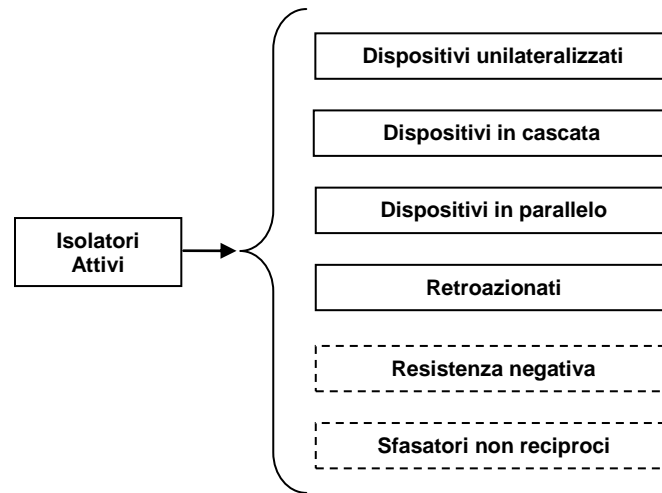


Fig. 4.2.1 - Classificazione degli isolatori attivi, il tratteggio indica le nuove topologie introdotte.

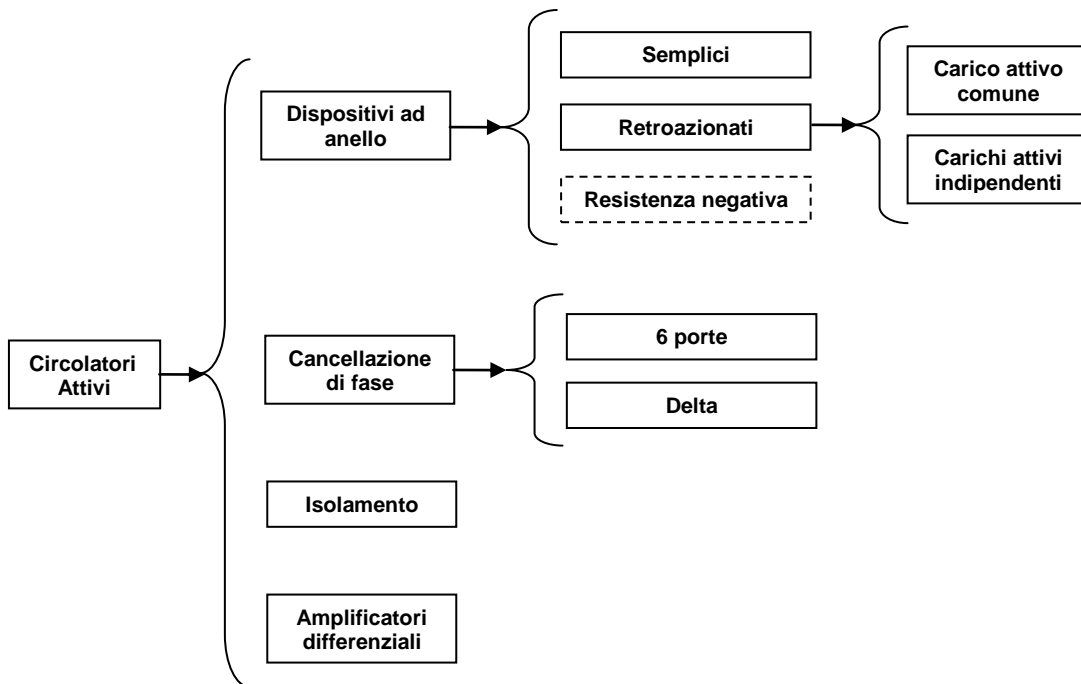


Fig. 4.2.2 - Classificazione dei circolatori attivi, il tratteggio indica le nuove topologie introdotte.

In Fig. 4.2.1 viene fornita una classificazione schematica allo stato dell'arte degli isolatori attivi. In Fig. 4.2.2 viene fornita una classificazione schematica allo stato dell'arte dei circolatori attivi.

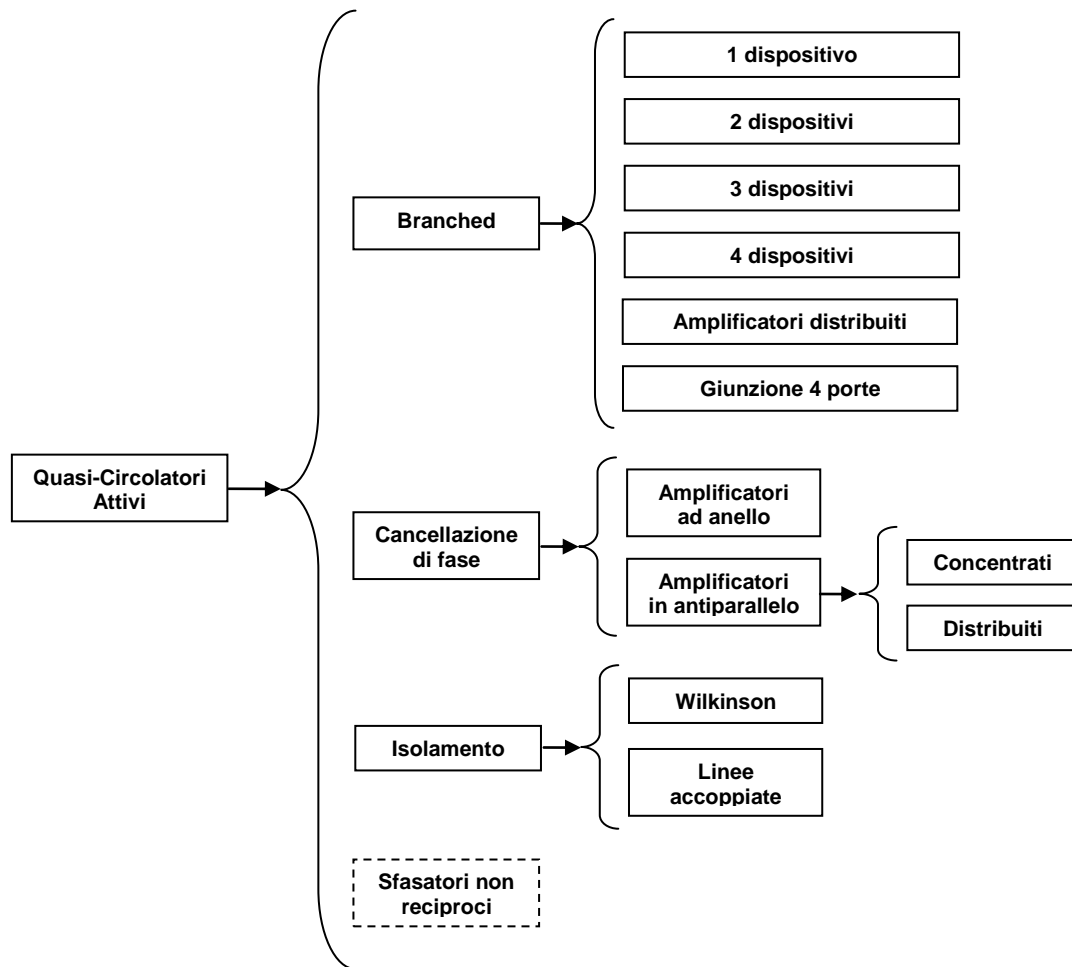


Fig. 4.2.3 - Classificazione quasi-circolatori attivi, il tratteggio indica le nuove topologie introdotte.

Infine in Fig. 4.2.3 viene fornita una classificazione schematica allo stato dell'arte dei quasi-circolatori attivi. Da notare che in tutti e tre gli schemi, come è già stato fatto nei capitoli precedenti, sono state riportate le nuove topologie proposte accanto a quelle già esistenti in letteratura. Tali nuove topologie saranno discusse separatamente ed in maniera più approfondita in appositi paragrafi mentre nei sotto paragrafi successivi verranno analizzate in dettaglio le varie topologie di isolatori e circolatori attivi presenti in letteratura.

4.2.1 Isolatori con dispositivi unilaterializzati

Un qualsiasi dispositivo attivo 3 porte, se polarizzato in regione attiva, è un elemento non reciproco che può essere in generale considerato un isolatore imperfetto. Si può

dimostrare, ed il primo fu Mason nel 1954 [3] (si veda inoltre [4] , [5] e [6]) che un dispositivo attivo 3 porte può essere *unilateralizzato* ovvero reso unilaterale tramite una trasformazione circuitale operata utilizzando reti 4 porte reattive di embedding come mostrato in Fig. 4.2.4.

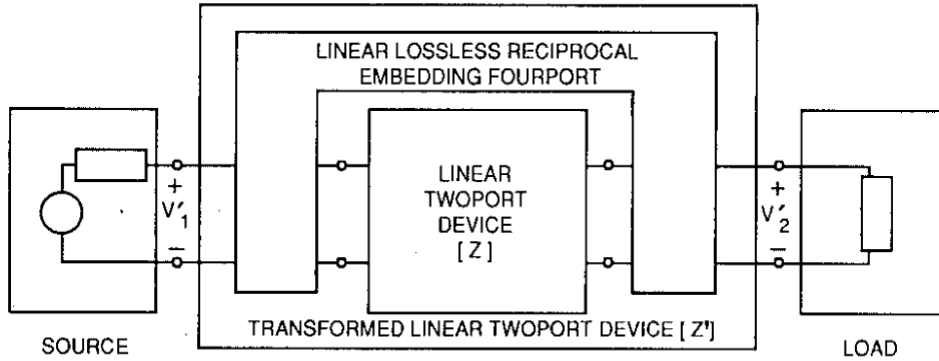


Fig. 4.2.4 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con dispositivi unilateralizzati.

In particolare si dimostra che per qualsiasi dispositivo attivo reso unilaterale si ha:

$$[S]_U = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ U & 0 \end{pmatrix} \tag{4.2.1}$$

Dove U dipende esclusivamente dai parametri [S] del dispositivo attivo e dunque è indipendente dalla rete di embedding utilizzata.

Il parametro U è dato da:

$$U = \frac{|(S_{21}/S_{12}) - 1|^2}{2k |S_{21}/S_{12}| - 2\Re\{S_{21}/S_{12}\}} \tag{4.2.2}$$

Dove k è il fattore di stabilità di Rollet che viene riportato di seguito per comodità del lettore:

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}|^2}{2|S_{21}S_{12}|} \tag{4.2.3}$$

Nel 1980 Naito *et al.* [7] applicarono i risultati teorici di Mason per la realizzazione di un isolatore attivo (e poi di un circolatore attivo, come si vedrà più avanti). Tale isolatore è realizzato mediante un dispositivo attivo caricato da una rete esterna la quale ha il compito di azzerare il parametro di trasmissione inversa "12". Tale rete non viene esplicitata dagli autori che riportano solo le prestazioni dell'isolatore. Tale isolatore presenta una banda di lavoro che va da 0.5GHz a 1GHz ed in tale banda presenta un guadagno di inserzione maggiore di 4 dB, un isolamento maggiore di 40 dB, ed un adattamento sulle due porte maggiore di 14dB.

4.2.2 Isolatori con dispositivi in cascata

Questo tipo di isolatori attivi è realizzato semplicemente dalla cascata di due FET in configurazione a gate comune e a drain comune. Originariamente gli autori [8] realizzarono tale topologia, mostrata in Fig. 4.2.5, utilizzando una classe di nuovi dispositivi FET caratterizzati dall'essere naturalmente predisposti ad una integrazione molto spinta. Tali dispositivi furono denominati LUFET. La parte tratteggiata in figura è quella implementata con un LUFET. Questi dispositivi LUFET, o FET a linea unificata (Line Unified FET) sono dispositivi nei quali gli elettrodi di drain, source e gate dei FET vengono utilizzati, oltre che per realizzare un dispositivo attivo, anche come linee di trasmissione per il collegamento del dispositivo stesso con altri dispositivi adiacenti. A seconda dei casi, e dunque della convenienza, le linee che vengono realizzate sono coplanari o *slot line*. Per meglio comprendere quanto appena detto si può osservare la Fig. 4.2.6.

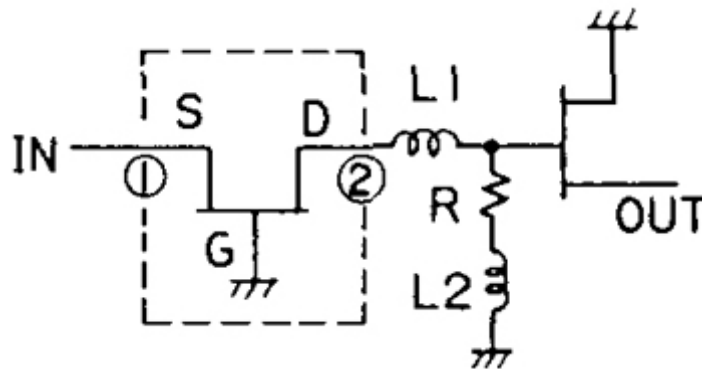


Fig. 4.2.5 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con dispositivi in cascata di Tokumitsu a LUFET.

Ogni elettrodo dunque è il conduttore non solo del gate e dei contatti ohmici ma anche delle linee coplanari, ossia le linee coplanari vengono effettivamente unificate con gli elettrodi del FET (e da qui il nome di FET a linea unificata).

Per mezzo di questo sistema innovativo, i FET, come dispositivi a microonde 3 porte, possono essere utilizzati come moduli funzionali circuitali a microonde. Modificando la posizione degli elettrodi e le relazioni elettriche tra le linee coplanari unificate, è possibile cambiare la funzionalità svolta dal blocco circuitale. Il LUFET (a) in Fig. 4.2.6. è la configurazione più semplice ed è la struttura base degli altri LUFET; il gate è l'elettrodo comune e forma assieme al source una guida d'onda coplanare di ingresso, mentre gli elettrodi di gate e di drain costituiscono una slotline di uscita, dove le due linee di

ingresso e uscita sono elettricamente isolate grazie alla caratteristica unidirezionale del FET a gate comune.

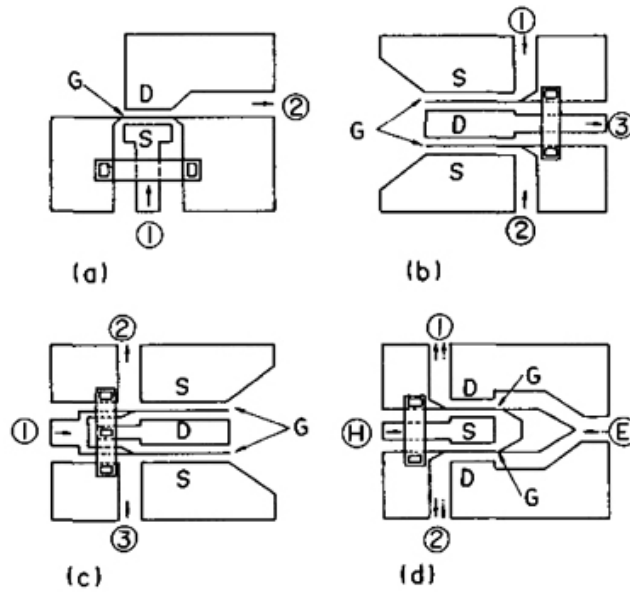


Fig. 4.2.6 – Configurazioni dei LUFET. (a) Transizione unidirezionale LUFET da CPW a slotline. (b) Combinatore di potenza LUFET. (c) Divisore di potenza LUFET. (d) T-magico LUFET.

Il LUFET può costituire l'elemento principale di un blocco funzionale quale può essere un isolatore. In questo caso infatti risulta immediato comprendere l'elevato grado di integrazione che si può raggiungere ad esempio implementando l'isolatore a dispositivi in cascata tramite LUFET. In ogni caso ciò che rende importante tale isolatore attivo, oltre alle grandi potenzialità dei LUFET, è la topologia stessa che può essere implementata anche per mezzo di altre tecnologie più comuni. L'idea sulla quale si basa questa topologia è facilmente intuibile se si fa riferimento alla (A.24) e alla (A.25) nelle quali si dimostra come le configurazioni a gate comune e a drain comune permettano di ottenere un adattamento attivo.

Per comprendere tale configurazione, si consideri la matrice [S] di un isolatore ideale che viene qui ripetuta per comodità del lettore:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \tag{4.2.4}$$

Affinché l'isolatore in esame si comporti effettivamente come un isolatore ideale si deve dimostrare che la matrice [S] del circuito di Fig. 4.2.5, sia pari a quella espressa nella (4.2.4). Per fare questo è sufficiente pensare il circuito di Fig. 4.2.5 come costituito da tre reti 2 porte in cascata ovvero una costituita dal FET in configurazione a gate comune, una costituita dalla rete ad "L" (formata da L_1 , R e L_2) ed infine una costituita dal FET in

configurazione a drain comune. Infine è possibile determinare la matrice $[ABCD]$ dei tre blocchi e successivamente determinare la matrice $[ABCD]_{ISOLATOR}$ come prodotto delle tre precedenti. Se si considerano i FET come semplici generatori di corrente controllati in tensione con una transconduttanza g_{m1} (per il FET a gate comune) e g_{m2} (per il FET a drain comune), applicando le definizioni dei parametri $[ABCD]$ espressi nella (A.6) si ottengono le seguenti matrici $[ABCD]$:

$$[ABCD]_{FET_CG} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{g_{m1}} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.2.5)$$

$$[ABCD]_{L_NET} = \begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.2.6)$$

$$[ABCD]_{FET_CD} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{g_{m2}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.7)$$

La rete a "L" è stata considerata formata da due impedenze Z_1 e Z_2 :

$$\begin{aligned} Z_1 &= j\omega L_1 \\ Z_2 &= R + j\omega L_2 \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

A questo punto facendo il prodotto tra le precedenti 3 matrici si ha:

$$[ABCD]_{ISOLATOR} = [ABCD]_{FET_CG} [ABCD]_{L_NET} [ABCD]_{FET_CD} = \frac{1}{Z_2} \begin{pmatrix} \frac{1}{g_{m1}} & \frac{1}{g_{m1}g_{m2}} \\ 1 & \frac{1}{g_{m2}} \end{pmatrix} \quad (4.2.9)$$

Da questa matrice si nota subito come Z_1 non influisce sulle prestazioni dell'isolatore (ovviamente questo accade perché i modelli sono estremamente semplificati). A questo punto è possibile trasformare la (4.2.9) esprimendola sotto forma di parametri $[S]$ (vedi (A.12)) ottenendo dunque:

$$[S]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} \frac{1 - g_{m1}Z_0}{1 + g_{m1}Z_0} & 0 \\ \frac{2g_{m1}g_{m2}Z_0Z_2}{(1 + g_{m1}Z_0)(1 + g_{m2}Z_0)} & \frac{1 - g_{m2}Z_0}{1 + g_{m2}Z_0} \end{pmatrix} \quad (4.2.10)$$

Da questa matrice si nota subito che le transconduttanze dei dispositivi, g_{m1} e g_{m2} possono essere utilizzate per adattare in modo attivo, l'isolatore in ingresso ed in uscita.

A tal proposito è possibile imporre tali transconduttanze pari a $g_{m1}=g_{m2}=Y_0=1/Z_0$ e tenendo conto della (4.2.8) si ottiene :

$$[S]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{R + j\omega L_2}{2Z_0} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.11)$$

Per quanto riguarda l'impedenza Z_2 essa controlla direttamente il parametro S_{21} dell'isolatore ed in particolare R ne controlla la parte reale mentre L_2 viene utilizzato per compensare i parassiti dei FET che qui sono considerati ideali. Se per semplicità si pone $L_2=0$ si vede che la condizione per ottenere un isolatore ideale (ovvero per ottenere la matrice (4.2.4)), è data da $R=2Z_0$.

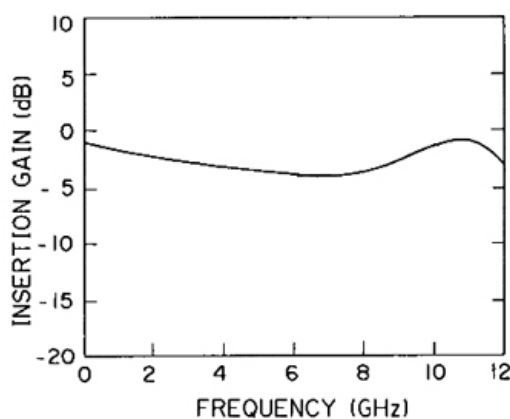


Fig. 4.2.7 – Guadagno di inserzione dell'isolatore attivo a LUFET.

E' importante notare che il modello analitico utilizzato può essere anche complicato inserendo i parassiti degli elementi attivi per analizzarne l'impatto sulle prestazioni totali dell'isolatore. In Fig. 4.2.7 sono mostrate le prestazioni ottenibili con l'isolatore attivo a LUFET appena descritto. Si ha un guadagno di inserzione maggiore di circa -4 dB sulla banda che va da 0 a 12GHz. Inoltre risulta un adattamento maggiore di 13 dB ed un isolamento maggiore di 25 dB.

4.2.3 Isolatori con dispositivi in parallelo

Questa classe di isolatori viene in generale ottenuta come il parallelo tra due reti 2 porte che tipicamente sono un dispositivo a gate/base comune e un dispositivo a drain/collettore comune. Anche in questo caso, per comprendere a fondo il motivo di questa scelta topologica si può far riferimento alla appendice A.3. Nel corso dei prossimi sottoparagrafi saranno analizzati 3 diverse versioni di questo tipo di isolatori.

4.2.3.1 Isolatore attivo di Ali e Podell

Lo schema elettrico semplificato di questo isolatore [9] viene riportato in Fig. 4.2.8

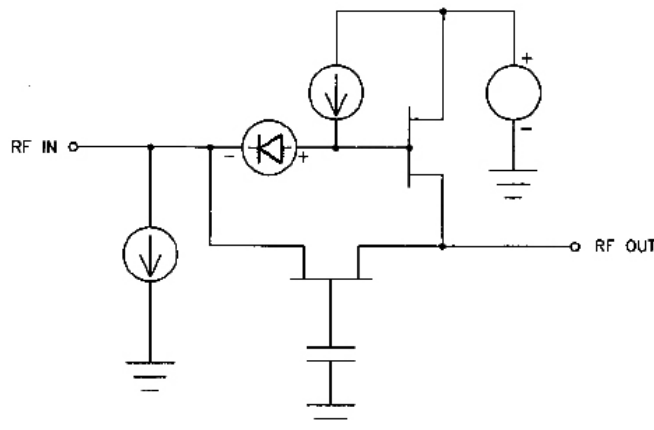


Fig. 4.2.8 – Isolatore con dispositivi in parallelo di Ali Podell.

Come è possibile vedere il circuito è essenzialmente costituito da due dispositivi FET in configurazione rispettivamente a gate comune e a drain comune. Il resto dei componenti, ovvero un diodo a giunzione, e due generatori di corrente vengono utilizzati per garantire il funzionamento del circuito tramite un solo generatore di tensione. Il significato di tali elementi sarà più chiaro nei prossimi sottoparagrafi.

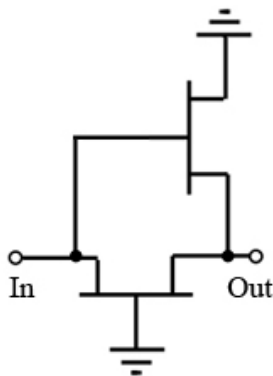


Fig. 4.2.9 – Isolatore con dispositivi in parallelo.

Ai fini della comprensione del circuito in esame, è sufficiente considerare lo schema semplificato di Fig. 4.2.9. Si considerino le espressioni semplificate delle matrici $[Y]$ riguardanti le due configurazioni del FET a gate comune e a drain comune (vedi (A.21) e (A.22)) che vengono qui riportate per comodità:

$$[Y]_{FETcg} = \begin{pmatrix} g_{m1} & 0 \\ -g_{m1} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.12)$$

$$[Y]_{FETcd} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -g_{m2} & g_{m2} \end{pmatrix} \quad (4.2.13)$$

A questo punto basta ricordare che la matrice $[Y]_{ISOLATOR}$ che caratterizza l'isolatore di Fig. 4.2.9 è data da:

$$[Y]_{ISOLATOR} = [Y]_{FETcg} + [Y]_{FETcd} = \begin{pmatrix} g_{m1} & 0 \\ -(g_{m1} + g_{m2}) & g_{m2} \end{pmatrix} \quad (4.2.14)$$

Utilizzando la (A.14) si può trasformare questa matrice nella corrispondente matrice a parametri $[S]$ ottenendo la (4.2.15). Se si confronta tale espressione con la (4.2.10) si vede che i parametri S_{11} ed S_{22} sono uguali mentre il termine S_{21} in questo caso è proporzionale alla somma delle transconduttanze mentre prima era proporzionale al prodotto di queste.

$$[S]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} \frac{1 - g_{m1}Z_0}{1 + g_{m1}Z_0} & 0 \\ \frac{2Z_0(g_{m1} + g_{m2})}{(1 + g_{m1}Z_0)(1 + g_{m2}Z_0)} & \frac{1 - g_{m2}Z_0}{1 + g_{m2}Z_0} \end{pmatrix} \quad (4.2.15)$$

Inoltre si vede che è possibile garantire in maniera indipendente l'adattamento sulla porta 1 e sulla porta 2 agendo separatamente sulle polarizzazioni dei due FET. In ogni caso, per avere un isolatore perfetto anche qui basta porre $g_{m1}=g_{m2}=Y_0=1/Z_0$ e si ottiene automaticamente la matrice ideale (4.2.4).

Partendo dal circuito base, è possibile realizzare un isolatore attivo push-pull bilanciato, come mostrato in Fig. 4.2.10

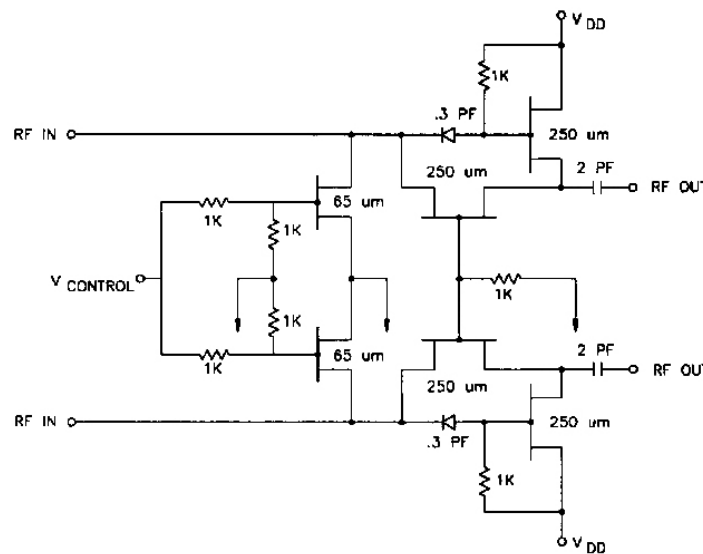


Fig. 4.2.10 – Isolatore con dispositivi in parallelo in push-pull.

Sono state aggiunte delle capacità di blocco della DC in uscita per facilitare la connessione del sistema con altri circuiti. La massa virtuale propria del push-pull elimina la necessità di forare il substrato, evitando di introdurre parassiti e permettendo l'addensamento dei vari componenti del circuito (un via hole può dare problemi nella dislocazione dei componenti, portando a strutture comunque più ingombranti). Eliminando la necessità di via hole si incrementa anche la resa del processo, in quanto tecnologicamente più semplice. La tensione V_{CONTROL} permette di variare la polarizzazione dei FET dei generatori di corrente, ossia di variarne la corrente.

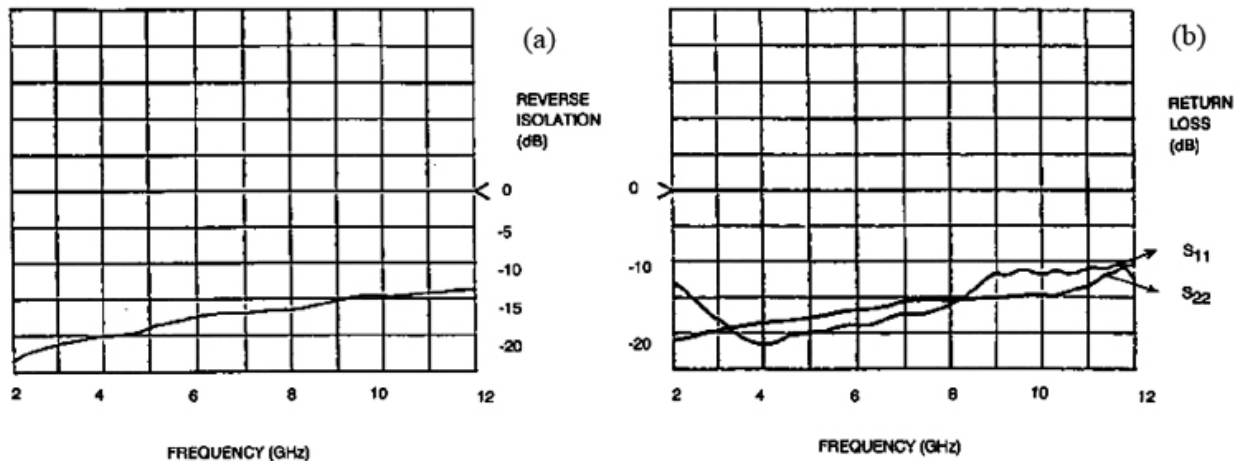


Fig. 4.2.11 – Isolatore attivo push-pull bilanciato. (a) Isolamento. (b) Return loss (ingresso e uscita)

In Fig. 4.2.11(a) è mostrato l'isolamento del circuito che risulta maggiore di 18 dB a 6 GHz e maggiore di 20 dB sotto i 4 GHz. Il return loss in ingresso e in uscita, come si vede in Fig. 4.2.11(b) è maggiore di 15 dB nella banda 2-6 GHz. L'uscita si presenta molto lineare rispetto all'ingresso, finché non si raggiunge la compressione degli elementi interni. La perdita di inserzione massima è di 1.2 dB a 6 GHz.

4.2.3.2 Isolatore attivo di Haigh

Questo isolatore [10] è molto simile, dal punto di vista implementativo a quello presentato in precedenza. Ma differisce da quest'ultimo per il tipo di analisi che è stata condotta volta ad evidenziare le caratteristiche di linearità dell'isolatore quando in ingresso si forniscono segnali di livello di potenza elevato.

L'isolatore attivo di Haigh sintetizza un dispositivo linearizzato sia nelle impedenze di ingresso e uscita che nella funzione di trasmissione. Anche in questo caso lo scopo è ottenere una rete che si comporti da isolatore ideale ovvero che presenti la matrice

(4.2.4). Come noto un FET può essere descritto con equazioni del secondo ordine come segue:

$$I_d = \beta(V_{gs} - V_T)^2 = \beta(V_g - V_s - V_T)^2 \tag{4.2.16}$$

$$I_s = -I_d \tag{4.2.17}$$

$$I_g = 0 \tag{4.2.18}$$

Dove I_d, I_s e I_g sono le correnti di drain, source e gate, V_{gs} è la tensione gate-source, β e V_T sono costanti e si assume di lavorare a frequenze ben al di sotto della f_T .

Per l'analisi del sistema a piccolo segnale, si può effettuare una linearizzazione delle equazioni mostrate precedentemente prendendo i termini al primo ordine ed ottenendo così la matrice:

$$\begin{pmatrix} i_g \\ i_s \\ i_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -G_m & G_m & 0 \\ G_m & -G_m & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_g \\ v_s \\ v_d \end{pmatrix} \tag{4.2.19}$$

In tale matrice è stato posto $G_m = -2\beta V_T$ che rappresenta la transconduttanza del FET a piccolo segnale. Dalla (4.2.19) si possono estrarre le matrici dei FET a gate comune, eliminando la prima riga e la prima colonna, e dei FET a drain comune, eliminando la terza riga e terza colonna. Questa analisi mostra che solo nel caso in cui si effettua una linearizzazione, allora è possibile ottenere, mettendo in parallelo un FET a gate comune con uno a drain comune, un isolatore attivo ideale a patto che si ponga come al solito $G_m = G_0 = 1/Y_0$. Nel caso in cui si considerino invece le non linearità del FET (cosa indispensabile nel caso si lavori con grandi segnali), l'isolatore non si comporterà a sua volta in maniera lineare.

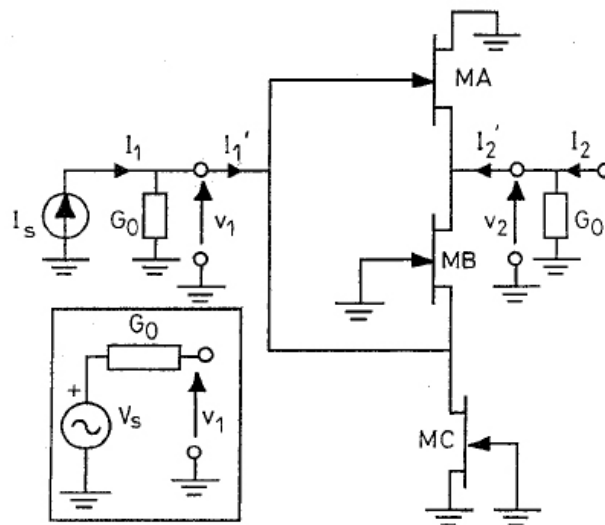


Fig. 4.2.12 – Isolatore attivo con dispositivi in parallelo.

In Fig. 4.2.12 viene mostrato lo schema di un isolatore a FET paralleli. In particolare M_A è il FET in configurazione a drain comune che è connesso in parallelo ad M_B il quale è in configurazione a gate comune. Infine M_C è utilizzato come generatore di corrente.

Se questa volta si tengono in conto i fenomeni del secondo ordine si ha, con riferimento alla Fig. 4.2.12 (escludendo le terminazioni G_0):

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = -2\beta V_T \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + \beta \begin{pmatrix} -V_1^2 \\ -V_2^2 + 2V_1V_2 \end{pmatrix} \quad (4.2.20)$$

Il primo termine della matrice contiene la matrice di ammettenza a piccolo segnale dell'isolatore ideale mentre il secondo termine tiene conto della caratteristica non lineare.

Se si considerano ora anche le terminazioni $G_0 = -2\beta V_T$ in parallelo all'ingresso ed all'uscita dell'isolatore si ha:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = -2\beta V_T \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ -2 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + \beta \begin{pmatrix} -V_1^2 \\ -V_2^2 + 2V_1V_2 \end{pmatrix} \quad (4.2.21)$$

Se si pone la corrente di uscita a zero, e poiché la seconda riga della precedente matrice è lineare rispetto a V_1 , è possibile eliminare V_1 nella prima riga per ottenere una relazione tra I_1 e una funzione non lineare della tensione di uscita V_2 . Infine, il generatore di corrente di ingresso I_1 può essere sostituito tramite l'equivalente di Thevenin con V_s diventando una di tensione, in formule si ottiene:

$$\frac{V_s}{V_T} = 2 \frac{V_2}{V_T} \frac{1 + \left(\frac{V_2}{V_T}\right) + \frac{1}{4}\left(\frac{V_2}{V_T}\right)^2 + \frac{1}{64}\left(\frac{V_2}{V_T}\right)^3}{1 + \left(\frac{V_2}{V_T}\right) + \frac{1}{4}\left(\frac{V_2}{V_T}\right)^2} \quad (4.2.22)$$

La relazione tra V_s e V_2 entrambi normalizzati a V_T viene riportata nella Fig. 4.2.13.

Da questa figura si nota come il legame tra le due tensioni sia approssimativamente lineare. Questo è dovuto al fatto che la differenza tra i gradi dei polinomi al numeratore e al denominatore della (4.2.22) sia pari ad 1. Tale proprietà è chiamata pseudolinearità. Sempre nel medesimo articolo, gli autori hanno suggerito una strada alternativa per superare la pseudo linearità ed arrivare ad una linearità pura. Se si considera infatti la matrice ammettenza di un isolatore ideale, questa può essere decomposta nella seguente maniera:

$$[Y]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} G_0 & 0 \\ -2G_0 & G_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -2G_0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G_0 \end{pmatrix} \quad (4.2.23)$$

L'isolatore preso in esame è stato realizzato mediante MESFETS della fonderia GEC-Marconi F20 GaAs. Con lunghezza di gate di $0.5\mu\text{m}$ e $f_T=20\text{ GHz}$. Le prestazioni di questo isolatore vengono riportate in Fig. 4.2.15.

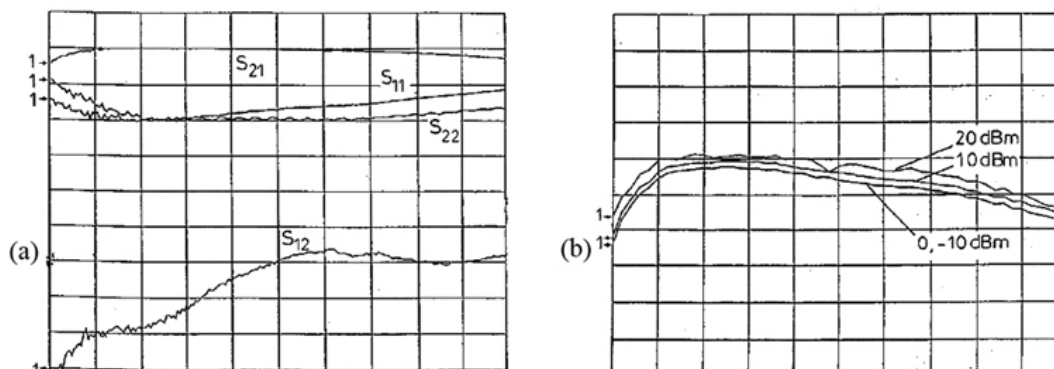


Fig. 4.2.15 – (a) Parametri [S] dell'isolatore linearizzato di Haigh. Scala orizzontale: da 0.5 a 5.5GHz. Scala verticale da 0.5 a -45dB. (b) S₂₁ misurato in funzione del livello di potenza di ingresso. Scala orizzontale: da 0.5 a 5.5GHz. Scala verticale da 3 a -7 dB.

4.2.3.3 Isolatore attivo di Jongsoo

Lo schema circuitale dell'isolatore di Jongsoo [12] è mostrato in Fig. 4.2.16. Questo isolatore a dispositivi paralleli, utilizza come dispositivi degli HBT in tecnologia SiGe. Tale tecnologia permette di raggiungere un elevato grado di robustezza.

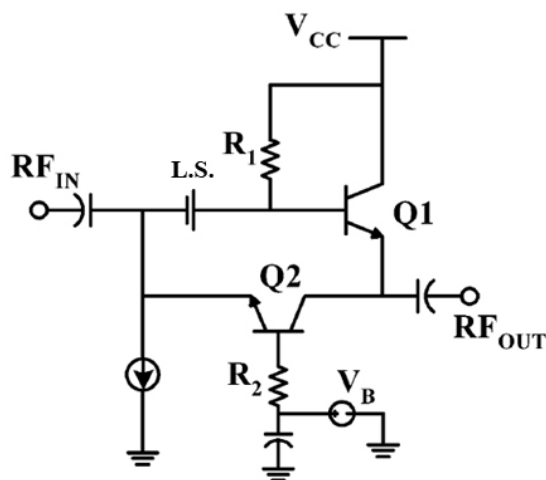


Fig. 4.2.16 – Isolatore attivo a dispositivi paralleli di Jongsoo.

Come si può vedere questo schema è del tutto simile a quello mostrato in Fig. 4.2.8.

La resistenza R_1 ed il trasformatore di livello di tensione LS servono ad imporre la polarizzazione del transistor Q_1 a collettore comune. La tensione di controllo V_B posta sulla base del transistor a base comune Q_2 serve a variare la polarizzazione di tale

elemento. Anche in questo caso è possibile scrivere le relazioni tra correnti e tensioni dei singoli transistor:

$$i_c = g_m v_{be} \quad (4.2.24)$$

$$i_e = -g_m v_{be} \quad (4.2.25)$$

$$i_c = \frac{g_m}{\beta_0} v_{be} \quad (4.2.26)$$

Considerando che $v_{be} = v_b - v_e$ si può scrivere la matrice [Y] di un HBT come segue:

$$\begin{pmatrix} i_b \\ i_e \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_m / \beta_0 & -g_m / \beta_0 & 0 \\ -g_m & g_m & 0 \\ g_m & -g_m & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_b \\ v_e \\ v_c \end{pmatrix} \quad (4.2.27)$$

Anche in questo caso è possibile ricavare dalla precedente matrice, la matrice ammettenza per le due configurazioni a base comune e collettore comune.

In particolare si ha:

$$[Y]_{CB} = \begin{pmatrix} g_m & 0 \\ -g_m & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.28)$$

$$[Y]_{CC} = \begin{pmatrix} \frac{g_m}{\beta_0} & -\frac{g_m}{\beta_0} \\ -g_m & g_m \end{pmatrix} \quad (4.2.29)$$

La matrice totale dell'isolatore può essere ottenuta anche in questo caso come somma delle due precedenti:

$$[Y]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right) & -\frac{g_m}{\beta_0} \\ -2g_m & g_m \end{pmatrix} \quad (4.2.30)$$

$$[Y]_{ISO_IDEAL} = \begin{pmatrix} Y_0 & 0 \\ -2Y_0 & Y_0 \end{pmatrix} \quad (4.2.31)$$

Se si confronta la matrice (4.2.30) con quella di un isolatore ideale mostrata in (4.2.31) si vede che per ottenere un isolatore perfetto è necessario utilizzare dispositivi con elevati guadagni di corrente (ad esempio con HBT in SiGe si ottengono β_0 anche di qualche centinaio) in modo da rendere pari a g_m il parametro Y11 e pari a 0 il parametro Y12. Nel contempo bisogna polarizzare i dispositivi in maniera tale da presentare un guadagno di transconduttanza pari alla transconduttanza di riferimento ovvero bisogna assicurare che $g_m = Y_0$.

L'isolatore attivo analizzato è stato realizzato con tecnologia IBM 0.2 μm SiGe HBT la quale presenta una f_T pari a 120GHz. Al variare della polarizzazione si ottengono delle perdite di inserzione che vanno dai 2dB ai 3dB nella banda da 4.8GHz – 6.2 GHz.

Si nota inoltre che la perdita di inserzione minima si ottiene per una polarizzazione in corrispondenza di una V_B pari a 1.6V mentre per la lunghezza di gate si può utilizzare un dispositivo a 2 μm , dato che la variazione di IL per dispositivi a 1 μm o a 4 μm non è significativa; sotto tale condizione si ottengono l'isolamento e l'adattamento visibili in Fig. 4.2.17. L'isolamento è maggiore di 30 dB su tutta la banda mentre l'adattamento è maggiore di 13 dB. La cifra di rumore dell'isolatore risulta circa 13 dB nella banda da 5 a 6 GHz per $V_B = 1.6\text{ V}$.

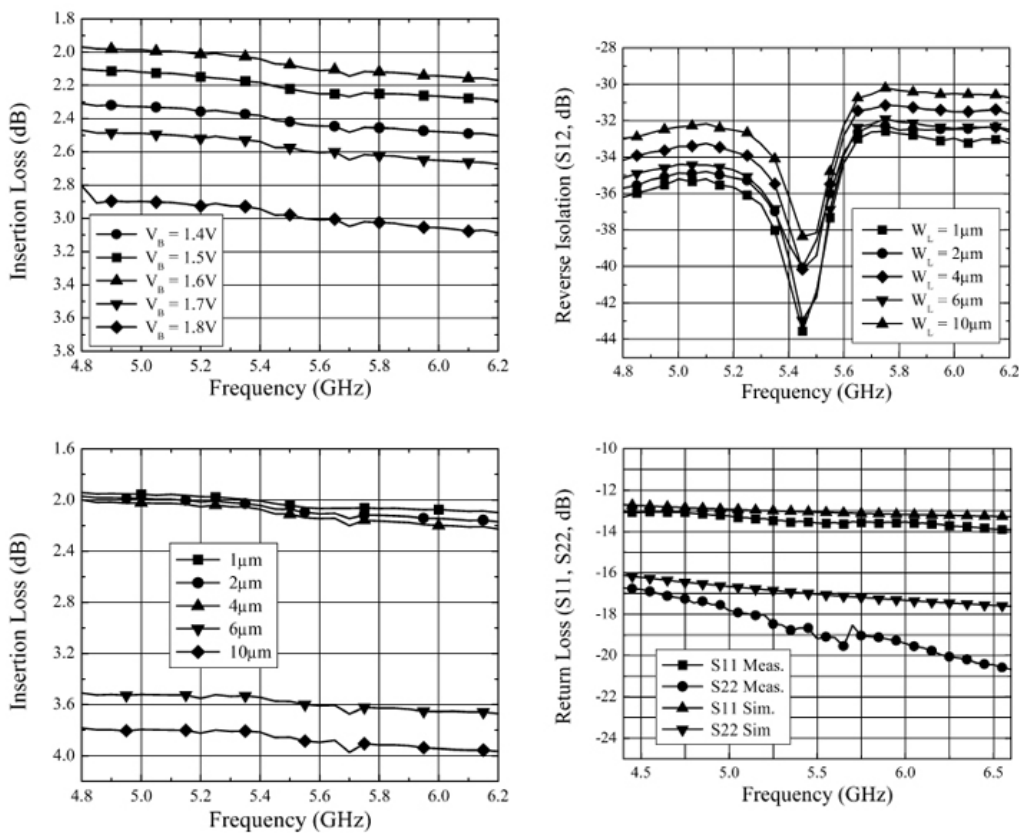


Fig. 4.2.17 – Prestazioni dell'isolatore attivo di Jongsoo. L'isolamento inverso e l'adattamento sono per un dispositivo con lunghezza di gate di 2 μm e per una polarizzazione $V_B=1.6\text{V}$.

4.2.4 Isolatori retroazionati

Utilizzando un FET a source comune con una retroazione negativa e montato al contrario, ovvero con ingresso sul drain e uscita sul gate si riescono a realizzare degli isolatori attivi a banda larga chiamati *isolatori attivi di Pyndiah* [13].

Lo schema dell'isolatore è visibile in Fig. 4.2.18. Anche in questo caso è possibile condurre una analisi direttamente a partire dalle matrici $[Y]$ in quanto esse risultano comode per effettuare calcoli sul parallelo di più reti.

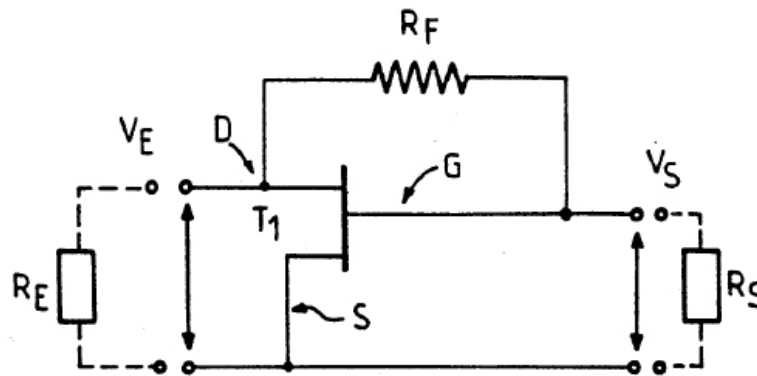


Fig. 4.2.18 – Schema dell'isolatore attivo di Pyndiah.

In particolare si consideri la matrice $[Y]$ di un FET montato al contrario, rappresentata nella (4.2.32), ovvero in maniera tale da avere la porta 1 sul drain e la 2 sul gate; consideriamo poi la matrice $[Y]$ relativa alla resistenza di retroazione $R_F = 1/g_F$ rappresentata nella (4.2.33):

$$[Y]_{FETcs_inv} = \begin{pmatrix} j\omega C_{ds} + g_{ds} & g_m \\ 0 & j\omega C_{gs} \end{pmatrix} \quad (4.2.32)$$

$$[Y]_F = \begin{pmatrix} g_F & -g_F \\ -g_F & g_F \end{pmatrix} \quad (4.2.33)$$

Facendo la somma delle precedenti matrici si ottiene la matrice totale dell'isolatore.

$$[Y]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} g_F + g_{ds} + j\omega C_{ds} & g_m - g_F \\ -g_F & g_F + j\omega C_{gs} \end{pmatrix} \quad (4.2.34)$$

Per semplicità di calcoli, si può porre $g_{ds} = 0, C_{ds} = 0, C_{gs} = 0$ ottenendo:

$$[Y]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} g_F & g_m - g_F \\ -g_F & g_F \end{pmatrix} \quad (4.2.35)$$

Da questa ultima matrice si vede subito che per ottenere la condizione di isolamento è necessario imporre il parametro $Y_{12}=0$ e per fare ciò è sufficiente porre $g_F = g_m = 1/R_F$.

Utilizzando la (A.14) e tenendo conto delle precedenti condizioni, si può trasformare la (4.2.35) nella corrispondente matrice a parametri [S] ottenendo:

$$[S]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} \frac{1 - g_m Z_0}{1 + g_m Z_0} & 0 \\ \frac{2g_m Z_0}{(1 + g_m Z_0)^2} & \frac{1 - g_m Z_0}{1 + g_m Z_0} \end{pmatrix} \quad (4.2.36)$$

Se ora si impone la condizione $g_m = 1/Z_0$ si ottiene:

$$[S]_{ISOLATOR} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.37)$$

Appare evidente dalla (4.2.37) che l'isolatore considerato, pur considerando tutte le condizioni ideali, presenta una perdita di inserzione di 6 dB.

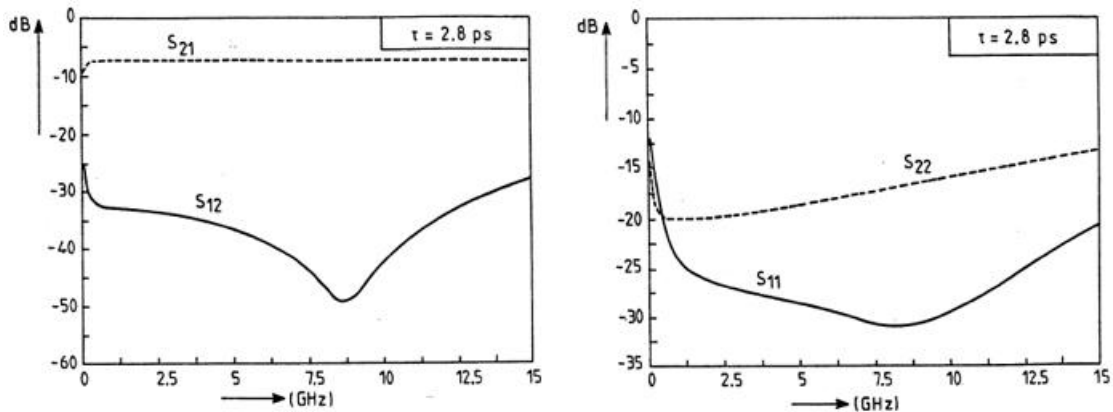


Fig. 4.2.19 – Prestazioni dell'isolatore attivo di Pyndiah.

Con isolatori di questo tipo si riescono ad ottenere isolamenti anche maggiori di 30 dB nella banda che va da circa 500 MHz a 15 GHz mentre le perdite di inserzione si mantengono sui 7 dB (dove 6dB sono dovuti ai limiti della topologia). Gli adattamenti sono maggiori di 15 dB sull'intera banda. Alcuni valori misurati sono mostrati in Fig. 4.2.19.

4.2.5 Circolatori con dispositivi ad anello

I circolatori con dispositivi ad anello furono proposti per la prima volta da Tanaka [14] nel 1965 e sono tra i primi circolatori attivi presentati in letteratura (si vedano Fig. 4.2.23 e Fig. 4.2.24). Successivamente a tale topologia (denominata in questo lavoro di tesi “circolatore ad anello semplice”), basata sull’uso di transistor bipolari e caratterizzata da basse frequenze di funzionamento, come sarà ampiamente discusso nel corso di questo sottoparagrafo, furono via via introdotti dei miglioramenti rappresentati essenzialmente dall’introduzione di reti di polarizzazioni attive e da reti di retroazione sui dispositivi e dall’utilizzo di FET in luogo di transistor bipolari (denominati in questo lavoro di tesi “circolatori ad anello retroazionati”).

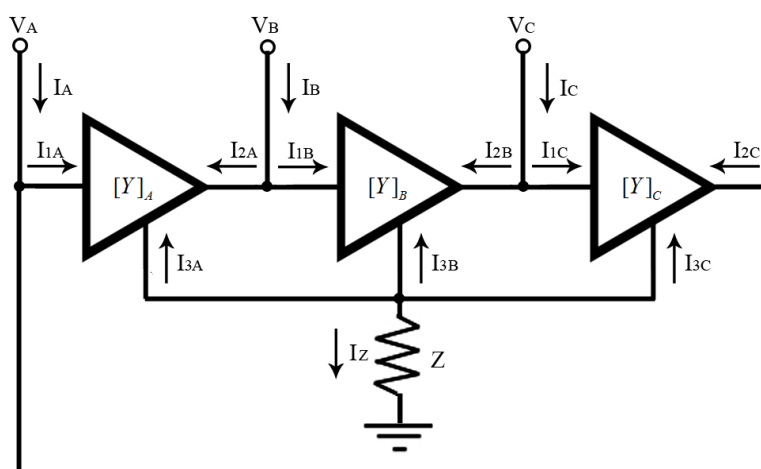


Fig. 4.2.20 – Schema generale di un circolatore attivo con dispositivi ad anello.

Nel corso di questo sottoparagrafo verrà presentata una nuova metodologia di studio che permetterà di raccogliere e studiare sotto un’unica analisi teorica, le varie topologie di circolatori con dispositivi ad anello. Infatti è possibile utilizzare un unico schema comune a tutti i circolatori con dispositivi ad anello che potrà essere particolarizzato a seconda dei casi.

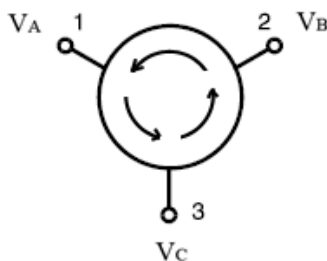


Fig. 4.2.21 – Simbolo e verso di circolazione del circolatore ad anello.

In generale un circolatore ad anello può essere schematizzato come in Fig. 4.2.20 dove le reti tre porte rappresentano in generale delle celle attive che possono essere realizzate mediante dispositivi attivi opportunamente caricati da eventuali reti passive esterne per realizzare ad esempio reti di retroazione, si veda a tal proposito Fig. 4.2.22.

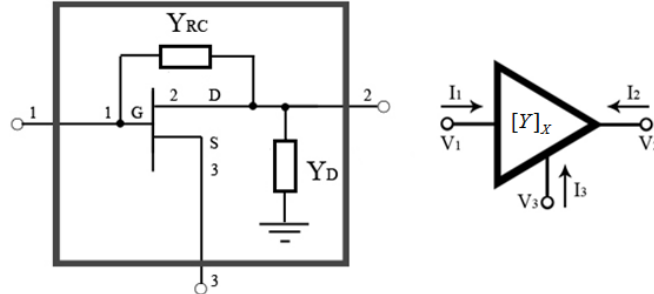


Fig. 4.2.22 – Schema generale di un dispositivo dell'anello.

Si può notare dalla Fig. 4.2.21 come il verso di circolazione del segnale risulti di senso opposto rispetto alla orientazione dei FET, tale aspetto verrà meglio compreso in seguito. A questo punto se si considera la matrice 3 porte di un FET riportata in (A.18) e si pongono, per semplicità di calcolo, tutti i parametri intrinseci a zero ad eccezione del guadagno di transconduttanza si ha:

$$[Y]_{FET} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_m & 0 & -g_m \\ -g_m & 0 & g_m \end{pmatrix} \quad (4.2.38)$$

Per quanto riguarda invece la rete passiva che carica il dispositivo attivo, si ha la seguente matrice di ammettenze in cortocircuito:

$$[Y]_{NET} = \begin{pmatrix} Y_{RC} & -Y_{RC} & 0 \\ -Y_{RC} & Y_{RC} + Y_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.39)$$

Dalla somma delle due precedenti matrici è possibile ottenere la matrice di ammettenze relativa alla rete mostrata in Fig. 4.2.22 ovvero:

$$[Y]_X = \begin{pmatrix} Y_{RC} & -Y_{RC} & 0 \\ g_m - Y_{RC} & Y_{RC} + Y_D & -g_m \\ -g_m & 0 & g_m \end{pmatrix} \quad (4.2.40)$$

Inoltre per semplicità, di seguito Y_{RC} ed Y_D verranno assunte puramente reali. A questo punto tenendo conto della matrice ammettenza delle tre celle A B e C (per le quali sussiste la relazione: $[Y]_A = [Y]_B = [Y]_C = [Y]_X$) e delle relazioni che sussistono tra le varie tensioni e correnti rappresentate in Fig. 4.2.20 è possibile impostare un sistema di equazioni dal quale è possibile ricavare le correnti I_A , I_B ed I_C in funzione delle tensioni V_A ,

V_B e V_C riuscendo così a determinare la matrice ammettenza che caratterizza il circolatore con dispositivi ad anello mostrato in Fig. 4.2.20:

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = [Y]_{ISOLATOR} \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} \quad (4.2.41)$$

Tale matrice è la seguente:

$$[Y]_{CIRCULATOR} = \begin{pmatrix} Y_D + 2Y_{RC} - \frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} & -\frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} & \frac{g_m + 2Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} \\ \frac{g_m + 2Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} & Y_D + 2Y_{RC} - \frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} & -\frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} \\ -\frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} & \frac{g_m + 2Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} & Y_D + 2Y_{RC} - \frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} \end{pmatrix} \quad (4.2.42)$$

A questo punto è utile richiamare la matrice $[S]$ associata ad un circolatore del tipo mostrato in Fig. 4.2.21 :

$$[S]_{CIRC_IDEAL} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.43)$$

A questa matrice corrisponde una matrice ammettenza pari a:

$$[Y]_{CIRC_IDEAL} = \begin{pmatrix} 0 & -Y_0 & Y_0 \\ Y_0 & 0 & -Y_0 \\ -Y_0 & Y_0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.44)$$

Per ottenere dunque un circolatore ad anello ideale occorre imporre l'uguaglianza delle due matrici rappresentate dalla (4.2.42) e dalla (4.2.44).

$$[Y]_{CIRCULATOR} = [Y]_{CIRC_IDEAL} \quad (4.2.45)$$

$$\begin{cases} Y_D + 2Y_{RC} - \frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} = 0 \\ \frac{g_m + 2Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} = Y_0 \\ -\frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} - Y_{RC} = -Y_0 \end{cases} \quad (4.2.46)$$

Dal confronto tra le due matrici si nota subito che per imporre l'uguaglianza delle stesse è sufficiente porre le condizioni (4.2.46). A questo punto, a seconda della modalità con la quale viene soddisfatta la (4.2.46) è possibile ottenere tutte le varianti di circolatore attivo ad anello e darne una spiegazione alternativa rispetto a quella presentata dagli autori di tali circolatori. Inoltre, come verrà dimostrato più avanti è stato possibile individuare delle

topologie innovative che migliorano quelle attualmente esistenti in letteratura. Se si volesse imporre un senso di circolazione opposto nel precedente sistema sarebbe sufficiente invertire i segni con cui compare Y_0 . In tal caso si otterrebbe una soluzione in cui g_m dovrebbe essere negativo, cosa non accettabile per la configurazione scelta per il FET.

4.2.5.1 Circolatori con dispositivi ad anello semplici

Per comprendere il funzionamento del circolatore attivo di Tanaka [14] (si vedano Fig. 4.2.23 e Fig. 4.2.24) si può utilizzare, come è già stato anticipato, la teoria generale sviluppata precedentemente.

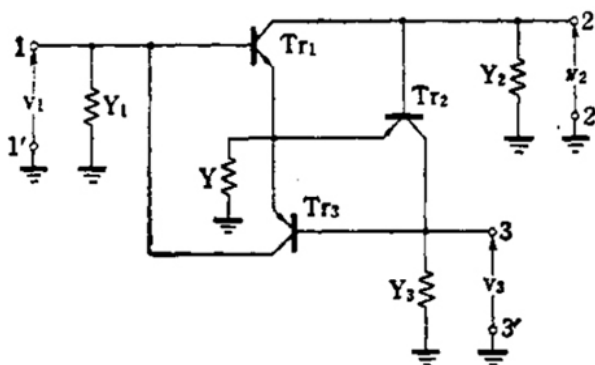


Fig. 4.2.23 – Schema del circolatore attivo di Tanaka.

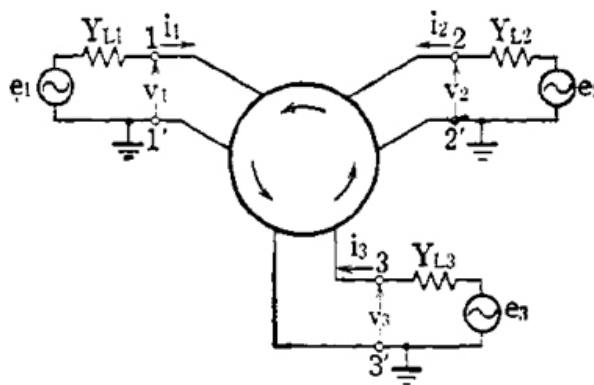


Fig. 4.2.24 – Circolatore attivo di Tanaka e reti di eccitazione.

In base a tale teoria si vede subito che per il circolatore di Tanaka rappresentato in Fig. 4.2.23 si può considerare, con riferimento al paragrafo precedente, la ammettenza di retroazione $Y_{RC} = 0$. In queste condizioni, il sistema di equazioni da imporre per ottenere un circolatore ideale diventano le seguenti:

$$\begin{cases} Y_D - \frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} = 0 \\ \frac{g_m + 2Zg_m^2}{1+3Zg_m} = Y_0 \\ -\frac{Zg_m^2}{1+3Zg_m} = -Y_0 \end{cases} \quad (4.2.47)$$

Se si risolve rispetto a g_m , Z e Y_D si ottiene:

$$\begin{cases} g_m = 2Y_0 \\ Z = -\frac{1}{2Y_0} \\ Y_D = Y_0 \end{cases} \quad (4.2.48)$$

Nel caso specifico, con riferimento allo schema di Fig. 4.2.23, si è posto $Y_D = Y_1 = Y_1 = Y_2$ e $Z = 1/Y$.

Come si vede dalle condizioni ottenute per avere un circolatore ad anello ideale, rappresentate nella (4.2.48), con questa topologia non è possibile ottenere un circolatore ideale se non realizzando un carico comune Z che presenti una resistenza negativa (caso che verrà discusso più avanti come topologia innovativa).

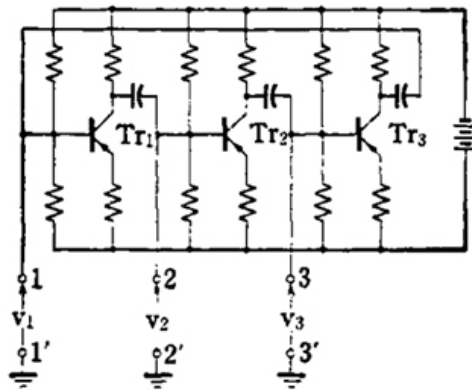


Fig. 4.2.25 – Circolatore attivo di Tanaka ad efficienza unitaria.

Tuttavia l'autore ha dimostrato che, se si utilizza una impedenza $Z = 1/Y$ di valore molto elevato o addirittura la si toglie (si veda Fig. 4.2.25), si può ottenere un circolatore che si avvicina alla condizione di idealità. In particolare l'autore dimostra che sotto le condizioni appena dette, l'efficienza del circolatore tende a 1 (intendendo per efficienza il rapporto tra la tensione entrante in una porta e la tensione uscente dalla porta successiva

nel senso di circolazione). In base ai dati forniti dall'articolo, con circolatori simili si riescono ad ottenere efficienze di trasmissione diretta tra 0.99 e 1.01 in una banda da 30 Hz a 30 kHz, con rapporto di trasmissione tra segnale diretto e segnale inverso di 60 dB. Quanto appena detto sarà meglio compreso nel sottoparagrafo successivo.

4.2.5.2 Circolatori con dispositivi ad anello retroazionati

Come si è visto dalla precedente analisi, tra le varie condizioni per ottenere un circolatore ideale c'è quella che impone di utilizzare un carico Z ad impedenza negativa. Si può però dimostrare che se si utilizza una retroazione parallelo-tensione attraverso la ammettenza Y_{RC} , le condizioni (4.2.47) per ottenere un circolatore ideale possono essere soddisfatte anche evitando di utilizzare carichi Z ad impedenza negativa.

In particolare, se si risolve il sistema (4.2.46) rispetto a g_m , Y_{RC} e Y_D si ottiene:

$$\begin{cases} g_m = 2Y_0 \\ Y_{RC} = \frac{2Y_0^2 Z + Y_0}{1 + 6Y_0 Z} \\ Y_D = \frac{-2Y_0}{1 + 6Y_0 Z} \end{cases} \quad (4.2.49)$$

Anche in questo caso Y_D è negativa ma il problema può essere superato se si sceglie un valore di carico comune Z abbastanza elevato. Infatti se $Z \rightarrow \infty$ le precedenti condizioni diventano:

$$\begin{cases} g_m = 2Y_0 \\ Y_{RC} = \frac{Y_0}{3} \\ Y_D = 0 \end{cases} \quad (4.2.50)$$

Questo significa che utilizzando dei dispositivi polarizzati in maniera da presentare un guadagno di transconduttanza pari a $g_m = 2Y_0 = 40mS$, utilizzando una impedenza reale di retroazione $Z_{RC} = 1/Y_{RC} = 3/Y_0 = 3Z_0 = 150\Omega$, togliendo l'ammettenza Y_D ($Y_D = 0$) ed infine utilizzando un carico Z molto elevato si può ottenere un circolatore ideale.

Quando appena detto è stato sfruttato per realizzare i cosiddetti circolatori ad anello retroazionati i quali risolvono anche il problema delle basse frequenze operative che è in grado di sopportare lo schema di Tanaka.

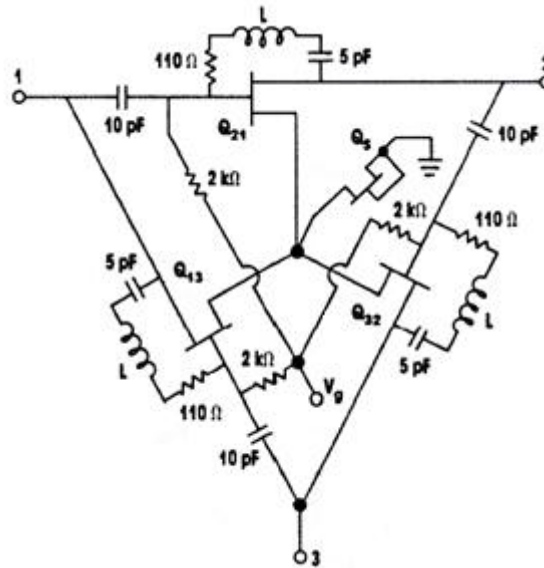


Fig. 4.2.26 – Schema del Circolatore attivo ad anello di Dougherty retroazionato.

In Fig. 4.2.26 viene mostrato lo schema di un circolatore con dispositivi retroazionati ad anello proposto da Dougherty [15]. L'autore non ha fornito una spiegazione del motivo per il quale ha aggiunto la retroazione e del motivo per il quale ha scelto proprio i valori riportati in figura ma, in base alla analisi fatta nel paragrafo precedente si nota ad esempio l'utilizzo del carico attivo che da un lato è utilizzato per offrire una elevata impedenza e dall'altro è utilizzato in sostituzione ad una impedenza passiva. Infatti per sopportare correnti elevate bisognerebbe utilizzare dei resistori di grandi dimensioni talvolta neanche supportati dai processi di fonderia. Inoltre la parte resistiva della ammettenza di retroazione utilizzata non si discosta molto dal valore ideale di 150 ohm che era stato ottenuto precedentemente. Utilizzando un processo su GaAs con tecnologia 0.5 μm , si possono realizzare dispositivi con lunghezze di gate a 200 μm per i 3 dispositivi attivi Q_{21} , Q_{32} e Q_{13} e a 500 μm per realizzare il resistore della reazione serie.

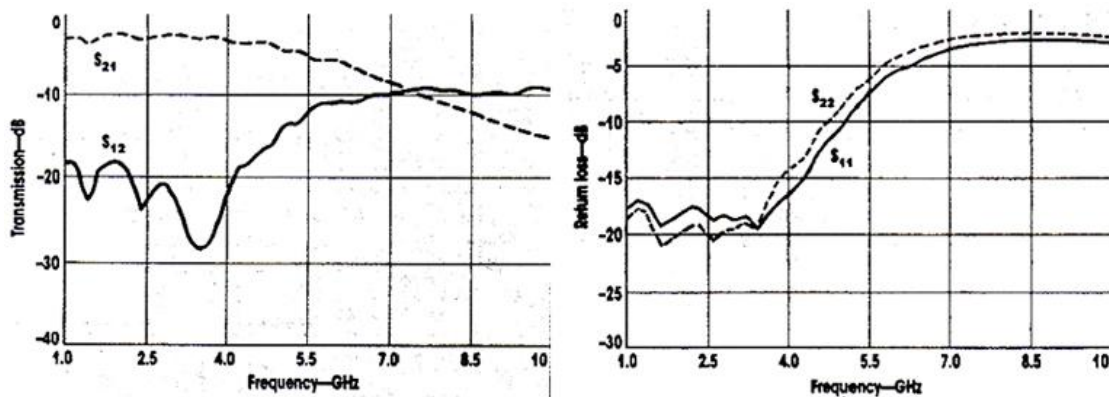


Fig. 4.2.27 – Prestazioni misurate del Circolatore attivo ad anello di Dougherty.

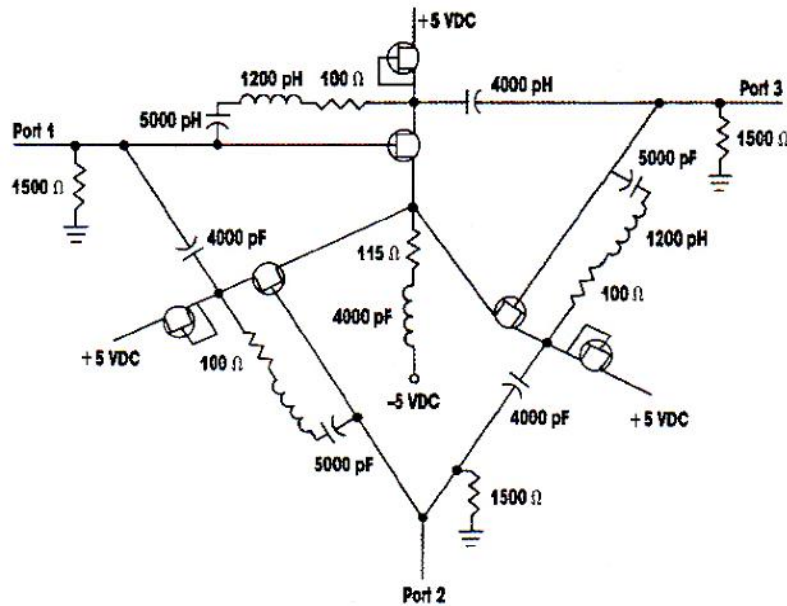


Fig. 4.2.28 – Schema del circolatore attivo ad anello di Polacek.

Si riescono ad ottenere circolatori con meno di 3 dB di perdite di inserzione, più di 15 dB di isolamento e adattamento migliore di 10 dB nella banda da 1 GHz a 5 GHz.

Tramite questo sistema si è realizzata dunque una banda 5 : 1, senz'altro più estesa dei casi precedenti. Le prestazioni sono visibili in Fig. 4.2.27.

Un altro circolatore con dispositivi retroazionati è quello proposto da Polacek [16].

In Fig. 4.2.28 viene riportato lo schema circuitale di tale circolatore. Rispetto ai casi analizzati precedentemente, si nota che la polarizzazione sui drain è stata resa indipendente ed è stata implementata mediante dispositivi attivi. In questo caso non è più presente una impedenza comune attiva che è stata sostituita da una impedenza R-L mentre per quanto riguarda la retroazione, essa è stata mantenuta intorno al valore $Z_{RC} = 150\Omega$ (per quanto concerne la parte resistiva). Infine è stata introdotta una impedenza su ciascuna porta di valore $1/Y_D = 1500\Omega$.

Come si vede dalla Fig. 4.2.29 il circolatore realizzato presenta buone prestazioni su una banda molto larga che si estende da 1 a 10GHz. Su questa banda il circolatore presenta un isolamento migliore di 15 dB, una perdita di inserzione migliore di 8 dB, ed infine un adattamento migliore di 10dB.

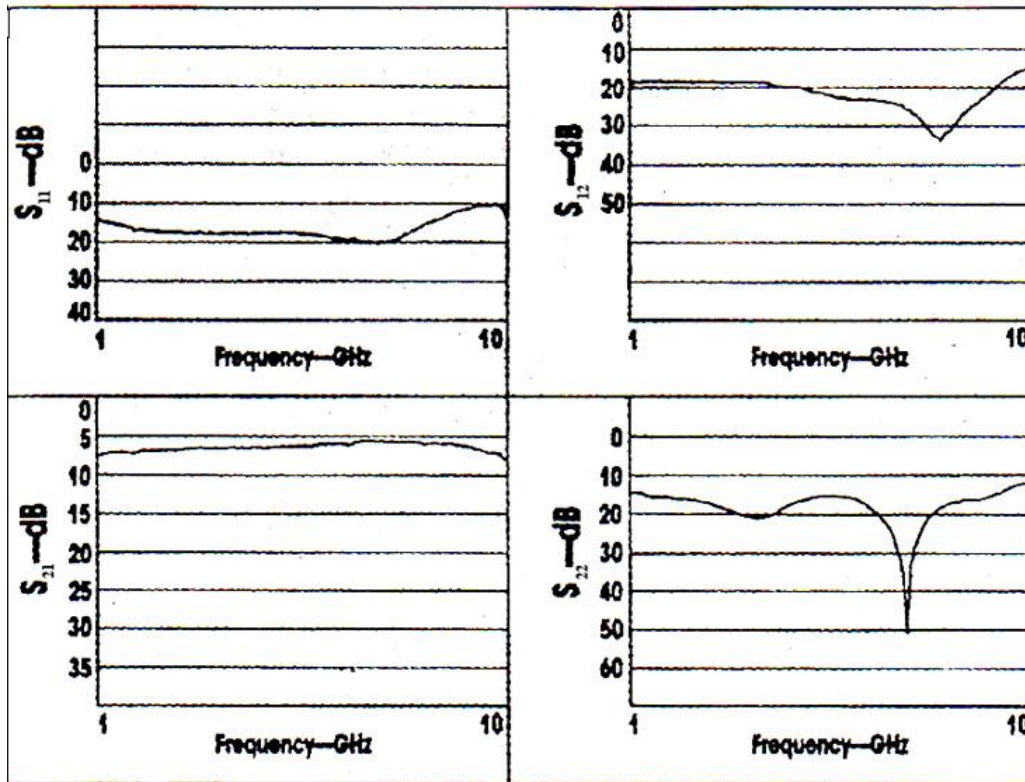


Fig. 4.2.29 – Prestazioni misurate del circolatore attivo ad anello di Polacek.

Un'altra topologia di circolatore con dispositivi attivi ad anello retroazionati è stata proposta da Smith [17].

In Fig. 4.2.30 viene mostrato lo schema circuitale del circolatore. I source dei 3 transistor sono collegati insieme e condividono la stessa resistenza di source, permettendo l'interazione tra i FETs. Un altro meccanismo di retroazione è introdotto dal resistore di feedback in parallelo tra il drain e il gate di ogni transistor. Agendo sul valore di quest'ultimo resistore e sulla dimensione del transistor, è possibile avere simultaneamente l'adattamento delle porte e un nullo nella trasmissione inversa dei segnali [14]. Si possono realizzare circolatori di questo genere utilizzando FET con larghezza di canale di 150 μm e lunghezza di canale di 0.5 μm , 3 capacitori e 7 resistori su GaAs. Il chip risultante è di 1.1 mm x 1 mm su un substrato spesso 0.15 mm. Le prestazioni del circolatore vengono riportate in Fig. 4.2.31. Si ha un adattamento maggiore di 15 dB, una perdita di inserzione sul percorso inverso di circa 6 dB ed un isolamento maggiore di 24 dB nella banda che va da 0.2 a 2.1 GHz. Data la sua alta perdita di inserzione, è difficile utilizzare questo componente interfacciato ad un'antenna.

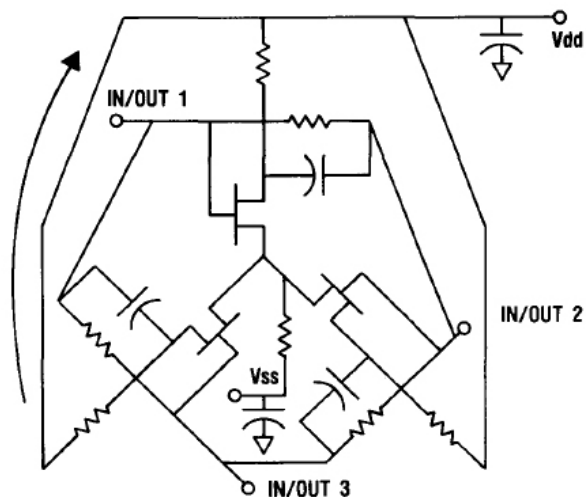


Fig. 4.2.30 – Schema del circolatore attivo ad anello di Smith.

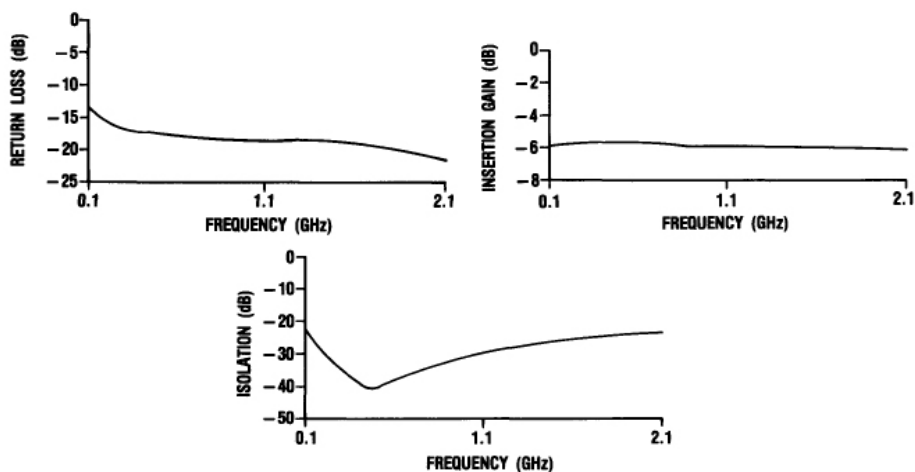


Fig. 4.2.31 – Prestazioni del circolatore attivo ad anello di Smith.

4.2.6 Circolatori a cancellazione di fase

Questa classe di circolatori, come si evince dal titolo di questo sottoparagrafo, sono basati sul principio della cancellazione di fase. In altre parole essi si basano sul principio della interferenza distruttiva e/o costruttiva che può essere indotta su due o più segnali variandone opportunamente le fasi. Questi sfasamenti possono essere prodotti ad esempio mediante l'utilizzo di ibride ed isolatori (circolatore attivo 6 porte) oppure mediante l'utilizzo di sfasatori non reciproci (circolatore attivo a delta).

4.2.6.1 Circolatore attivo 6 porte

Si può realizzare un circolatore attivo 6 porte [18] partendo da 3 isolatori attivi e 3 accoppiatori direzionali come mostrato in Fig. 4.2.32. Il guadagno degli isolatori attivi deve essere tale da compensare le perdite degli accoppiamenti introdotte dagli accoppiatori direzionali. Poiché la banda complessiva è imposta dal componente avente banda più piccola, ogni singolo componente deve avere una banda tale da permettere al sistema complessivo di lavorare nel range di frequenze desiderato.

Come si è visto in precedenza, un isolatore attivo può essere realizzato mediante un comune amplificatore o addirittura con un solo dispositivo attivo grazie alla non reciprocità intrinseca che presentano i dispositivi attivi. Con un singolo MESFET in GaAs in banda X si riescono a raggiungere ad esempio anche 15dB di isolamento.

Gli isolatori attivi ovviamente devono presentare un guadagno di inserzione sufficiente e buoni isolamenti ed adattamenti.

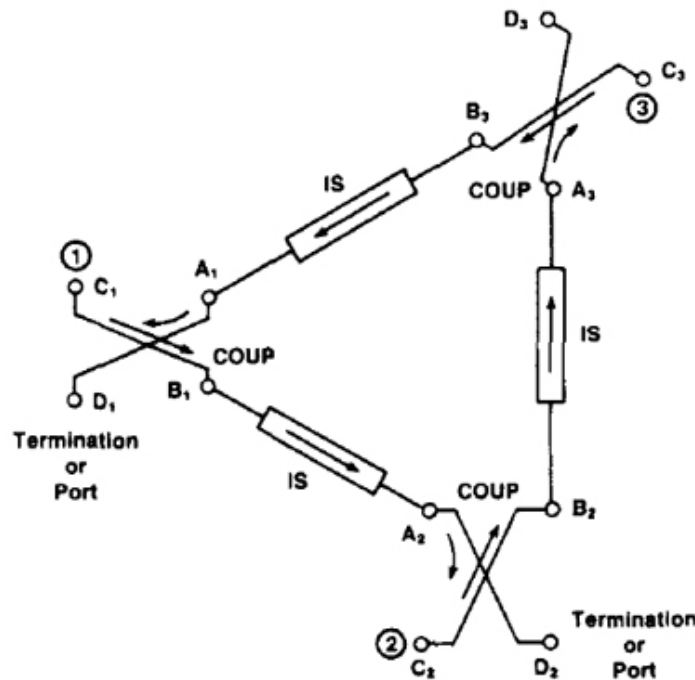


Fig. 4.2.32 – Prestazioni misurate del Circolatore attivo 6 porte.

Per gli accoppiatori, il cui scopo è quello di permettere di inserire segnali nell'anello circolatorio e di prelevarli, si possono usare ibride a 90° , a 180° o altri tipi di accoppiatori direzionali. Facendo riferimento alla Fig. 4.2.32, gli accoppiatori utilizzati si comportano in maniera tale che quando un'onda viaggia da A a D si ha una certa frazione di potenza uscente dalla porta C, mentre la porta B risulta isolata. Eccitando la porta C_1 con un segnale ad ampiezza unitaria, si ha un segnale a -3 dB sulla porta A_1 e un segnale a -3 dB sulla porta B_1 (assumendo l'accoppiatore senza perdite). La porta D_1 può essere

chiusa su una terminazione adattata o può essere usata come porta ausiliaria; è possibile usare infatti 6 porte in luogo di 3, entrambe le porte in ogni coppia presentano segnali con stessa ampiezza ma in quadratura. Supponendo di utilizzare un isolatore attivo con 20 dB di isolamento sulla banda operativa considerata, il livello del segnale sulla porta B_3 risulta di -23 dB mentre sulla porta C_3 risulta di -26 dB (per l'ulteriore accoppiamento del segnale viaggiante in direzione inversa sull'accoppiatore direzionale 3). Considerando un guadagno di inserzione di 6 dB per gli isolatori attivi, quando il segnale scorre dalla porta B_1 alla A_2 viene amplificato di 6 dB, dunque il segnale sulla porta A_2 risulta 3 dB più grande del segnale entrante nella porta C_1 . Per mezzo dell'ulteriore accoppiatore direzionale numero 2, i segnali sulle porte C_2 , e D_2 risultano di 0 dB mentre il segnale sulla porta B_2 è di -27 dB. Passando ora dall'accoppiatore 2 all'accoppiatore 3 si hanno -51 dB su B_3 e -24 dB su C_3 . Il segnale su B_3 è di -23 dB. In A_3 si ha un segnale a -21 dB. Per le proprietà dell'accoppiatore direzionale, questi due segnali B_3 e A_3 saranno sommati non in fase ma sfasati tra di loro di 90° . In C_3 si avrà dunque un livello di segnale di circa -22dB il cui valore può essere ottenuto dalla somma vettoriale di B_3 e A_3 prese con la relativa fase. Da questa discussione si vede che è stato ottenuto un circolatore con 0dB di perdite di inserzione e 23dB di isolamento tra le porte C_2 e C_1 .

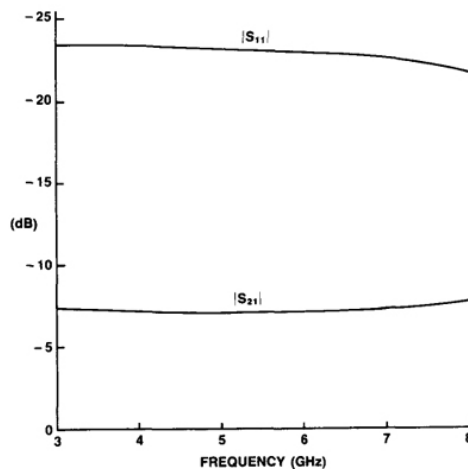


Fig. 4.2.33 – Modulo di S11 e S21 del circolatore attivo 6 porte considerando trasparenti gli isolatori ovvero sostituendo al posto di questi delle linee passanti senza perdite.

La cifra di rumore del circolatore è circa 3dB superiore a quella del singolo isolatore attivo mentre le caratteristiche di linearità sono quelle dell'isolatore attivo. Si riescono a realizzare amplificatori distribuiti monolitici a 4 celle per funzionare nella banda da 1 a 10GHz con guadagno di 7 dB, adattamento migliore di 12 dB e isolamento migliore di 20 dB, utilizzabili per creare isolatori attivi.

Per valutare le prestazioni dell'anello circolatorio si può pensare di sostituire al posto degli isolatori attivi delle linee passanti. Facendo questo si ottengono i moduli dei parametri S_{11} e S_{21} visibili in Fig. 4.2.33.

Da questo grafico si vede come le perdite tra porta 1 e la 2 siano di circa 7 dB, compensabili per mezzo di amplificatori distribuiti. In Fig. 4.2.34 vengono riportate le prestazioni del circolatore attivo presentato nel lavoro dell'autore.

Le porte indicate con gli apici sono relative alle porte complementari, che hanno stessa ampiezza delle porte senza apici ma con segnali in quadratura. Il circolatore attivo ha perdite di inserzione di ± 0.3 dB, adattamenti di 12 dB e isolamento di 17 dB nella banda che va da 4 a 6 GHz.

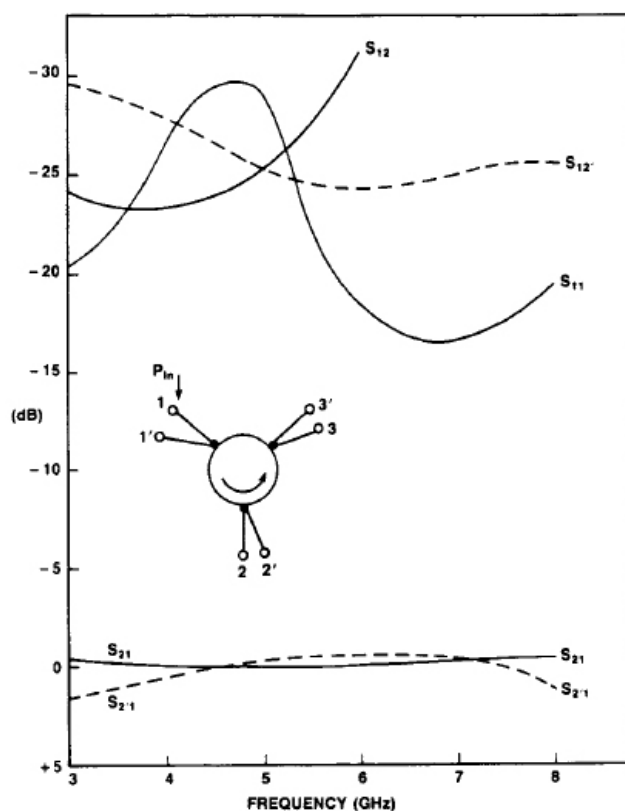


Fig. 4.2.34 – Prestazioni del circolatore attivo 6 porte.

4.2.6.2 Circolatore attivo a delta

Come suggerito dal nome, il circolatore attivo a delta [19] [20] è un circolatore attivo caratterizzato da una struttura come quella mostrata in Fig. 4.2.35.

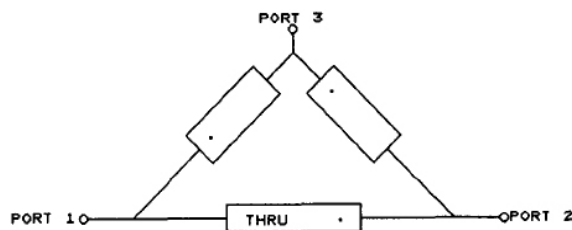


Fig. 4.2.35 – Schema del circolatore attivo a delta.

Tale struttura è costituita da tre elementi identici denominati THRU collegati ad anello (il puntino serve per ricordare appunto la modalità di inserimento del THRU).

Questi THRU non sono altro che degli sfasatori non reciproci ovvero circuiti che presentano uno sfasamento di inserzione di 120° in un senso e di 60° nel senso opposto. Nel contempo il THRU presenta una perdita di inserzione bassa ed uguale nei due stati. Si supponga ad esempio che il THRU sfasi di 120° se il segnale esce dalla porta segnata dal puntino, mentre sfasi di 60° se entra da tale porta. In queste condizioni, se un segnale entra ad esempio dalla porta 1 si dividerà in due parti: la prima raggiungerà la porta 3 sfasato di 60° seguendo il percorso più breve costituito da un solo THRU mentre la seconda parte del segnale sarà sfasata per due volte di 120° perché raggiungerà la porta 3 avendo attraversato due THRU. I due contributi in questo caso si cancellano perché sono in controfase (uno a 60° l'altro a 240°) e la porta 3 è dunque isolata rispetto alla porta 1. Analogamente le stesse due parti del segnale che partiva dalla porta 1 si ritrovano nella porta 2 entrambe in fase a 120° e si sommano rendendo passante il percorso da 1 a 2. Una volta compreso il principio di funzionamento del circolatore a delta è utile analizzare il funzionamento dello sfasatore non reciproco.

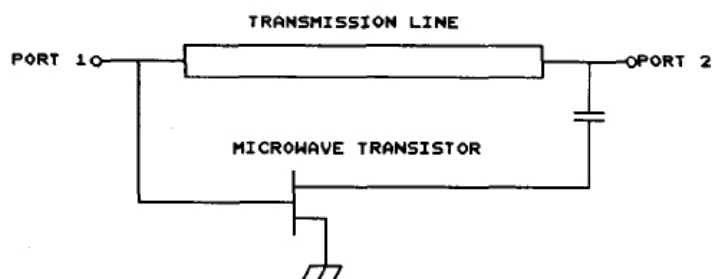


Fig. 4.2.36 – Schema dello sfasatore non reciproco denominato THRU.

Lo schema dello sfasatore non reciproco denominato THRU viene rappresentato in Fig. 4.2.36. La linea di trasmissione fornisce il percorso per la maggior parte del segnale che transita nel dispositivo. Il transistor è accoppiato alla linea di trasmissione di lunghezza elettrica pari a 90° e viene stimolato dal segnale di ingresso, lo amplifica e lo presenta in uscita sfasato di 180° . In questo schema la linea può anche essere sostituita da un

comune sfasatore. La non reciprocità del FET permette di ottenere uno sfasamento non reciproco del dispositivo. Per analizzare lo sfasatore non reciproco occorre analizzare due differenti casi riportati in Fig. 4.2.37: il caso di funzionamento diretto (percorso porta 1 → porta 2) ed il caso di funzionamento inverso (porta 2 → porta 1).

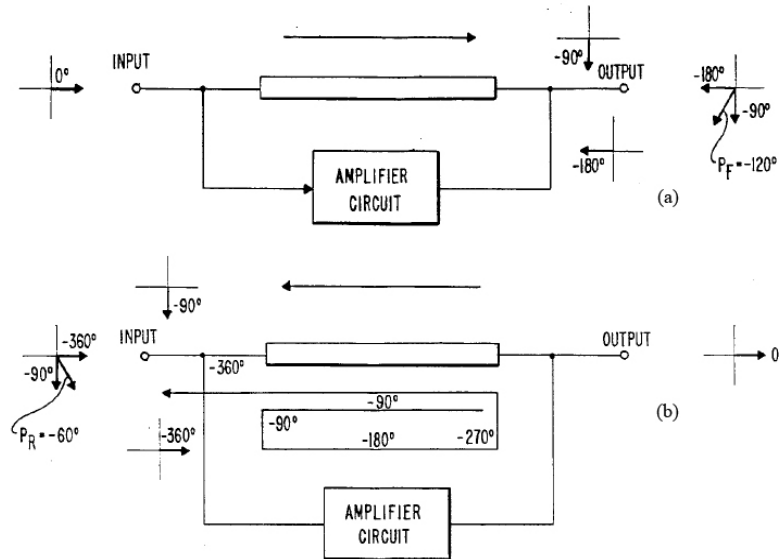


Fig. 4.2.37 – Andamento delle fasi dei segnali nel caso diretto (FORWARD, visibile sopra) e nel caso inverso (REVERSE, visibile sotto) dello sfasatore non reciproco THRU.

Nel caso di funzionamento diretto, con riferimento alla Fig. 4.2.36 si supponga di fornire un generico segnale sulla porta di ingresso del THRU, tale segnale si dividerà in due parti uguali di valore S_1 . In uscita da esso si avrà:

$$S_{OUT} = S_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + AS_1 e^{-j\pi} = (-A - j)S_1 \tag{4.2.51}$$

Dove A è l'amplificazione introdotta dal FET. Mentre il segnale atteso in uscita è:

$$S_{OUT}^{ATTESO} = S_1 e^{-j\frac{2\pi}{3}} = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) S_1 \tag{4.2.52}$$

Se si impone l'uguaglianza tra questi due segnali si ha:

$$S_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + AS_1 e^{-j\pi} = S_1 e^{-j\frac{2\pi}{3}} \tag{4.2.53}$$

Graficamente, come riportato nella Fig. 4.2.38 si vede subito che per avere lo sfasamento di -120° il valore di A deve soddisfare la seguente proporzione:

$$\frac{-A}{-1} = \frac{-1/2}{-\sqrt{3}/2} \tag{4.2.54}$$

E dunque deve essere pari ad $A = 1/\sqrt{3}$.

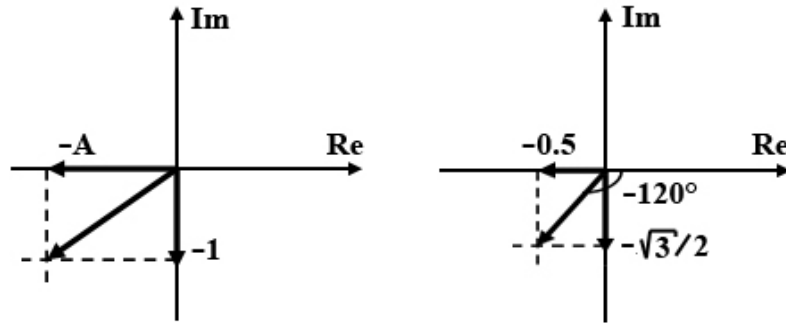


Fig. 4.2.38 – Schema dello sfasatore non reciproco denominato THRU.

Si supponga di utilizzare il valore appena trovato di amplificazione anche nel caso di funzionamento inverso, e si supponga inoltre di fornire in ingresso alla porta 2 un generico segnale S_2 . Tale segnale non potrà passare attraverso il transistor per cui passerà tutto attraverso la linea. Dopo aver attraversato la linea di trasmissione si avrà un segnale pari a:

$$S_2' = S_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} \tag{4.2.55}$$

Una frazione kS_2' (con $k < 1$) di questo segnale si presenta in ingresso al FET mentre un'altra parte emergerà dalla porta 1. La parte che si presenta in ingresso al FET verrà amplificata di A e sfasata di 180° e raggiungerà la porta 2:

$$S_2'' = AS_2' e^{-j\pi} = AkS_2 e^{-j\frac{3\pi}{2}} \tag{4.2.56}$$

Anche in questo caso una parte di segnale esce dalla porta 2 mentre un'altra frazione kS_2'' raggiunge la porta 1 attraversando la linea:

$$S_2''' = S_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} + AkS_2 e^{-j2\pi} \tag{4.2.57}$$

Ipotizzando che tutta questa parte del segnale emerga dalla porta 1 (in pratica si ipotizza che ci sia un solo giro del segnale nell'anello) su tale porta si avranno due contributi che daranno luogo al segnale:

$$S_2^{TOT} = kS_2' + S_2''' = kS_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} + AkS_2 e^{-j2\pi} = kS_2 (-j + A) \tag{4.2.58}$$

Ricordando che nel caso di funzionamento diretto era stato ricavato il valore $A = 1/\sqrt{3}$ che garantiva uno sfasamento di -120° , in questo caso se si sostituisce tale valore nella (4.2.58) si ottiene un segnale avente una fase di -60° come volevasi dimostrare. In Fig. 4.2.39 vengono riportate le prestazioni del THRU.

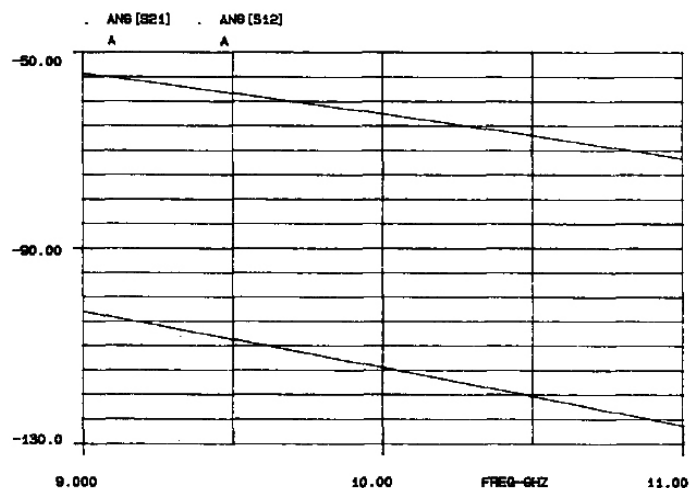


Fig. 4.2.39 – Prestazioni in termini di fase di inserzione del THRU in banda X che realizza uno sfasatore non reciproco con sfasamento diretto di 120° ed inverso di 60° .

Le prestazioni dell'intero circolatore a delta vengono invece mostrate in Fig. 4.2.40. Esso presenta isolamento maggiore di 15 dB, una perdita di inserzione minore di 1 dB ed un adattamento maggiore di 20 dB nella banda che va da 8.4 a 9.8 GHz.

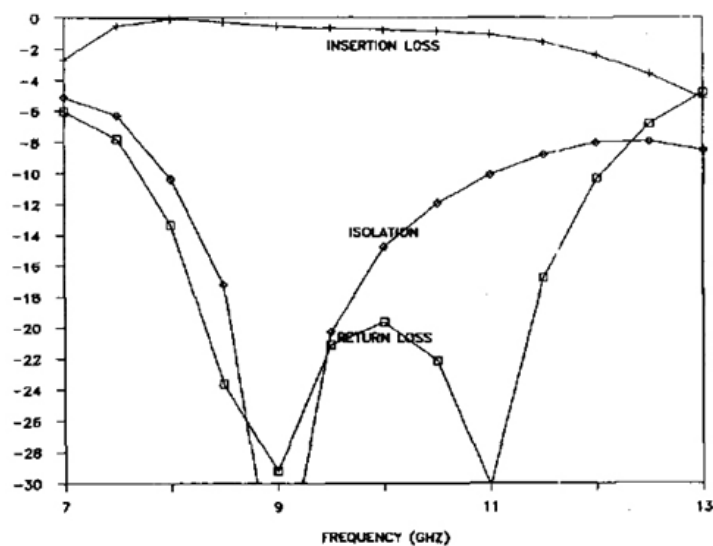


Fig. 4.2.40 – Schema dello sfasatore non reciproco denominato THRU.

4.2.7 Circolatori ad isolamento

Come è stato anticipato nel paragrafo 4.2.1, Naito *et al.*[7] applicarono i risultati teorici di Mason sulla unilaterializzazione di un dispositivo attivo 3 porte per la realizzazione di un isolatore attivo mediante opportune reti 4 porte di *embedding*. Utilizzando tre di questi isolatori attivi e tre divisori di potenza è possibile realizzare un circolatore attivo come quello mostrato in Fig. 4.2.41.

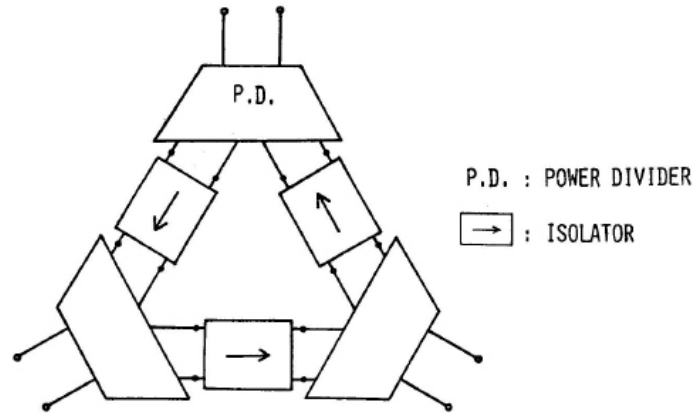


Fig. 4.2.41 – Schema del circolatore attivo ad isolamento d’ibrida.

Tale circuito è piuttosto semplice da analizzare, la sua matrice di scattering è mostrata di seguito ed è in funzione del coefficiente di unilaterizzazione U già presentato nella (4.2.1) e nella (4.2.2):

$$[S]_{CIRC_IDEAL} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{U}{2} \\ -\frac{U}{2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{U}{2} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.59)$$

Per quanto riguarda i divisori di potenza sono stati utilizzati dei divisori di Wilkinson realizzati a componenti concentrati. In Fig. 4.2.42 possono essere apprezzate le prestazioni del circolatore di Naito riguardanti perdita di inserzione ed isolamento mentre in Fig. 4.2.43 vengono riportati gli adattamenti del circolatore. In particolare il circolatore presenta una perdita di inserzione minore di 1dB, un isolamento migliore di 10dB, ed un adattamento migliore di 9 dB su tutta la banda che va da 650MHz a 900MHz.

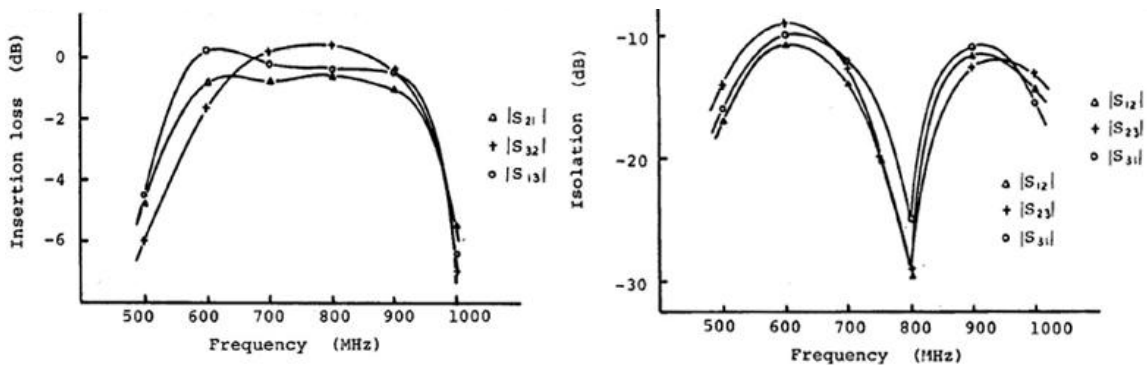


Fig. 4.2.42 – Perdita di inserzione ed isolamento del circolatore attivo ad isolamento d’ibrida.

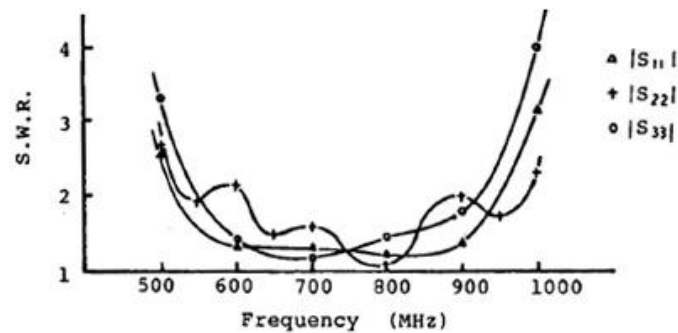


Fig. 4.2.43 – Perdita di inserzione ed isolamento del circolatore attivo ad isolamento d'ibrida.

In luogo degli isolatori ottenuti per unilaterizzazione di dispositivi attivi, è possibile sostituire nello schema di Fig. 4.2.41 degli amplificatori ed in luogo dei divisori realizzati a costanti concentrate è possibile utilizzare come dimostrato in [21] un approccio semi distribuito con il quale si raggiungono bande più ampie. Si riescono ad ottenere circolatori nella banda da 21 a 26 GHz con: adattamento maggiore di 13 dB su tutte le porte, guadagno di inserzione compreso tra 1dB e 2dB, isolamento maggiore di 12 dB (l'isolamento nella banda da 23 a 25 GHz è maggiore di 25 dB), potenza dissipata massima di 120mW, area totale del chip pari a 4 mm² (una area tipica con elementi in ferrite è di 100 mm²), cifra di rumore massima di 7 dB.

4.2.8 Circolatori con amplificatori differenziali

Quasi contemporaneamente ed in maniera indipendente Keen [22] e Rollett [23] introdussero una nuova classe di circolatori che utilizzano degli amplificatori differenziali. Questi circolatori attivi sono costituiti dalla cascata di tre celle base come quella mostrata

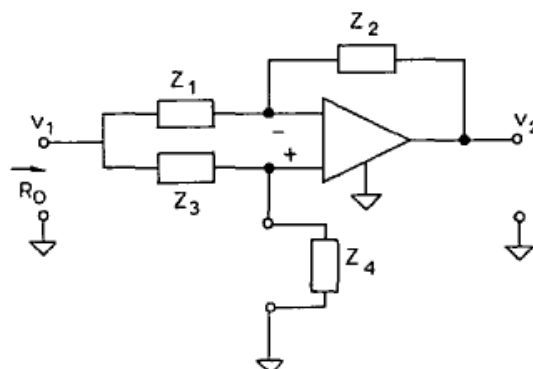


Fig. 4.2.44 – Schema di principio della cella di Keen.

in Fig. 4.2.44 presentata da Keen [22]. Tale cella base costituisce di per sé un elemento non reciproco attivo il quale presenta delle proprietà riflettometriche.

Tale topologia non è altro che il classico schema di amplificatore differenziale realizzato mediante un amplificatore operazionale dove sono stati collegati insieme i due ingressi differenziali (ingresso V_1). Nell'articolo si dimostra che sotto opportune condizioni si riesce ad ottenere un circuito in grado di produrre una tensione V_2 proporzionale al coefficiente di riflessione relativo a Z_4 .

Osservando lo schema di Fig. 4.2.44 è conveniente utilizzare la rappresentazione in termini di parametri ibridi di tipo [G] in modo da poter imporre la condizione di corrente nulla sulla porta 2 anziché la condizione di porta in cortocircuito quando si calcolano i parametri della prima colonna della matrice. I parametri [G] sono definiti come segue:

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \\ V_2 &= g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \end{aligned} \quad (4.2.60)$$

Dove:

$$\begin{aligned} g_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0} & g_{12} &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0} \\ g_{21} &= \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0} & g_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (4.2.61)$$

Dalla precedente definizione si nota subito che $g_{12} = g_{22}$ poiché si deve imporre che la tensione di ingresso sia nulla. Diversamente è possibile ricavare facilmente g_{11} e g_{21} poiché è sufficiente lasciare la porta 2 aperta e determinare rispettivamente la ammettenza di ingresso del circuito ed il guadagno diretto in tensione. Dopo semplici passaggi si ha:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1(Z_3 + Z_4)} & 0 \\ \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_1(Z_3 + Z_4)} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (4.2.62)$$

A questo punto è possibile imporre che il guadagno sia nullo quando $Z_4 = Z_0$ ovvero quando la porta 3 costituita da Z_4 viene terminata sulla impedenza di riferimento: in tali condizioni il coefficiente di riflessione relativo a tale impedenza è nullo. Quindi deve essere che:

$$g_{21} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0, Z_4=Z_0} = \frac{Z_1 Z_0 - Z_2 Z_3}{Z_1 (Z_3 + Z_0)} = 0 \quad (4.2.63)$$

Da cui:

$$Z_1 Z_0 - Z_2 Z_3 = 0 \Rightarrow \frac{Z_2 Z_3}{Z_1} = Z_0 \quad (4.2.64)$$

Si può inoltre imporre la condizione di adattamento perfetto in ingresso:

$$Z_{in} = 1 / g_{11} \Big|_{Z_4=Z_0} = \frac{Z_1 (Z_3 + Z_0)}{Z_1 + Z_3} = Z_0 \quad (4.2.65)$$

Da cui si ricava facilmente che:

$$Z_1 = Z_0 \quad (4.2.66)$$

Sostituendo tale espressione nella (4.2.64) e tenendo conto di quanto ottenuto si

ha:

$$Z_2 Z_3 = Z_0^2 \quad (4.2.67)$$

A questo punto se si pone:

$$\begin{cases} Z_1 = Z_0 \\ Z_2 = k Z_0 \\ Z_3 = Z_0 / k \\ Z_4 = m Z_0 \end{cases} \quad (4.2.68)$$

Si ha:

$$Z_{in} = \frac{1 + mk}{1 + k} Z_0 \quad (4.2.69)$$

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \left| \frac{k(m-1)}{1+mk} \right| \quad (4.2.70)$$

Nel caso in cui $m = 1$ ed un qualsiasi valore di k si torna al caso di adattamento perfetto e nullo in trasmissione poiché $Z_4 = Z_0$. Come accennato in precedenza utilizzando ad esempio tre celle identiche come quella mostrata in Fig. 4.2.44 è possibile realizzare un circolatore 3 porte come quello mostrato in Fig. 4.2.45. Per comprendere il funzionamento di tale circolatore si supponga di chiudere le tre porte su $Z_4 = Z_0$. Come dimostrato precedentemente si avrà un nullo in trasmissione per ciascuna cella. Si supponga ora di iniettare un segnale con una sorgente, sempre adattata, dalla porta 1.

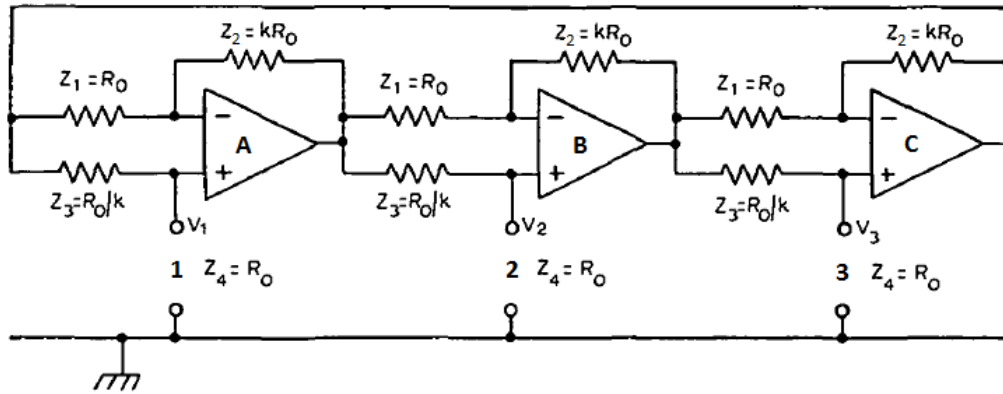


Fig. 4.2.45 – Schema di principio del circolatore di Keen e Rollett.

In queste condizioni il segnale si potrà propagare solo sulla porta 2 poiché la cella A si comporterà come un amplificatore non invertente mentre la cella B essendo correttamente adattata sulla porta 2 presenterà un guadagno nullo non consentendo di trasferire segnale alla porta 3, lo stesso dicasi per la cella C, anch'essa correttamente terminata. Lo stesso ragionamento può essere ripetuto anche per le altre due porte data la simmetria della struttura. Ovviamente per il corretto funzionamento del circuito occorre assicurare che il modulo del guadagno in tensione non sia maggiore di 1 per qualsiasi chiusura applicata alle porte del circolatore e dunque per qualsiasi valore di m altrimenti si rischia di avere una oscillazione all'interno dell'anello. Poiché m può assumere tutti i valori tra 0 e infinito a questi due estremi si avrà:

$$\begin{aligned}
 m \rightarrow 0 & \quad V_2 / V_1 = -k & \quad Z_{in} = (1+k)Z_0 \\
 m \rightarrow \infty & \quad V_2 / V_1 = 1 & \quad Z_{in} = \infty
 \end{aligned}
 \tag{4.2.71}$$

E' evidente che per avere un guadagno in tensione non maggiore di 1 occorre che $k \leq 1$. Osservando la (4.2.70) si vede che per $k = 1$ si ha proprio una proporzionalità diretta tra il guadagno in tensione della cella ed il coefficiente di riflessione di $Z_4 = mZ_0$.

A questo punto occorre valutare il guadagno tra porte successive del circolatore mostrato in Fig. 4.2.45. Per fare ciò si consideri di nuovo il caso in cui si inietta segnale dalla porta 1 con una sorgente "e" adattata e lo si preleva dalla porta 2 anche essa chiusa su una terminazione adattata. In tal caso è possibile valutare cosa accade ad esempio alla cella A quando essa è caricata in ingresso dall'uscita della cella C ed in uscita dall'ingresso della cella B. Supponendo la cella B e la cella C chiuse su una terminazione adattata si avrà un nullo del guadagno espresso dalla (4.2.70) e quindi le uscite degli operazionali B e C possono essere considerate poste a massa. In tal caso lo schema di Fig. 4.2.45 diventa il seguente:

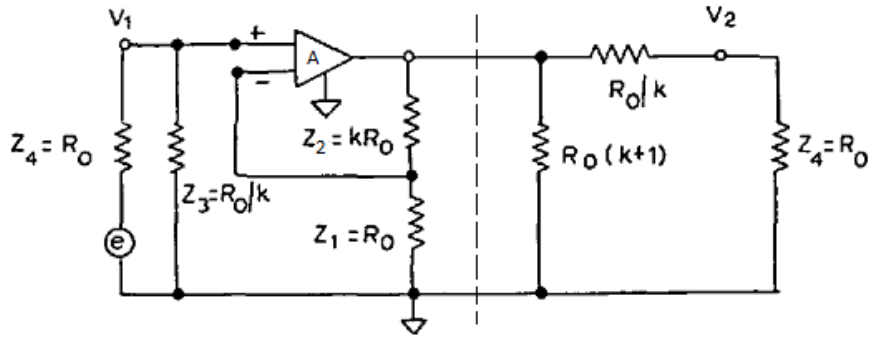


Fig. 4.2.46 – Schema per la determinazione del guadagno tra celle adiacenti.

In tale schema è possibile notare che la cella A (essendo l'uscita di B posta a massa) è caricata in uscita (dopo il tratteggio) dal parallelo tra $Z_1 + Z_2 = Z_0(1 + k)$ e il partitore tra la Z_3 e la Z_4 della cella B. A questo punto dato il circuito di Fig. 4.2.46 (dove vengono escluse le terminazioni Z_4) si può ottenere la matrice [ABCD] della rete considerata tra gli ingressi V_1 e V_2 semplicemente come prodotto di 4 reti in cascata costituite da: una impedenza $Z_3 = Z_0 / k$ in parallelo, un amplificatore non invertente di guadagno in tensione $k + 1$, una impedenza $Z_1 + Z_2 = Z_0(1 + k)$ in parallelo ed infine un'altra $Z_3 = Z_0 / k$ in serie. Ricordando che le espressioni (A.6), (A.7) ed (A.8) si ha:

$$[ABCD]_{1 \rightarrow 2} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ k & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{1+k} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_0(1+k)} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \frac{Z_0}{k} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{4.2.72}$$

$$[ABCD]_{1 \rightarrow 2} = \begin{pmatrix} \frac{1}{1+k} & \frac{Z_0}{k(1+k)} \\ \frac{k}{Z_0(1+k)} & \frac{1}{1+k} \end{pmatrix}$$

A questo punto trasformando tale matrice in matrice di parametri [S] si ottiene:

$$[S]_{1 \rightarrow 2} = \begin{pmatrix} \frac{1-k}{1+k} & 0 \\ \frac{2k}{1+k} & \frac{1-k}{1+k} \end{pmatrix} \tag{4.2.73}$$

Da tale matrice si evince che per $k = 1$ la rete di Fig. 4.2.46 si comporta come un isolatore ideale e quindi consentendo il transito unidirezionale senza perdite di un segnale che va da una porta qualsiasi del circolatore a quella successiva.

4.2.9 Quasi-Circolatori branched

Questa classe di quasi-circolatori ha una topologia [24] come quella riportata in Fig. 4.2.47 dalla quale peraltro si può facilmente intuire il perché della definizione di quasi-circolatori branched.

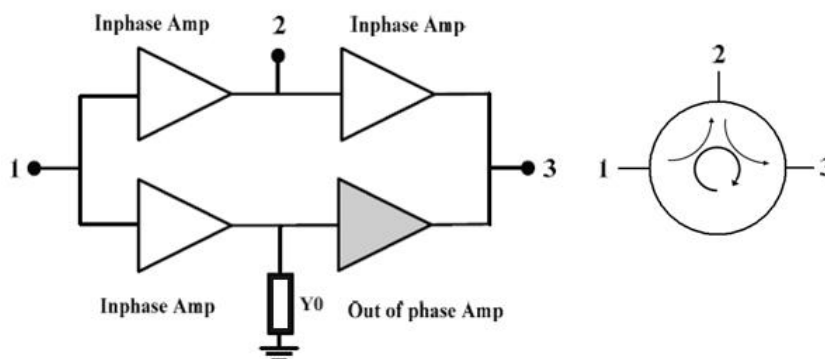


Fig. 4.2.47 – Schema di principio di un quasi-circolatore branched.

Un segnale che entra nella porta 1 si divide in due parti uguali propagandosi nel canale inferiore e nel canale superiore. Queste due parti di segnale raggiungeranno la porta 3 ricombinandosi in contro fase ovvero interferendo distruttivamente (la porta 3 è isolata rispetto alla 1). La parte di segnale che si propaga nel canale superiore potrà tuttavia raggiungere la porta 2. Diversamente, se un segnale viene immesso nella porta 2 esso potrà raggiungere solamente la porta 3 e non la 1 a causa del fatto che si trova a percorrere un amplificatore nel senso opposto a quello di amplificazione. Infine un segnale immesso nella porta 3 non potrà mai raggiungere né la porta 1 né la porta 2 a causa dell'isolamento che offrono gli amplificatori se percorsi nel verso opposto a quello naturale di amplificazione. La presenza della ammettenza Y_0 serve a rendere i segnali nelle due biforcazioni di uguale ampiezza, dato che si suppone che la porta 2 sia chiusa su una terminazione adattata.

Si considerino gli amplificatori di Fig. 4.2.47 unidirezionali e modellizzati con le stesse matrici di parametri $[Y]$ (considerando un segno meno aggiuntivo per il parametro di trasmissione relativo all'amplificatore con sfasamento di 180°), in tal caso è possibile analizzare il circuito in questione mediante una rappresentazione come quella mostrata in Fig. 4.2.48.

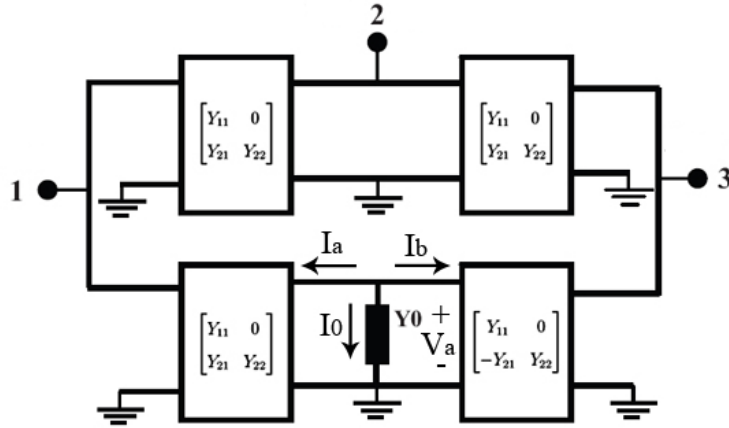


Fig. 4.2.48 – Schema di principio di un quasi-circolatore branched.

Dopo semplici passaggi è possibile ricavare le matrici di ammettenza e di scattering del circuito in questione:

$$[Y]_{Q_CIRC_BRANCED} = \begin{pmatrix} 2Y_{11} & 0 & 0 \\ Y_{21} & Y_{11} + Y_{22} & 0 \\ \frac{Y_{21}^2}{Y_0 + Y_{11} + Y_{22}} & Y_{21} & 2Y_{22} \end{pmatrix} \quad (4.2.74)$$

$$[S]_{Q_CIRC_BRANCED} = \begin{pmatrix} \frac{Y_0 - 2Y_{11}}{Y_0 + 2Y_{11}} & 0 & 0 \\ \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + 2Y_{11})(Y_0 + Y_{11} + Y_{22})} & \frac{Y_0 - Y_{11} - Y_{22}}{Y_0 + Y_{11} + Y_{22}} & 0 \\ 0 & \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + 2Y_{22})(Y_0 + Y_{11} + Y_{22})} & \frac{Y_0 - 2Y_{22}}{Y_0 + 2Y_{22}} \end{pmatrix} \quad (4.2.75)$$

In particolare dalla ultima espressione si vede che è possibile imporre le condizioni di adattamento perfetto e perdita di inserzione nulla imponendo:

$$\begin{cases} Y_{11} = Y_{22} = Y_0 / 2 \\ Y_{21} = -2Y_0 \end{cases} \quad (4.2.76)$$

In altre parole, sotto le condizioni appena mostrate si riesce ad ottenere un comportamento ideale del quasi circolatore:

$$[S]_{Q_CIRC_IDEAL} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.77)$$

Lo schema di riferimento per i *branched* mostrato Fig. 4.2.47 può essere implementato in vari modi dando luogo ad altrettante topologie che verranno esposte nei prossimi sottoparagrafi. In particolare in luogo dei 4 amplificatori si possono utilizzare anche un un divisore attivo unilaterale in controfase seguito da un combinatori attivo unilaterale in fase come mostrato in Fig. 4.2.49(a) oppure divisore attivo unilaterale in fase seguito da un combinatori attivo unilaterale in controfase come mostrato in Fig. 4.2.49(b).

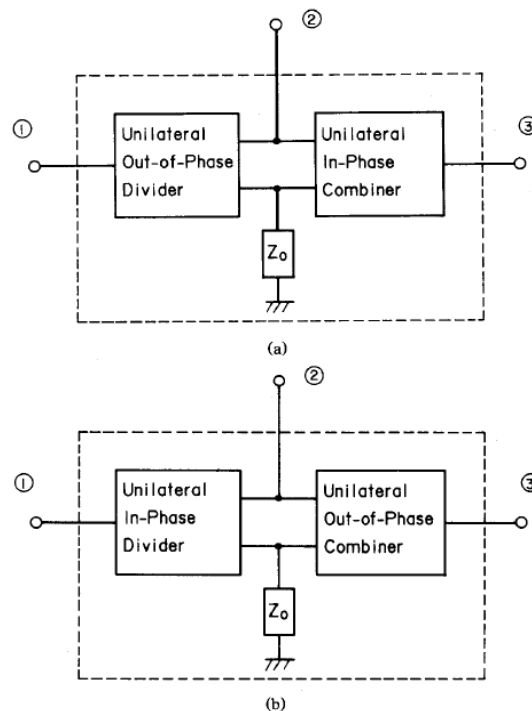


Fig. 4.2.49 – Quasi-circolatore branched con divisore unilaterale in controfase seguito da un combinatori unilaterale in fase (a) oppure con divisore unilaterale in fase seguito da un combinatori unilaterale in controfase (b).

4.2.9.1 Quasi-Circolatori branched con 1 dispositivo

In questo caso si è riusciti ad implementare addirittura con 1 dispositivo attivo il funzionamento del branched [25]. Lo schema di Fig. 4.2.50 è composto da un amplificatore *splitted-load* che implementa uno stadio divisore di potenza attivo con uscite in controfase tra di loro seguito da un combinatori passivo di tipo Wilkinson che realizza il combinatori in fase. In realtà in questo caso il percorso tra le porte 2 e 3 non è unidirezionale come ci si attenderebbe da un classico branched ma è bidirezionale. Questo è ovviamente il prezzo da pagare per la elevata semplicità dello schema.

In ogni caso questo non ne impedisce l'utilizzo nel caso di condivisione di una singola antenna in un modulo T/R tra il trasmettitore ed il ricevitore. Infatti è possibile ad esempio connettere una antenna alla porta 2, il ricevitore alla porta 3 ed infine il trasmettitore alla porta 1 (non ci si aspetta un segnale che dal ricevitore vada in antenna).

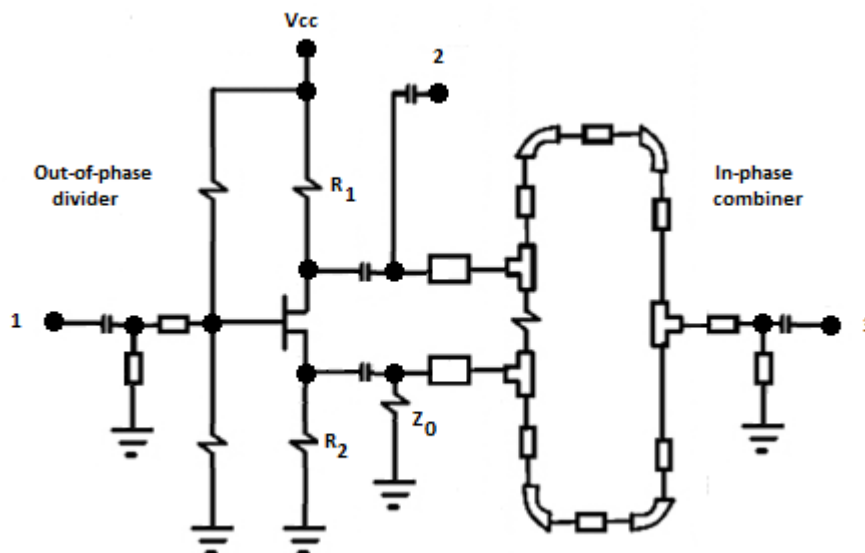


Fig. 4.2.50 – Quasi-circolatore branched con 1 dispositivo.

In tali condizioni esiste comunque una perdita netta di almeno 3 dB tra la porta 2 e la porta 3 introdotta dal Wilkinson. Con questo quasi-circolatore si riescono ad ottenere guadagni di inserzione in trasmissione di 5.8 dB e perdite di inserzione in ricezione di 3.2 dB, isolamenti di quasi 13 dB (mentre dalla porta 3 alla porta 2 si ha un isolamento di soli 0.73 dB) ed infine adattamenti di 20 dB nella banda che va da 2.42 a 2.49 GHz.

4.2.9.2 Quasi-Circolatori branched con 2 dispositivi

Questa versione del quasi-circolatore branched [26] implementa la topologia mostrata in Fig. 4.2.49(b) utilizzando due dispositivi attivi. Al contrario della versione precedente che ne utilizzava solo 1 in questo caso la condizione di unilaterialità è garantita su tutti i percorsi ed in particolare anche sul percorso 2→3. Lo schema di tale quasi-circolatore viene riportato in Fig. 4.2.51. Il divisore attivo in fase è realizzato tramite il MESFET T1 in connessione a source comune mentre il combinatori attivo in controfase è ottenuto mediante il MESFET T2 in connessione a gate comune. Le reti Q.A.E, Q.A.I e Q.A.S sono reti di adattamento rispettivamente di ingresso, intermedia e di uscita. In aggiunta allo schema standard già analizzato precedentemente, in questo caso sono presenti anche due sfasatori a 90° realizzati mediante linee in quarto d'onda. In pratica quando si pone in ingresso alla porta 2 un segnale, esso non potrà propagarsi verso la porta 1 a

causa della unilaterialità di T1 mentre dividendosi in due parti potrà raggiungere il gate ed il source di T2 con il corretto sfasamento di 180° tra le due parti introdotto appunto dai due sfasatori a 90°.

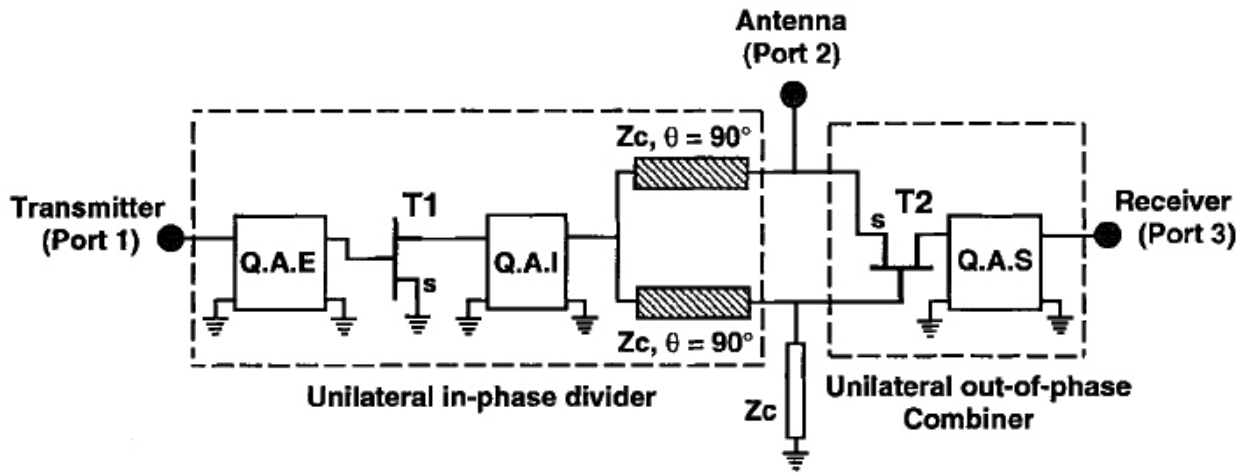


Fig. 4.2.51 – Quasi-circolatore branched con 2 dispositivi.

In tali condizioni il segnale potrà raggiungere la porta 3 grazie a T2. I risultati delle misure sono apprezzabili in Fig. 4.2.52. Il guadagno dal trasmettitore all’antenna risulta di 7.6 dB mentre quello dall’antenna al ricevitore è di 4 dB. L’isolamento S31 è di 22 dB nel percorso dal trasmettitore al ricevitore.

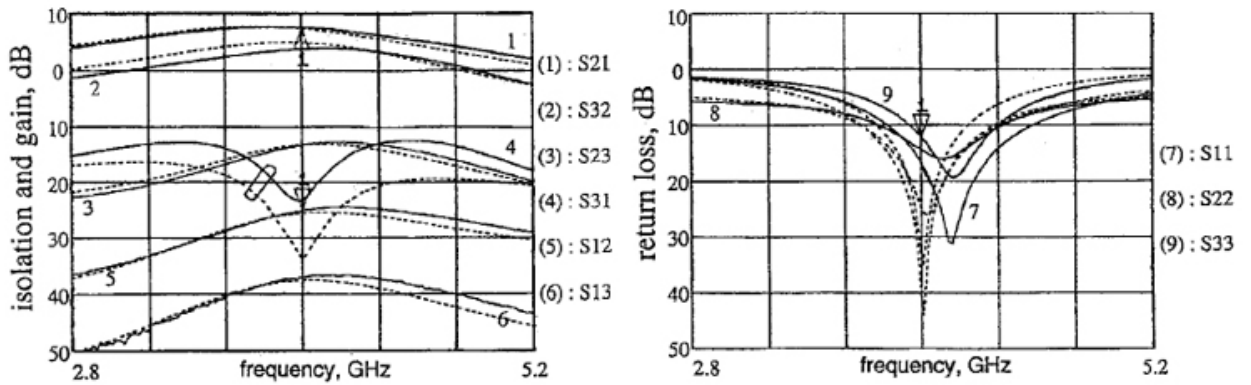


Fig. 4.2.52 – Prestazioni del quasi-circolatore branched con 2 dispositivi. Tratto continuo: valori misurati. Tratto discontinuo: valori simulati.

L’isolamento minimo è di 13 dB nel percorso tra ricevitore e antenna. L’adattamento a 4 GHz è di circa 12 dB.

4.2.9.3 Quasi-Circolatori branched con 3 dispositivi

Questa versione del quasi-circolatore branched [27] implementa la topologia di Fig. 4.2.49(a) dove si ha un divisore attivo unilaterale in controfase seguito da un combinatore attivo unilaterale in fase.

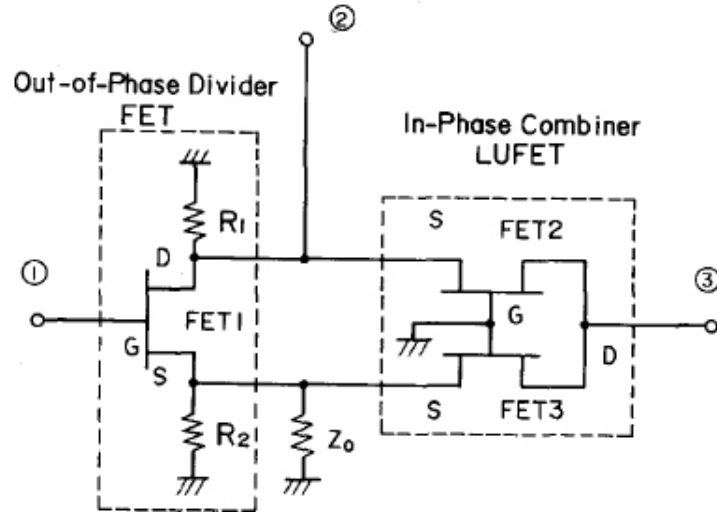


Fig. 4.2.53 – Quasi-circolatore branched con 3 dispositivi.

Come mostrato in Fig. 4.2.53 il divisore attivo unilaterale in controfase è realizzato da un FET in configurazione *splitted-load* mentre il combinatore attivo in fase è realizzato da una coppia di FET in configurazione a gate comune i quali condividono il drain in uscita..

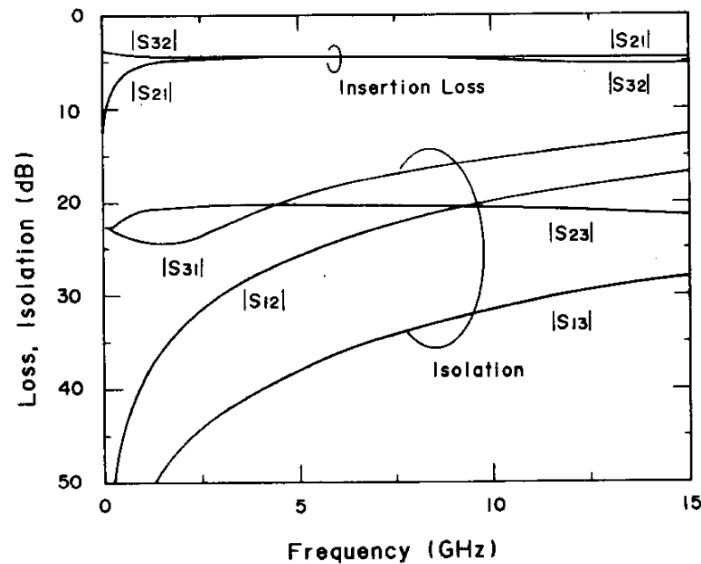


Fig. 4.2.54 – Prestazioni del quasi-circolatore branched con 3 dispositivi.

Tutto il quasi-circolatore è stato realizzato mediante la tecnologia LUFET la quale è stata già presentata nel paragrafo 4.2.2. Le prestazioni di tale circuito sono visibili in Fig. 4.2.54.

4.2.9.4 Quasi-Circolatori branched con 4 dispositivi

La topologia [28] mostrata in Fig. 4.2.55 non ricade esattamente in quelle illustrate in precedenza seppur basandosi sempre sul principio dei quasi-circolatori di tipo branched. Tale schema infatti è costituito da un divisore unilaterale attivo e da un combinatore unilaterale attivo entrambi in fase. La cancellazione dei due canali inferiore e superiore avviene per mezzo di due sfasatori da 90° ciascuno che sono interposti tra il divisore ed il combinatore lungo il ramo superiore.

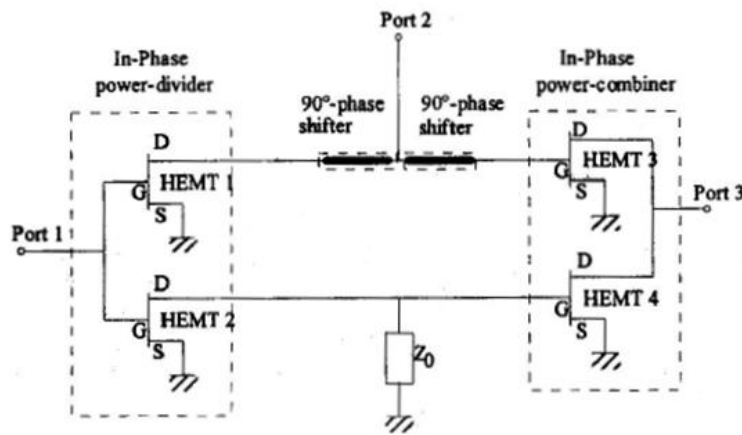


Fig. 4.2.55 – Quasi-circolatore branched con 4 dispositivi.

Con questa topologia sono stati realizzati quasi-circolatori con HEMT con lunghezza di gate di 0.25 μm e larghezza di gate di 320 μm ; le prestazioni ottenibili per un circuito progettato a 40 GHz sono apprezzabili in Fig. 4.2.56. In particolare si ha una perdita di inserzione tra la porta 1 e la porta 2 di circa 2 dB a 40 GHz, con adattamento migliore di 10 dB mentre l'isolamento tra la porta 3 e la 2 è maggiore di 25 dB.

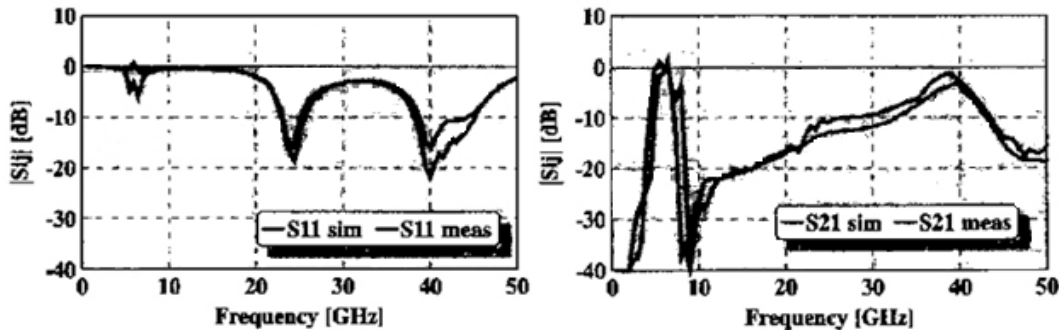


Fig. 4.2.56 – Prestazioni quasi-circolatore branched con 4 dispositivi a 40GHz.

Sono state inoltre simulate strutture scalate operanti a frequenze di 80 GHz realizzate mediante dispositivi HEMT con lunghezza di gate di 0.15 μm e larghezza di gate di 60 μm . I risultati sono visibili in Fig. 4.2.57.

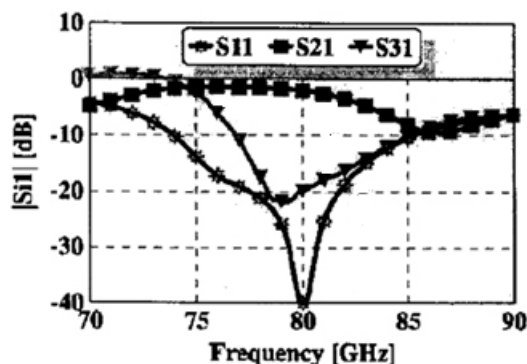


Fig. 4.2.57 – Prestazioni quasi-circolatore branched con 4 dispositivi a 40GHz.

La perdita di inserzione a 80 GHz è di 2 dB, l'isolamento tra la porta 2 e la porta 1 è di circa 20 dB. La realizzazione del quasi-circolatore in InP [29] porta a perdite di inserzione di 2 dB, isolamento inverso di circa 15 dB ed un adattamento di circa 20 dB.

4.2.9.5 Quasi-Circolatori branched con amplificatori distribuiti a matrice

Per ottenere dispositivi a bande estese [24], con riferimento alla Fig. 4.2.47 è possibile utilizzare amplificatori distribuiti unidirezionali a matrice, come mostrato in Fig. 4.2.58 i quali posseggono un elevato prodotto Banda-Guadagno.

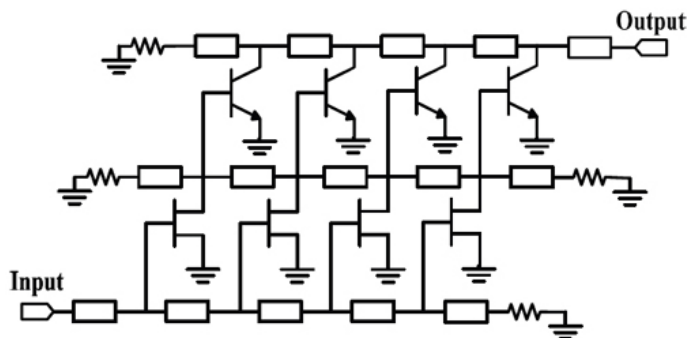


Fig. 4.2.58 – Amplificatore distribuito a matrice utilizzato nello schema del quasi-circolatore branched.

Con questi amplificatori si riescono a realizzare quasi-circolatori branched caratterizzati da un guadagno di inserzione di circa 10dB e con adattamenti migliori di 10dB nella banda che va da 0 a 30 GHz come mostrato in Fig. 4.2.59.

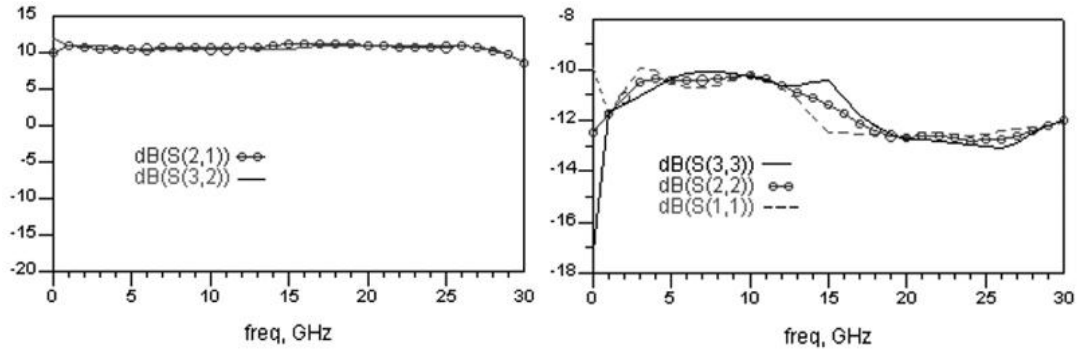


Fig. 4.2.59 – Prestazioni simulate del quasi-circolatore branched.

Se si collegano 3 quasi-circolatori come mostrato in Fig. 4.2.60 è sempre possibile ottenere un circolatore completo.

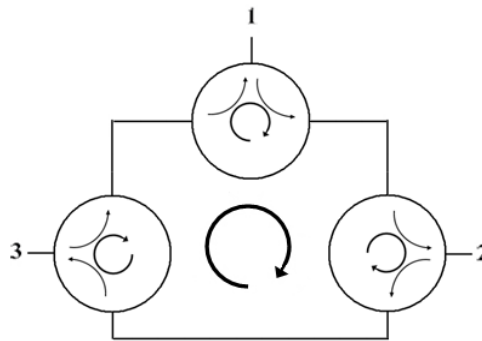


Fig. 4.2.60 – Circolatore completo ottenuto dalla connessione di 3 quasi-circolatore branched.

Utilizzando tale connessione ed i quasi-circolatori prima presentati si ottengono le prestazioni simulate di Fig. 4.2.61 dove si notano guadagni di inserzione di circa 22dB ed isolamenti intorno ai 10 dB nella banda da 0 a 30GHz.

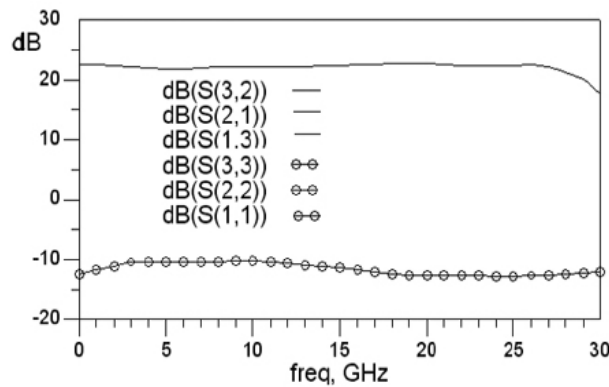


Fig. 4.2.61 – Prestazioni simulate del circolatore completo ottenuto dalla connessione di 3 quasi-circolatore branched.

4.2.9.6 Giunzione 4 porte branched

Prendendo in considerazione lo schema generico di un quasi-circolatore *branched* come quello mostrato in Fig. 4.2.47 è immediato notare che se si elimina l'ammettenza di chiusura Y_0 quello che si ottiene è una giunzione 4 porte, di seguito denominata anche giunzione di Robertson [30], il cui funzionamento può essere riassunto dallo schema di Fig. 4.2.62 dove a destra si sono supposti unitari i moduli dei parametri di trasferimento.

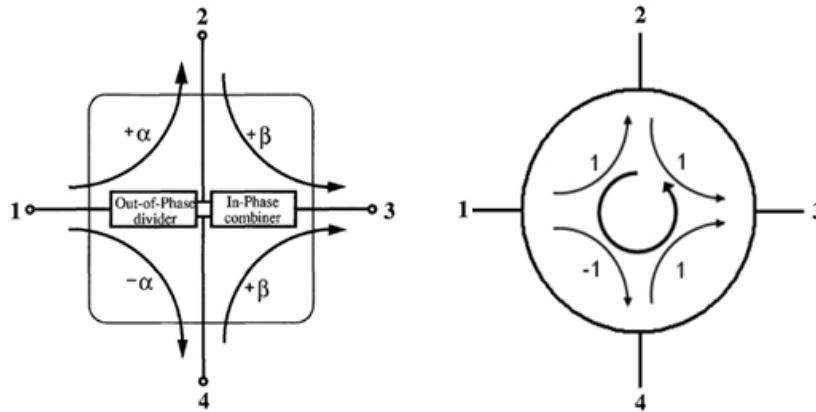


Fig. 4.2.62 – Schema di principio e simbolo della giunzione 4 porte branched.

Di seguito viene invece riportata la matrice di parametri di scattering:

$$[S]_{GIUNZIONE_4PORTE} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.2.78)$$

Robertson implementò la giunzione 4 porte branched attraverso tecniche distribuite. In particolare realizzò un balun (balanced to unbalanced) ed un combinatore entrambi attivi ed in versione distribuita come mostrato nello schema originale di Fig. 4.2.63.

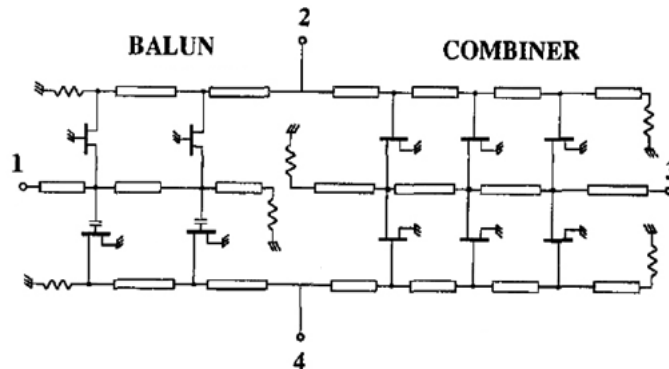


Fig. 4.2.63 – Schema circuitale della giunzione 4 porte branched.

Le prestazioni ottenibili dal circuito sono visibili in Fig. 4.2.64. La perdita di inserzione riscontrata è di circa 5 dB costanti sulla maggior parte della banda, la quale si estende da 1 GHz a 20 GHz, gli adattamenti in ingresso e in uscita risultano maggiori di 10 dB, gli isolamenti sono tutti maggiori di 30 dB su tutta la banda, con esclusione di S_{31} che si degrada sempre più all'aumentare della frequenza. Il modulo di S_{31} arriva ad un minimo di 10 dB.

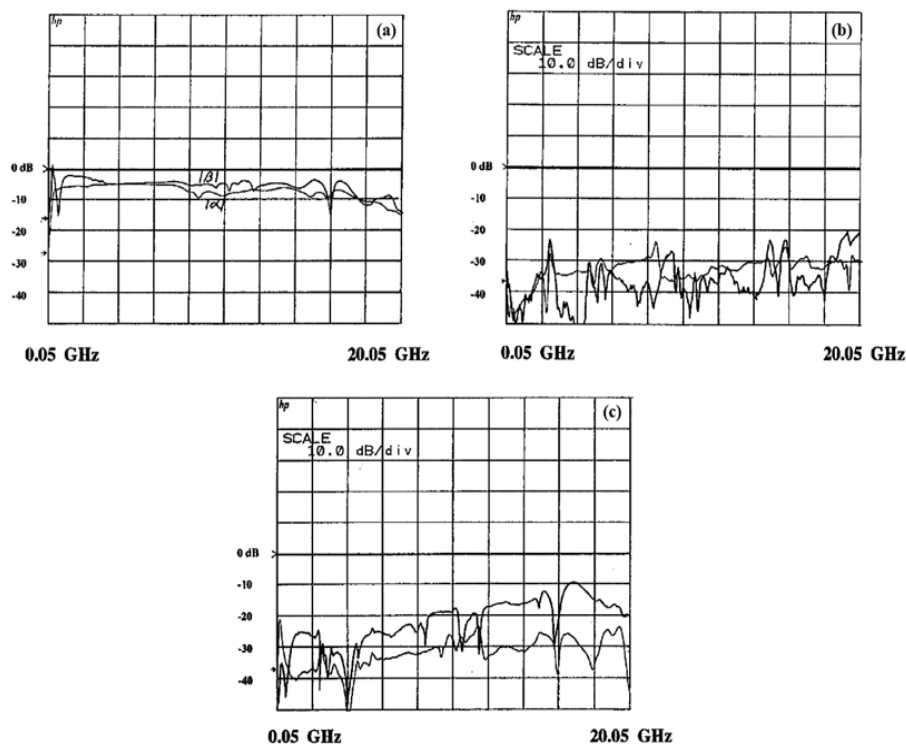


Fig. 4.2.64 – Prestazioni della giunzione 4 porte. (a) Perdite di inserzione. (b) Isolamento S_{13} e S_{14} . (c) Isolamento S_{31} e S_{43} .

4.2.10 Quasi-Circolatori a cancellazione di fase

In analogia a quanto visto per i circolatori attivi a cancellazione di fase, è possibile ottenere dei quasi-circolatori attivi a cancellazione di fase. Anche in questo caso infatti operando opportunamente sulle fasi dei segnali in gioco, tramite dispositivi attivi non reciproci ed opportune strutture di combinazione, è possibile procurare sulle porte volute una interferenza costruttiva o distruttiva a seconda se la porta in questione è accoppiata con quella che si sta eccitando oppure è da essa isolata.

4.2.10.1 Cancellazione di fase con amplificatori ad anello

E' possibile realizzare un quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori ad anello[1, 31] utilizzando lo schema di Fig. 4.2.65.

Questo tipo di quasi-circolatore nasce come topologia in grado di essere facilmente integrata con una antenna a patch come mostrato in Fig. 4.2.68.

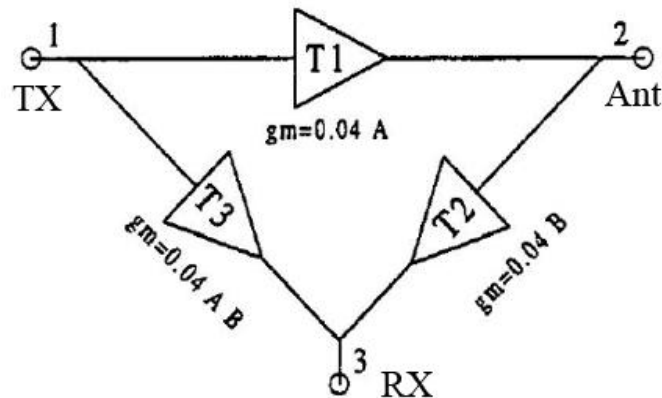


Fig. 4.2.65 – Quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori ad anello.

Osservando Fig. 4.2.65 si vede subito che l'amplificatore T1 amplifica direttamente il segnale proveniente dalla porta 1 (TX) e destinato alla antenna posta sulla porta 2 mentre invece l'amplificatore T2 ha il compito di amplificare il segnale proveniente dall'antenna posta sulla porta 2 e trasferirlo sulla porta 3 (RX). Se si immette un segnale sulla porta 1 questo però raggiungerà inevitabilmente la porta 3 per mezzo di T1 e T2 che si trovano in cascata. Proprio per tale motivo si inserisce un amplificatore T3 che crea un percorso diretto tra la porta 1 e la porta 3 in questo modo variando opportunamente il guadagno di T3 e la sua fase di inserzione è possibile creare un segnale in controfase rispetto a quello creatosi nel percorso interessato da T1 e T2. Così facendo sulla porta 3 avverrà una cancellazione dei due segnali e dunque la porta 3 sarà isolata rispetto alla porta 1. Si ottengono quasi-circolatori con adattamenti in trasmissione accettabili, mentre in ricezione si hanno valori meno buoni; si parla di circa 10 dB in trasmissione contro circa 5 dB in ricezione, come si può vedere in Fig. 4.2.66. I parametri di trasmissione vengono invece presentati in Fig. 4.2.67 da dove si vede che l'isolamento (fondamentale al funzionamento del quasi-circolatore) è a banda stretta, come ci si aspettava peraltro da una tecnica a cancellazione di fase. In particolare si ottiene un isolamento maggiore di 20 dB su 7 MHz di banda, con massimo di 26.9 dB a 3.745 GHz. Per quanto riguarda i guadagni si hanno 4 dB in ricezione e 10 dB in trasmissione.

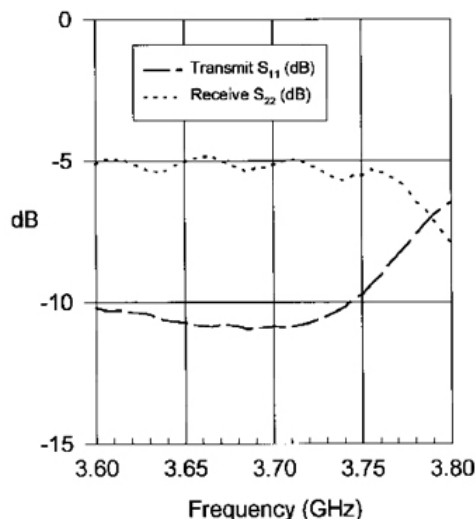


Fig. 4.2.66 – Adattamento del quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori ad anello negli stati di ricezione e trasmissione.

In Fig. 4.2.68, come già anticipato viene riportato il layout del quasi-circolatore. L'antenna adoperata utilizza dei pin di cortocircuito per permettere la miniaturizzazione dell'antenna stessa. I condensatori sulle linee di adduzione di trasmissione e ricezione sono di disaccoppiamento della DC necessaria alla polarizzazione di G_{TX} (T1) e G_{TXRX} (T3). Anche il condensatore tra G_{TX} e G_{RX} è di disaccoppiamento, ma questa volta per separare il livello in DC in uscita a G_{TX} rispetto a quello in ingresso a G_{RX} .

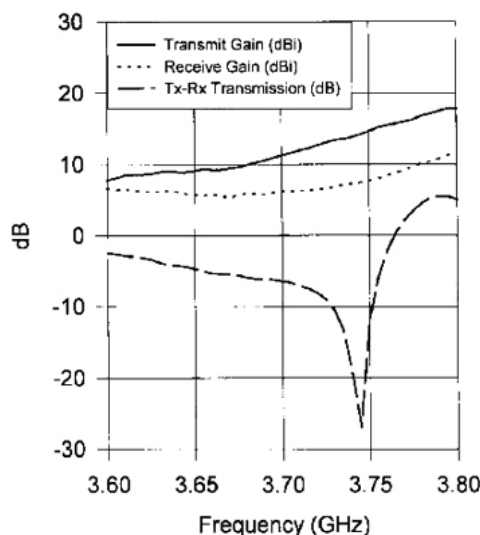


Fig. 4.2.67 – Parametri di trasmissione del quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori ad anello negli stati di ricezione e trasmissione.

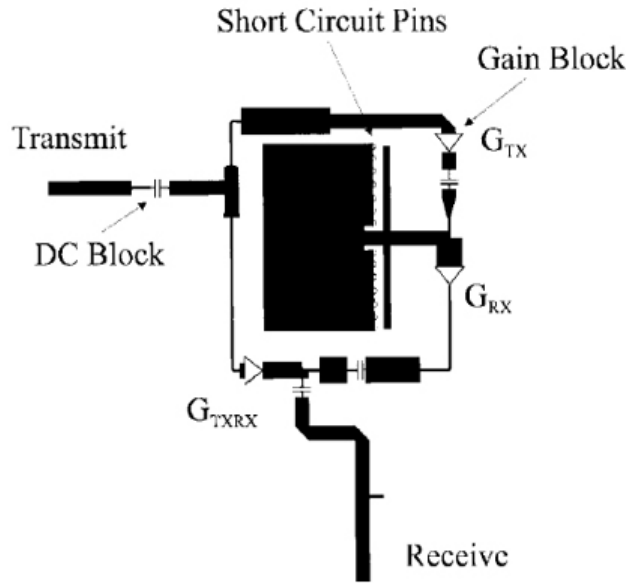


Fig. 4.2.68 – Layout del quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori ad anello.

4.2.10.2 Cancellazione di fase con amplificatori in antiparallelo

L'idea di questo tipo di quasi-circolatori attivi è da attribuire ad Y.Ayasli e Katzin i quali pubblicarono tre lavori [19], [32] e [33]. In tali articoli gli autori svilupparono la topologia di questo tipo di quasi-circolatore particolarizzandolo in due differenti versioni, una a banda stretta (versione concentrata) ed una a banda larga (versione distribuita). Si consideri lo schema Fig. 4.2.69. Tale circuito è costituito da due amplificatori in antiparallelo uno invertente (A) e l'altro non invertente (B) che realizzano insieme uno sfasatore non reciproco attivo. Le porte di tale sfasatore non reciproco sono a sinistra accessibili dalle porte 1 e 3 del quasi-circolatore mentre a destra vengono ambedue collegate alla porta 2 tramite altrettante linee in quarto d'onda che realizzano uno sfasamento di 90° a banda stretta.

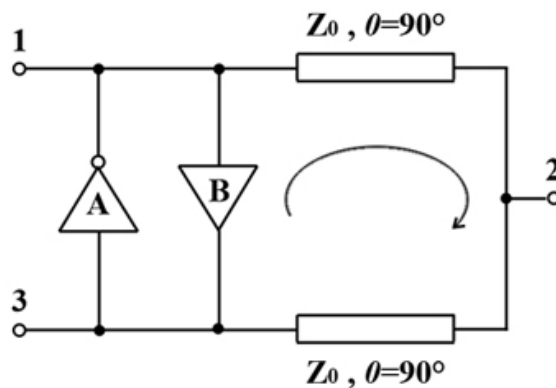


Fig. 4.2.69 – Schema del quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori in antiparallelo concentrato.

Un segnale entrante dalla porta 1 (TX) attraversa il componente B senza subire sfasamenti ma si ritrova in uscita a tale componente anche sfasato di 180° per via delle due linee di trasmissione che sfasano ciascuna di 90° . Dunque il segnale che entra dalla porta 1 si cancella sulla porta 3 (RX) rendendo questa isolata rispetto alla porta 1. Tuttavia il segnale entrante dalla porta 1 potrà raggiungere la porta 2 (Antenna). Un segnale che invece entra dalla porta 2 (Antenna) si divide in due parti le quali raggiungono la porta 3 (RX) senza cancellazione anzi sommandosi poiché i due percorsi sono in fase. Tali percorsi infatti sono quello che collega la porta 2 alla porta 3 tramite la sola linea di 90° mentre l'altro è quello che collega le medesime porte tramite l'amplificatore B non invertente in cascata alla seconda linea di 90° . Lo stesso segnale entrato nella porta 2 può seguire, dividendosi in due parti, altri due percorsi che lo portano alla porta 1 (TX) ma questa volta con una cancellazione poiché le due parti sono in controfase. Più precisamente questi due percorsi sono quello che collega la porta 2 alla porta 1 tramite la sola linea di 90° mentre l'altro è quello che collega le medesime porte tramite l'amplificatore A invertente in cascata alla seconda linea di 90° .

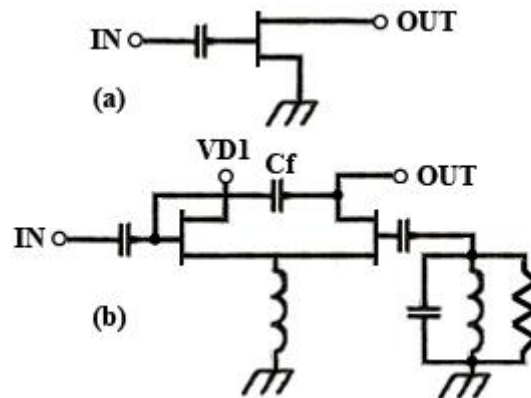


Fig. 4.2.70 – Schema degli amplificatori invertente (a) e non invertente (b) utilizzati per lo sfasatore non reciproco costituito da amplificatori in antiparallelo.

L' amplificatore di tipo A invertente può essere semplicemente sintetizzato tramite un amplificatore a source comune mentre per quanto riguarda l'amplificatore di tipo B non invertente, esso si può realizzare mediante una coppia di dispositivi in connessione differenziale in cui il segnale è appunto applicato all'ingresso non invertente come mostrato in Fig. 4.2.70. Inoltre l'induttore posto sui source in comune è scelto in modo tale da avere una grande reattanza alla frequenza più bassa della banda operativa in modo tale da comportarsi come generatore di corrente a RF. Il condensatore Cf introduce una reazione positiva per compensare le capacità parassite tra drain e gate dei FETs. Infine la rete RLC collegata al gate del FET di destra serve a rendere stabile l'amplificatore. A causa della presenza della linea in quarto d'onda è evidente che il

funzionamento dello schema appena visto risulta limitato in una banda stretta. Per estendere la banda di funzionamento è possibile ad esempio realizzare amplificatori e sfasatori a banda larga oppure realizzare una struttura distribuita come quella mostrata in Fig. 4.2.71. In tale figura si nota che la cella elementare costituita da i due amplificatori in antiparallelo (che formano uno sfasatore non reciproco attivo) vengono replicati in una struttura distribuita costituita da due linee artificiali: la prima è quella che dalla porta 1 va verso la porta 2 la seconda invece va da quest'ultima alla porta 3.

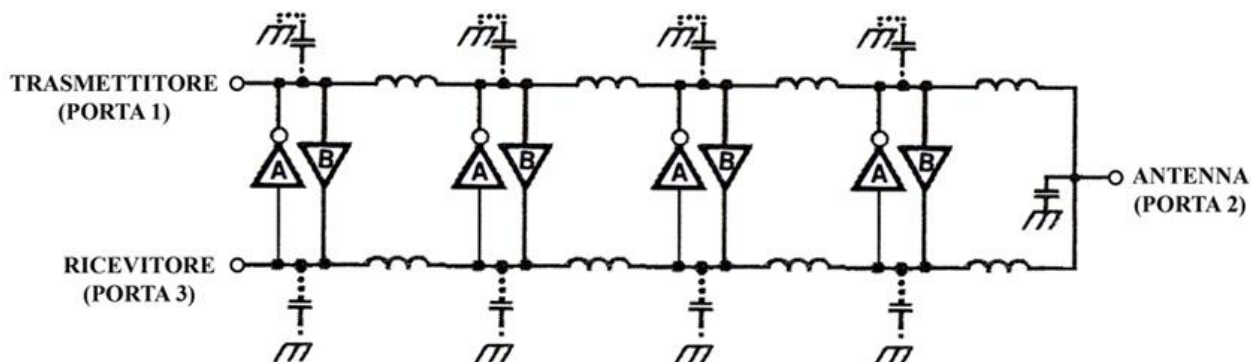


Fig. 4.2.71 – Schema del quasi-circolatore a cancellazione di fase con amplificatori in antiparallelo distribuito.

Le capacità mostrate in Fig. 4.2.71 sono capacità introdotte per correggere i valori ottenuti in fase di simulazione e comprendono le capacità intrinseche dei FET e quelle delle linee di trasmissione. La lunghezza delle linee di trasmissione va da un quarto ad un terzo di lunghezza d'onda, quest'ultimo caso serve a coprire la frequenza più bassa della banda operativa del circolatore.

Infine in Fig. 4.2.72 vengono mostrate le prestazioni del quasi-circolatore distribuito a cancellazione di fase. Si vede dalla Fig. 4.2.72(a) che si ha una perdita di inserzione circa nulla, in banda si hanno anche alcuni tratti con guadagno di inserzione nel percorso tra l'antenna e il ricevitore (S_{32}). In Fig. 4.2.72(c) si vede come il valore misurato di tale guadagno si attesti attorno ai 2 dB. Si nota inoltre la perdita di inserzione nel percorso tra il ricevitore e il trasmettitore (S_{31}) la quale non è ottima ma si deve considerare che i segnali che interessano questo percorso sono in genere dovuti al disadattamento del ricevitore e che dunque sono di bassa entità. La dissipazione totale di potenza in DC è di 1 W. L'isolamento minore in banda si attesta su circa 8 dB. L'adattamento minimo misurato sulle 3 porte raggiunge i 12 dB. La banda del sistema va da 5 a 15.5 GHz.

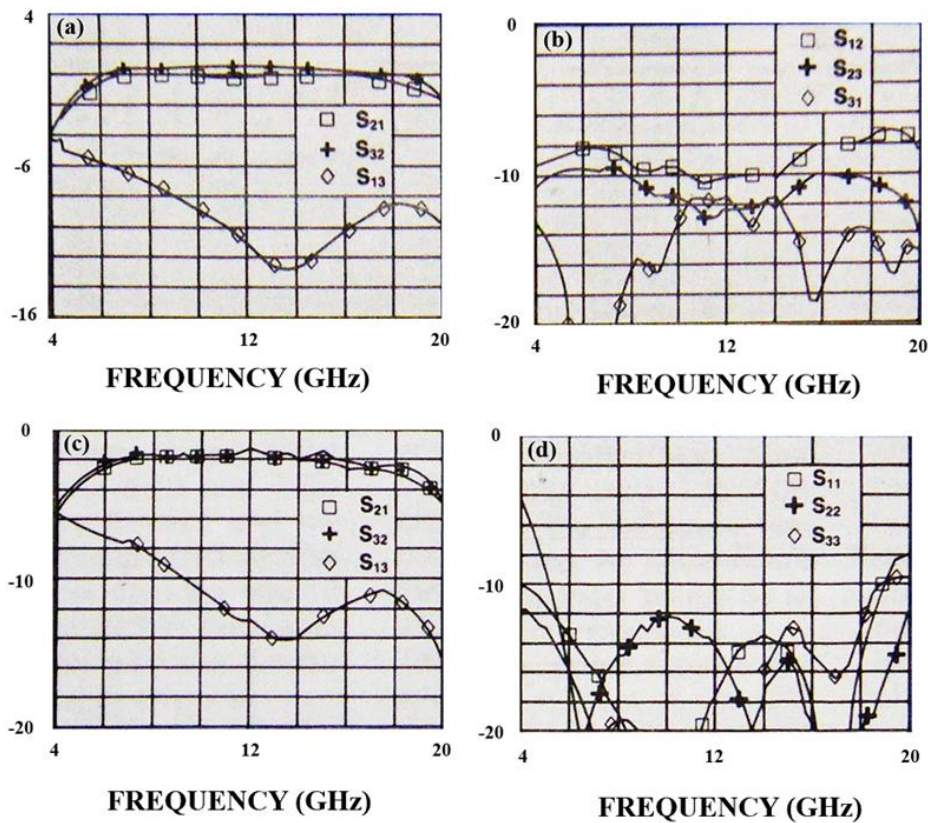


Fig. 4.2.72 – Prestazioni del quasi-circolatore di Katzin. (a) Parametri di trasmissione diretta simulati: S_{21} , S_{32} e S_{13} . (b) Parametri di trasmissione inversa: S_{12} , S_{23} e S_{31} . (c) Parametri di trasmissione diretta misurati S_{21} , S_{32} e S_{13} . (d) Adattamento: S_{11} , S_{22} e S_{33} .
Sulle ordinate tutti i valori sono in dB.

4.2.11 Quasi-Circolatori ad isolamento

Anche in questo caso, come è stato visto nel paragrafo 4.2.7 riguardo i circolatori ad isolamento, è possibile realizzare dei quasi-circolatori ad isolamento sostanzialmente utilizzando l'isolamento di divisori di tipo *Wilkinson* oppure di ibride.

4.2.11.1 Quasi-circolatori ad isolamento con divisori Wilkinson

Questo tipo di quasi-circolatori [28], il cui schema è mostrato in Fig. 4.2.73 sono ottenuti combinando due amplificatori, uno per il percorso TX→Antenna e l'altro per il percorso Antenna→RX tramite un *Wilkinson*. Questa tipologia di dispositivi mostra una elevata semplicità ed una elevata facilità di integrazione: si ottengono infatti grosso modo le stesse prestazioni dei quasi-circolatori branched ma utilizzando dimensioni pari alla metà di questi ultimi. Il funzionamento è molto semplice infatti un segnale proveniente dalla porta 1 grazie all'isolamento offerto dal divisore giungerà solo alla porta 2 e non alla 3. Viceversa un segnale proveniente dall'antenna potrà andare solo verso la porta 3 poiché

si è supposto l'amplificatore TX unidirezionale. Sono stati analizzati alcuni quasi-circolatori con Wilkinson, che utilizzano MESFET con lunghezze di gate di 0.15 μm . L'analisi è stata effettuata a 1.8 GHz e 80 GHz. Nel caso a 1.8 GHz sono stati utilizzati alcuni componenti concentrati mentre a 80 GHz si sono utilizzati tutti elementi distribuiti.

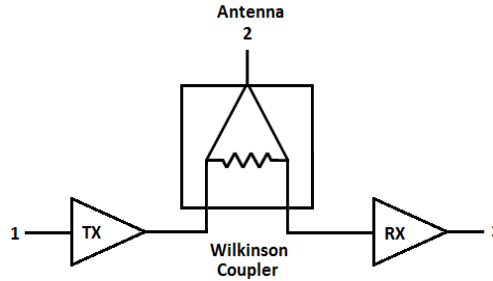


Fig. 4.2.73 – Schema del quasi-circolatore ad isolamento con divisori Wilkinson

Nel caso a 1.8 GHz si ha un adattamento migliore di 15 dB e perdite di inserzioni circa di 0 dB. L'isolamento tra la porta 2 e la 1 oppure tra la 3 e la 1 è di circa 15 dB con una banda di 400MHz. I parametri [S] sono rappresentati in Fig. 4.2.74.

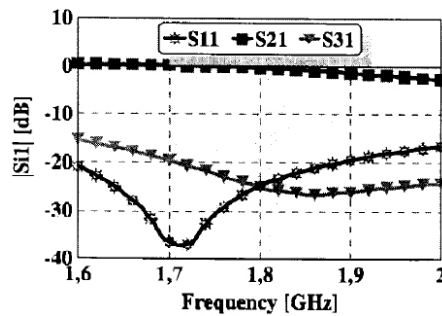


Fig. 4.2.74 – Prestazioni a 1.8 GHz del quasi-circolatore ad isolamento con divisori Wilkinson

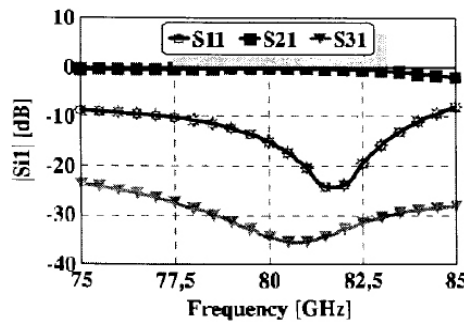


Fig. 4.2.75 – Prestazioni a 80GHz del quasi-circolatore ad isolamento con divisori Wilkinson.

Nel caso invece a 80GHz si hanno perdite di inserzione ancora prossime ai 0 dB, adattamenti di 15 dB, mentre l'isolamento tra la porta 3 e la 1 è di circa 35 dB.

I parametri [S] del caso a 80 GHz sono riportati in Fig. 4.2.75.

4.2.11.2 Quasi-circolatori ad isolamento con linee accoppiate

Questo quasi-circolatore, proposto da Saavedra [34], utilizza due amplificatori come nel caso precedente ma in luogo del Wilkinson vengono utilizzate due ibride costituite da due linee accoppiate ad onda lenta (che verranno analizzate più avanti). Lo schema del circuito in esame è mostrato in Fig. 4.2.76.

Considerato un segnale entrante dalla porta 1, parte della potenza incidente si accoppia con la struttura e passa nella seconda linea di trasmissione per poi arrivare al primo amplificatore, mentre l'altra parte si perde sulla terminazione a 50 ohm.

La parte che raggiunge il primo amplificatore, viene da esso amplificata e può essere prelevata in parte dalla porta 2 ed in parte si perderà di nuovo sulla terminazione a 50 ohm della seconda ibrida. In ogni caso nessun segnale raggiungerà l'amplificatore 2 poiché esso si trova in uscita alla porta isolata della seconda ibrida (considerando il segnale uscente dal primo amplificatore).

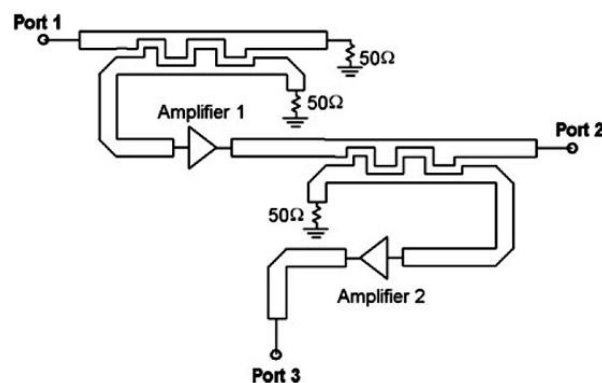


Fig. 4.2.76 – Schema del quasi-circolatore ad isolamento con linee accoppiate.

Per avere una perdita di inserzione nulla, l'amplificatore deve fornire un'amplificazione dalla porta 1 alla porta 2 pari al fattore di accoppiamento delle prime due linee accoppiate (a meno le perdite introdotte dalla struttura). Considerato invece un segnale entrante dalla porta 2, il segnale si accoppia sulla seconda ibrida, passa per il secondo amplificatore ed è prelevabile sulla porta 3, mentre sulla porta 1 non si ha segnale grazie all'unidirezionalità del primo amplificatore. La prima ibrida è utilizzata per migliorare l'isolamento dalla porta 2 alla porta 1, infatti oltre all'isolamento introdotto dall'amplificatore 1 si dovrà sommare il fattore di accoppiamento della prima ibrida. Lo

stesso dicasi per l'isolamento dalla porta 3 alla porta 2 a cui si deve sommare il fattore di accoppiamento della seconda ibrida.

Per quanto riguarda l'isolamento dalla porta 1 alla porta 3 il discorso è differente. Si è visto che il segnale entrante dalla porta 1 si ritrova sul secondo accoppiatore direzionale con una perdita di 0 dB (grazie al primo amplificatore che recupera il fattore di accoppiamento della prima ibrida). Tale segnale in gran parte viene a dissiparsi sulla terminazione adattata a 50 ohm ma una componente di *leakage* si presenta sulla porta isolata del secondo accoppiatore per poi essere amplificata dal secondo amplificatore. In particolare rivestono fondamentale importanza in questo schema i livelli di isolamento delle linee accoppiate. Per migliorare tale isolamento si utilizzano accoppiatori ad onda lenta (proposte in [35]) come quelle mostrate in Fig. 4.2.77.

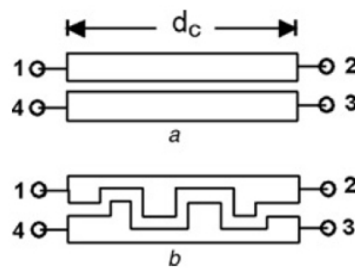


Fig. 4.2.77 – Linee accoppiate in microstriscia: (a) struttura classica. (b) struttura ad onda lenta.

In una coppia di linee accoppiate comuni su microstriscia, come quelle i modi pari e dispari vedono una costante dielettrica effettiva differente e dunque viaggiano con velocità di fase diverse. Questo motivo porta ad un annullamento non totale del segnale sulla porta 3 isolata. Dunque parte della potenza incidente sulla porta 1 arriva sulla porta 3. Si può apprezzare la differenza di prestazioni tra un accoppiatore comune ed uno a onda lenta osservando Fig. 4.2.78.

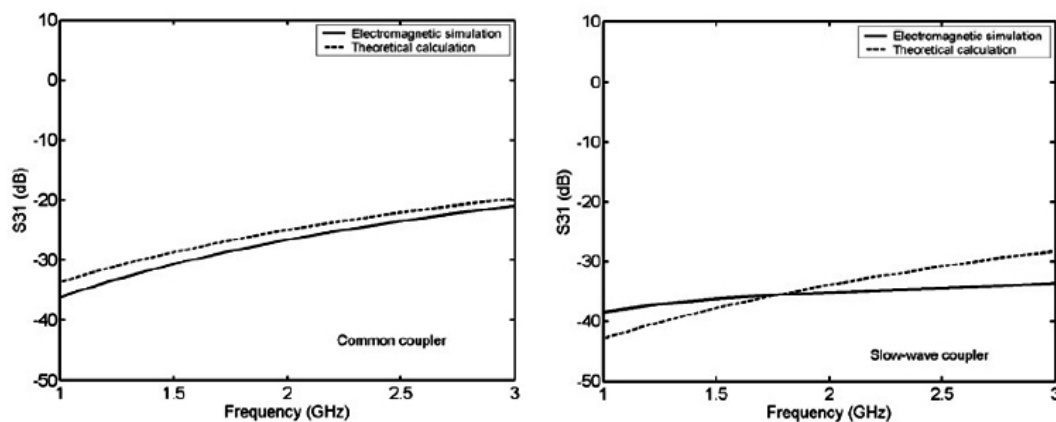


Fig. 4.2.78 – Confronto tra linee accoppiate classiche (a sinistra) e con linee accoppiate ad onda lenta (a destra).

Utilizzando amplificatori con guadagno di 12 dB e isolamento inverso di 20 dB tra 1 GHz e 3 GHz, si ottengono le prestazioni di Fig. 4.2.79. I parametri S_{21} e S_{32} variano da 1 dB a -2 dB nel range che va da 1 a 3 GHz mentre l'adattamento è migliore di 11 dB su tutte le porte. Gli isolamenti S_{12} e S_{23} si attestano al di sotto dei 30 dB. L' S_{31} , invece, si mantiene al di sotto dei 20 dB sull'intera banda. L'isolamento inverso S_{13} è eccellente, attestandosi attorno ai 60 dB, grazie al fatto che si attraversano inversamente i due amplificatori e i due accoppiatori.

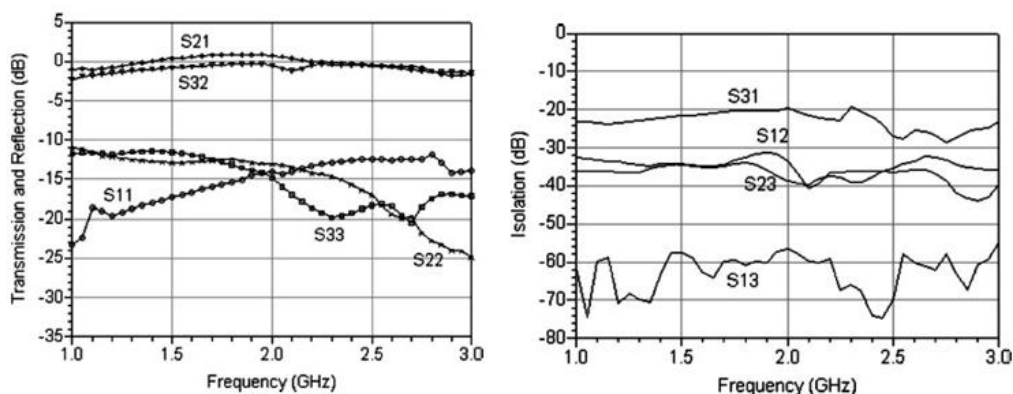


Fig. 4.2.79 – Prestazioni del quasi-circolatore ad isolamento con linee accoppiate.

4.3 Considerazioni finali sullo studio condotto

Nei sottoparagrafi precedenti sono state illustrate le varie tipologie di isolatori, circolatori e quasi-circolatori attivi fornendone una dettagliata analisi. In questo paragrafo si vogliono indagare le prestazioni ottenibili da tutti questi circuiti studiati fornendo una serie di tabelle comparative. In particolare le prestazioni degli isolatori attivi sono state riportate in Tab. 4.3.1, le prestazioni dei circolatori attivi sono state riportate in Tab. 4.3.2 mentre le prestazioni riguardanti i quasi-circolatori attivi vengono riportate in Tab. 4.3.3. Tutte le tabelle sono costituite da 5 colonne: nella prima vengono elencate le denominazioni delle varie tipologie di dispositivo, nella seconda l'isolamento che presenta il dispositivo, nella terza la perdita di inserzione (*Insertion Loss*), nella quarta l'adattamento (*Return Loss*), nella quinta la banda percentuale di funzionamento, nella sesta la frequenza centrale di lavoro ed infine nella settima colonna la banda assoluta di funzionamento.

Tipo di isolatore attivo	I [dB]	IL [dB]	RL [dB]	B [%]	f ₀ [GHz]	B [GHz]
Dispositivi unilaterizzati (<i>Naito</i>) [7]	40	-4	14	100	0.75	0.5 ÷ 1
Dispositivi in cascata (<i>Tokumitsu</i>) [8]	25	4	13	-	6	0 ÷ 12
Dispositivi in parallelo (<i>Ali e Podell</i>) [9]	18	1.2	15	200	4	2 ÷ 6
Dispositivi in parallelo (<i>Haigh</i>) [10]	30	≈ 0	≈ 10	150	1.75	1 ÷ 2.5
Dispositivi in parallelo (<i>Jongsoo</i>) [12]	30	3	13	29	5.5	4.8 ÷ 6.2
Retroazionati (<i>Pyndiah</i>) [13]	30	7	15	2900	7.75	0.5 ÷ 15

Tab. 4.3.1 – Tabella riassuntiva delle prestazioni degli isolatori attivi analizzati.

Tipo di circolatore attivo	I [dB]	IL [dB]	RL [dB]	B [%]	f ₀ [GHz]	B [GHz]
Dispositivi ad anello semplici (<i>Tanaka</i>) [14]	40	-	-	-	15KHz	0 ÷ 30KHz
Dispositivi ad anello retroazionati (<i>Dougherty</i>) [15]	15	3	10	400	3	1 ÷ 5
Dispositivi ad anello retroazionati (<i>Polacek</i>) [16]	15	8	10	900	5.5	1 ÷ 10
Dispositivi ad anello retroazionati (<i>Smith</i>) [17]	24	6	15	950	1.15	0.2 ÷ 2.1
Cancellazione di fase 6 porte (<i>Bahl</i>) [18]	17	0.3	12	50	5	4 ÷ 6
Cancellazione di fase a delta (<i>Ayasli</i>) [19] [20]	15	1	20	17	9.1	8.4 ÷ 9.8
Isolamento (<i>Naito</i>) [7]	15	0.7	1.5:1	12%	0.785	0.74 ÷ 0.8 3

Tab. 4.3.2 – Tabella riassuntiva delle prestazioni dei circolatori attivi analizzati.

Tipo di quasi-circolatore attivo	I [dB]	IL [dB]	RL [dB]	B [%]	f ₀ [GHz]	B [GHz]
Branched con 1 dispositivo (<i>Moussa</i>)[25].	13	3.2	20	3	2.46	2.42÷2.49
Branched con 2 dispositivi (<i>Gasmi</i>)[26]	22	-4	12	22	4.1	3.69÷4.51
Branched con 3 dispositivi (<i>Hara</i>) [27]	13	-5	-	500	8.75	2.5 ÷ 15
Branched con 4 dispositivi (1) (<i>Kother</i>)[28]	25	2	10	16	40	37÷43
Branched con 4 dispositivi (2) (<i>Kother</i>)[28]	20	2	20	16	80	74 ÷ 86
Branched con amplificatori distribuiti(<i>Bahr</i>) [24]	-	-10	10	-	15	0 ÷ 30
Giunzione 4 porte branched (<i>Robertson</i>) [30]	30	5	10	1900	10.5	1 ÷ 20
Cancellazione di fase con amp. ad anello(<i>Cryan</i>) [1, 31]	20	-4	5	1.5	3.745	3.73÷3.75
Cancellazione di fase con amp. in antiparallelo(<i>Katzin</i>) [33]	8	0	12	210	10.25	5 ÷15.5
Isolamento con Wilkinson (1) (<i>Kother</i>) [28]	15	0	15	56	1.8	1.40÷2.2
Isolamento con Wilkinson (2) (<i>Kother</i>) [28]	35	0	15	56	80	62.4÷97.6
Isolamento con linee accoppiate (<i>Saavedra</i>) [34]	30	1	10	200	2	1÷3

Tab. 4.3.3 – Tabella riassuntiva delle prestazioni dei quasi-circolatori attivi analizzati.

4.4 Nuove topologie proposte

Nel corso di questo paragrafo saranno presentate delle topologie di circuito del tutto innovative. Le idee che stanno alla base di questi nuovi circuiti sono nate grazie anche al dettagliato studio condotto nei capitoli precedenti. In particolare saranno presentati un isolatore ed un circolatore attivo a resistenza negativa, un isolatore ed un quasi-circolatore attivo con sfasatori non reciproci, ed infine un modulatore diretto bifase con giunzione 4 porte branched.

4.4.1 Elementi attivi non reciproci a resistenza negativa

Di seguito verranno illustrate due topologie di circuiti non reciproci: un isolatore attivo ed un circolatore attivo.

4.4.1.1 Isolatore attivo a resistenza negativa

Si consideri un isolatore ideale il cui simbolo è mostrato in Fig. 4.4.1.

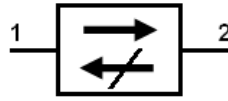


Fig. 4.4.1 – Simbolo circuitale dell'isolatore.

Come noto la matrice di scattering $[S]$ con riferimento al simbolo circuitale prima mostrato è la seguente:

$$[S]_{IDEAL} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.4.1)$$

Da questa si ricava la matrice ammettenza $[Y]$ riportata in (4.4.2). Tale matrice può essere arbitrariamente scomposta come la somma di due matrici (si veda il terzo membro della equazione):

$$[Y]_{IDEAL} = \begin{pmatrix} Y_0 & 0 \\ -2Y_0 & Y_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -2Y_0 & 2Y_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_0 & 0 \\ 0 & -Y_0 \end{pmatrix} \quad (4.4.2)$$

Dove $Y_0=1/50$ Ohm. Operando tale scomposizione, nel terzo membro della equazione si possono facilmente individuare rispettivamente la matrice $[Y]$ semplificata di un FET montato a drain comune e la matrice $[Y]$ di una rete 2 porte costituita da due ammettenze parallelo: una a parte reale positiva ed una a parte reale negativa. Le due reti in questione sono le prime due da sinistra riportate in Fig. 4.4.2.

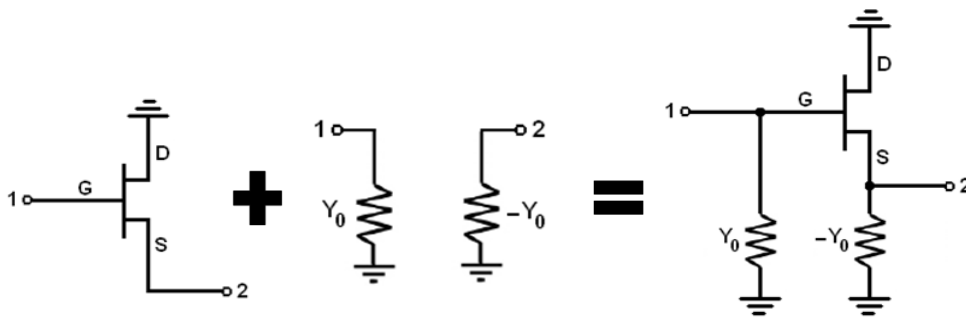


Fig. 4.4.2 – Schema circuitale dell'isolatore attivo a resistenza negativa e le due reti che lo compongono.

In particolare il FET dovrà essere polarizzato in maniera tale da avere una transconduttanza pari al doppio di quella di riferimento:

$$[Y]_{FETcd} = \left(\begin{array}{cc} 0 & 0 \\ -g_m & g_m \end{array} \right) \Big|_{g_m=2Y_0} = \left(\begin{array}{cc} 0 & 0 \\ -2Y_0 & 2Y_0 \end{array} \right) \quad (4.4.3)$$

Dal punto di vista circuitale la somma tra le due matrici [Y] riportata nella (4.4.2) equivale a mettere in parallelo le due reti mostrate nella Fig. 4.4.2 ottenendo il circuito mostrato nella stessa figura. A questo punto la difficoltà progettuale nel realizzare l'intero isolatore si concentra essenzialmente sul progettare una rete attiva in grado di sintetizzare una ammettenza con parte reale negativa pari a $-Y_0$.

4.4.1.2 Circolatore attivo ad anello a resistenza negativa

Nel paragrafo 4.2.5 è stato presentato un metodo di analisi circuitale per studiare i circolatori con dispositivi ad anello di tipo retroazionato. In Fig. 4.4.3 viene mostrato lo schema del circolatore ad anello retroazionato utilizzato per la analisi matematica mentre in Fig. 4.4.4 viene esplicitata la funzione circolatoria che tale circuito realizza.

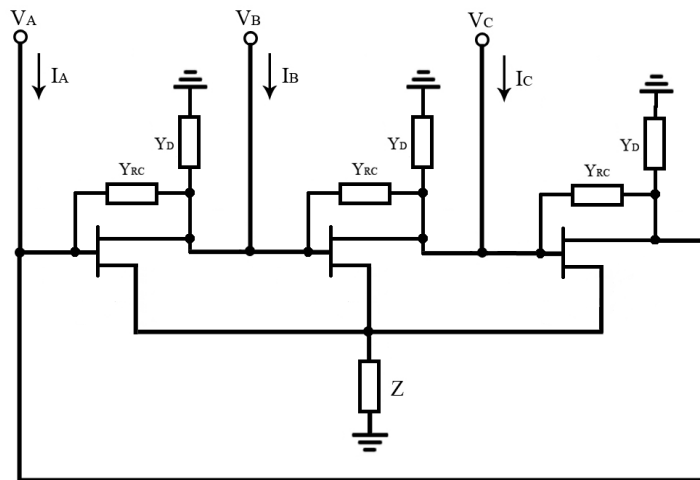


Fig. 4.4.3 – Schema circuitale del circolatore ad anello retroazionato.

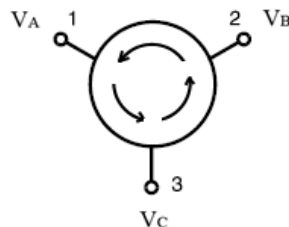


Fig. 4.4.4 – Simbolo e verso di circolazione del circolatore ad anello.

Da questa analisi è stato possibile comprendere meglio il funzionamento del circuito originale ed è stato inoltre possibile trovare alcune condizioni, mostrate di seguito, sotto le quali tale circolatore può in linea teorica comportarsi da circolatore ideale.

$$\begin{cases} Y_{RC} = 0 \\ g_m = 2Y_0 \\ Z = -\frac{1}{2Y_0} \\ Y_D = Y_0 \end{cases} \quad (4.4.4)$$

Anche in questo caso la difficoltà progettuale risiede nella difficoltà di realizzare una rete attiva in grado di sintetizzare una ammettenza con parte reale negativa pari a $-2Y_0$.

4.4.2 Elementi attivi non reciproci con sfasatori non reciproci

I circuiti non reciproci che verranno presentati di seguito nei prossimi sottoparagrafi (un isolatore attivo ed un quasi-circolatore attivo) si basano su un particolare elemento: uno sfasatore non reciproco. Per tale motivo verranno dapprima indagate le varie soluzioni presenti in letteratura utilizzate per il progetto di tale componente per poi selezionare la topologia che più si presta all'obiettivo prefissato mostrandone eventualmente i margini di miglioramento.

4.4.2.1 Sfasatori non reciproci

Uno sfasatore non reciproco (si veda Fig. 4.4.5) è un circuito in grado di presentare uno sfasamento differenziale tra la fase di inserzione (ϕ_{DIR}) da esso offerta se attraversato in un dato verso e la fase di inserzione da esso offerta se attraversato nel verso opposto (ϕ_{INV}) mostrando in entrambi i versi una perdita di inserzione nulla.

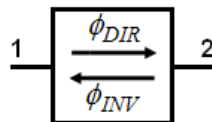


Fig. 4.4.5 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con sfasatori non reciproci differenti

La matrice di scattering di uno sfasatore non reciproco ideale è la seguente:

$$[S]_{SFAS_NR_IDEALE} = \begin{pmatrix} 0 & e^{j\phi_{INV}} \\ e^{j\phi_{DIR}} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.4.5)$$

Come è stato già detto nel sottoparagrafo 4.2.6.2 uno dei primi sfasatori presentati in letteratura è quello presentato da *Ayasli* [19] [20]. Tale sfasatore non reciproco è costituito da un dispositivo attivo in configurazione a *source* comune retroazionato da una

linea di lunghezza elettrica 90° come mostrato in Fig. 4.4.15 e produce uno sfasamento diretto $\phi_{DIR} = -60^\circ$ ed uno inverso $\phi_{INV} = -120^\circ$.

Tale schema presenta delle criticità dal punto di vista progettuale inquanto la stessa linea di trasmissione opera contemporaneamente come sfasatore e come *feed-back*.

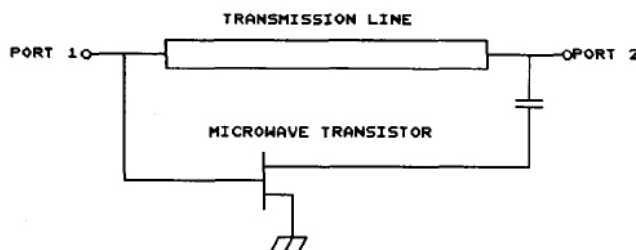


Fig. 4.4.6 – Sfasatore non reciproco di Ayasli

Questa criticità è stata in parte risolta da Ohlsson [36] il quale ha migliorato la precedente topologia introducendo reti di adattamento tra elemento attivo e reti passive nonché di disaccoppiamento(attenuatori).

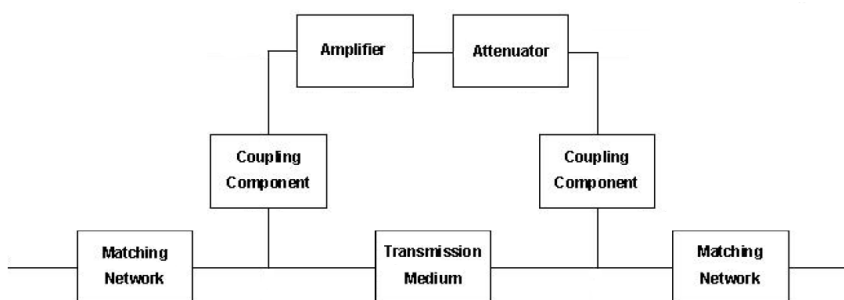


Fig. 4.4.7 – Sfasatore non reciproco di Ohlsson

Lo schema di principio di questo sfasatore non reciproco viene riportato in Fig. 4.4.16 mentre in Fig. 4.4.8 è riportata l'implementazione circuitale dove è possibile riconoscere il blocco amplificatore (da 17.5 dB), l'attenuatore a pi-greco (da 14.5 dB) e le linee di trasmissione con una ben determinata lunghezza elettrica ed impedenza caratteristica direttamente ottenute mediante ottimizzazione circuitale. Lo sfasatore non reciproco proposto è stato progettato su PCB con substrato ARLON 1000 ad una frequenza di 1.8 GHz.

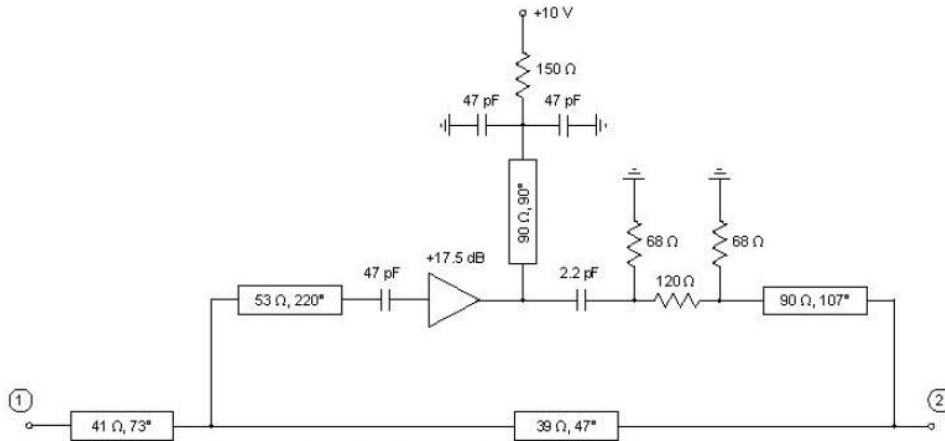


Fig. 4.4.8 – Sfasatore non reciproco di Ayasli

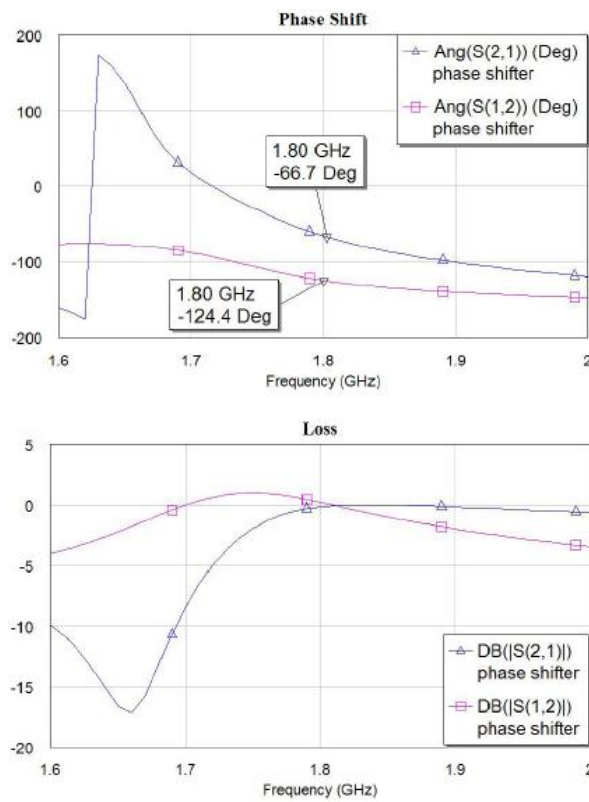


Fig. 4.4.9 – Sfasatore non reciproco di Ayasli

In Fig. 4.4.9 è possibile vedere le prestazioni dello sfasatore in termini di sfasamento non reciproco e di perdita di inserzione nei due percorsi. Si nota che effettivamente lo sfasatore non reciproco ha delle buone prestazioni seppur a banda stretta (intorno ad una frequenza di 1.8 GHz). Una alternativa proposta in questo lavoro di tesi è quella mostrata Fig. 4.4.10.

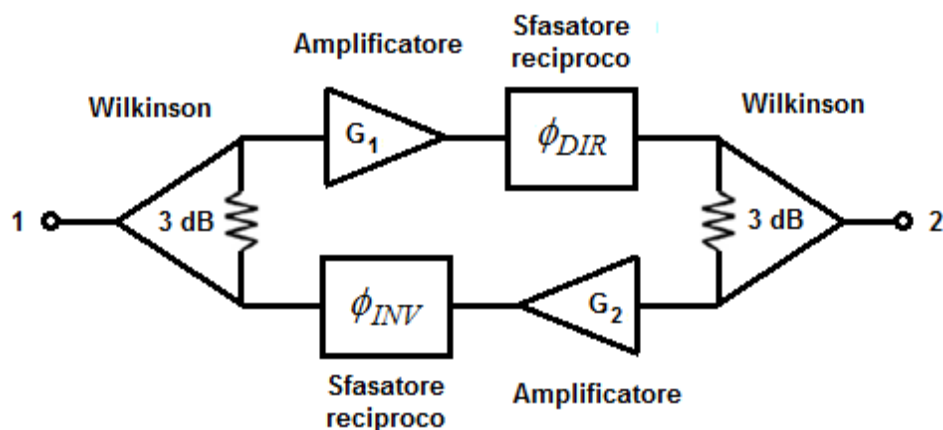


Fig. 4.4.10 – Sfasatore non reciproco innovativo

Dallo schema si nota la presenza di due *Wilkinson* i quali provvedono a suddividere e poi a ricombinare il segnale incidente a qualsiasi delle due porte. In particolare un segnale incidente sulla porta 1 si divide in due parti uguali ma solo il ramo superiore è in grado di far transitare il segnale il quale raggiungerà la porta 2 sfasato della quantità ϕ_{DIR} ed amplificato di una quantità G_1 . Il segnale presente sul ramo inferiore non potrà transitare verso la porta 2 poiché l'altro amplificatore ne impedirà l'amplificazione. Analogamente un segnale incidente sulla porta 2 si divide in due parti ma questa volta è solo il ramo inferiore che farà transitare il segnale facendogli raggiungere la porta 1 sfasato di una quantità ϕ_{INV} ed amplificato del valore G_2 . Gli amplificatori provvedono a recuperare i 6 dB introdotti dalle strutture combinatorie ed assicurano inoltre un certo grado di isolamento per la componente del segnale che non si vuol far propagare. Inoltre a seconda della applicazione possono essere progettati a basso rumore oppure ad elevata linearità nel caso di applicazioni di potenza. Osservando la topologia inoltre si capisce, data l'orientazione degli amplificatori, che va prestata una certa attenzione alla questione della stabilità. Infatti oltre ad assicurare la stabilità incondizionata dei due amplificatori si deve assicurare che l'anello interno abbia un guadagno inferiore all'unità per qualsiasi frequenza in banda o fuori banda. Per fare ciò occorre che gli amplificatori abbiano una sagomatura dell'andamento del guadagno in funzione della frequenza tale da avere il guadagno necessario in banda ed un guadagno quanto più basso possibile fuori banda. Inoltre occorre che l'isolamento dei combinatori di potenza non decada bruscamente a zero fuori banda ma che si abbia un isolamento residuo fuori banda comunque superiore al guadagno residuo dell'amplificatore anch'esso fuori banda.

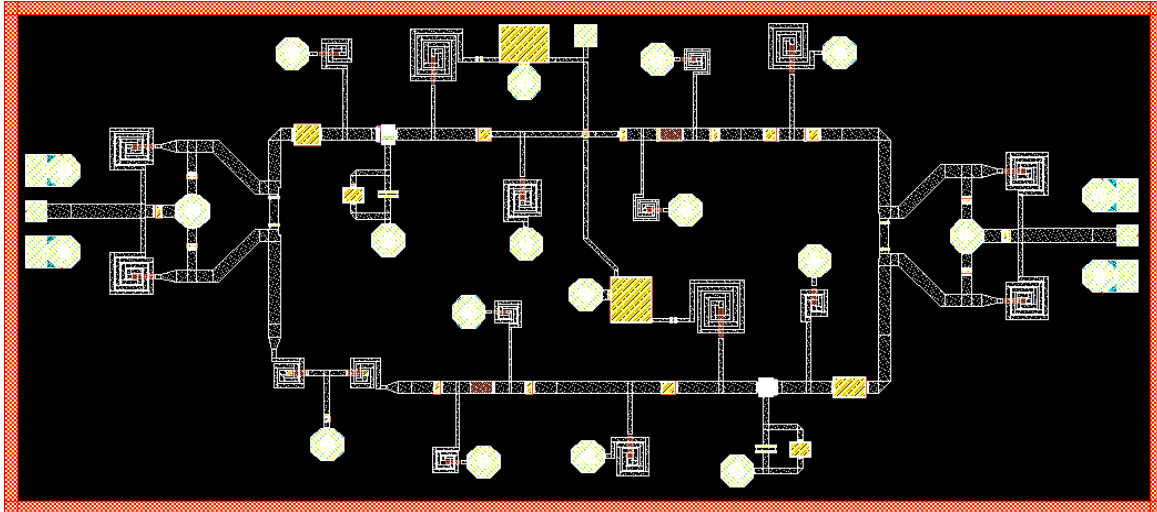


Fig. 4.4.11 – Layout dello sfasatore non reciproco innovativo

Per validare la topologia di sfasatore non reciproco proposta, è stato fatto un progetto dimostrativo mediante tecnologia pHEMT su substrato semiconduttore di GaAs e con FET aventi una larghezza di gate pari a $0.18 \mu\text{m}$. La fonderia che è stata scelta per la realizzazione del circuito è stata quella della OMMIC. Il die risultante ha le dimensioni di $4 \times 1.7 \text{ mm}^2$ ed è stato progettato per operare nella banda X e più precisamente nella banda che va da 8.35 a 10.85 GHz intorno alla frequenza centrale di 9.6 GHz. In Fig. 4.4.11 è mostrato il layout dello sfasatore non reciproco. In Fig. 4.4.12 vengono rispettivamente riportati gli andamenti in frequenza delle ampiezze dei moduli dei parametri di scattering dei percorsi diretti e inversi e l'andamento della ampiezza differenziale ovvero la differenza di ampiezza tra percorso diretto e inverso. In quest'ultimo caso si può notare come il delta di ampiezza sia contenuto entro i $\pm 0.5 \text{ dB}$. In Fig. 4.4.13 vengono rispettivamente riportati gli andamenti in frequenza delle fasi dei dei parametri di scattering diretti e inversi e l'andamento della fase differenziale. Da entrambe le figure si evince l'estrema piatezza in banda della risposta dello sfasatore non reciproco per quanto attiene le prestazioni di fase.

Infine in Fig. 4.4.14 vengono riportati gli andamenti in frequenza degli adattamenti alle porte P1 e P2 dello sfasatore non reciproco che si attestano intorno a -15 dB come valore peggiore.

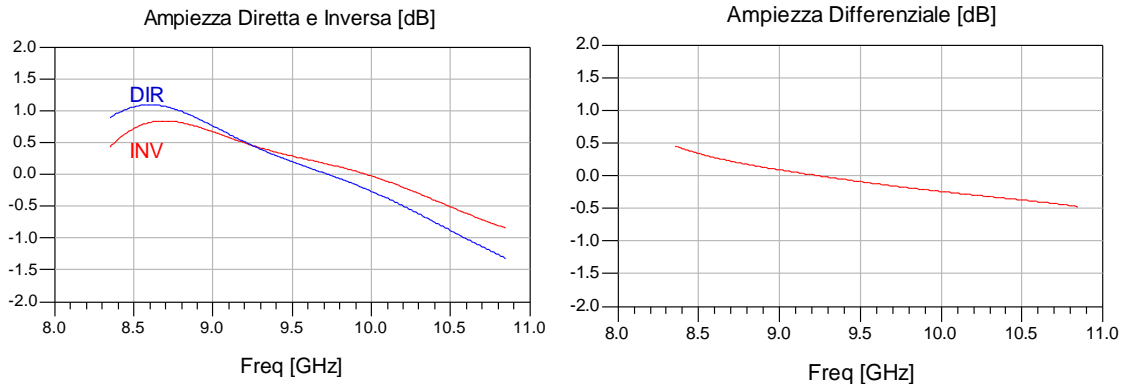


Fig. 4.4.12 – Ampiezza diretta e inversa (sinistra) e ampiezza differenziale (destra)

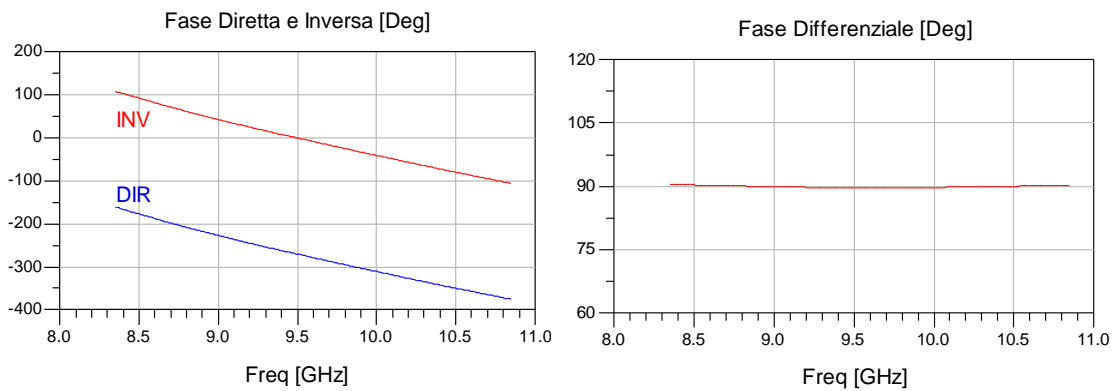


Fig. 4.4.13 – Fase diretta e inversa (sinistra) e Fase differenziale (destra)

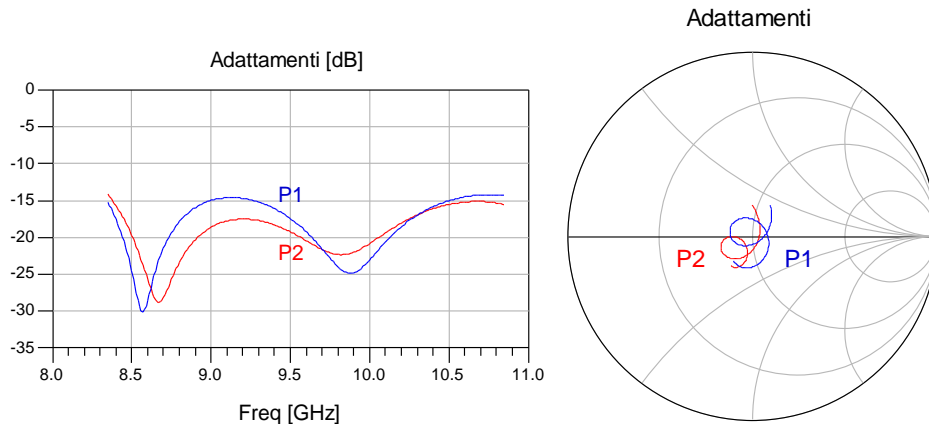


Fig. 4.4.14 – Adattamenti alle 2 porte su grafico rettangolare (sinistra) e su carta di Smith (destra)

4.4.2.2 Isolatore attivo con sfasatori non reciproci

L'idea di questo tipo di isolatori (e come si vedrà più avanti nel sottoparagrafo 4.4.3 anche dei quasi-circolatori con sfasatori non reciproci) nasce osservando gli isolatori di tipo passivo proposti in [37] e già presentati nel paragrafo 3.2.5. Tali isolatori oltre ad essere composti da elementi in guida d'onda, compresi gli sfasatori non reciproci (realizzati mediante elementi in ferrite), presentano il problema della dissipazione di metà della potenza in ingresso su di una terminazione adattata. Tale problema è stato risolto con la nuova topologia che verrà ora presentata. In particolare è possibile, tramite una coppia di divisori di potenza realizzare due percorsi e su uno di questi porre uno sfasatore di tipo non reciproco il quale offra uno sfasamento differenziale di 180° .

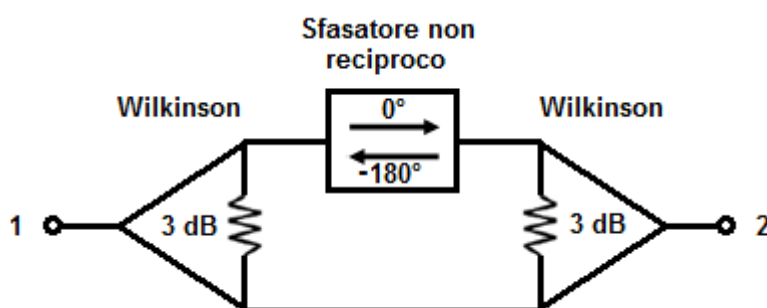


Fig. 4.4.15 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con sfasatori non reciproci differenti

Si consideri Fig. 4.4.15. Se un segnale viene immesso nella porta 1 si divide in due parti uguali tramite il primo Wilkinson. Queste due parti raggiungeranno il secondo Wilkinson in fase tra di loro (poichè lo sfasatore non reciproco introduce uno sfasamento pari a 0° se percorso nel verso da 1 a 2) combinandosi con una perdita di inserzione tra porta 1 e porta 2 teoricamente nulla. Viceversa se un segnale viene immesso nella porta 2 si avrà di nuovo una divisione del segnale in due parti ma questa volta i due segnali subiranno uno sfasamento di 180° (percorso di sopra) e 0° (percorso di sotto) e quindi si presenteranno sul primo Wilkinson sfasati di 180° interferendo tra loro distruttivamente. In questo schema si utilizza un solo sfasatore non reciproco $0^\circ/180^\circ$. In generale risulta più semplice progettare sfasatori con uno sfasamento differenziale minore tra una direzione di propagazione e quella inversa inoltre è auspicabile cercare di rendere i due percorsi più simmetrici possibile. Due possibili alternative che contemporaneamente permettono di ottenere percorsi simmetrici e più bassi valori di sfasamento sono mostrate in Fig. 4.4.16 ed in Fig. 4.4.17.

In Fig. 4.4.16 si utilizzano 2 sfasatori non reciproci differenti. In Fig. 4.4.17 invece si utilizzano due sfasatori non reciproci uguali ma montati al contrario in aggiunta ai quali

sono stati posti in cascata degli sfasatori reciproci. In questa ultima soluzione oltre ad essere garantita la simmetria viene anche garantito l'utilizzo di celle che utilizzano elementi sfasatori con il minimo sfasamento possibile (45°).

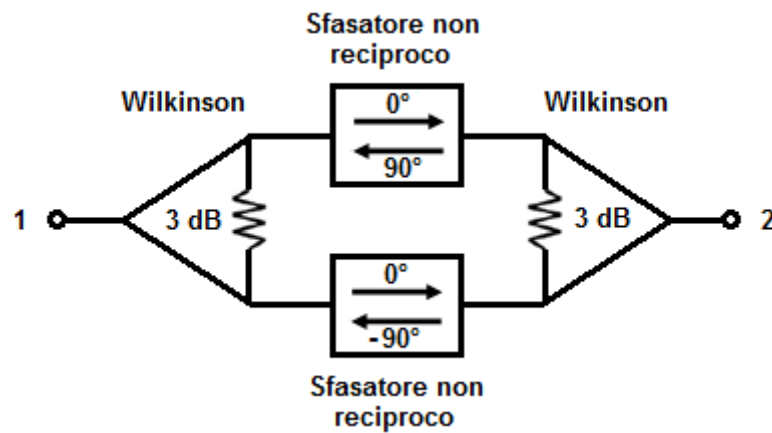


Fig. 4.4.16 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con sfasatori non reciproci differenti

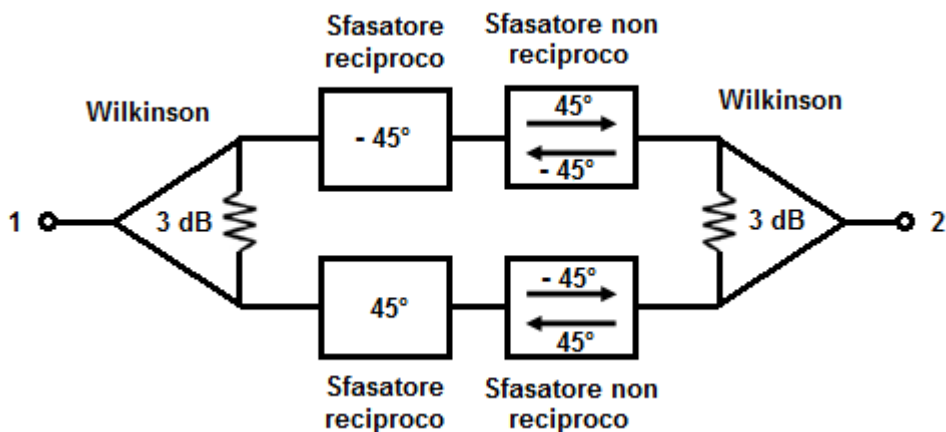


Fig. 4.4.17 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con sfasatori non reciproci uguali

4.4.3 Quasi-Circolatore attivo con sfasatori non reciproci

Il quasi circolatore innovativo che verrà presentato in questo paragrafo, il cui schema è mostrato in Fig. 4.4.18 si basa anche questa volta sullo sfasatore non reciproco di cui si è parlato prima. Il principio di funzionamento è abbastanza semplice. Un segnale che incide sulla porta 1 non può raggiungere la porta 3 a causa dell'isolamento dell'ibrida mentre viene diviso dall'ibrida stessa in due componenti in quadratura che vengono poste in ingresso agli sfasatori non reciproci. I due elementi non reciproci permettono di riportare le componenti in fase tra di loro, in questo modo tali componenti potranno ricombinarsi nel Wilkinson e raggiungere la porta 2.

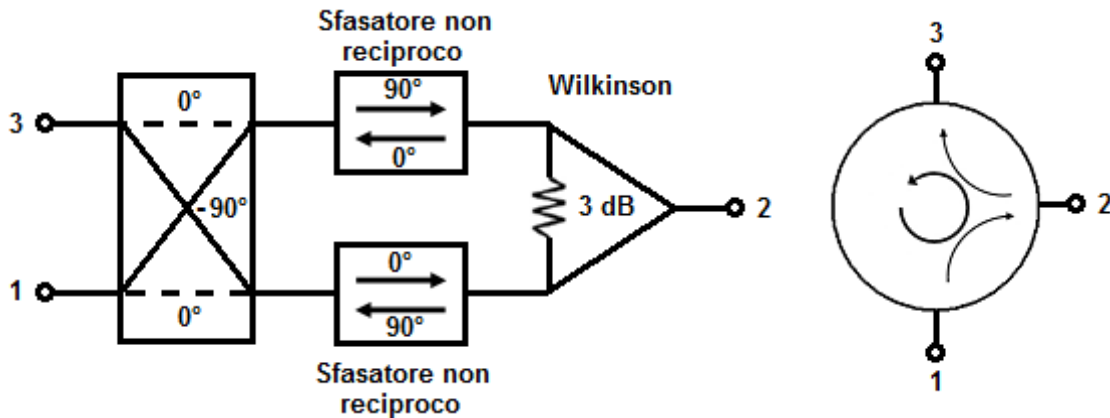


Fig. 4.4.18 – Schema circuitale dell'isolatore attivo con sfasatori non reciproci

Un segnale che incide sulla porta 2 viene diviso dal Wilkinson in due componenti in fase, tali componenti tramite gli sfasatori non reciproci giungeranno all'ibrida sfasati di 90° . In particolare nel ramo inferiore la componente subirà uno sfasamento di 90° mentre nel ramo superiore subirà uno sfasamento nullo. A questo punto data la struttura dell'ibrida le due componenti si divideranno a loro volta dando luogo a due coppie di componenti. Una di queste coppie di componenti raggiungerà la porta 3 in fase (le componenti si sommano) mentre l'altra coppia raggiungerà la porta 1 in controfase (le componenti si cancellano). Infine un segnale che incide sulla porta 3 non può raggiungere la porta 1 a causa dell'isolamento dell'ibrida mentre viene diviso dall'ibrida stessa in due componenti in quadratura che vengono poste in ingresso agli sfasatori non reciproci. Questa volta gli sfasatori non reciproci faranno in modo che le due componenti giungano al Wilkinson in controfase e dunque il segnale entrante dalla porta 3 non potrà raggiungere la porta 2. Da notare che a differenza di altri schemi proposti in letteratura, tale topologia garantisce al netto delle perdite dei singoli componenti, una perdita di inserzione nulla lungo i percorsi $1 \rightarrow 2$ e $2 \rightarrow 3$. Quanto detto finora è sintetizzato dalla seguente matrice a parametri di scattering del quasi circolatore ideale:

$$[S]_{QCIRC_IDEAL} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.4.6)$$

Per poter meglio valutare l'impatto sulle prestazioni dell'intero quasi-circolatore da parte dei vari componenti, di seguito è stata condotta una analisi approfondita dello schema mostrato in Fig. 4.4.19.

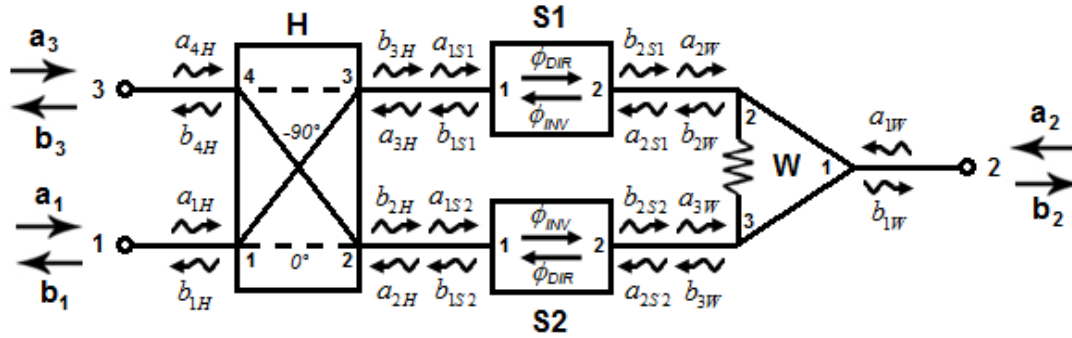


Fig. 4.4.19 – Schema circuitale dell’isolatore attivo con sfasatori non reciproci

I singoli elementi circuitali possono essere rappresentati mediante parametri di scattering. In particolare per l’accoppiatore di Lange si ha:

$$\begin{pmatrix} b_{1H} \\ b_{2H} \\ b_{3H} \\ b_{4H} \end{pmatrix} = [S]_H \begin{pmatrix} a_{1H} \\ a_{2H} \\ a_{3H} \\ a_{4H} \end{pmatrix} \quad \text{dove: } [S]_H = \begin{pmatrix} R_H & A & D & I_H \\ A & R_H & I_H & D \\ D & I_H & R_H & A \\ I_H & D & A & R_H \end{pmatrix} \quad (4.4.7)$$

Gli sfasatori non reciproci vengono assunti per semplicità uguali, ma come si vede dallo schema essi sono connessi con orientamento opposto. In tal caso è conveniente rappresentarli comunque distintamente invertendo opportunamente l’ordine degli elementi:

$$\begin{pmatrix} b_{1S1} \\ b_{2S1} \end{pmatrix} = [S]_{S1} \begin{pmatrix} a_{1S1} \\ a_{2S1} \end{pmatrix} \quad \text{dove: } [S]_{S1} = \begin{pmatrix} R_{SF} & T_{INV} e^{j\phi_{INV}} \\ T_{DIR} e^{j\phi_{DIR}} & R_{SF} \end{pmatrix} \quad (4.4.8)$$

$$\begin{pmatrix} b_{1S2} \\ b_{2S2} \end{pmatrix} = [S]_{S2} \begin{pmatrix} a_{1S2} \\ a_{2S2} \end{pmatrix} \quad \text{dove: } [S]_{S2} = \begin{pmatrix} R_{SF} & T_{DIR} e^{j\phi_{DIR}} \\ T_{INV} e^{j\phi_{INV}} & R_{SF} \end{pmatrix} \quad (4.4.9)$$

Infine il combinatorio Wilkinson:

$$\begin{pmatrix} b_{1W} \\ b_{2W} \\ b_{3W} \end{pmatrix} = [S]_W \begin{pmatrix} a_{1W} \\ a_{2W} \\ a_{3W} \end{pmatrix} \quad \text{dove: } [S]_W = \begin{pmatrix} R_W & T_W & T_W \\ T_W & R_W & I_W \\ T_W & I_W & R_W \end{pmatrix} \quad (4.4.10)$$

Osservando Fig. 4.4.19 si possono ricavare le seguenti relazioni tra le onde incidenti e riflesse di ogni componente:

$$\begin{aligned} a_{2S1} &= b_{2W} & a_{2W} &= b_{2S1} & a_{3H} &= b_{1S1} & a_{1S1} &= b_{3H} \\ a_{2S2} &= b_{3W} & a_{3W} &= b_{2S2} & a_{2H} &= b_{1S2} & a_{1S2} &= b_{2H} \\ a_{1H} &= a_1 & a_{1W} &= a_2 & a_{4H} &= a_3 \\ b_{1H} &= b_1 & b_{1W} &= b_2 & b_{4H} &= b_3 \end{aligned} \quad (4.4.11)$$

Per semplicità si assume che l’ibrida sia adattata, che abbia isolamento finito, e che sia soggetta ad un errore di sbilanciamento di fase e ad uno di ampiezza:

$$R_H = 0, \quad A = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad D = \frac{gb_H}{\sqrt{2}} e^{j\phi_H} \quad (4.4.12)$$

dove $\phi_H = -90 - \phi_{ErrH}$

Per gli sfasatori non reciproci si assume per semplicità che lo sfasamento inverso sia nullo, e che siano anch'essi soggetti ad un errore di sbilanciamento di fase ed a uno di ampiezza:

$$\phi_{DIR} = \phi_{SF}, \quad \phi_{INV} = 0, \quad T_{DIR} = gb_{SF}, \quad T_{INV} = 1 \quad (4.4.13)$$

dove $\phi_{SF} = 90 - \phi_{ErrSF}$

Infine per il wilkinson si assume che sia completamente ideale:

$$R_W = 0, \quad I_W = 0, \quad T_W = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (4.4.14)$$

Da notare che le assunzioni precedentemente fatte si rendono necessarie dal momento che si vogliono derivare delle espressioni in forma chiusa non troppo complicate da gestire. Inoltre il modello presentato può essere in ogni momento complicato rimuovendo le assunzioni fatte. Esplicitando le relazioni matriciali (4.4.7), (4.4.8), (4.4.9) e (4.4.10) e tenendo conto delle relazioni tra le onde, mostrate in (4.4.11) è possibile determinare tramite un semplice sistema lineare a coefficienti complessi, le relazioni che sussistono tra le onde riflesse b_1, b_2 e b_3 e le onde incidenti a_1, a_2 e a_3 ovvero trovare la matrice di parametri [S] del quasi circolatore studiato in funzione dei parametri dei singoli componenti. Tale matrice, come è facile intuire osservando Fig. 4.4.19 presenta alcune proprietà di simmetria che vengono meglio esplicitate nelle relazioni mostrate di seguito.

Per quanto riguarda gli adattamenti si ha:

$$S_{QCIRC_11} = S_{QCIRC_33} = \frac{-R_{SF} (gb_H^2 e^{j2\phi_H} + 2I_H R_{SF} gb_H e^{j\phi_H} + 1)}{2(I_H^2 R_{SF}^2 - 1)} \quad (4.4.15)$$

$$S_{QCIRC_22} = \frac{2R_{SF} (I_H^2 gb_{SF} e^{j\phi_{SF}} + 1) + I_H (gb_H^2 e^{j2\phi_H} + 1) - 2I_H^2 R_{SF}^3}{2(I_H^2 R_{SF}^2 - 1)}$$

Per quanto riguarda i percorsi diretti si ha:

$$S_{QCIRC_21} = S_{QCIRC_32} = \frac{j \left[(gb_{SF} e^{j\phi_{SF}} + gb_H e^{j\phi_H}) I_H R_{SF} + (gb_{SF} gb_H e^{j(\phi_{SF} + \phi_H)} + 1) \right]}{2(I_H^2 R_{SF}^2 - 1)} \quad (4.4.16)$$

Infine i percorsi isolati sono espressi dai seguenti parametri:

$$S_{QCIRC_12} = S_{QCIRC_23} = \frac{j \left[(gb_{SF} e^{j\phi_{SF}} + gb_H e^{j\phi_H}) + (gb_{SF} gb_H e^{j(\phi_{SF} + \phi_H)} + 1) I_H R_{SF} \right]}{2(I_H^2 R_{SF}^2 - 1)} \quad (4.4.17)$$

$$S_{QCIRC_31} = S_{QCIRC_13} = \frac{(2I_H^2 - gb_H^2 e^{j2\phi_H} - 1) I_H R_{SF}^2 - 2R_{SF} gb_H e^{j\phi_H} - 2I_H}{2(I_H^2 R_{SF}^2 - 1)}$$

Tramite le precedenti relazioni è possibile studiare l'effetto delle non idealità dei vari componenti sulle prestazioni del quasi circolatore.

In particolare se si assume l'isolamento dell'ibrida nullo ovvero $I_H = 0$ si ottengono i seguenti parametri di scattering mostrati di seguito:

$$S_{QCIRC_11} = S_{QCIRC_33} = \frac{R_{SF}}{2} \left(1 - gb_H^2 e^{-j\frac{\pi(\phi_{ErrH})}{90}} \right) \quad (4.4.18)$$

$$S_{QCIRC_22} = -R_{SF}$$

Si nota che mentre l'adattamento sulla porta 2 rispecchia l'adattamento dello sfasatore non reciproco, gli adattamenti alla porta 1 ed alla porta 3 dipendono anche dagli errori di sbilanciamento di fase e ampiezza dell'ibrida.

$$S_{QCIRC_21} = S_{QCIRC_32} = -\frac{j}{2} \left(gb_{SF} gb_H e^{-j\frac{\pi(\phi_{ErrSF} + \phi_{ErrH})}{180}} + 1 \right) \quad (4.4.19)$$

Per quanto riguarda i parametri di trasmissione si vede che essi dipendono solo dagli errori di fase ed ampiezza di ibrida e sfasatore non reciproco inoltre si vede come sia possibile avere perdite di inserzione nulle sia rendendo gli errori di fase ed ampiezza nulli sia imponendo che tali errori siano uguali e opposti (qualora essi siano errori sistematici).

$$S_{QCIRC_12} = S_{QCIRC_23} = \frac{1}{2} \left(gb_{SF} e^{-j\frac{\pi\phi_{ErrSF}}{180}} - gb_H e^{-j\frac{\pi\phi_{ErrH}}{180}} \right) \quad (4.4.20)$$

$$S_{QCIRC_31} = S_{QCIRC_13} = -jR_{SF} gb_H e^{-j\frac{\pi\phi_{ErrH}}{180}}$$

Per quanto riguarda gli isolamenti tra la porta la 2 e la 1 e tra porta la 3 e la 2, anche questi dipendono solo dagli errori di fase ed ampiezza di ibrida e sfasatore non reciproco ma a differenza di prima tali isolamenti potrebbero essere annullati eliminando gli errori oppure imponendo che essi siano uguali. Per quanto riguarda invece gli isolamenti tra porta 1 e 3 in entrambe le direzioni essi dipendono dal livello di adattamento degli sfasatori non reciproci e dall'errore di sbilanciamento di ampiezza dell'ibrida (l'errore di sbilanciamento di fase infatti compare solo come argomento complesso dell'esponenziale). A questo punto risulta utile analizzare tramite dei grafici il comportamento del quasi circolatore mediante le relazioni (4.4.15) (4.4.16) (4.4.17). I grafici che seguono sono stati ottenuti imponendo dei valori tipici ai parametri dei vari elementi. In particolare ove il valore di un parametro non venisse specificato, si intende il parametro posto al suo valore ideale. In particolare in Fig. 4.4.20 (sinistra) viene mostrato

l'adattamento sulla porta 1 e sulla porta 3 al variare dello sbilanciamento di fase dell'ibrida e dell'adattamento dello sfasatore.

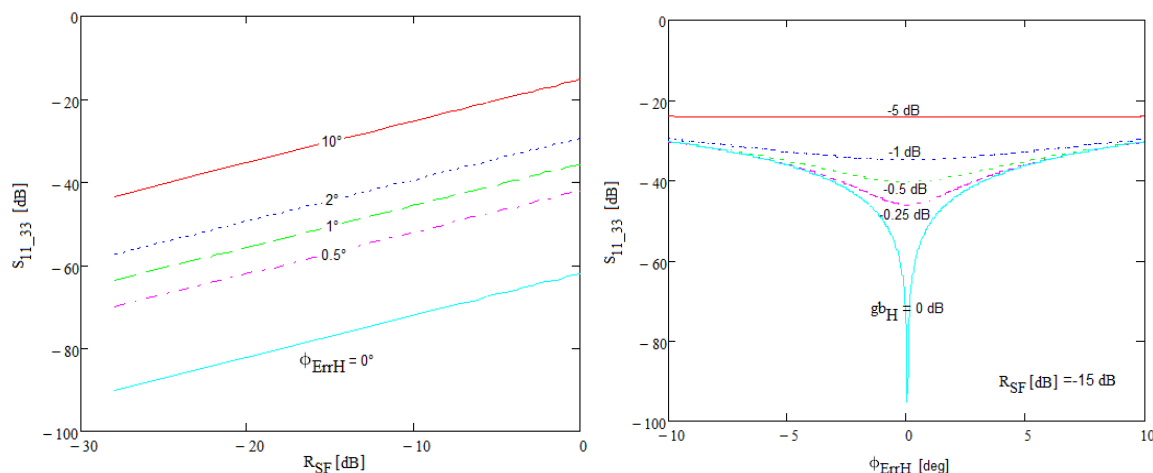


Fig. 4.4.20 – Adattamento sulla porta 1 e 3 al variare dello sbilanciamento di fase dell'ibrida e dell'adattamento dello sfasatore (sinistra) e al variare dello sbilanciamento di ampiezza e fase dell'ibrida imponendo un adattamento fisso di -15 dB sullo sfasatore non reciproco (destra).

In Fig. 4.4.20 (destra) lo stesso adattamento è mostrato al variare dello sbilanciamento di ampiezza e fase dell'ibrida imponendo un adattamento fisso di -15 dB sullo sfasatore non reciproco. In Fig. 4.4.21 (sinistra) viene mostrato l'adattamento sulla porta 2 al variare dello sbilanciamento di ampiezza e dell'adattamento dello sfasatore non reciproco imponendo un isolamento di -15dB sull'ibrida. In Fig. 4.4.21 (destra) viene mostrato l'andamento della perdita di inserzione dei due percorsi diretti che vanno cioè dalla porta 1 alla porta 2 e dalla porta 2 alla porta 3 al variare dello sbilanciamento di ampiezza e fase dello sfasatore non reciproco imponendo ad esso un adattamento fisso di -15dB.

In Fig. 4.4.22 (sinistra) viene mostrato l'andamento dell'isolamento sugli stessi rami e al variare degli stessi parametri. In Fig. 4.4.22 (destra) viene mostrato l'andamento dell'isolamento nei due percorsi che vanno dalla porta 1 alla porta 3 e dalla porta 3 alla porta 1. Per validare la topologia di quasi circolatore proposta, è stato fatto un progetto dimostrativo mediante tecnologia pHEMT su substrato semiconduttore di GaAs e con FET aventi una larghezza di gate pari a 0.18 μm . La fonderia che è stata scelta per la realizzazione del circuito è stata quella della OMMIC. Il die risultante ha le dimensioni di 4.4 x 3.5 mm^2 ed è stato progettato per operare nella banda X e più precisamente nella banda che va da 8.35 a 10.85 GHz intorno alla frequenza centrale di 9.6 GHz.

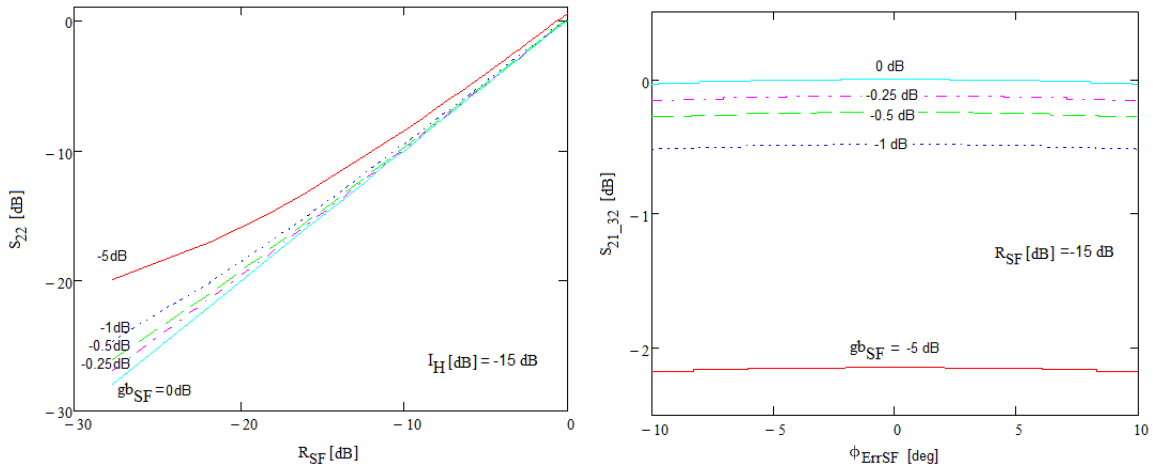


Fig. 4.4.21 – Adattamento sulla porta 2 al variare dello sbilanciamento di ampiezza e dell’adattamento dello sfasatore non reciproco e imponendo un isolamento di -15dB sull’ibrida (sinistra) e perdita di inserzione percorso 1→2 o 2→3 al variare dello sbilanciamento di ampiezza e fase dello sfasatore non reciproco imponendo ad esso un adattamento fisso di -15dB (destra).

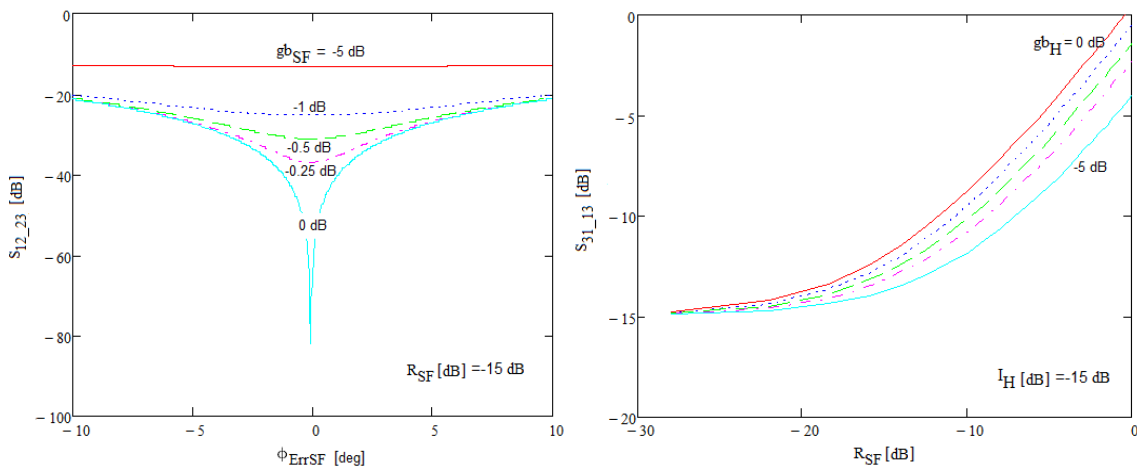


Fig. 4.4.22 – Isolamento percorso 2→1 o 3→2 al variare dello sbilanciamento di ampiezza e fase dello sfasatore non reciproco imponendo ad esso un adattamento fisso di -15dB (sinistra) e isolamento percorso 1→3 o 3→1 al variare dell’adattamento dello sfasatore non reciproco e dello sbilanciamento di ampiezza dell’ibrida avendo fissato un isolamento di -15dB (destra).

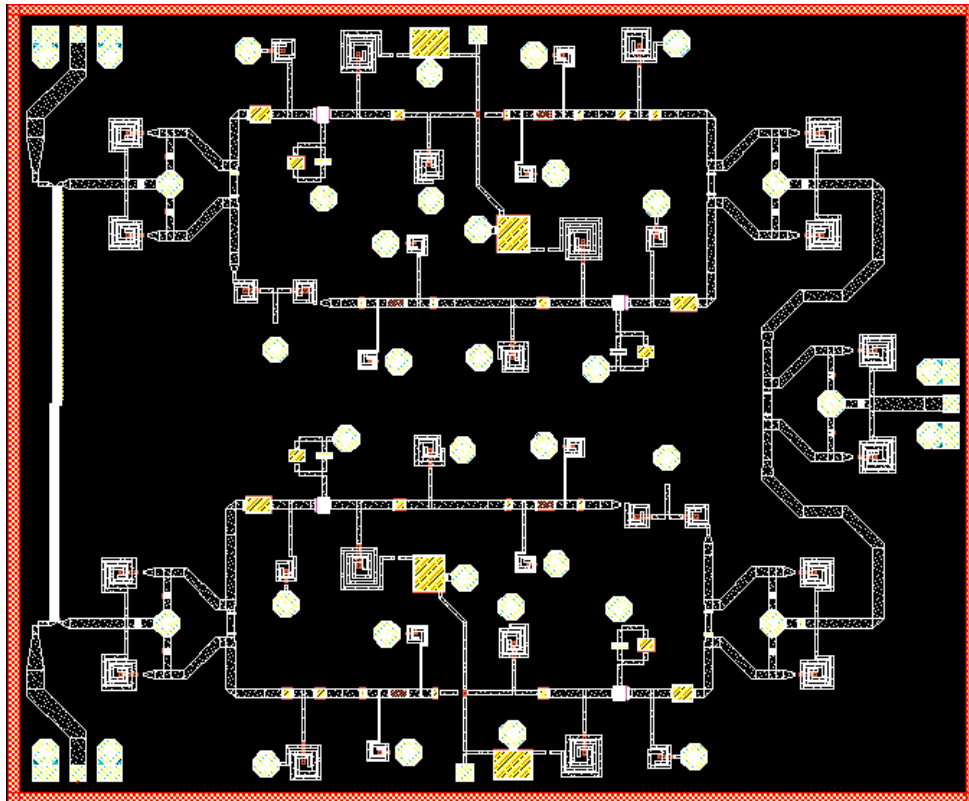


Fig. 4.4.23 – Layout del quasi-circolatore innovativo

Utilizzando i risultati analitici precedentemente esposti si è potuto progettare il quasi circolatore avendo ben presenti i vincoli e le specifiche ai quali avrebbero dovuto sottostare i vari blocchi costituenti ovvero lo sfasatore non reciproco, i combinatori Wilkinson e l'accoppiatore di Lange. In Fig. 4.4.23 viene riportato il layout del quasi circolatore innovativo progettato che rispecchia, come topologia, lo schema a blocchi di Fig. 4.4.19. Di seguito vengono riportate le prestazioni simulate del quasi-circolatore, a tale proposito è possibile fare riferimento alla Fig. 4.4.18 per la numerazione delle porte. In particolare in Fig. 4.4.24 vengono riportati a sinistra gli andamenti in frequenza delle ampiezze dirette (S_{21}) e inverse (S_{32}) che sono comprese tra 0 e -2.5 dB su tutta la banda. Questa variabilità è giustificata dal fatto che gli amplificatori utilizzati sono costituiti da un singolo stadio e dunque è stato possibile solo in parte mitigare l'andamento a campana del guadagno tramite apposite reti filtranti poste in uscita agli amplificatori stessi. In ogni caso è stato possibile garantire una ampiezza differenziale tra i due percorsi $1 \rightarrow 2$ e $2 \rightarrow 3$ estremamente bassa come è mostrato in Fig. 4.4.24 a destra.

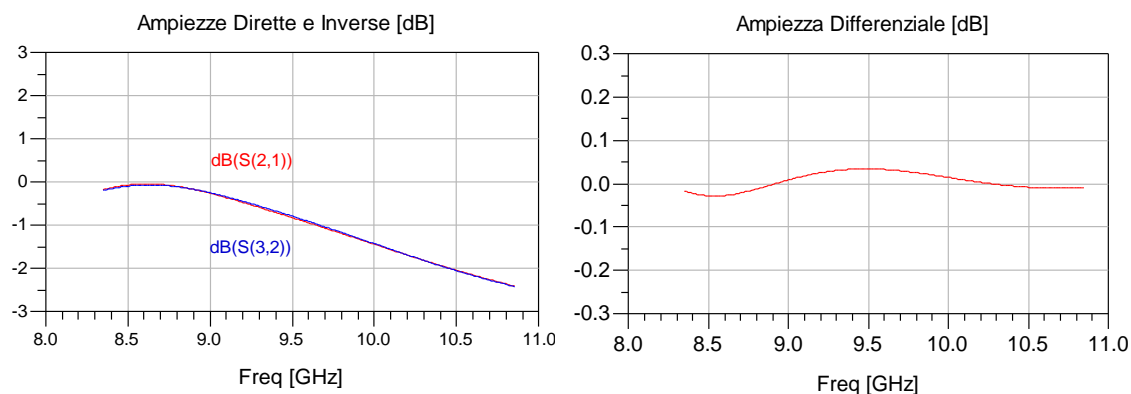


Fig. 4.4.24 – Ampezza diretta e inversa (sinistra) e ampezza differenziale (destra) del q-circolatore

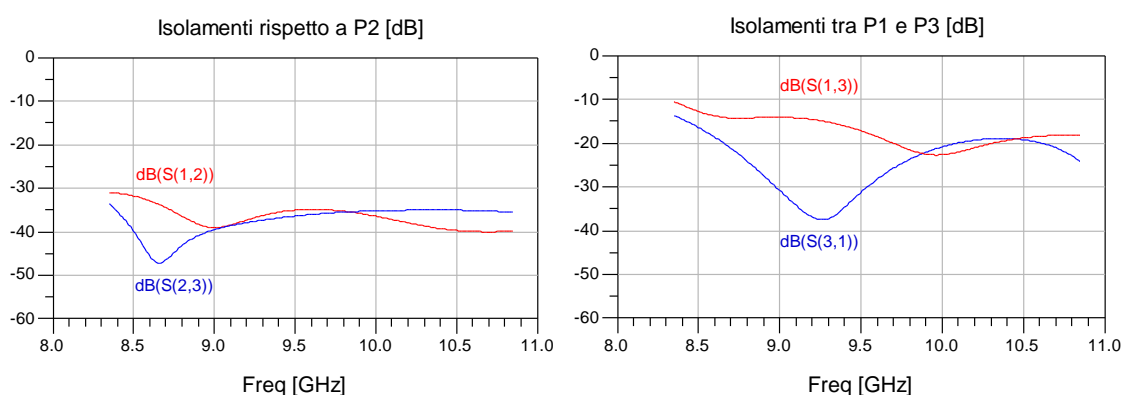


Fig. 4.4.25 – Isolamenti rispetto a P2 (sinistra) e tra P1 e P3 (destra) del q-circolatore

In Fig. 4.2.28 a sinistra vengono riportati gli andamenti in frequenza degli isolamenti dei percorsi diretti e inversi ovvero $2 \rightarrow 1$ e $3 \rightarrow 2$. Questi isolamenti sono sempre superiori a 31 dB su tutta la banda operativa del quasi-circolatore. Nella stessa figura, ma a destra, vengono invece riportati gli andamenti in frequenza degli isolamenti tra la porta 1 e la porta 3 del circolatore. In particolare l'isolamento $3 \rightarrow 1$ è sempre maggiore di 10dB. Tale isolamento è quello che vedrebbe ad esempio un segnale riflesso dalla porta di ingresso di un LNA (*Low Noise Amplifier*), posto sulla porta 3, e che si volesse propagare verso la porta 1 dove potrebbe essere connessa l'uscita di un PA (*Power Amplifier*). L'isolamento $1 \rightarrow 3$ è invece sempre maggiore di 15dB. Tale isolamento, più importante del precedente, è quello che vedrebbe ad esempio un segnale trasmesso da un PA posto porta 1, e che si volesse propagare verso la porta 3 dove potrebbe essere connesso l'ingresso di un LNA. Questi isolamenti dipendono essenzialmente dal livello di adattamento degli sfasatori non reciproci (si faccia riferimento alla analisi analitica fatta precedentemente ed in particolare si osservi Fig. 4.4.22 a destra).

In Fig. 4.4.26 a sinistra vengono riportati gli andamenti in frequenza delle fasi dei percorsi diretto (S_{21}) e inverso (S_{32}) mentre a destra è riportato l'andamento della fase differenziale tra i due percorsi che risulta essere molto contenuto.

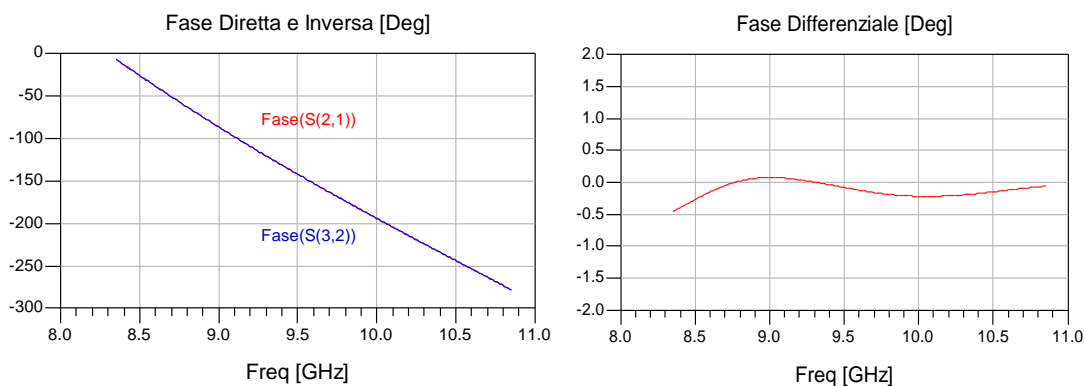


Fig. 4.4.26 – Fase diretta e inversa (sinistra) e fase differenziale (destra) del q-circolatore

Nelle comuni applicazioni dei moduli T/R tale parametro non è in genere richiesto ma potrebbe comunque tornare utile per altre applicazioni. In ogni caso tale parametro dimostra, assieme a quello visto in precedenza riguardante l'ampiezza differenziale, quanto tale quasi circolatore abbia una perfetta simmetria tra i due percorsi diretto e inverso. In Fig. 4.4.27 vengono riportati in forma rettangolare (a sinistra) e su carta di Smith (a destra) i livelli di adattamento del quasi-circolatore. Come si evince dalla figura, tali adattamenti sono sempre superiori a 15dB su tutta la banda di frequenze.

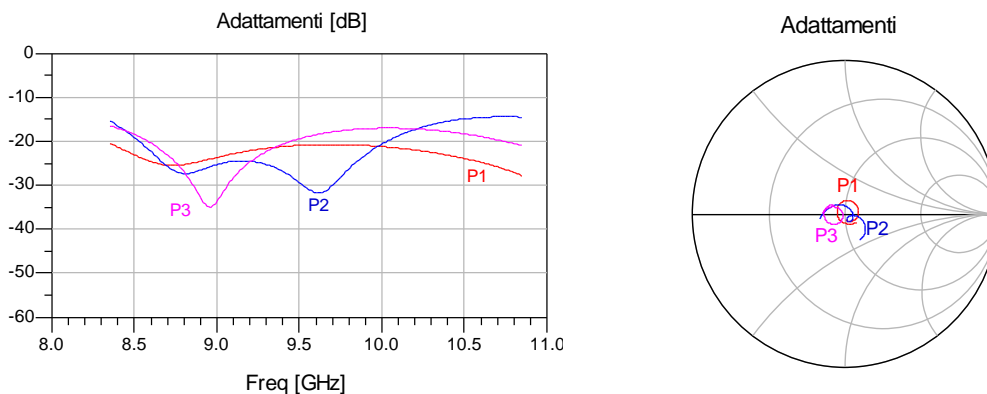


Fig. 4.4.27 – Adattamenti alle 2 porte su grafico rettangolare (sinistra) e su carta di Smith (destra) del q-circolatore

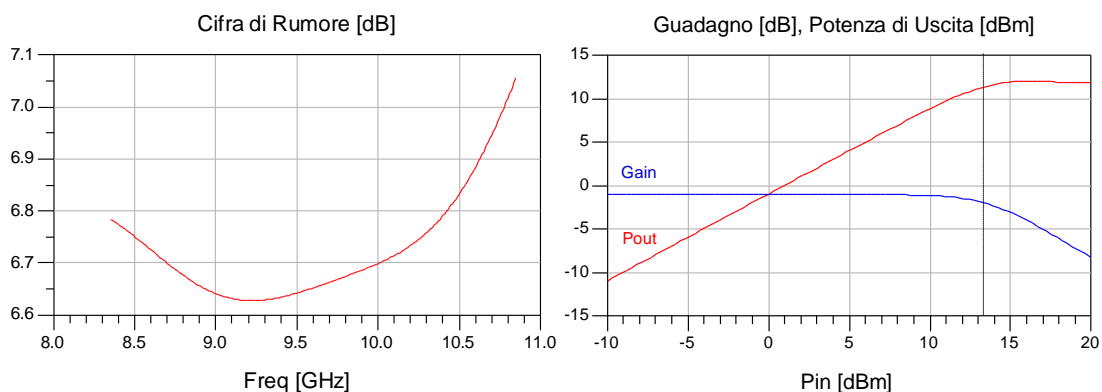


Fig. 4.4.28 – Cifra di rumore (sinistra) e prestazioni in potenza (destra) del q-circolatore

In Fig. 4.4.28 a sinistra viene riportato l'andamento in frequenza della cifra di rumore sul percorso da 2→3 ovvero quello che interesserebbe l'eventuale LNA posto sulla porta 3. Tale valore si attesta su tutta la banda ad un valore sempre al di sotto dei 7.1 dB. Da notare che in letteratura non esiste, a conoscenza dell'autore di questo lavoro di tesi, un quasi circolatore che abbia prestazioni migliori di quello qui considerato su una banda del 30%. In Fig. 4.4.28 a destra vengono riportati gli andamenti al variare della potenza in ingresso alla porta 1 del guadagno del percorso da 1→2 (alla frequenza in cui si ha maggior guadagno) e della potenza di uscita sulla porta 2 (alla stessa frequenza). Da questi è emerso che il punto di compressione ad 1 dB si trova in corrispondenza di una potenza in ingresso di circa 13 dBm. Infine per quanto riguarda il consumo in potenza, questo si attesta intorno ai 0.30 W totali.

4.4.4 Modulatore diretto con giunzione 4 porte branched

In base a quanto visto nel paragrafo 1.9, per applicare la tecnica innovativa dei carichi bilanciati presentata in questo stesso lavoro di tesi, tramite la quale è possibile realizzare dei modulatori diretti molto compatti, occorre disporre di una struttura di combinazione del segnale che esegua due funzioni fondamentali:

- Il bilanciamento dei carichi, ovvero in termini matematici la differenza tra i coefficienti di riflessione di due carichi identici pilotati però da tensioni di gate tra di loro complementari in modo tale da ottenere un coefficiente di riflessione bilanciato, come mostrato in Fig. 1.9.7;
- La trasformazione del coefficiente di riflessione ottenuto nel punto precedente in coefficiente di trasmissione in modo tale da poter condizionare il modulo e la fase

di un segnale incidente nel modulatore diretto bifase secondo la legge di variazione del coefficiente di riflessione bilanciato al variare della tensione di gate.

Le strutture utilizzate per realizzare queste due funzioni sono state essenzialmente degli accoppiatori di Lange ovvero ibride a 90° . In particolare il primo dei punti poc'anzi descritti è stato realizzato mediante l'introduzione del carico bilanciato mostrato in Fig. 1.9.9. Mentre il secondo punto è stato realizzato utilizzando la classica configurazione utilizzata anche per realizzare gli sfasatori a riflessione (si veda Fig. 1.9.2). Tutto questo ha permesso di realizzare un modulatore diretto bifase a carichi bilanciati come quello mostrato in Fig. 4.4.29 dove vengono evidenziate le parti di circuito che implementano le funzioni descritte nei due punti precedenti ed in particolare l'ibrida superiore realizza il secondo punto mentre le ibride inferiori realizzano il primo punto.

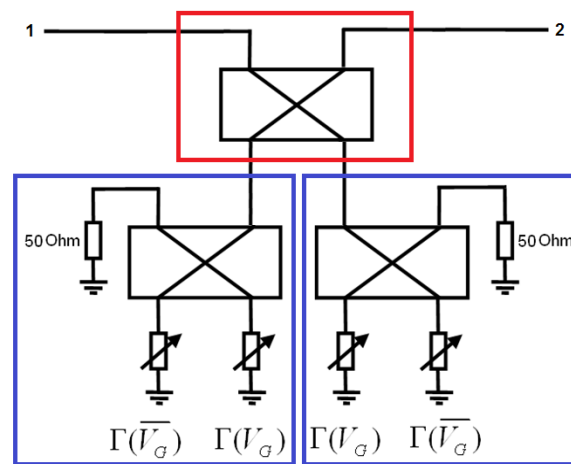


Fig. 4.4.29 –Schema di un modulatore diretto bifase a carichi bilanciati.

Il parametro di scattering che si ottiene in questo caso è:

$$S_{21}(V_G) = -\frac{j}{2} [\Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V_G})] \quad (4.4.21)$$

In base a quanto visto nel sottoparagrafo 4.2.9.6 esiste una particolare struttura, chiamata giunzione 4 porte ramificata (*branched*) il cui simbolo è mostrato in Fig. 4.2.62 e la cui matrice di scattering è riportata in (4.2.78). Tale struttura implementa contemporaneamente la funzione differenziale necessaria al bilanciamento dei carichi e la funzione riflettometrica propria di qualsiasi circolatore necessaria a trasformare un coefficiente di riflessione in un coefficiente di trasmissione nonché una funzione combinatoria in base a come essa viene impiegata. Il modulatore diretto che si ottiene è mostrato Fig. 4.4.30.

Il parametro di scattering che si ottiene in questo caso è:

$$S_{21}(V_G) = \Gamma(V_G) - \Gamma(\overline{V_G}) \quad (4.4.22)$$

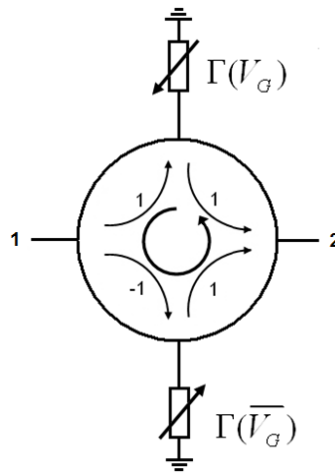


Fig. 4.4.30 –Schema di un modulatore diretto bifase a carichi bilanciati con giunzione 4 porte branched.

Utilizzando questa struttura è possibile realizzare un modulatore diretto bifase ancora più compatto del precedente e che risolve il problema della perdita di 3dB che inevitabilmente la precedente struttura introduceva a causa delle ibride. Altro vantaggio che presenta tale struttura è quello di utilizzare 2 carichi anziché 4.

4.5 Riferimenti

- [1] G. Carchon, B. Nauwelaers, S. Vandenberghe, and D. A. S. D. Schreurs, "Simultaneous Power and Noise Optimization of Active Circulators," in *European Microwave Conference, 1998. 28th*, 1998, pp. 385-390.
- [2] G. Carchon and B. Nanwelaers, "Power and noise limitations of active circulators," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 316-319, 2000.
- [3] S. Mason, "Power Gain in Feedback Amplifier," *Circuit Theory, IRE Transactions on*, vol. 1, pp. 20-25, 1954.
- [4] M. S. Gupta, "Power gain in feedback amplifiers, a classic revisited," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 864-879, 1992.
- [5] C. Cheng, "Neutralization and Unilateralization," *Circuit Theory, IRE Transactions on*, vol. 2, pp. 138-145, 1955.
- [6] A. Cote, Jr., "Evaluation of Transistor Neutralization Networks," *Circuit Theory, IRE Transactions on*, vol. 5, pp. 95-103, 1958.
- [7] Y. Naito, M. Iwakuni, K. Araki, and A. Ikeda, "A New-Type of Electronic Circulator at 800MHz Band," in *European Microwave Conference, 1980. 10th*, 1980, pp. 502-506.
- [8] T. Tokumitsu, S. Hara, T. Tanaka, and M. Aikawa, "Active isolator, combiner, divider, and magic-T as miniaturized function blocks," in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1988. Technical Digest 1988., 10th Annual IEEE*, 1988, pp. 273-276.
- [9] F. Ali and A. Podell, "A wide-band push-pull GaAs monolithic active isolator," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 1, pp. 26-27, 1991.
- [10] D. G. Haigh, "Wideband active microwave isolators using GaAs MMIC technology," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 143, pp. 179-183, 1996.
- [11] D. G. Haigh and C. Toumazou, "Synthesis of transistor/multiplier circuits for gallium arsenide technology," *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 81-92, 1992.
- [12] L. Jongsoo, J. D. Cressler, and A. J. Joseph, "A 5-6 GHz SiGe HBT monolithic active isolator for improving reverse isolation in wireless systems," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15, pp. 220-222, 2005.
- [13] R. V. Pyndiah, FR), Van Den, Bogaart Francis (Leidschendam, NL), "Integrated semiconductor active isolator circuit," *US Patent 5,087,898*, 1992.
- [14] S. Tanaka, N. Shimomura, and K. Ohtake, "Active circulators;The realization of circulators using transistors," *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, pp. 260-267, 1965.

- [15] R. Dougherty, "Circulate signals with active devices on monolithic chips," *Microwaves RF*, pp. pp. 85-87, 1989.
- [16] G. A. Polacek, "Stable bias yields active MMIC circulator," *Microwave & RF*, 1990.
- [17] M. A. Smith, "GaAs monolithic implementation of active circulators," in *Microwave Symposium Digest, 1988., IEEE MTT-S International*, 1988, pp. 1015-1016 vol.2.
- [18] I. J. Bahl, "The design of a 6-port active circulator," in *Microwave Symposium Digest, 1988., IEEE MTT-S International*, 1988, pp. 1011-1014 vol.2.
- [19] Y. Ayasli, "Field effect transistor circulators," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 3242-3247, 1989.
- [20] Y. Ayasli, "Non-ferrite non-reciprocal phase shifter and circulator," Woburn, MA Patent 1989.
- [21] G. E. Stratakos, "CAD design of an active MMIC circulator at 21-26 GHz frequency band," in *Gallium Arsenide Applications Symposium GAAS 1998*, Amsterdam, The Netherland, 1998, pp. 355-360.
- [22] A. W. Keen, J. L. Glover, and R. J. Harris, "Realisation of the circulator concept using differential-input operational amplifiers," *Electronics Letters*, vol. 4, pp. 389-391, 1968.
- [23] J. M. Rollett and P. E. Greenaway, "Directly coupled active circulators," *Electronics Letters*, vol. 4, pp. 579-580, 1968.
- [24] R. Bahri, A. Abdipour, and G. Moradi, "Design a new type of active quasi circulator module," in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, 2008, pp. 1-4.
- [25] A. Moussa, Y. Khalaf, and A. Khalil, "Design of a novel circulator for wireless transceivers," in *Microelectronics, 2007. ICM 2007. International Conference on*, 2007, pp. 267-270.
- [26] A. Gasmi, B. Huyart, E. Bergeault, and L. Jallet, "Noise and power optimization of a MMIC quasi-circulator," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1572-1577, 1997.
- [27] S. Hara, T. Tokumitsu, and M. Aikawa, "Novel unilateral circuits for MMIC circulators," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1399-1406, 1990.
- [28] D. Kother, B. Hopf, T. Sporkmann, I. A. W. I. Wolff, and S. Kossowski, "New types of MMIC circulators," in *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, 1995, pp. 877-880.
- [29] D. Kother, B. Hopf, T. Sporkmann, I. A. W. I. Wolff, and S. Koblowski, "Active CPW MMIC Circulator for the 40 GHz Band," in *European Microwave Conference, 1994. 24th*, 1994, pp. 542-547.

- [30] I. D. Robertson and A. H. Aghvami, "Novel monolithic ultra-wideband unilateral 4-port junction using distributed amplification techniques," in *Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International*, 1992, pp. 1051-1054 vol.2.
- [31] M. J. Cryan and P. S. Hall, "An integrated active circulator antenna," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 190-191, 1997.
- [32] Y. Ayasli, "Non-reciprocal bidirectional duplexer," Woburn, MA Patent, 1990.
- [33] P. Katzin, Y. Ayasli, L. Reynolds, and B. Bedard, "6 to 18 GHz MMIC Circulators " *Microwave Journal*, pp. 248-256, May 1992.
- [34] C. E. Saavedra and Y. Zheng, "Active quasi-circulator realisation with gain elements and slow-wave couplers," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 1, pp. 1020-1023, 2007.
- [35] A. Podell, "A High Directivity Microstrip Coupler Technique," in *Microwave Symposium Digest, G-MTT International*, 1970, pp. 33-36.
- [36] A. Ohlsson, V. Gonzalez-Posadas, and D. Segovia-Vargas, "Active Integrated Circulating Antenna based on Non-Reciprocal Active Phase Shifters," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-5.
- [37] A. E. Booth, "Dual balanced reciprocal waveguide phase shifter," 1974.

Conclusioni

Nel corso di questo lavoro di tesi si è cercato di investigare soluzioni innovative per migliorare le prestazioni ed aumentare il grado di integrazione di tutta una serie di funzioni realizzate da circuiti quali: attenuatori, sfasatori, switch, isolatori e circolatori. Tali funzioni sono presenti nei moderni sistemi a microonde complessi ed in particolare nei chip di tipo multifunzionale che rappresentano oramai l'elemento base dei moduli T/R (Trasmetti / Ricevi) per applicazioni radar o di telecomunicazione. Nel primo capitolo è stato condotto uno studio sui modulatori diretti, dispositivi in grado di sostituire contemporaneamente attenuatori e sfasatori. Di questi circuiti è stata fornita una classificazione allo stato dell'arte analizzando le varie topologie presenti in letteratura. Successivamente sono state presentate delle soluzioni innovative che hanno portato al progetto ed alla realizzazione di due modulatori diretti monolitici in tecnologia GaAs a 70nm: uno bifase e l'altro vettoriale operanti in banda V i quali sono stati entrambi realizzati e misurati ([1], [2], [3]). Nel secondo capitolo è stato invece condotto uno studio sulle tecniche di compensazione induttiva e resistivo-induttiva applicate a dispositivi su substrato semiconduttore GaN. Anche in questo caso è stata presentata una classificazione allo stato dell'arte analizzando le varie topologie presenti in letteratura riguardanti switch di tipo SPST e SPDT che utilizzano le tecniche sopra descritte. Successivamente è stato presentato uno studio analitico ed una metodologia di progetto che permette di applicare al meglio queste tecniche di compensazione. Infine sono state progettate, realizzate e caratterizzate delle celle di test (*switch* SPST a singolo FET) quali prototipi per applicare la metodologia di progetto sviluppata riguardante la compensazione induttiva (tecnica per la banda stretta) e la tecnica della compensazione resistivo-induttiva (tecnica per la banda larga). Successivamente è stato possibile progettare, realizzare e caratterizzare due *switch* SPDT (*Single Pole Double Through*) monolitici in tecnologia GaN a 0.25 μm : il primo operante in banda X ed il secondo operante nella banda 2-18GHz ([4-9]). Nel terzo capitolo sono stati studiati gli isolatori ed i circolatori passivi dei quali è stato condotto un attento studio ed una accurata classificazione allo stato dell'arte. Questo studio si è rivelato utile da un lato per conoscere le prestazioni allo stato dell'arte raggiungibili da tali elementi passivi e dall'altro lato come spunto per studiare la possibilità di adattare le tecniche e le idee studiate, sulle quali si basano questi circuiti passivi, con un approccio integrato basato su elementi attivi. Nel quarto capitolo sono stati dapprima studiati in maniera dettagliata, a livello

analitico, gli isolatori ed i circolatori attivi presenti in letteratura fornendone una accurata classificazione allo stato dell'arte. Successivamente sono state introdotte delle topologie di isolatori e circolatori attivi del tutto innovative basate essenzialmente su un elemento, anch'esso sviluppato contestualmente a tale lavoro di tesi, che realizza uno sfasatore non reciproco innovativo. In particolare sono stati progettati uno sfasatore non reciproco attivo $0/90^\circ$ ed un quasi-circolatore attivo entrambi in tecnologia GaAs $0.18 \mu\text{m}$ ed operanti in banda X. Infine, utilizzando un particolare circuito di condizionamento attivo non reciproco come struttura combinatoria, chiamato giunzione 4 porte branched, è stato possibile implementare la tecnica dei carichi bilanciati sviluppata nel Capitolo 1 riuscendo così ad ottenere un modulatore bifase ancora più compatto di quello innovativo presentato nel corso dello stesso capitolo di questo lavoro di tesi.

Publicazioni

- [1] F. Di Paolo, M. Ferrari, F. Giannini, and E. Limiti, "A Reflection-Type Vector Modulator with Balanced Loads," *International Journal of Microwave and optical technology*, vol. 2, pp. 45-50, 2007.
- [2] W. Ciccognani, F. di Paolo, M. Ferrari, F. Giannini, and E. Limiti, "A Reflection-Type Biphase Modulator with Balanced Loads," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, pp. 334-337.
- [3] W. Ciccognani, M. Ferrari, F. Giannini, and E. Limiti, "A novel broadband MMIC vector modulator for V-band applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 20, pp. 103-113, 2010.
- [4] V. Alleva, A. Bettidi, A. Cetronio, W. Ciccognani, M. de Dominicis, M. Ferrari, E. Giovine, C. Lanzieri, E. Limiti, A. Megna, M. Peroni, and P. Romanini, "High Power Microstrip GaN-HEMT Switches for Microwave Applications," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, 2008, pp. 194-197.
- [5] W. Ciccognani, M. De Dominicis, M. Ferrari, E. Limiti, M. Peroni, and P. Romanini, "High-power monolithic AlGaIn/GaN HEMT switch for X-band applications," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 911-912, 2008.
- [6] W. Ciccognani, M. Ferrari, E. Limiti, and D. Palombini, "Advanced RF Applications of GaN/AlGaIn," in *GE 2009, Trento*, 2009.
- [7] E. Limiti, W. Ciccognani, and M. Ferrari, "GaN/AlGaIn HEMTs for RF Applications," in *Book of Abstracts of the Workshop on Advanced Semiconductor Materials and Devices for Power Electronics Applications (WASMPE 2009)*, , Catania, Italy, 2009, pp. 143-145.
- [8] V. Alleva, A. Bettidi, W. Ciccognani, M. De Dominicis, M. Ferrari, C. Lanzieri, E. Limiti, and M. Peroni, "High-power monolithic AlGaIn/GaN high electron mobility transistor switches," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, pp. 339-345, 2009.
- [9] W. Ciccognani, M. Ferrari, and E. Limiti, "High Isolation Microstrip GaN-HEMT Single-FET Switch," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, *accepted to be published* 2010.

Appendice A. Richiami sulle Reti

A.1 Teorema di reciprocità di una rete

Si consideri una rete passiva qualsiasi, in due situazioni diverse A e B, come quella mostrata Fig. A.1 e si individuino in essa due rami, 1 e 2.

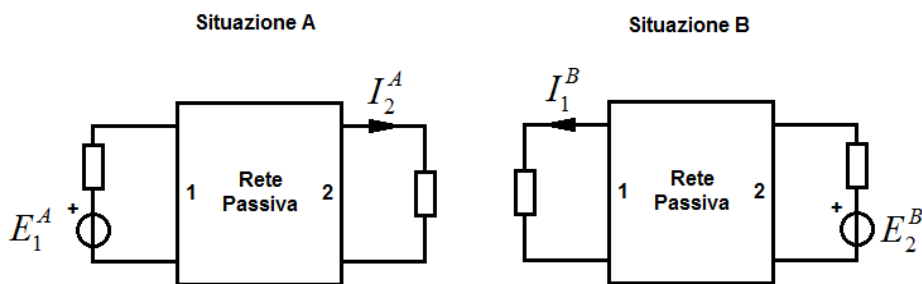


Fig. A.1 – Rete due porte passiva in due condizioni diverse A e B.

Nella situazione A, inserendo un generatore di tensione E_1^A nel ramo 1 si ottiene come conseguenza una corrente I_2^A nel ramo 2. Viceversa, nella situazione B, inserendo un generatore di tensione E_2^B nel ramo 2, si ottiene come conseguenza una corrente I_1^B nel ramo 1. Il teorema di reciprocità afferma che:

$$\frac{E_1^A}{I_2^A} = \frac{E_2^B}{I_1^B} \Rightarrow E_1^A I_1^B = E_2^B I_2^A \quad (\text{A.1})$$

ovvero afferma che il rapporto tra causa nel ramo 1 ed effetto nel ramo 2 è uguale al rapporto tra causa nel ramo 2 ed effetto nel ramo 1. In maniera più rigorosa, una rete 2-porte si dice reciproca quando, considerate due situazioni A e B, le grandezze elettriche alle due porte soddisfano la seguente relazione:

$$V_1^A I_1^B + V_2^A I_2^B = V_1^B I_1^A + V_2^B I_2^A \quad (\text{A.2})$$

A.2 Rappresentazioni matriciali per reti 2 porte

Nel corso di questo paragrafo saranno richiamate alcune nozioni di elettrotecnica di base utilizzate nel corso di questo lavoro di tesi.

Si consideri una generica rete due porte schematizzata come in Fig. A.2

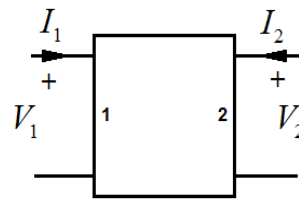


Fig. A.2 – Rete due porte passiva in due condizioni diverse A e B.

Tra le varie rappresentazioni esistenti, quelle maggiormente utilizzate nel corso di questo lavoro sono state quelle descritte di seguito.

La rete di Fig. A.2 può essere ad esempio completamente caratterizzata mediante la sua matrice di parametri [Y] la quale permette di legare le correnti alle due porte della rete in funzione delle tensioni alle due porte:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Da quest'ultima espressione possono essere facilmente dedotti i parametri [Y]:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Una rappresentazione alternativa, talvolta molto utile quando si vuole studiare la catena di più reti due porte risulta senza dubbio la rappresentazione mediante matrice di parametri [ABCD].

In questo caso il legame tra correnti e tensioni della rete è il seguente:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Anche in questo caso i parametri [ABCD] possono essere calcolati come segue:

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Alcune matrici [ABCD] molto usate sono quelle di una rete costituita da una sola impedenza serie Z_S che collega le due porte oppure da una sola impedenza parallelo Z_P posta in parallelo ad entrambe le porte:

$$[ABCD]_{IMP_SERIE} = \begin{pmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (A.7)$$

$$[ABCD]_{IMP_PARALLELO} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_p & 1 \end{pmatrix} \quad (A.8)$$

Ad alta frequenza è conveniente la rappresentazione mediante parametri [S], i quali al contrario degli altri parametri possono essere misurati senza imporre dei cortocircuiti o adegli aperti (cosa non molto semplice ad alte frequenza) ma imponendo la condizione di adattamento alle due porte (onda incidente nella porta nulla).

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (A.9)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (A.10)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

E' possibile passare dalla rappresentazione [Y] alla matrice [ABCD] tramite la seguente relazione matriciale:

$$[ABCD] = \begin{pmatrix} -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{1}{Y_{21}} \\ -\frac{\Delta Y}{Y_{21}} & -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{pmatrix} \quad (A.11)$$

Dove $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$.

Mentre per passare dalla rappresentazione [ABCD] a quella a parametri [S]:

$$[S] = \begin{pmatrix} \frac{AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} & \frac{2(AD - BC)Z_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} \\ \frac{2Z_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} & \frac{-AZ_0 + B - CZ_0^2 + DZ_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} \end{pmatrix} \quad (A.12)$$

Per trasformare una matrice [Y] in matrice [S] è invece possibile applicare la seguente relazione:

$$[Y] = Y_0 \begin{pmatrix} \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} & \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\ \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} & \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \end{pmatrix} \quad (A.13)$$

Viceversa per trasformare una matrice [S] in matrice [Y] si applica la :

$$[S] = \begin{pmatrix} \frac{(1 - Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} & \frac{-2Y_{12}Z_0}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \\ \frac{-2Y_{21}Z_0}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} & \frac{(1 + Y_{11})(1 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1 + Y_{11}Z_0)(1 + Y_{22}Z_0) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.14})$$

A.3 Circuiti equivalenti di dispositivi attivi 3 terminali

Un FET è un dispositivo a 3 terminali e come tale può essere considerato come una rete 3 porte.

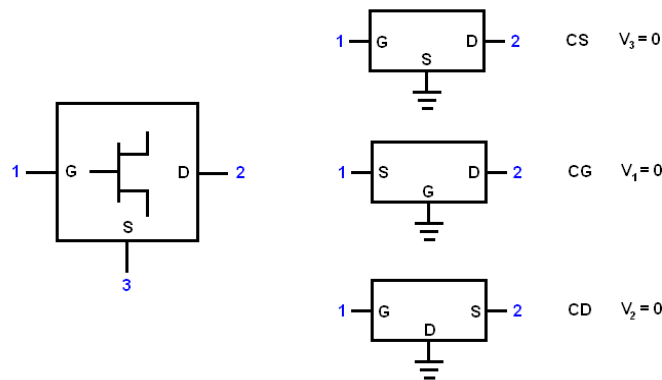


Fig. A.3 – FET rappresentato come rete 3 porte (sinistra) e nelle sue tre configurazioni (destra).

Solitamente però tale dispositivo viene studiato nelle sue tre tipiche configurazioni ovvero *source comune* (*common source*, CS), *gate comune* (*common gate*, CG) ed infine *drain comune* (*common drain*, CD) che vengono ottenute come mostrato in Fig. A.3. Queste tre configurazioni presentano i circuiti equivalenti e le rappresentazioni matriciali mostrate in (si veda anche [1] e [2]). Come detto si può considerare il FET come rete 3 porte, svincolando ad esempio il terminale di source dal potenziale di massa nella configurazione common source.

Ponendo poi il gate sulla porta 1, il drain sulla porta 2 ed il source sulla porta 3 come in Fig. A.3 è possibile ottenere la rappresentazione 3 porte del FET semplicemente tenendo conto che:

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0, V_3=0} & Y_{12} &= \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0, V_3=0} & Y_{13} &= \frac{I_1}{V_3} \Big|_{V_1=0, V_2=0} \\
 Y_{21} &= \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0, V_3=0} & Y_{22} &= \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0, V_3=0} & Y_{23} &= \frac{I_2}{V_3} \Big|_{V_1=0, V_2=0} \\
 Y_{31} &= \frac{I_3}{V_1} \Big|_{V_2=0, V_3=0} & Y_{32} &= \frac{I_3}{V_2} \Big|_{V_1=0, V_3=0} & Y_{33} &= \frac{I_3}{V_3} \Big|_{V_1=0, V_2=0}
 \end{aligned} \tag{A.15}$$

In base a quando riportato in (A.15) si deduce che questi 9 parametri sono ottenibili a partire dai 12 parametri che rappresentano le matrici ammettenza delle reti 2 porte nelle 3 configurazioni *source* comune (CS), *gate* comune (CG), *drain* comune (CD).

Osservando la figura di sopra si può notare però che dei 12 parametri in realtà se ne hanno solo 9 poiché sussistono le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned}
 Y_{11CS} &= Y_{11CD} \\
 Y_{22CS} &= Y_{22CG} \\
 Y_{11CG} &= Y_{22CD}
 \end{aligned} \tag{A.16}$$

E quindi la matrice [Y] del FET è data da:

$$Y_{FET} = \begin{pmatrix} Y_{11CS} = Y_{11CD} & Y_{12CS} & Y_{12CD} \\ Y_{21CS} & Y_{22CS} = Y_{22CG} & Y_{21CG} \\ Y_{21CD} & Y_{12CG} & Y_{11CG} = Y_{22CD} \end{pmatrix} \tag{A.17}$$

Sostituendo il valore dei parametri di ammettenza ricavati in precedenza si ottiene la matrice (A.18). Essendo il FET un dispositivo a 3 terminali per la prima legge di Kirchoff, pensando al dispositivo come un nodo, si deve avere che la somma di tutti gli elementi di una colonna deve essere pari a 0. E' inoltre possibile dimostrare che anche la somma degli elementi di una qualsiasi riga della matrice deve essere pari a 0. Queste due proprietà, applicate alla matrice di sopra ne garantiscono una indiretta prova di correttezza.

	Circuito equivalente FET	Matrice Ammettenze [Y] in cortocircuito
Source Comune		$Y_{FETcs} = \begin{pmatrix} \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} + j\omega C_{gd} & -j\omega C_{gd} \\ \frac{g_m e^{j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} - j\omega C_{gd} & j\omega(C_{gd} + C_{ds}) + g_{ds} \end{pmatrix}$
Gate Comune		$Y_{FETcg} = \begin{pmatrix} \frac{j\omega C_{gs} + g_m e^{j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} + g_{ds} + j\omega C_{ds} & -g_{ds} - j\omega C_{ds} \\ \frac{-g_m e^{j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} - g_{ds} - j\omega C_{ds} & j\omega(C_{gd} + C_{ds}) + g_{ds} \end{pmatrix}$
Drain Comune		$Y_{FETcd} = \begin{pmatrix} \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} + j\omega C_{gd} & -\frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} \\ -\frac{j\omega C_{gs} + g_m e^{j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} & \frac{j\omega C_{gs} + g_m e^{j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} + g_{ds} + j\omega C_{ds} \end{pmatrix}$

Fig. A.4 – Circuiti equivalenti del FET rappresentato nelle sue tre configurazioni e relative rappresentazioni dei modelli a matrici [Y].

Questo aspetto porta come conseguenza quella di poter ricavare i parametri Y di qualsiasi delle tre configurazioni 2-porte CS, CG e CD. Infatti conoscendo ad esempio i 4 parametri ammettenza di una qualsiasi delle configurazioni (CS, CG e CD) per determinare i rimanenti 5 parametri della matrice 3-porte è sufficiente impostare 5 equazioni imponendo che la somma delle righe e delle colonne che contengono tali parametri sia pari a 0.

$$Y_{FET} = \begin{pmatrix} \frac{j\omega C_{gs}}{1+j\omega C_{gs}R_i} + j\omega C_{gd} & -j\omega C_{gd} & -\frac{j\omega C_{gs}}{1+j\omega C_{gs}R_i} \\ \frac{g_m e^{j\omega\tau}}{1+j\omega C_{gs}R_i} - j\omega C_{gd} & j\omega(C_{gd} + C_{ds}) + g_{ds} & \frac{-g_m e^{j\omega\tau}}{1+j\omega C_{gs}R_i} - g_{ds} - j\omega C_{ds} \\ -\frac{j\omega C_{gs} + g_m e^{j\omega\tau}}{1+j\omega C_{gs}R_i} & -g_{ds} - j\omega C_{ds} & \frac{j\omega C_{gs} + g_m e^{j\omega\tau}}{1+j\omega C_{gs}R_i} + g_{ds} + j\omega C_{ds} \end{pmatrix} \quad (A.18)$$

Sulla base di quanto appena detto, in [3] ad esempio viene dimostrato come a partire dai parametri [Y] della configurazione a source comune sia possibile ottenere la matrice [Y] 3x3 del FET come mostrato in (A.19):

$$Y_{FET} = \begin{pmatrix} Y_{11CS} & Y_{12CS} & -(Y_{11CS} + Y_{12CS}) \\ Y_{21CS} & Y_{22CS} & -(Y_{21CS} + Y_{22CS}) \\ -(Y_{11CS} + Y_{21CS}) & -(Y_{12CS} + Y_{22CS}) & Y_{11CS} + Y_{12CS} + Y_{21CS} + Y_{22CS} \end{pmatrix} \quad (A.19)$$

Talvolta è utile considerare il FET come un generatore di corrente ideale controllato in tensione di valore pari a g_m dunque, se si pongono gli altri parametri intrinseci a zero delle matrici mostrate in

si ottiene:

$$[Y]_{FETcs} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{pmatrix} \quad (A.20)$$

$$[Y]_{FETcg} = \begin{pmatrix} g_m & 0 \\ -g_m & 0 \end{pmatrix} \quad (A.21)$$

$$[Y]_{FETcd} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -g_m & g_m \end{pmatrix} \quad (A.22)$$

Se si trasformano tali matrici in matrici [S] ottengono

$$[S]_{FETcs} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -2Z_0g_m & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.23})$$

$$[S]_{FETcg} = \begin{pmatrix} \frac{1-Z_0g_m}{1+Z_0g_m} & 0 \\ \frac{2Z_0g_m}{1+Z_0g_m} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.24})$$

$$[S]_{FETcd} = \begin{pmatrix} \frac{1-Z_0g_m}{1+Z_0g_m} & 0 \\ \frac{2Z_0g_m}{1+Z_0g_m} & \frac{1-Z_0g_m}{1+Z_0g_m} \end{pmatrix} \quad (\text{A.25})$$

Si può ad esempio notare che nel caso in cui si ponga nella (A.24) e nella (A.25) $g_m=1/Z_0$ si riesce ad ottenere un adattamento perfetto a seconda dei casi nella porta 1 per la configurazione a gate comune e per la porta 2 nella configurazione a drain comune.

A.4 Riferimenti

- [1] E. Limiti, *Elettronica delle microonde. Adattamento, amplificatori a piccolo segnale e oscillatori.*: Aracne, 2007.
- [2] F. Di Paolo, *Networks and Devices Using Planar Transmission Lines.* Florida, USA: CRC Press, 2000.
- [3] A. Grebennikov, *RF and Microwave Power Amplifier Design.* New York, USA: Mc Graw Hill professional engineering, 2005.

Appendice B. Richiami di Fisica

B.1 Ferriti

Le ferriti sono costituite da materiali ceramici con resistività molto elevata, che può essere anche 10^{14} volte maggiore rispetto a quella dei metalli e con costanti dielettriche relative che si aggirano intorno a 10 o 15. La caratteristica principale è l'elevata permeabilità magnetica relativa, che può raggiungere anche diverse migliaia di unità. Questi materiali sono strutture [1], [2] solide cristalline formate essenzialmente da miscele di ossidi doppi di ferro e da un metallo bivalente, tipicamente si usano il magnesio, il manganese, lo zinco, il nichel, il cadmio o il rame.

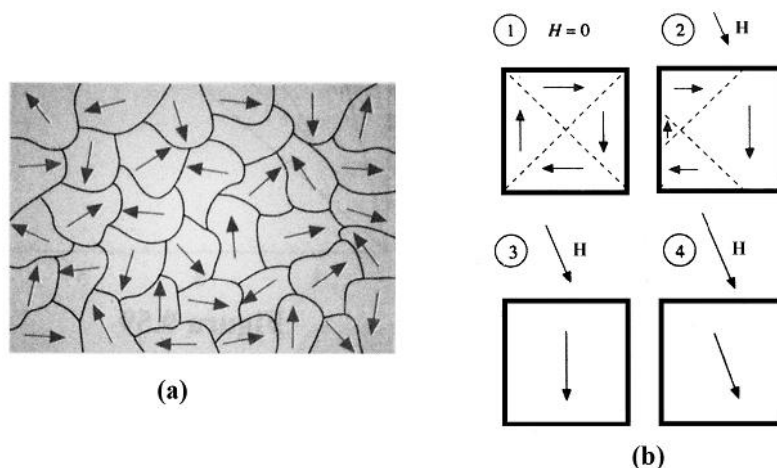


Fig. B.5 - (a) Domini di Weiss, magnetizzazione e pareti di Bloch nelle ferriti. (b) Applicazione di un campo magnetico ad un dominio di Weiss.

La formula generale è $MO \cdot Fe_2O_3$, dove MO è il metallo bivalente. In un cristallo di ferro, di nichel, di cobalto, ecc. si hanno dei domini delle dimensioni comprese tra 10^{-12} e 10^{-18} m³, chiamati *domini di Weiss*, caratterizzati dall'aver una magnetizzazione spontanea dovuta all'interazione non magnetica che allinea gli spin.

Ognuno di questi domini ha una magnetizzazione saturata ad un certo valore dipendente dalla temperatura. Domini adiacenti non hanno la magnetizzazione nella stessa direzione, come mostrato in Fig. B.5 (a).

Ogni dominio è delimitato da un confine chiamato *parete di Bloch*, in prossimità della quale l'orientazione degli spin di un dominio muta con continuità verso quella del dominio adiacente. Un materiale ferromagnetico non polarizzato da campo magnetico esterno presenta delle magnetizzazioni locali ma la magnetizzazione complessiva è nulla. Il motivo di ciò è facilmente deducibile dal fatto che le magnetizzazioni locali si dispongono in maniera casuale ed in maniera tale da avere una configurazione a minima energia totale. Il reticolo cristallino del ferro è di tipo cubico centrato e l'orientazione spontanea preferenziale dei domini (assi di facile magnetizzazione) è quella parallela ai lati del cubo. In Fig. B.5(b) vengono mostrati 4 domini al variare dell'intensità di un campo magnetico applicato esternamente alla ferrite. Quando si applica un campo magnetico esterno, le pareti di Bloch si modificano e si sbilanciano in modo tale che predominino i domini in cui la magnetizzazione è concorde al campo esterno; a seguito di tale processo si ha una magnetizzazione risultante complessiva diversa da zero. All'aumentare del campo esterno, si ha prima una fase in cui ogni cristallo mostra una magnetizzazione unica ma che non necessariamente è la stessa del campo esterno; quando il campo raggiunge il valore di saturazione, tutti i domini presentano una magnetizzazione orientata come il campo statico esterno.

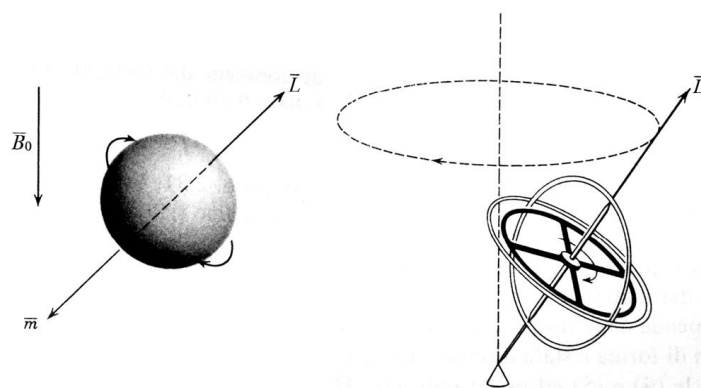


Fig. B.6 - Modello sferico di un elettrone con spin immerso in un campo magnetico e movimento di precessione di un giroscopio.

Le proprietà magnetiche della ferrite derivano dal momento di dipolo magnetico \vec{m} associato allo spin dell'elettrone. Quest'ultimo infatti ruotando intorno al proprio asse può essere considerato come una piccola spira percorsa da una corrente pari al rapporto tra la carica dell'elettrone ed il periodo di tale rotazione. Tale corrente dà luogo al momento di dipolo magnetico dell'elettrone \vec{m} .

L'elettrone che ruota attorno al proprio asse può essere considerato classicamente come un giroscopio (vedi Fig. B.6). Rispetto a quest'ultimo però, il momento di dipolo

magnetico \vec{m} dell'elettrone è anti parallelo se confrontato con il momento angolare \vec{L} (o momento della quantità di moto) del giroscopio. Si definisce *rapporto giromagnetico* γ il rapporto [3] tra i moduli delle due grandezze.

$$\gamma = \frac{m}{L} \quad (\text{B.1})$$

Ipotizzando l'asse di rotazione non soggetto a moto di traslazione, la seconda legge cardinale della meccanica diventa:

$$\frac{d\vec{L}}{dt} = \vec{T} \quad (\text{B.2})$$

Quando la somma dei momenti torcenti agenti su un corpo in rotazione è nullo il momento angolare \vec{L} è costante nel tempo.

Se si pone l'elettrone in un campo statico uniforme \vec{B}_0 , proprio come avviene in una spira percorsa da corrente, il dipolo magnetico sarà sottoposto ad una coppia di forze e quindi sarà presente un momento torcente pari a:

$$\vec{T} = \vec{m} \times \vec{B}_0 = -\gamma \vec{L} \times \vec{B}_0 = \gamma \vec{B}_0 \times \vec{L} \quad (\text{B.3})$$

Tale momento torcente, il cui verso è perpendicolare al momento angolare \vec{L} è responsabile della nascita di un moto di precessione dell'asse del dipolo intorno all'asse parallelo al campo magnetico esterno \vec{B}_0 .

Il vettore \vec{L} può essere espresso tramite il suo versore \vec{l}_0 :

$$\vec{L} = L\vec{l}_0 \quad (\text{B.4})$$

La derivata nel tempo di tale vettore può essere espressa come:

$$\frac{d\vec{L}}{dt} = \frac{dL}{dt}\vec{l}_0 + L\frac{d\vec{l}_0}{dt} \quad (\text{B.5})$$

Durante il moto di precessione attorno a tale asse, il modulo di \vec{L} rimane costante così come rimane costante l'angolo tra loro formato detto ϕ (vedi Fig. B.7) mentre si ha una rotazione della componente di \vec{L} sul piano xy .

Come conseguenza di ciò si ha:

$$\frac{d\vec{L}}{dt} = L\frac{d\vec{l}_0}{dt} = L(\vec{\omega}_0 \times \vec{l}_0) = \vec{\omega}_0 \times \vec{L} \quad (\text{B.6})$$

Nella precedente espressione $\vec{\omega}_0$ rappresenta il vettore velocità angolare di precessione diretto parallelamente a \vec{B}_0 anche chiamato *frequenza di Larmor*.

Tenendo conto della (B.2) si può confrontare la (B.3) con la (B.6), da tale confronto è immediato osservare che la *frequenza di Larmor* è data:

$$\omega_0 = \gamma B_0 \tag{B.7}$$

Se si applica un piccolo campo magnetico alternato in aggiunta al campo di polarizzazione esterno \vec{B}_0 , il momento di dipolo magnetico subisce una precessione forzata (vedi Fig. B.7). Un caso di particolare interesse è quello di un campo magnetico variabile polarizzato circolarmente sul piano perpendicolare a \vec{B}_0 (vedi Fig. B.8). Il campo magnetico totale \vec{B}_t risultante dalla somma tra il campo magnetico costante di polarizzazione \vec{B}_0 e quello variabile \vec{B}_1 sarà inclinato di un angolo θ rispetto all'asse z. Se il campo magnetico variabile è polarizzato circolarmente in verso antiorario l'asse di rotazione dello spin sarà inclinato di un angolo ϕ minore di θ e si avrà una precessione forzata in senso orario altrimenti se il campo magnetico variabile è polarizzato circolarmente in verso orario l'angolo ϕ sarà maggiore di θ e si avrà una precessione forzata in senso orario.

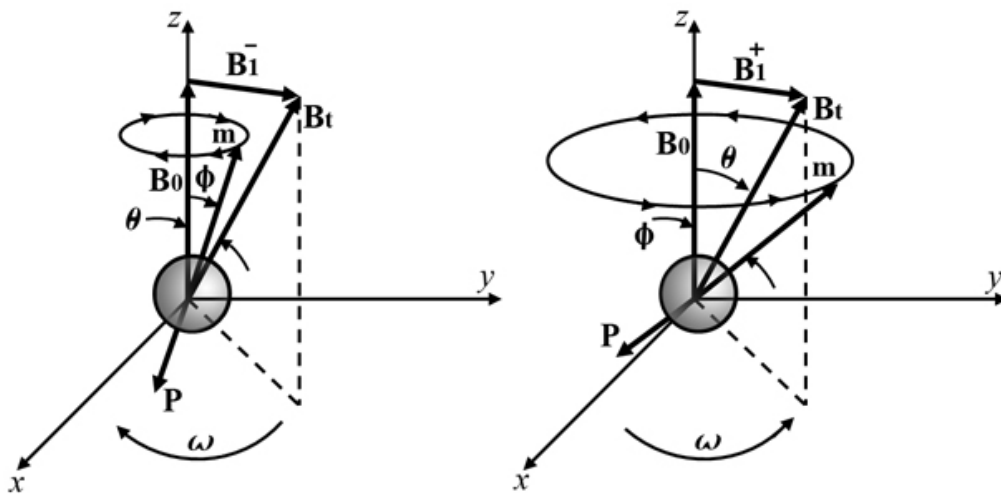


Fig. B.7 – Moto di precessione forzata dell'elettrone. . (a) Polarizzazione antioraria (ccw, counterclockwise), (b) Polarizzazione oraria (cw, clockwise).

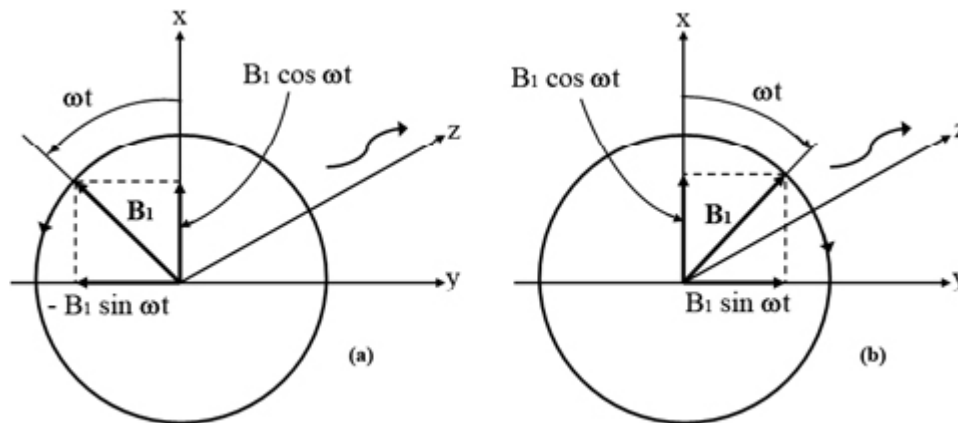


Fig. B.8 – Campo magnetico per onde polarizzate circolarmente. (a) Polarizzazione antioraria (ccw, counterclockwise), (b) Polarizzazione oraria (cw, clockwise).

Finora è stato trattato un singolo elettrone rotante immerso in un campo magnetico statico diretto lungo z con sovrapposto un campo magnetico variabile polarizzato circolarmente nel piano x-y. In atto pratico, la ferrite avrà un certo numero di elettroni rotanti. Lo spazio tra ogni elettrone avrà dimensioni dell'ordine dell'atomo base del materiale che costituisce la ferrite; a livello macroscopico e considerando un materiale uniforme, si può definire una densità di dipolo magnetico per unità di volume N . Il momento di dipolo magnetico totale sarà dunque $\vec{M} = N\vec{m}$.

Applicando un campo magnetico statico \vec{B}_0 di ampiezza tale da mandare la magnetizzazione in saturazione nella ferrite, si ha $\vec{M} = \vec{M}_s$. In questa situazione si ha un accoppiamento degli spin che porta ad un annullamento della magnetizzazione nei punti interni al materiale, mentre sopravvive la magnetizzazione sul bordo più esterno, come mostrato in Fig. B.9; è come se tutto il materiale si comportasse come un unico grande dipolo magnetico. Ragionando in maniera analoga a quanto fatto per il singolo elettrone è possibile dunque utilizzare nelle relazioni viste precedentemente \vec{M} in luogo di \vec{m} e ricordando che $\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M})$ dove \vec{B} e \vec{H} sono rispettivamente il vettore induzione magnetica e campo magnetico totali (dati dalle rispettive somme tra campi variabili e statici).

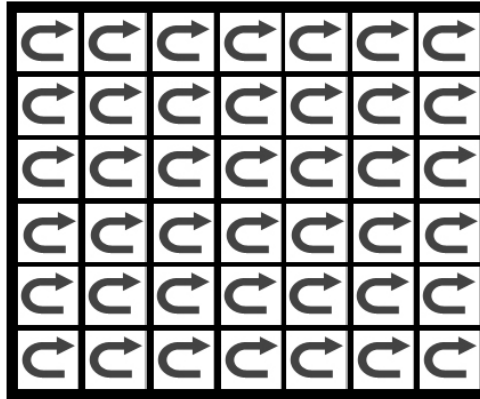


Fig. B.9 – Magnetizzazione locale e globale in una lastra di ferrite magnetizzata con campo variabile

Nel caso in cui il campo variabile sia di intensità trascurabile rispetto al campo magnetico di polarizzazione statico. Si può dimostrare che la ferrite presenta differenti permeabilità magnetiche se attraversata da un campo elettromagnetico variabile polarizzato circolarmente in senso orario (+) oppure antiorario orario(-):

$$\mu_+ = \mu_0 \left(1 + \frac{\mu_0 \gamma M_s}{\omega_0 - \omega} \right) \tag{B.8}$$

$$\mu_- = \mu_0 \left(1 + \frac{\mu_0 \gamma M_s}{\omega_0 + \omega} \right) \tag{B.9}$$

Tali permeabilità magnetiche dipendono dalla frequenza di precessione di Larmor e quindi dal campo magnetico di polarizzazione nonché dalla frequenza del campo magnetico variabile. Inoltre se quest'ultima frequenza è di valore molto prossimo a quello di precessione di Larmor si avrà un fenomeno di risonanza magnetica che tra i suoi vari effetti porterà la permeabilità magnetica (+) ad essere molto diversa da (-).

Questo squilibrio si ripercuote direttamente sulla costante di fase di eventuali onde TEM piane polarizzate circolarmente su di un piano xy in presenza del campo statico \vec{B}_0 perpendicolare a tale piano. In particolare si avranno le seguenti costanti di fase:

$$\beta_+ = \omega \sqrt{\varepsilon \mu_+} \tag{B.10}$$

$$\beta_- = \omega \sqrt{\varepsilon \mu_-} \tag{B.11}$$

Dove ε rappresenta la costante dielettrica della ferrite.

Nella pratica le ferriti presentano perdite non nulle dunque è utile definire anche le costanti di propagazione nel caso delle due polarizzazioni analizzate: $\gamma_{\pm} = \alpha_{\pm} + \beta_{\pm}$.

Dove α_{\pm} rappresenta la costante di attenuazione per onde polarizzate circolarmente in senso orario (+) ed antiorario (-).

Ancora una volta si può dimostrare che nel caso in cui la frequenza del campo magnetico variabile sia di valore molto prossimo a quello di precessione di Larmor si avrà un fenomeno di risonanza il quale farà sì che un'onda polarizzata circolarmente in senso antiorario (che percorre la ferrite polarizzata da campo statico come descritto in precedenza) sarà solo debolmente attenuata; viceversa un'onda polarizzata circolarmente in senso orario sarà molto attenuata.

B.2 Riferimenti

- [1] F. Di Paolo, *Networks and Devices Using Planar Transmission Lines*. Florida, USA: CRC Press, 2000.
- [2] P. Mazzoldi, M. Nigro, and C. Voci, *Fisica - Volume II*: Edises, 2007.
- [3] R. E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*: Wiley, John & Sons, 2000.