




Quaderni del
Dottorato di
Ricerca in Ingegneria
dell'Informazione
dell'Università di Firenze

Alessandro Cidronali
Paolo Colantonio
Leonardo Lucci

Antenne Integrate Attive



1



Quaderni del
Dottorato di
Ricerca in Ingegneria
dell'Informazione
dell'Università di Firenze

Alessandro Cidronali
Paolo Colantonio
Leonardo Lucci

Antenne Integrate Attive



1

MANUALI
SCIENZE TECNOLOGICHE

Quaderni del Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze

COMITATO SCIENTIFICO

Luigi Chisci (Direttore), Fabrizio Argenti, Michele Basso, Alessandro Cidronali, Alberto Del Bimbo, Enrico Del Re, Romano Fantacci, Alessandro Fantechi, Paolo Frasconi, Dino Giuli, Gianfranco Manes, Stefano Manetti, Paolo Nesi, Giuseppe Pelosi, Massimiliano Pieraccini, Alessandro Rizzo, Stefano Ruffo, Piero Tortoli, Fabio Schoen, Marco Sciandrone, Carlo Sorrentino, Alberto Tesi, Enrico Vicario.

TITOLI GIÀ PUBBLICATI

Alessandro Cidronali, Paolo Colantonio, Leonardo Lucci, *Antenne Integrate Attive*

ALESSANDRO CIDRONALI
PAOLO COLANTONIO
LEONARDO LUCCI

Antenne Integrate Attive

Firenze University Press
2014

Antenne Integrate Attive : Quaderni del Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze / Alessandro Cidronali, Paolo Colantonio e Leonardo Lucci. - Firenze: Firenze University Press, 2014
(Manuali. Scienze tecnologiche ; 6)

<http://digital.casalini.it/9788866555667>

ISBN 978-88-6655-566-7 (online)

Progetto grafico di copertina: Alberto Pizarro Fernández,
Pagina Maestra snc

Certificazione scientifica delle Opere

Tutti i volumi pubblicati sono soggetti ad un processo di referaggio esterno di cui sono responsabili il Consiglio editoriale della FUP e i Consigli scientifici delle singole collane. Le opere pubblicate nel catalogo della FUP sono valutate e approvate dal Consiglio editoriale della casa editrice. Per una descrizione più analitica del processo di referaggio si rimanda ai documenti ufficiali pubblicati sul catalogo on-line della casa editrice (www.fupress.com).

Consiglio editoriale Firenze University Press

G. Nigro (Coordinatore), M.T. Bartoli, M. Boddi, R. Casalbuoni, C. Ciappei, R. Del Punta, A. Dolfi, V. Fargion, S. Ferrone, M. Garzaniti, P. Guarnieri, A. Mariani, M. Marini, A. Novelli, M. Verga, A. Zorzi.

© 2014 Firenze University Press
Università degli Studi di Firenze
Firenze University Press
Borgo Albizi, 28, 50122 Firenze, Italy
<http://www.fupress.com/>
Printed in Italy

INDICE

Presentazione della collana (<i>Presentation of the series</i>)	VII
Prefazione	IX
Lista degli acronimi	XI
1 Generalità	1
1.1 Il concetto di base	1
1.2 Classificazione	3
1.3 Requisiti di sistema	4
1.3.1 Moduli trasmettenti	4
1.3.2 Moduli riceventi	4
1.3.3 Moduli <i>duplex</i>	5
1.4 Gli elementi radianti	5
1.5 Metodi di analisi e progetto	9
1.5.1 Sistemi convenzionali	10
1.5.2 Moduli ad integrazione parziale	11
1.5.3 Moduli ad integrazione completa	11
2 I parametri delle antenne in ricezione e in trasmissione	13
2.1 Larghezza di banda	13
2.2 Regioni di campo elettromagnetico	14
2.3 Polarizzazione	16
2.4 Intensità di radiazione	16
2.5 Direttività, guadagno e area efficace	18
2.5.1 Direttività	18
2.5.2 Guadagno	18
2.5.3 Area efficace	20
2.6 Modelli circuitali di un'antenna	23
2.6.1 Antenna in trasmissione	23
2.6.2 Antenna in ricezione	24
2.7 <i>Pattern</i> di radiazione	26
2.7.1 <i>Pattern</i> principali	27
2.8 Equazione di trasmissione di Friis	27
2.9 Temperatura d'antenna	28
3 <i>Link budget</i>	31
3.1 Capacità di canale	31
3.1.1 Rumore di canale	31
3.1.2 Perdita di tratta per il sistema di comunicazione	33
3.1.3 Rapporto Segnale-Rumore (SNR)	33
3.2 Qualità del segnale radio	34

3.2.1	<i>Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)</i>	35
3.2.2	<i>G/T</i> del ricevitore	35
3.3	Cifra di rumore e sensibilità di un ricevitore	36
3.3.1	Dispositivi passivi	37
3.3.2	Dispositivi attivi	37
3.3.3	Rumore estrinseco al ricevitore	37
3.3.4	Schematizzazione per blocchi di un <i>link budget</i>	38
3.4	Non-linearità nei sistemi RF	40
3.5	Esempio di <i>link budget</i>	41
4	Tipologie di configurazione	43
4.1	Oscillatori a radiofrequenza	43
4.1.1	Oscillatori a BJT di Colpitts e di Hartley	44
4.1.2	Oscillatori a FET di Colpitts e di Hartley	45
4.1.3	Esempio di oscillatore integrato in un'antenna planare	46
4.2	Amplificatori a bassa cifra di rumore (<i>Low Noise Amplifier, LNA</i>)	48
4.2.1	Valutazione della cifra di rumore di un sistema due-porte	48
4.2.2	Cifra di rumore minima di un due-porte	52
4.2.3	Esempio di progetto di LNA integrato in un'antenna planare	53
4.3	Amplificatori di potenza ad elevata efficienza	55
4.3.1	Classe A	58
4.3.2	<i>Tuned Load</i>	59
4.3.3	Amplificatori di potenza ad elevata efficienza	62
4.3.4	Integrazione dell'amplificatore di potenza con l'elemento radiante	68
5	Le applicazioni	75
5.1	Oscillatori accoppiati e controllo della fase	75
5.2	<i>Array</i> attivi a scansione elettronica di fascio	76
5.3	<i>Array</i> retrodirettivi	76
5.4	<i>Transceiver</i> e <i>transponder</i>	78
6	Metodi di analisi	85
6.1	Metodi per l'analisi elettromagnetica	85
6.1.1	Analisi nel dominio del tempo e della frequenza	86
6.1.2	Metodi di soluzione diretta	87
6.1.3	Metodi di soluzione indiretta	88
6.2	Metodi per l'analisi circuitale	89
6.2.1	Metodi di analisi nel dominio del tempo	89
6.2.2	Metodi di Shooting	92
6.2.3	Vantaggi e svantaggi degli algoritmi di analisi nel tempo	93
6.2.4	<i>Harmonic Balance</i>	93
6.2.5	Vantaggi e svantaggi dei metodi nel dominio della frequenza	95
	Guida al materiale di approfondimento	97
	Bibliografia	101
	Gli autori	105

PRESENTAZIONE DELLA COLLANA (*Presentation of the series*)

Da novembre 2013, con il XXIX ciclo, è attivo presso il Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Ateneo fiorentino il Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione. Tale dottorato, che fa parte della Scuola di Dottorato di Ingegneria dello stesso Ateneo, si propone di formare studiosi in grado di svolgere attività di ricerca di alto livello in svariati settori dell'Ingegneria dell'Informazione e affini. La presente collana si propone di raccogliere alcune monografie legate a corsi specifici del Dottorato, cercando anche di fornire una panoramica delle attività di ricerca che si svolgono nell'ambito del Dottorato stesso.

The Ph.D. course in Information Engineering is active since November 2013 at the Department of Information Engineering of the University of Florence. This graduate course aims to educate and train researchers capable of carrying out high level research work in all areas of information engineering and related fields. This series aims to collect monographs related to specific topics of the Ph.D. education program, as well as to provide a wide overview of the research activities developed within the doctorate.

Firenze, aprile 2014

Luigi Chisci

PREFAZIONE

Antenne Integrate Attive costituisce il primo numero della collana dal titolo «Quaderni del Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze» a supporto dell'omonimo corso di dottorato dell'Università di Firenze.

Questa prima pubblicazione nasce dall'esperienza scientifica e didattica che gli autori hanno maturato sull'argomento, anche in relazione al corso di dottorato sulle Antenne Integrate Attive (*Active Integrated Antennas*, AIA), che si è svolto nell'anno accademico 2013/14 e che copre 4 CFU nell'ambito dei settori scientifici disciplinari ING-INF/01 (Elettronica) e ING-INF/02 (Campi Elettromagnetici).

Le antenne integrate attive hanno costituito negli ultimi anni un'area di ricerca in continua crescita, stante la richiesta di una maggiore integrazione di apparati *wireless* in sistemi elettronici più complessi. Tale integrazione è resa possibile dallo sviluppo delle tecnologie di realizzazione dei circuiti integrati e monolitici a microonde e dai metodi di analisi delle reti a microonde e delle antenne.

Una delle applicazioni di maggior interesse delle antenne integrate attive è sicuramente quella degli *array* attivi a scansione elettronica, tecnologia che consente di sagomare e controllare la direzione del fascio scegliendo le relazioni di fase tra gli elementi della schiera. L'uso di molti elementi attivi, distribuiti, di potenza limitata, in alternativa ad un'architettura con l'elettronica centralizzata, consente infatti di semplificare la generazione e la distribuzione di potenze elevate, garantendo al contempo un sostanziale incremento della tolleranza ai guasti dell'intero sistema d'antenna. Ne segue che le antenne integrate attive hanno trovato grande sviluppo in tutti quei settori, come quello delle applicazioni spaziali e dei terminali mobili per l'inseguimento dei satelliti, in cui l'affidabilità costituisce uno degli aspetti chiave del progetto.

Dal punto di vista dell'ingegnere elettronico delle microonde un'antenna integrata attiva può essere considerata un circuito attivo a microonde in cui la porta di ingresso o di uscita è costituita dallo spazio libero anziché dai terminali di un blocco funzionale che lo precede oppure lo segue. In questo caso l'antenna, oltre al consueto ruolo di radiatore di onde elettromagnetiche, può svolgere altre funzioni, tra cui l'adattamento di impedenza, l'*harmonic tuning*, il filtraggio, il *duplexing*. D'altra parte, dal punto di vista del progetto di antenna, un'antenna integrata attiva costituisce una struttura che può incorporare tutti i circuiti attivi di base, siano essi oscillatori, amplificatori di potenza o amplificatori a bassa cifra di rumore.

Nel primo capitolo, che tratta le generalità sulle antenne integrate attive, dopo un paragrafo iniziale in cui si spiega il concetto di antenna integrata attiva, sono proposti un paio di criteri per la classificazione di questa tipologia di antenne, per poi discuterne le criticità peculiari quando vengono impiegate per moduli trasmettenti, riceventi e *duplex*. Il capitolo si conclude con una breve panoramica sulle tipologie di radiatori tipicamente utilizzati per la realizzazione delle antenne integrate attive e sui possibili approcci per l'analisi dei moduli integrati ad antenna attiva.

Il secondo capitolo è dedicato alle antenne, di cui vengono presentati i parametri fondamentali a partire dalle definizioni dello standard IEEE Std 145-1993. Le antenne integrate attive costituiscono un'area di ricerca che si contraddistingue per l'elevato grado di interdisciplinarietà tra il mondo dell'elettronica e quello dell'elettromagnetismo: da qui l'esigenza di prevedere una sezione che ha lo scopo di fornire anche agli studenti di dottorato che provengono da un percorso più prettamente orientato all'elettronica, tutti gli strumenti necessari alla comprensione delle antenne e dei parametri fondamentali che le caratterizzano.

Nel terzo capitolo viene illustrata, a livello di sistema, l'interdipendenza tra i parametri di funzionamento di un sistema di comunicazione tra apparati radio (frequenza, larghezza di banda, distanza delle due unità, potenza trasmessa e guadagno delle antenne) e i parametri intrinseci del ricevitore (come la cifra di rumore), al fine di stimare la possibilità che la comunicazione radio possa avvenire, rispettando i requisiti di sensibilità per il corretto funzionamento.

Nel quarto capitolo sono discusse alcune configurazioni tipiche in cui possono essere impiegate le antenne integrate attive, come gli oscillatori, gli amplificatori a bassa cifra di rumore e gli amplificatori di potenza. Per ciascuna di queste funzionalità di base, dopo averne richiamato i principi di funzionamento, viene discusso il ruolo dell'antenna attiva, anche attraverso esempi applicativi di interesse pratico.

Il quinto capitolo è dedicato ad una selezione di applicazioni, che va dagli oscillatori accoppiati per il controllo della fase, agli *array* attivi a scansione elettronica di fascio, agli *array* retrodirettivi, ai *transceiver* e *transponder*. Per ciascuna di queste applicazioni, viene evidenziato il ruolo dell'antenna integrata attiva, che spesso viene utilizzata per superare i limiti tecnologici delle soluzioni classiche.

Il capitolo 6 offre una rassegna critica sulle principali tecniche di analisi numerica per la caratterizzazione degli elementi radianti e dei circuiti elettronici a microonde e onde millimetriche, che costituiscono un tipico modulo ad antenna integrata attiva. Sia per le tecniche cosiddette *full-wave*, che per quelle approssimate che utilizzano un approccio circuitale, vengono discussi i vantaggi e limiti di applicazione, con l'obiettivo di orientare il progettista nella scelta del metodo più adatto alla particolare configurazione sotto esame.

Il libro si chiude con una bibliografia commentata, in cui si propone una selezione, seppur non esaustiva, di fonti bibliografiche (libri, capitoli di libri e numeri speciali su riviste internazionali) sulle antenne integrate attive, di cui si fornisce un breve riassunto descrittivo degli argomenti trattati dalla fonte. Lo scopo di questa guida al materiale di approfondimento è quello di offrire al lettore interessato un utile strumento per potersi orientare nel panorama delle numerose pubblicazioni sull'argomento.

Firenze, aprile 2014

Alessandro Cidronali
Paolo Colantonio
Leonardo Lucci

LISTA DEGLI ACRONIMI

ABC	Absorbing Boundary Conditions
AC	Alternative Current
AIA	Active Integrated Antenna
AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude-Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BARITT	BARrier Injection Transit-Time diode
BER	Bit Error Rate
BJT	Bipolar Junction Transistor
CDRA	Cilindrical Dielectric Resonator Antenna
CEM	Computational ElectroMagnetics
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CW	Continuous Wave
DC	Direct Current
EER	Envelope Elimination and Restoration
EFIE	Electric Field Integral Equation
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power
EM	Elettromagnetico
ET	Envelope Tracking
FD	Frequency Domain
FDM	Finite Difference Method
FDTD	Finite Difference Time Domain
FE-BI	Finite Element Boundary Integral
FEM	Finite Element Method
FET	Field Effect Transistor
FE-TD	Finite Element Time Domain

FF	Far Field
FIT	Finite Integration Technique
FIT-TD	Finite Integration Technique - Time Domain
FNBW	First Nulls Beam Width
FVTD	Finite Volume Time Domain
GaAs	Gallium Arsenide
GaN	Gallium Nitride
GO	Geometrical Optics
GTD	Geometrical Theory of Diffraction
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HPBW	Half Power Beam Width
IE	Integral Equation
IE-TD	Integral Equation - Time Domain
IF	Intermediate Frequency
IMD	InterModulation Distortion
IMPATT	IMPact ionization Avalanche Transit-Time diode
LNA	Low-Noise Amplifier
MDS	Minimum Detectable Signal
MECSA	Microwave Engineering Center for Space Applications
MESFET	MEtal-Semiconductor Field Effect Transistor
MFIE	Magnetic Field Integarl Equation
MIC	Microwave Integrated Circuit
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMW	Millimeter Waves
MNM	Multiport Network Modeling
MoM	Method of Moments
MoM-TD	Method of Moments - Time Domain
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor

MW	Microwaves
NAMM	Nodal Admittance Matrix Method
NF	Near Field
OOK	On-Off Keying
PA	Power Amplifier
PDE	Partial Differential Equation
PDE-TD	Partial Differential Equation - Time Domain
PEC	Perfect Electric Conductor
PLL	Phase-Locked Loop
PML	Perfectly Matched Layers
PO	Physical Optics
PSK	Phase-Shift Keying
PTD	Physical Theory of Diffraction
PWM	Pulse-Width Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radiofrequenza
RFID	Radio Frequency IDentification
RX	Ricevente
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SIE	Surface Integral Equation
SIMMWIC	Silicon Monolithic Millimeter-Wave Integrated Circuit
SLL	Side Lobe Level
SMA	Scattering Matrix Analysis
SNR	Signal to Noise Ratio
TD	Time Domain
TLM	Transmission Line Model
TX	Trasmittente
TX/RX	Trasmissione/Ricezione
UTD	Uniform Theory of Diffraction
VCO	Voltage-Controlled-Oscillator

VIA	Vertical Interconnect Access
VIE	Volume Integral Equation
WLAN	Wireless Local Area Network

1. GENERALITÀ

1.1 Il concetto di base

Con il termine *antenne attive* si intende in modo generico quella classe di dispositivi in cui un circuito a microonde (*Microwaves*, MW: 3 GHz–30 GHz) o ad onde millimetriche (*Millimeter Waves*, MMW: 30 GHz–300 GHz), comprendente dispositivi attivi, viene integrato con un elemento radiante. Più in particolare quando si parla di antenne integrate attive si fa riferimento ad una struttura in cui l'elemento radiante è integrato sullo stesso substrato della circuiteria attiva.

In un'antenna integrata attiva, che può avere diverse funzioni (amplificazione, oscillazione, filtraggio, *duplexing*, ecc.), l'elemento radiante, oltre ad assumere il classico ruolo di trasduttore tra campi elettromagnetici guidati e radiati, è progettato espressamente per fornire, tramite la propria impedenza di ingresso, il corretto carico per lo stadio finale del circuito attivo integrato.

Una delle principali caratteristiche delle antenne integrate attive consiste nel fatto che l'elemento radiante ed il dispositivo attivo sono trattati come una singola entità, con un approccio del tutto nuovo rispetto alle metodologie di progetto dei sistemi *wireless* convenzionali, in cui l'antenna e il *front-end* a radiofrequenza sono componenti separati, connessi da una linea di trasmissione di opportuna impedenza. Dal confronto tra gli schemi di Fig. 1.1 è evidente che la tecnologia delle antenne integrate attive consente l'integrazione di alcune funzionalità, come quella dell'adattamento di impedenza e della reiezione delle armoniche superiori (*harmonic suppression* o *harmonic tuning*), direttamente sull'antenna.

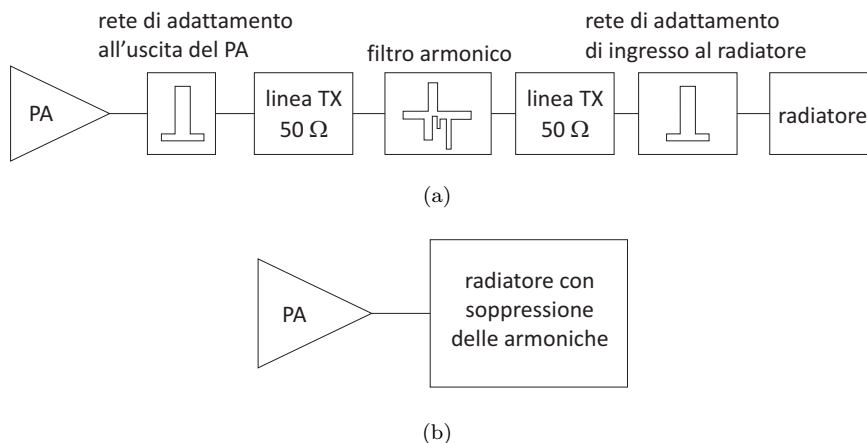


Figura 1.1: Schema di principio di una antenna attiva (a) e di una antenna integrata attiva (b).

In questo modo è possibile evitare del tutto la realizzazione di parte della circuiteria a radiofrequenza, ottenendo una serie di vantaggi:

- compattezza;
- costi contenuti (dovuti anche all’impiego della stessa tecnologia per realizzare l’elemento radiante e la circuiteria a microonde o a onde millimetriche);
- basso profilo (anche gli elementi radianti sono realizzati in tecnologia planare);
- minimo consumo di potenza;
- elevate flessibilità di implementazioni di funzionalità multiple.

Tali vantaggi diventano ancora più evidenti nelle applicazioni ad onde millimetriche, in cui tipicamente si hanno ridotta efficienza di antenna, maggiori perdite sulle linee di trasmissione e risorse di potenza limitate.

Grazie allo sviluppo ed alla disponibilità della tecnologia dei circuiti integrati a microonde (MIC, *Microwave Integrated Circuit*) e dei circuiti monolitici integrati a microonde (MMIC, *Monolithic Microwave Integrated Circuit*), quello delle antenne integrate attive è divenuto negli ultimi anni un settore di crescente interesse scientifico e tecnologico.

L’idea di ricorrere all’impiego delle antenne attive risale al 1928, quando Wheeler iniziò ad utilizzare antenne elettricamente piccole in combinazione a tubi elettronici nei radoricevitori per radiodiffusione operanti alla frequenza di circa 1 MHz [1].

Negli anni ’60 e ’70 del secolo scorso, grazie all’invenzione dei transistor ad alta frequenza [2], iniziarono a comparire i primi lavori sull’implementazione di dispositivi attivi su elementi radianti passivi. Tra gli obiettivi degli studi pionieristici sulle antenne attive vale la pena evidenziare:

- l’aumento della lunghezza efficace delle antenne elettricamente corte (operanti a frequenze tali per cui la lunghezza fisica dell’elemento radiante è piccola rispetto alla lunghezza d’onda);
- l’aumento della banda operativa dell’antenna;
- la diminuzione del mutuo accoppiamento tra gli elementi radianti di un *array*;
- il miglioramento della cifra di rumore.

Se da un lato il perseguimento di tali obiettivi portò al miglioramento delle prestazioni delle antenne, dall’altro servì da stimolo per il rapido sviluppo di questa nuova tecnologia, che divenne rapidamente molto popolare.

Successivamente, negli anni 1980-1990 la ricerca e gli sviluppi tecnologici sulle antenne attive furono principalmente rivolti al problema della combinazione di potenza, soprattutto in relazione agli *array* attivi a scansione elettronica, dove l’impiego di frequenze operative sempre più elevate andava a scontrarsi con i limiti tecnologici dei dispositivi allo stato solido. Con l’uso di molti elementi attivi di potenza limitata è possibile ovviare al problema della generazione e della distribuzione di potenze elevate, garantendo al tempo stesso un miglioramento sostanziale dell’affidabilità del sistema di radiazione. Ne segue che le antenne integrate attive hanno trovato grande sviluppo sia nelle applicazioni spaziali che nei terminali mobili per l’inseguimento dei satelliti. Per comprendere meglio la questione della gestione di elevata potenza negli *array*, si pensi che in un’architettura con l’elettronica centralizzata si deve necessariamente prevedere l’impiego di opportune guide d’onda pressurizzate per la distribuzione della potenza agli elementi radianti della schiera. Per queste applicazioni le guide d’onda sono infatti riempite di gas inerte, con costante dielettrica più elevata rispetto a quella del vuoto, allo scopo di aumentare la tensione di rottura del dielettrico, diminuendo così la probabilità di scarica all’interno della guida. Evidentemente, soprattutto per applicazioni spaziali, il mantenimento della pressurizzazione costituisce una notevole criticità, che, in caso di degradazione, può compromettere del tutto il funzionamento del sistema. Da questo punto di vista, un’architettura che distribuisce i

moduli ricetrasmittenti direttamente sugli elementi radianti dell'*array* riduce le problematiche legate alla gestione della potenza, aumentando al contempo la tolleranza ai guasti (*fault tolerance* o *graceful degradation*) e quindi l'affidabilità dell'intero sistema. Infatti, in un *array* di elementi integrati attivi, il sistema d'antenna rimane operativo, seppure con funzionalità ridotte, anche nel caso di guasto di uno o più moduli ricetrasmittenti, contrariamente a quanto avverrebbe per un sistema con un'unica unità ricetrasmittente centralizzata.

Una delle possibili architetture per la combinazione spaziale della potenza è quella che impiega un *array* di antenne attive, Fig. 1.2, in cui gli elementi della schiera, con la spaziatura inter-elemento tipica degli *array* di antenne, possono essere costituiti da un oscillatore che funziona in prossimità dell'elemento radiante. Questo approccio prevede che ciascun elemento dell'*array* venga progettato e ottimizzato in modo indipendente dalle altre unità della schiera. Allo stato dell'arte, negli *array* attivi, difficilmente si trova una vera e propria integrazione degli elementi radianti con la circuiteria attiva a radiofrequenza, anche se la stretta prossimità tra i moduli ricetrasmittenti e le antenne fa pensare che nel prossimo futuro queste architetture si avvantaggeranno sempre più della tecnologia integrata.

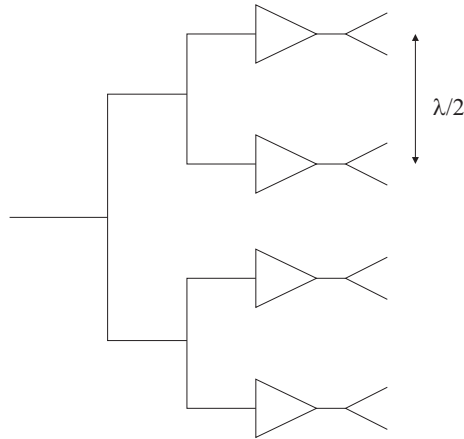


Figura 1.2: In un *array* di antenne attive i moduli ricetrasmittenti, costituiti dai vari dispositivi attivi e passivi e dai circuiti a microonde e onde millimetriche, sono posti in prossimità degli elementi radianti; la distanza inter-elemento è quella tipica delle schiere di antenne.

1.2 Classificazione

Per le antenne integrate attive la classificazione in base alle possibili applicazioni dell'antenna (antenna trasmittente, antenna ricevente, *transceiver*, *transponder*, ripetitore, ecc.), derivata direttamente dalla classificazione dei sistemi radio, appare poco efficace e spesso ridondante. Si pensi, infatti, che se dal punto di vista del sistema radio un'antenna trasmittente si differenzia da un'antenna ricevente per il fatto che l'amplificatore è posto a monte o a valle dell'antenna, così come in un ripetitore due elementi radianti sono integrati su entrambe le porte di ingresso e di uscita dell'amplificatore, è pur vero che le tre configurazioni hanno in comune la caratteristica di integrare amplificatori ed elementi di antenna.

Un modo alternativo semplice ed efficace per classificare le antenne integrate attive è dunque quello di fare riferimento alle diverse funzioni che i dispositivi attivi integrati possono svolgere.

In generale, un componente attivo può essere impiegato per l'amplificazione, il raddrizzamento o la trasformazione dell'energia da una forma all'altra [2]: tutti i circuiti attivi di base, siano essi oscillatori, amplificatori, *mixer* o *multiplier*, impiegano infatti dispositivi attivi per la generazione di segnali a RF (funzione di oscillatore), per l'amplificazione di segnali a RF (funzione di amplificatore), o per la conversione di frequenza del segnale (funzione di convertitore di frequenza).

Conseguentemente le antenne integrate attive possono essere classificate secondo tre diverse categorie:

- amplificatori di potenza ad elevata efficienza;
- antenne integrate attive come oscillatori a radiofrequenza;
- antenne integrate attive per la conversione di frequenza.

Le tre tipologie di base possono poi essere ulteriormente combinate per implementare funzioni più complesse integrate su un singolo modulo. Le varie tipologie di configurazione in cui possono essere realizzate le antenne attive sono trattate nel capitolo 4.

1.3 Requisiti di sistema

Lo scopo di questa sezione è quello di evidenziare alcune delle principali criticità peculiari dei sistemi di antenna di attiva. Nel caso di moduli attivi trasmettenti, i requisiti di sistema riguardano soprattutto la stabilità e il rumore di fase dell'oscillatore, a cui si richiedono capacità di sintonia e modulazione di frequenza. La sensibilità e la selettività sono invece requisiti tipici dei sistemi riceventi, mentre nel caso di funzionalità *duplex* uno dei parametri più significativi è costituito dall'isolamento tra il segnale trasmesso e il segnale ricevuto.

1.3.1 Moduli trasmettenti

Tra le criticità più significative associate ad un modulo trasmettente ci sono la stabilità ed il rumore di fase dell'oscillatore, che possono compromettere le prestazioni dell'antenna. Sebbene gli effetti del rumore di fase e di una certa instabilità dell'oscillatore possano essere accettabili nel caso di comunicazioni in *short-range*, il problema è particolarmente sentito in sistemi di comunicazione di tipo *long-range* o multicanale.

In questi casi il controllo della stabilità e del rumore di fase dell'oscillatore può essere ottenuto mediante la tecnica PLL [3].

La soppressione delle frequenze indesiderate fuori banda è ottenuta progettando opportunamente l'oscillatore anche mediante l'ottimizzazione dell'elemento radiante. In Fig. 1.3 sono mostrate diverse tipologie di radiatori in grado di realizzare l'*harmonic tuning*.

Quando vengono impiegati oscillatori ad anello chiuso per fornire la modulazione di fase o di frequenza, una ulteriore criticità è costituita dal tempo di aggancio che pone un limite alla capacità del canale di comunicazione. L'effetto è incrementato quando in un *array* il segnale di aggancio è applicato ad un solo elemento. In [5] si dimostra che il *data rate* è inversamente proporzionale alla lunghezza dell'*array* e per un *array* lineare di sette elementi è dell'ordine di 10 Mb/s.

1.3.2 Moduli riceventi

Sia nel caso di elementi riceventi che effettuano direttamente la conversione di frequenza in discesa (*dwon-conversion*), sia nel caso di ricevitori supereterodina, che richiedono sensibilità e selettività migliorate, in una configurazione a singolo substrato la radiazione spuria da parte dell'oscillatore locale non è trascurabile. Spesso per rispettare i requisiti di sistema relativamente a questo problema

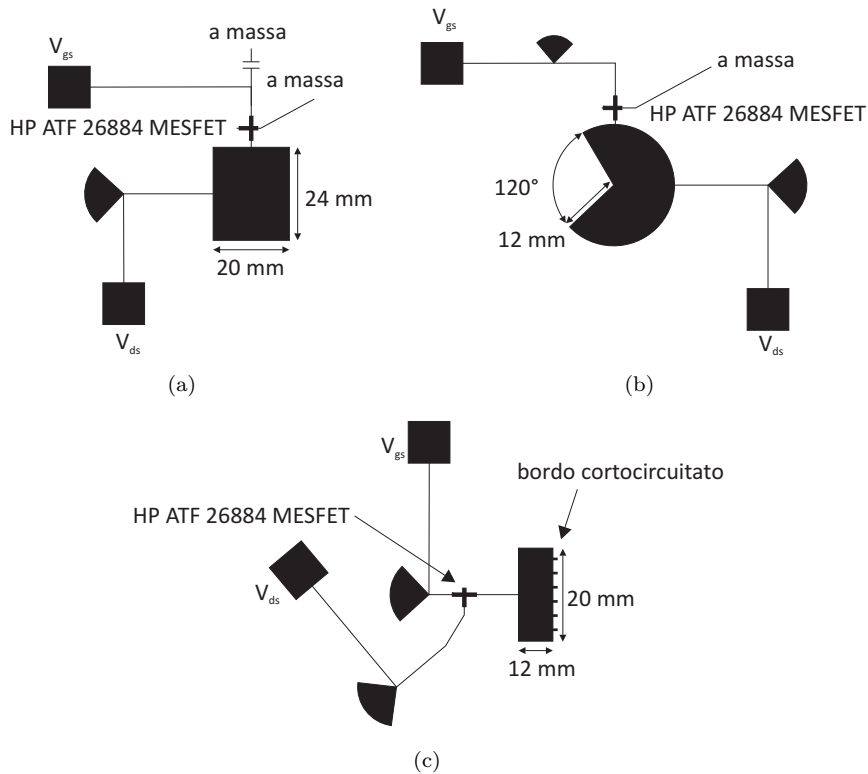


Figura 1.3: Tre diverse tipologie di radiatori a *patch* che realizzano l'*harmonic tuning* [4]: si tratta di una *patch* rettangolare (a), una *patch* a settore circolare (b) ed una *patch* rettangolare a $\lambda/4$ cortocircuitata (c).

si ricorre alla schermatura dei dispositivi, che tuttavia comporta la riduzione del grado di integrazione e l'aumento sia dei costi di produzione che dell'ingombro del modulo ricevente.

1.3.3 Moduli duplex

Le antenne attive possono essere utilizzate per la realizzazione di oscillatori con funzione di *mixer* auto-oscillanti. Il *duplexing* (funzionalità TX/RX simultanee sullo stesso canale in frequenza) in polarizzazione può essere ottenuto connettendo un lato di una *patch* radiante quadrata all'oscillatore ed il lato ortogonale ad un amplificatore a bassa cifra di rumore (*Low-Noise Amplifier*, LNA). Nel caso di operatività in configurazione ad *array* di due elementi può essere implementata la tecnica di rotazione di 180° di un elemento rispetto all'altro in modo da aumentare l'isolamento tra le due polarizzazioni ortogonali, come mostrato in Fig. 1.4 (tale tecnica può essere generalizzata nel caso di *array* planare ruotando di 180° una riga dell'*array* rispetto alla riga successiva).

1.4 Gli elementi radianti

Gli elementi radianti delle antenne integrate attive sono tipicamente realizzati in tecnologia planare (elementi risonanti in microstriscia, antenne a *patch* o a *slot*). Questa scelta offre infatti il vantaggio

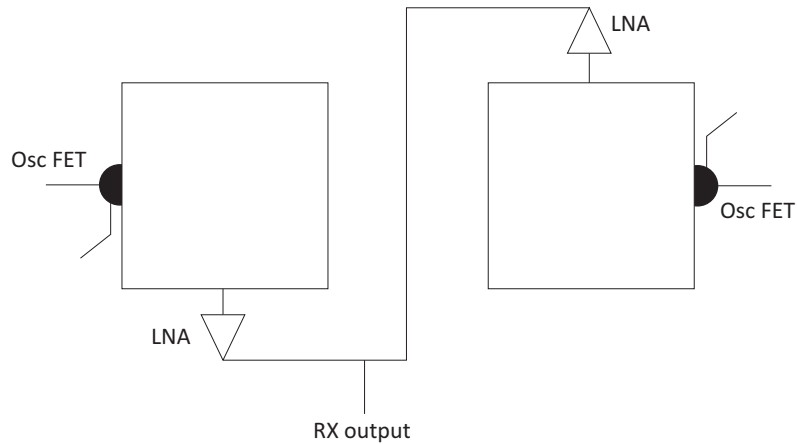


Figura 1.4: Sistema *duplex* in polarizzazione costituito da una coppia di elementi, radianti attivi con funzionalità TX/RX, ruotati di 180° uno rispetto all'altro per migliorare l'isolamento tra le due polarizzazioni [6].

di poter utilizzare la stessa tecnologia per l'antenna e per i circuiti elettronici a microonde o a onde millimetriche, eliminando così tutti i problemi legati all'interfacciamento tra la parte circuitale e la parte radiante.

L'architettura di base di un'antenna planare prevede la presenza di un substrato dielettrico su cui sono realizzate le metallizzazioni relative ai radiatori e alle linee di alimentazione. Nelle strutture più avanzate possono essere presenti diversi strati dielettrici (antenne planari multistrato), sulle cui facce sono realizzati i vari elementi funzionali dell'antenna (*patch* radianti, *slot* di accoppiamento, linee di alimentazione, elementi di *tuning*, piani di massa).

Le Figg. 1.5-1.6 sono relative ad un esempio di antenna avanzata in tecnologia planare multistrato per applicazioni spaziali. Si tratta di un elemento radiante in doppia polarizzazione, operante in banda X, progettato e ingegnerizzato dall'Unità di Firenze del MECSA nell'ambito del progetto dell'Agenzia Spaziale Italiana, n. ACQ/TLR-TILE-2G/012/10, dal titolo *Sviluppo di tecnologie per tile di seconda generazione*, per lo sviluppo di un dimostratore tecnologico per l'antenna radar ad apertura sintetica di COSMO-SkyMed [7], il più importante programma spaziale italiano per l'osservazione della Terra, finanziato dal Ministero della Difesa e dall'Agenzia Spaziale Italiana.

Come già accennato, in un'antenna integrata attiva, la funzione dell'elemento radiante non si limita, come nelle antenne convenzionali, alla trasduzione tra il campo elettromagnetico guidato ed il campo elettromagnetico radiato. Al contrario l'antenna interagisce più o meno fortemente con il circuito elettronico in cui è integrata, per cui il suo comportamento alla frequenza nominale ed alle armoniche superiori, in corrispondenza delle quali i componenti attivi hanno tipicamente risposte spurie, gioca un ruolo determinante ai fini del progetto del modulo integrato attivo. Il processo di sintonizzazione dell'antenna, in modo che essa garantisca al contempo le prestazioni desiderate alla frequenza fondamentale e la reiezione delle armoniche superiori, prende il nome di *harmonic tuning*.

Poiché i radiatori convenzionali in tecnologia planare hanno un comportamento risonante alla frequenza fondamentale, con modi di risonanza di ordine superiore (seconda armonica, terza armonica, ecc.) evidentemente indesiderati, l'*harmonic tuning* può essere realizzato modificando opportunamente la geometria di base dell'antenna, in modo da perturbare i modi superiori, senza tuttavia disturbare le correnti del modo fondamentale. Ad esempio, l'inserimento di una fila di VIA (*Vertical Interconnect Access*) posti a metà di un radiatore a *patch* rettangolare, parallelamente ai lati radianti, consente di reiettare la risonanza di seconda armonica. Nel caso invece di un radiatore a *patch* circolare può essere

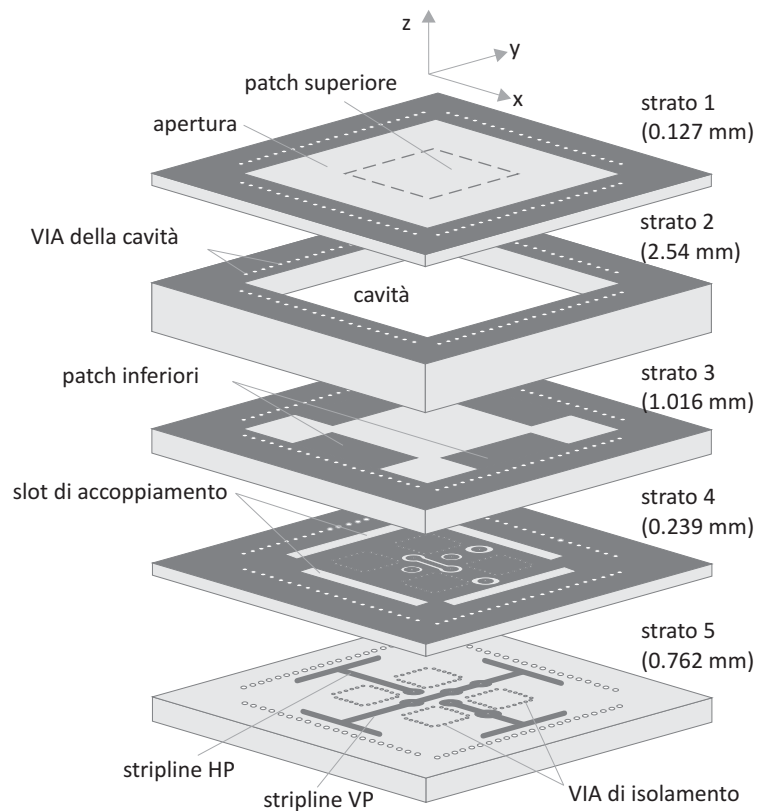


Figura 1.5: Elemento radiante realizzato dall'Unità di Firenze del MECSA nell'ambito del progetto ASI ACQ/TLR-TILE-2G/012/10, dal titolo *Sviluppo di tecnologie per tile di seconda generazione* [7]: vista esplosa dell'architettura multistrato.

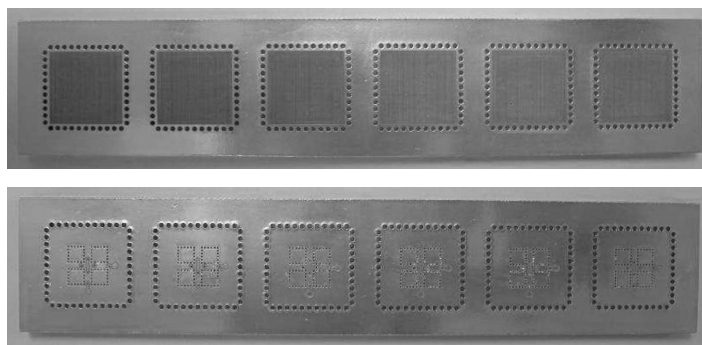


Figura 1.6: Elemento radiante realizzato dall'Unità di Firenze del MECSA nell'ambito del progetto ASI ACQ/TLR-TILE-2G/012/10, dal titolo *Sviluppo di tecnologie per tile di seconda generazione* [7]: viste dall'alto e dal basso del prototipo di *array* lineare realizzato per i *test*.

rimosso un settore circolare, la cui dimensione e rotazione angolare consentono di controllare il valore di impedenza alla seconda e terza armonica.

La Fig. 1.7 mostra un esempio di antenna planare in cui l'*harmonic tuning* è ottenuto mediante una *slot* a meandro, mentre nella struttura di Fig. 1.8 la reiezione delle armoniche indesiderate è realizzata grazie ad opportune strutture filtranti poste sulla linea di alimentazione.

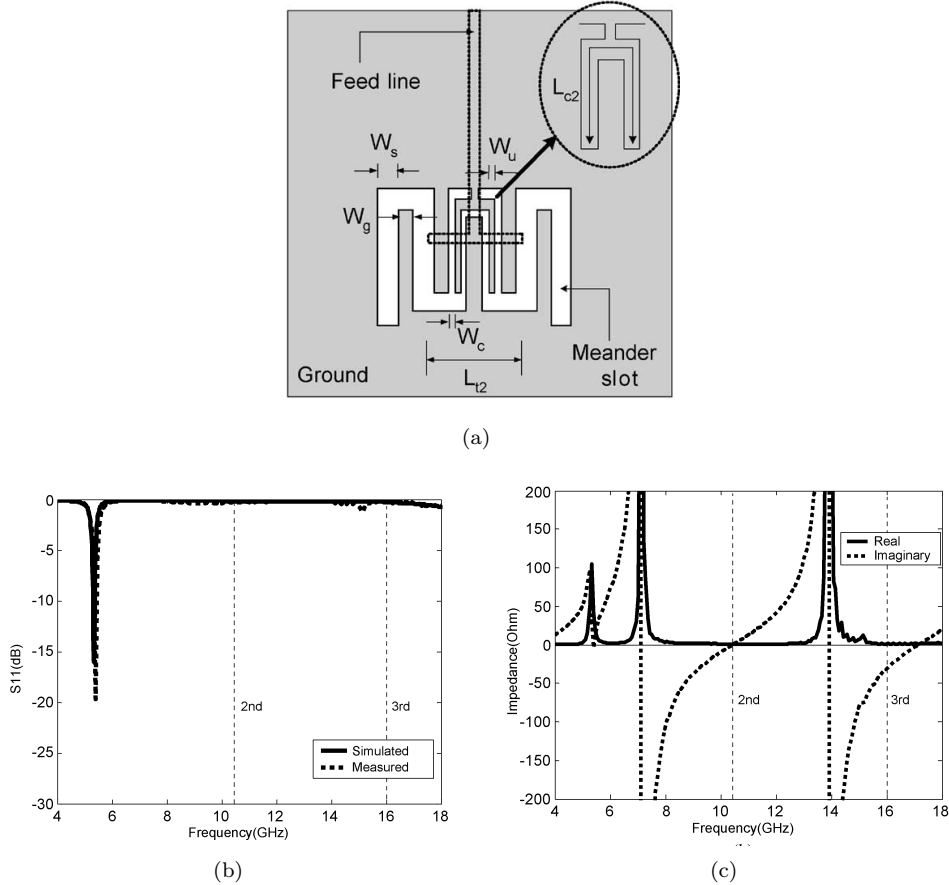


Figura 1.7: Radiatore a *slot* a meandro [8]: geometria (a) e misure del coefficiente di riflessione (b) e dell'impedenza di ingresso (c).

Le Figg. 1.9-1.10 si riferiscono ad un esempio di antenna planare a risonatore dielettrico cilindrico, operante in banda Ku, sviluppata dall'Unità di Firenze del MECSA nell'ambito del programma di ricerca PRIN 2005 n. 005098437 dal titolo *Antenne Integrate Attive per Terminali Mobili ad Alta Efficienza*, parzialmente finanziato dal Ministero dell'Istruzione dell'Università e della Ricerca. Si tratta di un radiatore planare a singolo strato, a risonatore dielettrico per l'allargamento della banda operativa; l'*harmonic tuning* è ottenuto agendo sul fattore di forma del risonatore, sulla forma della *slot* di accoppiamento e introducendo opportuni elementi reattivi sulla linea di alimentazione [10]. Il progetto della struttura è completo di tutti gli elementi necessari al corretto interfacciamento con l'amplificatore di potenza, dalla *pad* per la saldatura dell'uscita del PA, alla linea per l'alimentazione DC del dispositivo attivo, opportunamente progettata per la reiezione della seconda armonica, allo *stub* aggiuntivo per la reiezione della terza armonica.

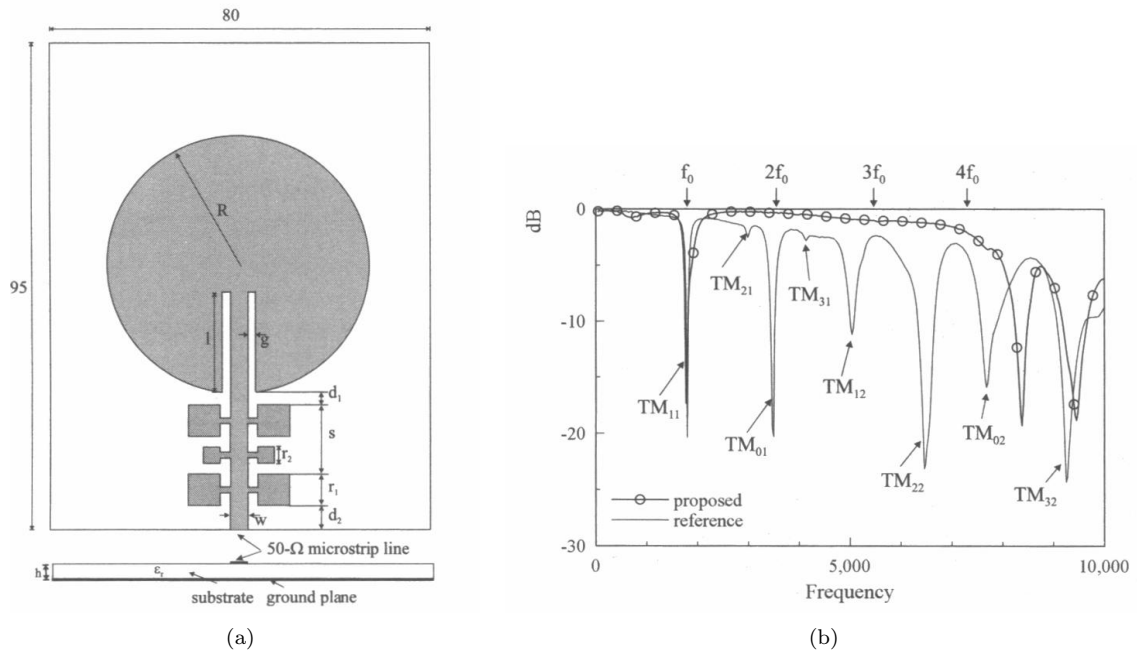


Figura 1.8: Radiatore a *patch* circolare con struttura filtrante per la reiezione delle armoniche superiori [9]: geometria (a) e confronto tra gli andamenti del coefficiente di riflessione alla porta di ingresso della *patch* in presenza e in assenza della struttura filtrante (b).

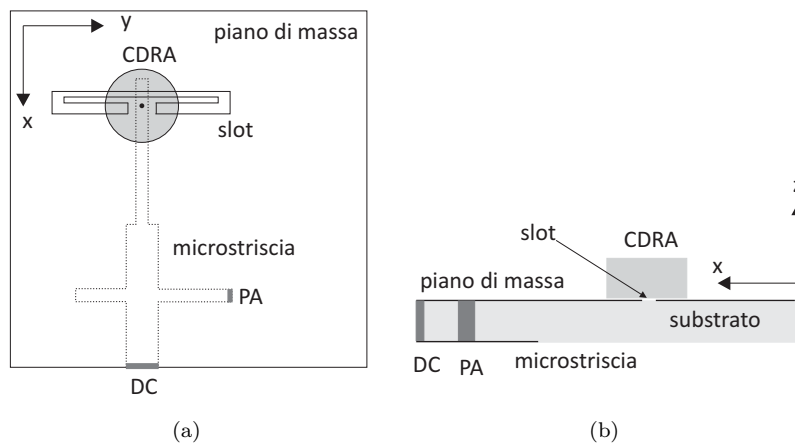


Figura 1.9: Geometria del radiatore a risonatore dielettrico sviluppato dall'Unità di Firenze del MECSA nell'ambito del programma di ricerca PRIN 2005 n. 005098437 dal titolo *Antenne Integrate Attive per Terminali Mobili ad Alta Efficienza*, parzialmente finanziato dal Ministero dell'Istruzione dell'Università e della Ricerca: vista dall'alto (a) e in sezione (b).

1.5 Metodi di analisi e progetto

L'approccio all'analisi di un modulo integrato ad antenna attiva, che integra sulla stessa unità il circuito a microonde e gli elementi radianti, dipende fortemente dal livello di integrazione fra l'antenna

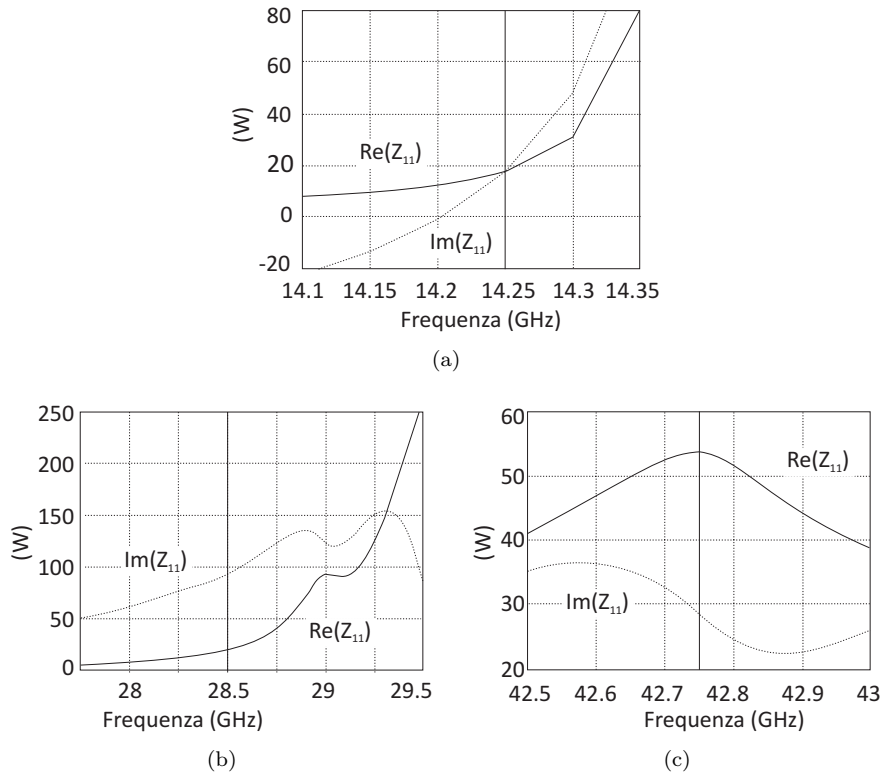


Figura 1.10: Radiatore a risonatore dielettrico sviluppato dall'Unità di Firenze del MECSA nell'ambito del programma di ricerca PRIN 2005 n. 005098437 dal titolo *Antenne Integrate Attive per Terminali Mobili ad Alta Efficienza*, parzialmente finanziato dal Ministero dell'Istruzione dell'Università e della Ricerca: impedenza di ingresso alla frequenza centrale (a), alla seconda (b) e alla terza armonica (c).

ed il circuito stesso. Il livello di accoppiamento tra le varie parti funzionali del modulo integrato determina infatti il grado di integrazione tra le tecniche utilizzate per l'analisi dell'antenna e dei componenti circuitali, siano essi passivi, attivi, lineari o non lineari.

1.5.1 Sistemi convenzionali

Nel caso dei sistemi di antenna convenzionali, in cui la parte radiante è distintamente separata dal resto del circuito a microonde, l'interfacciamento tra l'antenna e il circuito viene ottenuto garantendo il *matching* di impedenza tra questi due blocchi funzionali. Ciascun blocco, o insieme di blocchi, può quindi essere analizzato e progettato separatamente dagli altri, utilizzando una delle tecniche disponibili per quella specifica parte di sistema.

In particolare per l'analisi circuitale a microonde, che si basa sulla disponibilità dei modelli circuitali dei vari componenti attivi e passivi presenti nel circuito (tra cui le linee di trasmissione con le relative discontinuità), nonché della topologia delle interconnessioni tra di essi, sono disponibili il metodo della matrice delle ammettenze (*Nodal Admittance Matrix Method*, NAMM) e il metodo della matrice di scattering (*Scattering Matrix Analysis*, SMA), nel caso di circuiti lineari, i metodi di *Shooting* (nel dominio del tempo) e il metodo dell'*Harmonic Balance* (nel dominio della frequenza), nel caso di circuiti non lineari.

D'altro canto, la simulazione dell'antenna può essere effettuata mediante uno dei metodi disponibili per la caratterizzazione delle strutture in tecnologia planare, che comprendono tecniche ad-hoc, basate su opportuni modelli equivalenti dell'antenna, e tecniche numeriche cosiddette *full-wave*, per la soluzione esatta del problema elettromagnetico.

Le prime rappresentano l'antenna mediante un modello a linea di trasmissione (*Transmission Line Model*, TLM), a cavità o a rete multiporta (*Multiport Network Modeling*, MNM) e ne simulano quindi il comportamento utilizzando i metodi sviluppati nell'ambito della teoria delle reti. Il campo elettromagnetico radiato viene derivato dalla conoscenza delle correnti equivalenti sulla struttura, che dipendono dalla distribuzione di campo sulla superficie della *patch* o della *slot* radiante. Si tratta di tecniche di analisi approssimate, ormai disponibili all'interno dei vari *software* di simulazione commerciali, che, nella pratica, possono fornire in tempi rapidi risultati ad un livello di accuratezza accettabile per un'analisi al primo ordine, utile nelle fasi preliminari del progetto, in cui interessa una prima valutazione grossolana dei parametri caratteristici del sistema sotto esame (frequenza di centro banda, la larghezza di banda, il livello di potenza di uscita, ecc.).

Le seconde invece comprendono le tecniche numeriche per l'analisi elettromagnetica dell'intera struttura, basate sulla soluzione diretta o indiretta delle equazioni di Maxwell, nel dominio del tempo o della frequenza. Tra i metodi diretti i più diffusi sono il metodo delle differenze finite nel dominio del tempo (*Finite Difference Time Domain*, FDTD), il metodo degli elementi finiti nel dominio della frequenza (*Finite Element Method*, FEM) e il metodo degli integrali finiti nel dominio del tempo o della frequenza (*Finite Integration Technique*, FIT). Tra i metodi indiretti vale la pena citare il metodo dei momenti nel dominio della frequenza (*Method of Moments*, MoM).

Nel Capitolo 6 saranno passati in rassegna i principali metodi *full-wave* per la soluzione delle equazioni di Maxwell e i principali metodi di analisi circuitale non lineare, evidenziandone i relativi vantaggi e limiti di applicazione, anche in base al loro impiego nel dominio del tempo o della frequenza.

1.5.2 Moduli ad integrazione parziale

Nel caso di moduli ad integrazione parziale, l'antenna ed il circuito a microonde, pur costituendo due parti funzionali disaccoppiate elettromagneticamente, sono interconnessi mediante opportune linee di trasmissione. In questo caso i due sottosistemi possono ancora essere analizzati separatamente, ma occorre simulare anche il comportamento delle linee di trasmissione, in modo da considerarne l'effetto, insieme a quello dell'antenna, sulle prestazioni della restante parte della rete a microonde.

1.5.3 Moduli ad integrazione completa

Se il livello di integrazione è elevato, l'antenna ed il circuito sono intimamente legati fra loro. L'accoppiamento elettromagnetico tra le varie parti del modulo integrato è in questo caso non trascurabile, tanto da rendere non praticabile l'individuazione di singoli blocchi funzionali disaccoppiati dal resto del sistema. In questo caso l'analisi deve essere condotta mediante un approccio a sua volta integrato, in modo da tenere conto sia delle interconnessioni a microonde, che degli accoppiamenti elettromagnetici tra le varie parti del modulo stesso.

Le possibili strategie per l'analisi di un modulo completamente integrato sono essenzialmente tre:

- La prima, con un approccio completamente circuitale, prevede l'impiego di un modello circuitale dell'antenna, sulla base del modello a linea di trasmissione, del modello a cavità o del modello a rete multiporta. La caratteristica chiave di questo approccio di analisi consiste nel rappresentare il comportamento dell'antenna e gli accoppiamenti elettromagnetici tra le varie parti del modulo integrato mediante opportune reti equivalenti. La rete completa così ottenuta viene quindi analizzata, progettata ed ottimizzata utilizzando i metodi sviluppati nell'ambito della teoria delle reti.

- Una seconda possibile strategia di analisi prevede l'integrazione di un metodo circuitale con un metodo *full-wave*, inserendo direttamente nella formulazione elettromagnetica *full-wave* opportune condizioni al contorno addizionali che tengano conto della presenza degli elementi circuitali concentrati (*lumped*). Questi ultimi, rappresentati mediante opportuni dati in forma tabellare o mediante formule esplicite, vengono simulati direttamente nell'ambito dell'analisi *full-wave*, sia essa condotta con il FEM, l'FDTD, il FIT o il MoM. Questo approccio, molto efficiente nel caso di elementi *lumped* lineari rappresentabili mediante semplici circuiti equivalenti, dimostra tutti i suoi limiti per elementi multiporta o non lineari, per cui è preferibile una strategia più efficace, basata su un modello *full-wave* multiporta della struttura passiva.
- Il modello *full-wave* multiporta è ottenuto aggiungendo alle porte esterne, che rappresentano le interfacce con l'ambiente esterno appunto, un certo numero di porte interne in corrispondenza degli elementi circuitali *lumped*, lineari e non lineari, da caratterizzare. In una prima fase il modello multiporta viene simulato utilizzando un metodo *full-wave*, dopodiché la rete ottenuta dalla connessione del blocco multiporta ai vari componenti circuitali, mediante le porte interne aggiuntive, viene analizzata con un metodo circuitale. In questo modo è possibile accoppiare il simulatore circuitale al simulatore elettromagnetico anche nel caso di componenti circuitali non lineari complessi.

2. I PARAMETRI DELLE ANTENNE IN RICEZIONE E IN TRASMISSIONE

Secondo la definizione standard IEEE [11], «l'antenna è *that part of a transmitting or receiving system that is designed to radiate or to receive electromagnetic waves* (quella parte di un sistema trasmittente o ricevente che ha la funzione di radiare o ricevere le onde elettromagnetiche)».

In altre parole l'antenna è il dispositivo, che si assume passivo, lineare e reciproco (le caratteristiche in trasmissione rimangono le stesse anche nel caso di funzionamento in ricezione), con funzione di trasduttore tra il segnale elettromagnetico guidato ed il segnale elettromagnetico radiato. Nel caso in cui l'antenna (o il gruppo di antenne) sia combinata con elementi circuitali che possono essere attivi, non lineari o non reciproci, si parla in generale di sistema di antenna.

L'obiettivo di questo capitolo è quello di riportare, secondo lo standard riportato nel documento *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* [11], le definizioni dei parametri fondamentali che caratterizzano le antenne in ricezione e in trasmissione, necessari alla comprensione del comportamento elettromagnetico dell'antenna sia in fase di analisi che in fase di progetto. In particolare, dopo aver definito le regioni di campo vicino e campo lontano, la larghezza di banda e la polarizzazione di un'antenna, si introdurranno i modelli circuitali in trasmissione e ricezione, per poi definire il *pattern* di radiazione, la direttività, il guadagno e l'area efficace. Il capitolo si conclude con la formula di trasmissione di Friis, per la caratterizzazione del collegamento radio, e la definizione di temperatura di antenna, utile per la valutazione del rumore ricevuto dall'antenna, che entra in gioco nell'analisi del rumore di un sistema di comunicazione.

2.1 Larghezza di banda

Per banda di un sistema si intende in generale l'intervallo di frequenze in cui i parametri prestazionali di interesse soddisfano certi requisiti di funzionamento. Nel caso delle antenne i parametri di interesse per la definizione della banda sono l'impedenza di ingresso (dal punto di vista circuitale l'antenna deve essere adattata al circuito che la collega al ricevitore/trasmittitore) e le caratteristiche del *pattern* di radiazione (guadagno e direzione di puntamento), che sarà definito nei prossimi paragrafi. Dette:

- f_l la frequenza limite inferiore della banda,
- f_u la frequenza limite superiore della banda,
- f_0 la frequenza di centro banda,

esistono diverse definizioni alternative di larghezza di banda:

$$\Delta f = f_u - f_l \quad \text{banda assoluta} \quad (2.1)$$

$$B = \frac{f_u - f_l}{f_0} \quad \text{banda relativa (fractional bandwidth)} \quad (2.2)$$

$$B\% = \frac{f_u - f_l}{f_0} \cdot 100 \quad \text{banda percentuale} \quad (2.3)$$

$$FB = \frac{f_u}{f_l} \quad \text{rapporto di banda} \quad (2.4)$$

$$FB_{oct} = \log_2 \frac{f_u}{f_l} \quad \text{rapporto di banda in ottave} \quad (2.5)$$

La banda percentuale viene generalmente usata per antenne a banda stretta (larghezza di banda non superiore al 10%), mentre per le antenne a larga banda si preferisce usare il rapporto di banda (si definisce antenna a larga banda un'antenna la cui larghezza di banda sia almeno di un'ottava).

2.2 Regioni di campo elettromagnetico

Lo spazio che circonda un'antenna è solitamente suddiviso in tre regioni, schematizzate in Fig. 2.1: regione di campo vicino (*Near Field*, NF) reattivo, di campo vicino radiativo (anche detta di Fresnel, in analogia con la terminologia dell'ottica), di campo lontano (*Far Field*, FF) (anche detta di Fraunhofer, in analogia con la terminologia dell'ottica). Queste regioni vengono così denominate sulla base della struttura di campo in esse presente, sebbene non si abbia un cambiamento brusco della configurazione di campo attraversandone i confini.

La regione di campo vicino reattivo viene definita come quella regione, immediatamente circostante l'antenna, dove il campo reattivo predomina. Per la maggioranza delle antenne il confine esterno di questa regione è preso a distanza $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$, dove D è il diametro della più piccola sfera che racchiude l'antenna e λ è la lunghezza d'onda associata alla frequenza di lavoro.

La regione di campo vicino radiativo è definita come quella regione, compresa fra la regione di campo vicino reattivo e la regione di campo lontano, in cui i campi radiativi predominano, ma la distribuzione angolare del campo dipende ancora dalla distanza dall'antenna. Il confine interno di questa regione viene preso a distanza $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ e quello esterno a distanza $2D^2/\lambda$. Questo criterio è basato su un errore di fase massimo di $\pi/8$. In questa regione il *pattern* di campo è in generale una funzione della distanza radiale e la componente radiale del campo può essere apprezzabile.

La regione di campo lontano è definita come quella regione dove la distribuzione angolare del campo è essenzialmente indipendente dalla distanza dall'antenna. La regione di campo lontano è normalmente compresa tra la distanza $2D^2/\lambda$ e l'infinito. In questa regione le componenti del campo sono essenzialmente trasverse e la distribuzione angolare è indipendente dalla distanza radiale.

Nel caso di campi di tipo armonico (dipendenza temporale di tipo sinusoidale) il campo elettromagnetico radiato da un'antenna può essere rappresentato dai vettori complessi $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ ed $\mathbf{H}(\mathbf{r})$, legati ai rispettivi vettori istantanei $\mathbf{e}(\mathbf{r}, t)$ ed $\mathbf{h}(\mathbf{r}, t)$ dalle relazioni

$$\mathbf{e}(\mathbf{r}, t) = \text{Re} [\mathbf{E}(\mathbf{r})e^{j\omega t}] \quad (2.6a)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{r}, t) = \text{Re} [\mathbf{H}(\mathbf{r})e^{j\omega t}] \quad (2.6b)$$

La rappresentazione del campo elettromagnetico mediante la notazione complessa viene comunemente indicata come rappresentazione nel dominio della frequenza (*Frequency Domain*, FD), in contrapposizione alla rappresentazione nel dominio del tempo (*Time Domain*, TD) mediante i vettori

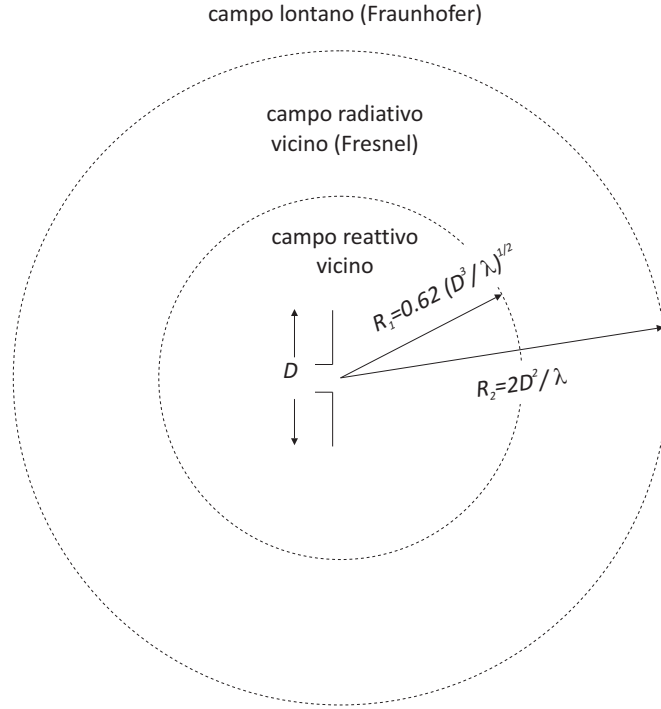


Figura 2.1: Regioni di campo elettromagnetico di un'antenna.

istantanei. In tutta la trattazione che segue si fa riferimento a campi di tipo armonico rappresentati nel dominio della frequenza.

In campo lontano il campo elettromagnetico radiato da una qualsiasi antenna assume la struttura di un'onda sferica (localmente piana):

$$\mathbf{E}_r(r, \theta, \phi) = |\mathbf{E}|_M \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{f}(\theta, \phi) \quad (2.7a)$$

$$\mathbf{H}_r(r, \theta, \phi) = \frac{|\mathbf{E}|_M}{\zeta} \hat{\mathbf{r}} \times \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{f}(\theta, \phi) \quad (2.7b)$$

$$\mathbf{f}(\theta, \phi) = f_\theta(\theta, \phi) \hat{\theta} + f_\phi(\theta, \phi) \hat{\phi} = |f_\theta| e^{j\angle f_\theta} \hat{\theta} + |f_\phi| e^{j\angle f_\phi} \hat{\phi} \quad (2.8)$$

dove:

- $k = 2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ è la costante di propagazione dello spazio libero;
- f è la frequenza di lavoro;
- ϵ_0 e μ_0 sono rispettivamente la costante dielettrica e la permeabilità magnetica del vuoto;
- ζ è l'impedenza caratteristica dello spazio libero;
- (r, θ, ϕ) rappresentano le coordinate sferiche che individuano il punto di osservazione;
- $|\mathbf{E}|_M$, fissata la distanza r , corrisponde all'ampiezza del campo elettrico nella direzione di massima radiazione;

- il vettore (complesso) di radiazione $\mathbf{f}(\theta, \phi)$ descrive la distribuzione del campo nelle varie direzioni dello spazio;
- il fattore $\exp(-jkr)/r$ è la funzione di Green dello spazio libero.

2.3 Polarizzazione

La polarizzazione di un'onda elettromagnetica che si propaga in direzione r non è altro che la curva tracciata al trascorrere del tempo dall'estremità del vettore campo elettrico istantaneo, giacente nel piano (θ, ϕ) , trasverso rispetto alla direzione di propagazione dell'onda, associato all'onda elettromagnetica stessa.

La polarizzazione di un'antenna in una certa direzione può essere definita sia come la polarizzazione dell'onda radiata (onda localmente piana radiata in campo lontano) dall'antenna in quella direzione, sia come la polarizzazione dell'onda incidente sull'antenna da quella direzione, che fornisce la massima potenza disponibile ai terminali dell'antenna stessa. Nel primo caso la polarizzazione dell'antenna nella direzione (θ, ϕ) è completamente descritta dal vettore di radiazione. In particolare, facendo riferimento alla (2.7a), si possono verificare tre casi:

polarizzazione lineare:

- $|f_\theta| = 0$, oppure
- $|f_\phi| = 0$, oppure
- $|f_\theta| \neq 0$ e $|f_\phi| \neq 0$ e $\angle f_\theta - \angle f_\phi = 0^\circ$ oppure 180°

Polarizzazione circolare:

- $|f_\theta| = |f_\phi| \neq 0$, e
- $\angle f_\theta - \angle f_\phi = (2N + 1) \times 90^\circ$.

Polarizzazione ellittica:

- $|f_\theta| = |f_\phi| \neq 0$ e $\angle f_\theta - \angle f_\phi \neq (2N + 1) \times 90^\circ$, oppure
- $|f_\theta| \neq |f_\phi| \neq 0$ e $\angle f_\theta - \angle f_\phi \neq 0^\circ$ e $N \times 180^\circ$.

In ciascun punto della sfera di radiazione la polarizzazione di un'antenna viene tipicamente specificata in termini di una coppia di polarizzazioni ortogonali: la componente co-polare (polarizzazione desiderata) e la componente cross-polare (polarizzazione indesiderata).

2.4 Intensità di radiazione

Facendo riferimento all'equazione (2.7a), si ha che, in campo lontano, la densità di flusso di potenza per unità di superficie sferica dS irradiata da un'antenna nella direzione (θ, ϕ) , data dal modulo del vettore di Poynting e indicata come densità di radiazione, può essere espressa come:

$$S_r(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2\zeta} \frac{|\mathbf{E}|_M^2}{r^2} (|f_\theta(\theta, \phi)|^2 + |f_\phi(\theta, \phi)|^2) \quad [\text{W/m}^2] \quad (2.9)$$

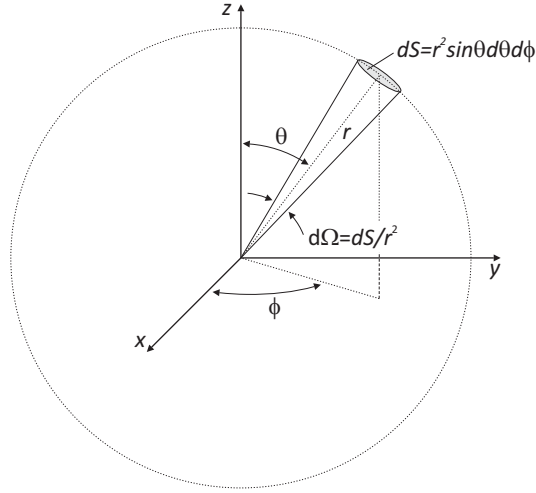


Figura 2.2: Angolo solido elementare $d\Omega$ nella direzione (θ, ϕ) a cui è associata l'intensità di radiazione $U(\theta, \phi)$.

La densità di potenza associata all'angolo solido $d\Omega$, che sottende la superficie dS nella direzione (θ, ϕ) , come rappresentato in Fig. 2.2, prende il nome di intensità di radiazione:

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2\zeta} |\mathbf{E}|_M^2 (|f_\theta(\theta, \phi)|^2 + |f_\phi(\theta, \phi)|^2) \quad [\text{W/sr}] \quad (2.10)$$

Quando interessa distinguere le intensità di radiazione associate alle due componenti ortogonali di polarizzazione (θ, ϕ) , si possono definire le intensità di radiazione parziali:

$$U_\theta(\theta, \phi) = \frac{1}{2\zeta} |\mathbf{E}|_M^2 |f_\theta(\theta, \phi)|^2 \quad [\text{W/sr}] \quad (2.11)$$

$$U_\phi(\theta, \phi) = \frac{1}{2\zeta} |\mathbf{E}|_M^2 |f_\phi(\theta, \phi)|^2 \quad [\text{W/sr}] \quad (2.12)$$

$$(2.13)$$

La potenza radiata dall'antenna può essere calcolata integrando l'intensità di radiazione su tutto l'angolo solido:

$$\begin{aligned} P_r &= \iint_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \\ &= \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\zeta} |\mathbf{E}|_M^2 (|f_\theta(\theta, \phi)|^2 + |f_\phi(\theta, \phi)|^2) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.14) \end{aligned}$$

L'intensità di radiazione media rappresenta la densità di potenza media per unità di angolo solido irradiata dall'antenna:

$$\tilde{U} = \frac{P_r}{4\pi} \quad (2.15)$$

2.5 Direttività, guadagno e area efficace

2.5.1 Direttività

La direttività di un'antenna in una certa direzione (θ, ϕ) può essere definita mediante l'intensità di radiazione o il vettore di Poynting:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_r} = 4\pi r^2 \frac{S_r(r, \theta, \phi)}{P_r} \quad (2.16)$$

Se la direzione non è specificata si intende la direzione di massima intensità di radiazione.

Un'antenna isotropa irradia con la stessa intensità di radiazione in ogni direzione, per cui la sua direttività è unitaria in ogni direzione. Per ogni altra antenna la direttività massima è sempre maggiore di uno e costituisce una figura di merito che rappresenta le proprietà direzionali dell'antenna rispetto alla sorgente isotropa.

Quando interessa distinguere la direttività dell'antenna rispetto alle due componenti ortogonali di polarizzazione (θ, ϕ) , si possono definire le direttività parziali (D_θ, D_ϕ) come quelle parti di intensità di radiazione corrispondenti ad una data polarizzazione divise per l'intensità di radiazione totale mediata su tutto l'angolo solido. Con questa definizione, in ciascuna direzione, la direttività totale è la somma delle direttività parziali relative alle due polarizzazioni ortogonali:

$$D(\theta, \phi) = D_\theta(\theta, \phi) + D_\phi(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

dove:

$$D_\theta(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_\theta(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2.18)$$

$$D_\phi(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_\phi(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2.19)$$

Si definisce angolo solido di fascio Ω_A l'angolo solido attraverso il quale dovrebbe fluire tutta la potenza irradiata dall'antenna se la sua intensità di radiazione fosse costante all'interno di Ω_A e pari a U_{max} :

$$\Omega_A = \frac{P_r}{U_{max}} \quad [\text{rad}] \quad (2.20)$$

L'angolo solido di fascio può essere scritto in funzione del vettore di radiazione:

$$\Omega_A = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} (|f_\theta(\theta, \phi)|^2 + |f_\phi(\theta, \phi)|^2) \sin \theta \, d\theta d\phi}{(|f_\theta(\theta, \phi)|^2 + |f_\phi(\theta, \phi)|^2)_{max}} \quad (2.21)$$

Dalla (2.20) si può scrivere la direttività massima in funzione dell'angolo solido di fascio:

$$D_{max} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.22)$$

2.5.2 Guadagno

In Fig. 2.3 sono rappresentate schematicamente le perdite di diversa natura che interessano una generica antenna. Facendo riferimento ad un'antenna in trasmissione, la potenza disponibile, P_a , incidente alla sezione di ingresso dell'antenna viene in parte riflessa verso il generatore, per effetto del disadattamento d'impedenza tra la linea di trasmissione e l'antenna. La restante parte costituisce la

potenza di ingresso (accettata), P_{in} , all'antenna che viene in parte radiata (P_r) e in parte persa (P_p) per dissipazione termica dovuta alla conduzione nel metallo e alle perdite nel dielettrico.

Si definisce l'efficienza di adattamento:

$$1 - |\Gamma_{in}|^2 = \eta_m \quad (2.23)$$

La relazione che lega la potenza di ingresso alla potenza disponibile e alla potenza radiata e dissipata é:

$$P_{in} = \eta_m P_a = P_r + P_p \quad (2.24)$$

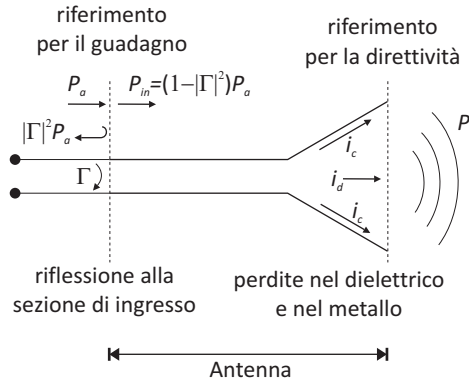


Figura 2.3: Rappresentazione schematica dei terminali di riferimento di un'antenna (a) e delle varie tipologie di perdite (b), che possono avvenire per riflessione ai terminali di ingresso, per conduzione nel metallo e per dissipazione nel dielettrico.

Il rapporto tra la potenza radiata P_r e la potenza di ingresso P_{in} prende il nome di efficienza di radiazione:

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_r + P_p} \quad (2.25)$$

Dalla relazione che lega la potenza disponibile P_a alla potenza radiata P_r :

$$P_r = P_a \eta_m \eta_r \quad (2.26)$$

si ricava la definizione di efficienza totale dell'antenna, Fig. 2.3:

$$\eta_0 = \eta_r \eta_m = \frac{P_r}{P_r + P_p} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (2.27)$$

Dopo questa breve premessa sulle potenze in gioco è possibile introdurre il concetto di guadagno, che è strettamente legato alla direttività, ma tiene conto dell'efficienza di radiazione dell'antenna:

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} = \eta_r D(\theta, \phi) \quad (2.28)$$

Dalla definizione di guadagno si deduce la definizione di potenza equivalente irradiata isotropicamente (EIRP, *Effective Isotropically Radiated Power*) dall'antenna in una certa direzione:

$$EIRP(\theta, \phi) = 4\pi U(\theta, \phi) = G(\theta, \phi) P_{in} \quad (2.29)$$

Il parametro che tiene conto anche dell'efficienza di adattamento è il *realized gain*:

$$G_r(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_a} = \eta_r \eta_m D(\theta, \phi) \quad (2.30)$$

In Fig. 2.4 è rappresentato lo schema logico che lega il *realized gain* al guadagno ed alla direttività, mediante le efficienze di adattamento e di radiazione dell'antenna.

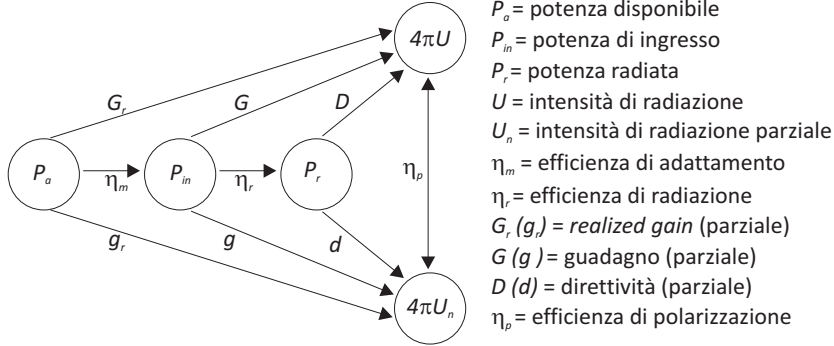


Figura 2.4: Flow-chart dei guadagni e direttività.

Analogamente a quanto fatto per la direttività si possono definire i guadagni parziali ed i *realized gain* parziali, relativi alle due componenti ortogonali di polarizzazione (θ, ϕ) :

$$G_\theta(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_\theta(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.31)$$

$$G_\phi(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_\phi(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.32)$$

$$G_{r,\theta}(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_\theta(\theta, \phi)}{P_a} \quad (2.33)$$

$$G_{r,\phi}(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_\phi(\theta, \phi)}{P_a} \quad (2.34)$$

2.5.3 Area efficace

Un'antenna in ricezione, sia essa filare, ad *horn*, ad *array*, ad apertura, ecc., ha la funzione di catturare le onde elettromagnetiche, estraendone potenza.

Una grandezza che caratterizza la capacità di catturare potenza da parte dell'antenna è l'area efficace, definita in una data direzione (θ, ϕ) come il rapporto tra la potenza disponibile ai terminali dell'antenna ricevente (come sarà più chiaro nella sezione dedicata al circuito equivalente in ricezione, è la massima potenza sul carico in condizioni di adattamento coniugato) e la densità di flusso di potenza dell'onda piana incidente sull'antenna da quella direzione, in condizioni di adattamento in polarizzazione. Se la direzione non è specificata si intende quella di massima intensità di radiazione.

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{P_a}{S_i(\theta, \phi)} \quad (2.35)$$

In genere la polarizzazione di un'antenna in ricezione non è la stessa dell'onda incidente su di essa, ovvero esiste un certo disadattamento in polarizzazione tra l'antenna e l'onda incidente, in presenza del

quale la potenza che l'antenna riesce ad estrarre dall'onda incidente è ridotta, rispetto alla massima possibile (quando la depolarizzazione è nulla), di un fattore η_p pari all'efficienza di polarizzazione. Posto:

$$\mathbf{E}_i = \hat{\rho}_i E_i \quad (\text{campo elettrico incidente}) \quad (2.36)$$

$$\hat{\rho} = \frac{\mathbf{f}}{|\mathbf{f}|} = \frac{\mathbf{h}_e}{|\mathbf{h}_e|} \quad (\text{versore di polarizzazione dell'antenna}) \quad (2.37)$$

L'efficienza di polarizzazione è data da:

$$\eta_p = |\hat{\rho}_i \cdot \hat{\rho}|^2 = |\cos \psi_p|^2 \quad (2.38)$$

Se non c'è adattamento in polarizzazione, nel calcolo della potenza disponibile ai terminali d'antenna, occorre tenere conto dell'efficienza di polarizzazione:

$$P_a = S_i(\theta, \phi) A_e(\theta, \phi) \eta_p \quad (2.39)$$

Efficienza di apertura

Si definisce efficienza di apertura il parametro:

$$\eta_{ap} = \frac{A_e}{A_p} = \frac{\text{area efficace}}{\text{area fisica}} \quad (2.40)$$

Per le antenne ad apertura (*horn*, riflettori, *slot*, ecc.) l'area efficace non può essere maggiore dell'area fisica, quindi l'efficienza di apertura è un parametro minore di uno. Per le antenne filari invece l'area efficace è solitamente maggiore dell'area fisica dell'antenna.

Relazione tra area efficace e guadagno

Si consideri un sistema, mostrato in Fig. 2.5, costituito da due antenne generiche separate dalla distanza R con $R > 2D_1^2/\lambda$ e $R > 2D_2^2/\lambda$, dove D_1 e D_2 sono i diametri delle più piccole sfere circoscritte rispettivamente alle antenne 1 e 2. In

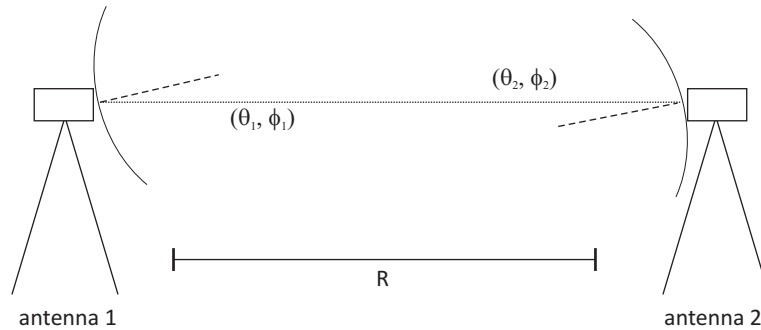


Figura 2.5: Sistema di due antenne generiche separate dalla distanza R con $R > 2D_1^2/\lambda$ e $R > 2D_2^2/\lambda$, dove D_1 e D_2 sono i diametri delle più piccole sfere circoscritte rispettivamente alle antenne 1 e 2; nei rispettivi sistemi di riferimento locali, siano (θ_1, ϕ_1) e (θ_2, ϕ_2) le direzioni in cui rispettivamente l'antenna 1 vede l'antenna 2 e l'antenna 2 vede l'antenna 1.

Siano, nei rispettivi sistemi di riferimento locali, (θ_1, ϕ_1) e (θ_2, ϕ_2) le direzioni in cui rispettivamente l'antenna 1 vede l'antenna 2 e l'antenna 2 vede l'antenna 1. Si supponga che entrambe le antenne siano perfettamente adattate.

Se si alimenta l'antenna 1 con la potenza disponibile P_0 , la densità di potenza da essa irradiata nella direzione (θ_1, ϕ_1) è data da:

$$S_1(\theta_1, \phi_1) = \frac{\eta_{r1} P_0 D_1(\theta_1, \phi_1)}{4\pi R^2} \quad (2.41)$$

La potenza disponibile ai terminali dell'antenna 2 è data da:

$$P_2 = S_1(\theta_1, \phi_1) A_{e2}(\theta_2, \phi_2) \eta_p = \frac{\eta_{r1} P_0 D_1(\theta_1, \phi_1)}{4\pi R^2} A_{e2}(\theta_2, \phi_2) \eta_p \quad (2.42)$$

per cui si ha:

$$\frac{P_2}{\eta_{r1} P_0} 4\pi R^2 = D_1(\theta_1, \phi_1) A_{e2}(\theta_2, \phi_2) \eta_p \quad (2.43)$$

Analogamente, se si alimenta l'antenna 2 con la potenza disponibile P_0 , la densità di potenza da essa irradiata nella direzione (θ_2, ϕ_2) è data da:

$$S_2(\theta_2, \phi_2) = \frac{\eta_{r2} P_0 D_2(\theta_2, \phi_2)}{4\pi R^2} \quad (2.44)$$

La potenza disponibile ai terminali dell'antenna 1 è data da (si noti che l'efficienza di polarizzazione del collegamento è la stessa sia che l'antenna 1 trasmetta e la 2 riceva che viceversa):

$$P_1 = S_2(\theta_2, \phi_2) A_{e1}(\theta_1, \phi_1) \eta_p = \frac{\eta_{r2} P_0 D_2(\theta_2, \phi_2)}{4\pi R^2} A_{e1}(\theta_1, \phi_1) \eta_p \quad (2.45)$$

per cui si ha:

$$\frac{P_1}{\eta_{r2} P_0} 4\pi R^2 = D_2(\theta_2, \phi_2) A_{e1}(\theta_1, \phi_1) \eta_p \quad (2.46)$$

Per la reciprocità (mezzo lineare, passivo e isotropo), a parità di potenza accettata dalle due antenne in modalità di trasmissione, le potenze disponibili ai terminali riceventi sono uguali:

$$P_1 = P_2 \quad (2.47)$$

per cui si può scrivere:

$$D_2(\theta_2, \phi_2) A_{e1}(\theta_1, \phi_1) \eta_{r2} = D_1(\theta_1, \phi_1) A_{e2}(\theta_2, \phi_2) \eta_{r1} \quad (2.48)$$

da cui:

$$\frac{A_{e2}(\theta_2, \phi_2)}{\eta_{r2} D_2(\theta_2, \phi_2)} = \frac{A_{e1}(\theta_1, \phi_1)}{\eta_{r1} D_1(\theta_1, \phi_1)} \quad (2.49)$$

Dalla (2.49) si deduce che per qualunque antenna il rapporto tra area efficace e guadagno in qualunque direzione è costante. Tale costante può essere determinata considerando il rapporto tra area efficace e direttività di una particolare antenna nella direzione di massima radiazione: in particolare si può considerare un dipolo elettrico corto privo di perdite per cui tale rapporto vale $\lambda^2/4\pi$:

$$\frac{A_e(\theta, \phi)}{\eta_r D(\theta, \phi)} = \frac{A_e(\theta, \phi)}{G(\theta, \phi)} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.50)$$

2.6 Modelli circuitali di un'antenna

2.6.1 Antenna in trasmissione

In Fig. 2.6(a) è rappresentata schematicamente un'antenna in trasmissione, connessa al trasmettitore tramite la linea di trasmissione di lunghezza $l \gg \lambda$. In Fig. 2.6(b) è mostrato il circuito equivalente dell'antenna in trasmissione, in cui il trasmettitore è rappresentato dal suo equivalente Thevenin (generatore di tensione V_g e relativa impedenza interna Z_g) e l'antenna è rappresentata mediante la sua cosiddetta impedenza di ingresso, Z_{in} .

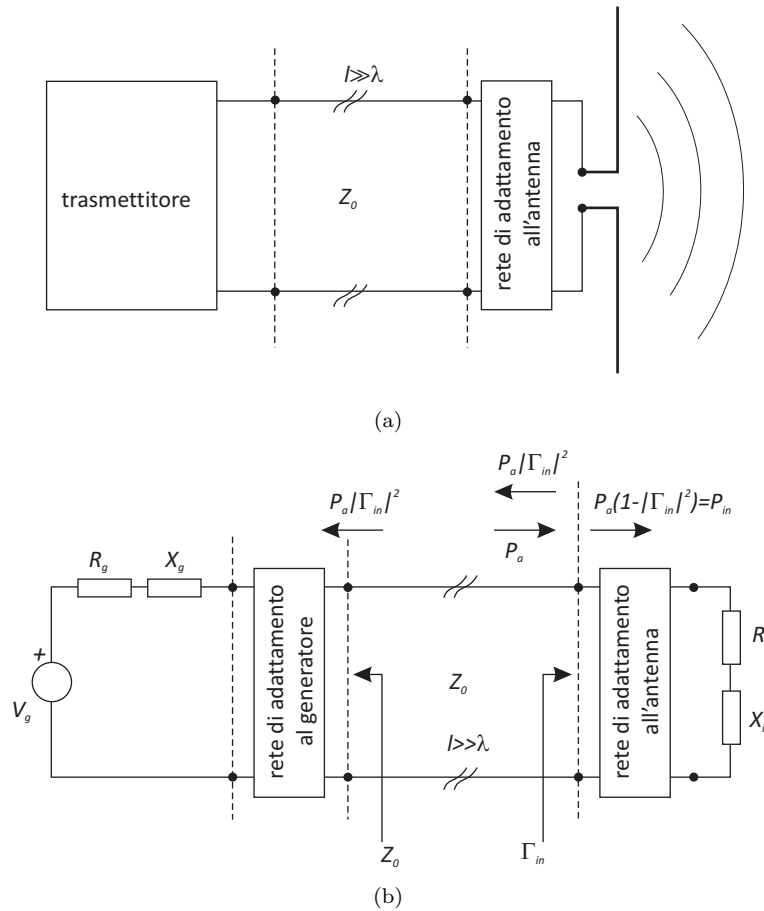


Figura 2.6: Schema (a) e modello circuitali equivalente (b) di un'antenna in trasmissione: V_g è il generatore equivalente di Thevenin, con la propria impedenza interna $R_g + jX_g$, che rappresenta il trasmettitore, collegato all'antenna mediante la linea di trasmissione di lunghezza $l \gg \lambda$; l'equivalente circuitale dell'antenna è costituito dall'impedenza di ingresso Z_{in} ; nel circuito equivalente sono presenti anche le reti di adattamento al generatore e sul carico (antenna).

L'impedenza di ingresso dell'antenna può essere scritta come:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = R_r + R_p + jX_{in} \quad (2.51)$$

dove la resistenza di radiazione R_r tiene conto della potenza P_r radiata dall'antenna nello spazio, mentre la resistenza di perdita R_p tiene conto della potenza P_p dissipata termicamente per la presenza delle varie cause di perdita (perdite ohmiche nei conduttori e perdite per isteresi nei dielettrici). La reattanza di ingresso X_{in} tiene conto della potenza reattiva immagazzinata nel campo elettromagnetico nella regione di campo vicino reattivo.

Nel modello equivalente riportato in Fig. 2.6(b) sono rappresentate schematicamente anche le reti di adattamento al generatore e sul carico (impedenza di ingresso dell'antenna). In seguito si farà sempre l'ipotesi implicita che la rete di adattamento al generatore sia perfetta (impedenza verso il generatore pari all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione, in modo da evitare riflessioni multiple in caso di riflessioni residue sull'antenna, $\Gamma_{in} \neq 0$).

La potenza di ingresso P_{in} all'antenna è:

$$P_{in} = P_a(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (2.52)$$

dove, se Z_0 è l'impedenza della linea di trasmissione che collega il generatore all'antenna, il coefficiente di riflessione ai terminali dell'antenna è dato da:

$$\Gamma_{in} = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0) \quad (2.53)$$

e l'efficienza di adattamento, che tiene conto della quota parte di potenza riflessa ai terminali dell'antenna, è data da:

$$\eta_m = 1 - |\Gamma_{in}|^2 \quad (2.54)$$

La potenza di ingresso all'antenna è la somma della potenza radiata e della potenza dissipata:

$$P_{in} = P_r + P_p = \frac{1}{2}R_r|I|^2 + \frac{1}{2}R_p|I|^2 \quad (2.55)$$

dove I è la corrente che scorre nel circuito equivalente serie di Fig. 2.6(b).

Mediante la resistenza di radiazione e la resistenza di perdita possono essere riscritte le efficienze di radiazione e totale dell'antenna:

$$\eta_r = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (2.56)$$

$$\eta_0 = \eta_r \eta_m = \frac{R_r}{R_r + R_p} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (2.57)$$

2.6.2 Antenna in ricezione

In Fig. 2.7(a) è rappresentata schematicamente un'antenna in ricezione, connessa al ricevitore tramite la linea di trasmissione di lunghezza $l \gg \lambda$, mentre in Fig. 2.7(b) è mostrato il circuito equivalente, costituito da un generatore di tensione V_0 , con relativa impedenza interna, che rappresenta l'antenna ricevente, e il carico Z_l , che rappresenta l'equivalente circuitale del ricevitore. Per la reciprocità l'impedenza interna del generatore equivalente coincide con l'impedenza di ingresso dell'antenna Z_{in} . Nel modello equivalente di Fig. 2.7(b) sono rappresentate schematicamente anche le reti di adattamento al generatore e di adattamento d'impedenza al carico. Anche in questo caso si ipotizza che la rete di adattamento al generatore garantisca adattamento perfetto (impedenza verso il generatore pari all'impedenza caratteristica della linea di trasmissione); alla sezione di ingresso della rete di adattamento al carico può invece esserci una riflessione residua ($\Gamma_l \neq 0$).

La tensione a vuoto V_0 indotta ai terminali dell'antenna è legata al campo elettrico incidente sull'antenna mediante il vettore lunghezza efficace¹:

$$\mathbf{h}_e(\theta, \phi) = \hat{\theta}h_\theta(\theta, \phi) + \hat{\phi}h_\phi(\theta, \phi) \quad (2.58)$$

¹Talvolta la lunghezza efficace si trova indicata anche come altezza efficace.

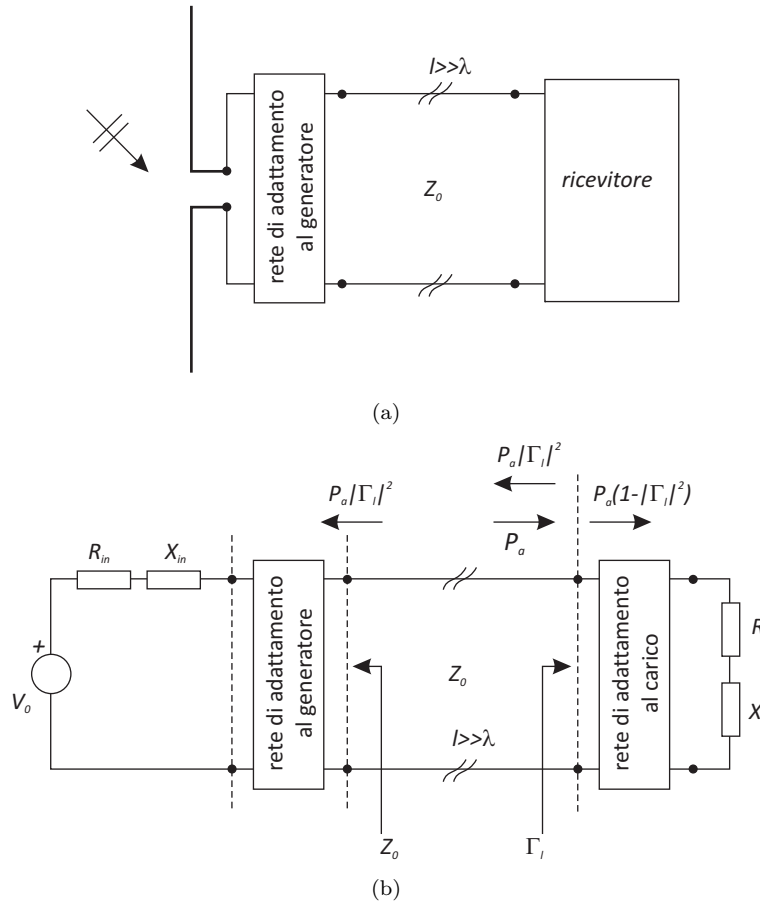


Figura 2.7: Schema (a) e modello circuitale equivalente (b) di un'antenna in ricezione: l'impedenza $R_l + jX_l$ rappresenta il carico connesso all'antenna mediante un'opportuna linea di trasmissione di lunghezza $l \gg \lambda$; nel circuito equivalente sono presenti anche le reti di adattamento al generatore e di adattamento d'impedenza al carico.

secondo la relazione:

$$V_0 = \mathbf{h}_e(\theta, \phi) \cdot \mathbf{E}_i(\theta, \phi) \tag{2.59}$$

Il vettore lunghezza efficace di un'antenna, sia essa lineare o ad apertura, è una grandezza vettoriale complessa che, per la reciprocità, caratterizza l'antenna anche in trasmissione, relazionando il campo elettrico irradiato dall'antenna in zona lontana alla corrente ai morsetti di ingresso I :

$$\mathbf{E}_r(r, \theta, \phi) = -j\zeta \frac{kI}{4\pi r} \mathbf{h}_e(\theta, \phi) e^{-jkr} \tag{2.60}$$

Confrontando la (2.60) con la (2.7a) si può mettere in relazione la lunghezza efficace di un'antenna con il suo vettore di radiazione:

$$E_0 \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{f}(\theta, \phi) = -j\zeta \frac{kI}{4\pi r} \mathbf{h}_e(\theta, \phi) e^{-jkr} \tag{2.61}$$

2.7 *Pattern* di radiazione

Il *pattern* di radiazione di un'antenna è una funzione matematica o una rappresentazione grafica di una delle caratteristiche radiative dell'antenna (ampiezza del vettore di radiazione, intensità di radiazione, direttività, guadagno, polarizzazione, fase, ecc.) in funzione delle coordinate spaziali (θ, ϕ) . Graficamente, se, a partire dall'origine del sistema di riferimento associato all'antenna, si riporta in ogni direzione dello spazio un segmento proporzionale all'ampiezza della grandezza rappresentata si ottiene il cosiddetto solido di radiazione. Opportune sezioni piane del solido di radiazione prendono il nome di diagrammi di radiazione, che possono essere rappresentati in coordinate cartesiane o polari.

Quando la grandezza rappresentata viene normalizzata rispetto al suo valore massimo si parla di *pattern* normalizzato. Quando la grandezza rappresentata si riferisce alla componente di polarizzazione co-polare (cross-polare) si parla di *pattern* co-polare (cross-polare).

Il *pattern* può essere rappresentato in scala lineare o più frequentemente in decibel (dB).

Per lobo di radiazione si intende una porzione del *pattern* circondato da regioni in cui l'intensità di radiazione è relativamente debole. Ciascun *pattern* presenta uno o più lobi principali o fasci principali (*main lobe* o *major lobe* o *main beam*), che corrispondono alla radiazione nelle direzioni desiderate, e un certo numero di lobi secondari (*minor lobe*), che invece corrispondono alla radiazione nelle direzioni indesiderate, come graficamente mostrato in Fig. 2.8. Tra i lobi secondari quelli adiacenti al lobo principale, che tipicamente sono anche quelli di ampiezza maggiore, prendono il nome di lobi laterali (*side lobe*), mentre quelli in direzione opposta al lobo principale prendono il nome di lobi posteriori (*back lobe*). I parametri tipici che caratterizzano un diagramma di radiazione sono (Fig. 2.8):

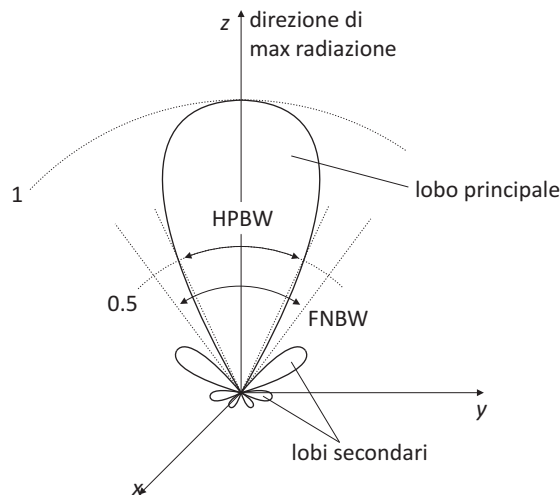


Figura 2.8: Esempio di diagramma di radiazione di potenza normalizzato in coordinate polari: sono rappresentati il lobo principale e i lobi secondari, le aperture angolari a metà potenza e tra i primi nulli del fascio.

- l'angolo di apertura a metà potenza, HPBW (*Half Power Beam Width*) definito, in un piano contenente la direzione di massimo di un fascio, come l'angolo tra le due direzioni in cui l'intensità di radiazione è la metà rispetto al valore massimo del fascio (0.707 volte il valore massimo nel caso di *pattern* di campo, 0.5 volte il valore massimo nel caso di *pattern* di potenza, -3 dB rispetto al valore massimo nel caso di *pattern* di potenza in decibel). Per un'antenna direttiva con fascio

principale stretto e lobi laterali sufficientemente bassi, Fig. 2.9, l'angolo solido di fascio e la direttività massima possono essere approssimati mediante gli angoli di apertura a metà potenza su due piani ortogonali:

$$\Omega_A \approx \text{HPBW}_1 \times \text{HPBW}_2 \quad [\text{rad}] \quad (2.62)$$

$$D_{max} \approx \frac{4\pi}{\text{HPBW}_1 \times \text{HPBW}_2} \quad (2.63)$$

Se poi il lobo principale ha simmetria rotazionale, gli angoli di apertura a metà potenza sui due piani ortogonali sono uguali.

- l'angolo di apertura fra i primi due nulli del lobo principale, FNBW (*First Null Beam Width*), definito come l'angolo tra le direzioni che individuano i primi nulli del *pattern* a partire dalla direzione del lobo principale.
- SLL (*Side Lobe Level*) indica il rapporto (o la differenza in dB) tra il massimo relativo di direttività associato al lobo secondario più alto e la direttività massima dell'antenna.

In base alla forma del *pattern* di radiazione l'antenna può essere classificata come:

- isotropa, antenna ideale, priva di perdite, con caratteristiche radiative identiche in ogni direzione dello spazio;
- direzionale, antenna con proprietà di ricevere o irradiare onde elettromagnetiche in modo più efficace in alcune direzioni rispetto ad altre;
- omnidirezionale, antenna con *pattern* uniforme su un certo piano, ma direzionale in ogni piano ad esso ortogonale, vedi Fig. 2.10.

2.7.1 Pattern principali

Per un'antenna a polarizzazione lineare, i *pattern* di radiazione vengono tipicamente forniti sui piani principali E ed H, dove il piano E è definito come il piano contenente il vettore campo elettrico e la direzione di massima radiazione e il piano H come il piano contenente il vettore campo magnetico e la direzione di massima radiazione.

2.8 Equazione di trasmissione di Friis

Si consideri ancora il sistema di due antenne di Fig. 2.5. Questa volta l'antenna 1 sia trasmittente e l'antenna 2 sia ricevente. Le due antenne sono separate dalla distanza R , maggiore della distanza di campo lontano per entrambe le antenne. Sia (θ_1, ϕ_1) la direzione nella quale l'antenna 1 vede l'antenna 2 e (θ_2, ϕ_2) la direzione nella quale l'antenna 2 vede l'antenna 1.

L'equazione di trasmissione di Friis mette in relazione la potenza disponibile sul carico dell'antenna ricevente, con la potenza disponibile alla sezione di ingresso della linea di trasmissione dell'antenna trasmittente.

Sia P_1 la potenza disponibile alla sezione di ingresso della linea di trasmissione dell'antenna trasmittente, e P_2 la potenza disponibile sul carico dell'antenna ricevente 2. La relazione tra P_2 e P_1 è data da:

$$P_2 = \eta_p A_{e2}(\theta_2, \phi_2) S_1(\theta_1, \phi_1) \eta_{m2} = \eta_p G_2(\theta_2, \phi_2) \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{P_1 \eta_{m1} \eta_{r1}}{4\pi R^2} D_1(\theta_1, \phi_1) \eta_{m2} \quad (2.64)$$

da cui si ricava l'equazione di trasmissione di Friis:

$$\frac{P_2}{P_1} = \eta_{m1} \eta_{m2} \eta_p G_2(\theta_2, \phi_2) G_1(\theta_1, \phi_1) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (2.65)$$

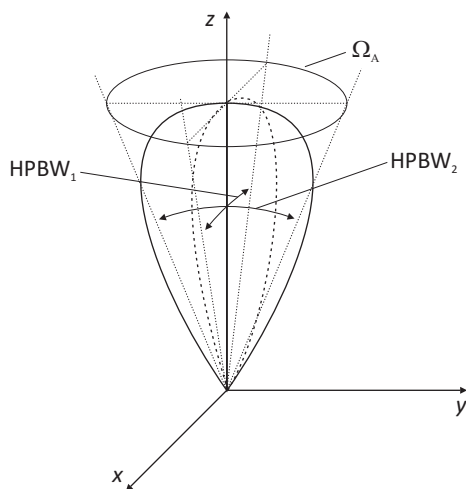


Figura 2.9: Per un'antenna direttiva, l'angolo solido di fascio può essere approssimato dal prodotto degli angoli di apertura a metà potenza su due piani ortogonali, che, nel caso di *pattern* direttivo simmetrico, sono uguali tra loro.

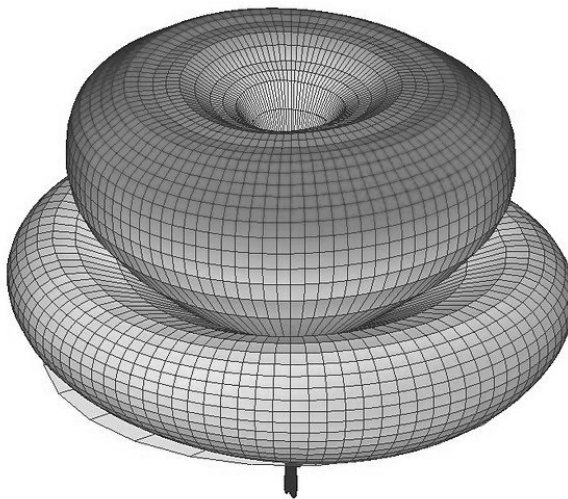


Figura 2.10: Esempio di solido di radiazione omnidirezionale.

2.9 Temperatura d'antenna

Ogni antenna riceve una potenza di rumore termico proveniente da ogni direzione dello spazio che la circonda. Per il calcolo di questa potenza la sorgente di rumore termico che un'antenna vede nella generica direzione (θ, ϕ) viene sostituita da un corpo nero equivalente, che consente di valutare la potenza di rumore termico disponibile ai terminali dell'antenna, ai fini della caratterizzazione del rumore nell'analisi del sistema di comunicazione.

Un corpo nero è un oggetto che assorbe, senza riflessione, tutta la radiazione elettromagnetica incidente su di esso. Per la conservazione dell'energia, tutta la radiazione assorbita viene re-irradiata con uno spettro che dipende dalla temperatura assoluta del corpo ed è indipendente dalle caratteristiche della radiazione assorbita.

Qualunque corpo a temperatura $T > 0$ K è sorgente di radiazione elettromagnetica dovuta al moto degli atomi che lo compongono. Se T è costante (equilibrio termodinamico) allora lo spettro della radiazione è di corpo nero.

La brillantezza di un corpo nero è la potenza per unità di superficie, unità di banda (λ o f) ed unità di angolo solido emessa dal corpo nero:

$$B_\lambda = \frac{2hc^2}{\lambda^5} \left[e^{\frac{hc}{\lambda k_B T}} - 1 \right]^{-1} \quad (2.66)$$

$$B_f = \frac{2hf^3}{c^2} \left[e^{\frac{hf}{k_B T}} - 1 \right]^{-1} \quad (2.67)$$

dove $h = 6.63 \times 10^{-35}$ J·s è la costante di Planck e $k_B = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K la costante di Boltzmann.

Nell'approssimazione di Rayleigh-Jeans, valida per $hf \ll k_B T$, si ha:

$$B_f \approx \frac{2k_B f^2}{c^2} T \quad (2.68)$$

Nell'approssimazione di Wien, valida per $hf \gg k_B T$, si ha:

$$B_f \approx \frac{2hf^3}{c^2} e^{-\frac{hf}{k_B T}} \quad (2.69)$$

Per un emettitore di brillantezza superficiale B_f si definisce la temperatura di brillantezza:

$$T_B = \frac{c^2}{2k_B f^2} B_f \quad (2.70)$$

Per un corpo nero in bassa frequenza la temperatura di brillantezza coincide con la temperatura termodinamica del corpo. Nel caso generale:

$$T_B = \frac{hf}{k_B T} \frac{T}{e^{hf/k_B T} - 1} \quad (2.71)$$

Per il calcolo della potenza di rumore che un'antenna riceve dalla generica direzione (θ, ϕ) , la sorgente di rumore viene sostituita da un corpo nero equivalente, con temperatura di brillantezza pari a $T_B(\theta, \phi)$, così che la potenza di rumore termico, N_A , disponibile ai terminali dell'antenna è data da:

$$\begin{aligned} N_A &= \int_{\Delta f} \iint_{\Omega} \frac{B_f(\theta, \phi)}{r^2} A_e(\theta, \phi) \eta_p r^2 d\Omega df = \\ &= \int_{\Delta f} \iint_{\Omega} \frac{T_B(\theta, \phi) 2k_B f^2 \lambda^2}{c^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \eta_p d\Omega df \quad (2.72) \end{aligned}$$

L'efficienza di polarizzazione si considera pari al 50%, $\eta_p = 0.5$, poiché statisticamente la metà della potenza di rumore è associata alla componente cross-polare dell'antenna. La (2.72) diventa quindi:

$$N_A = \frac{k_B}{4\pi} \int_{\Delta f} \iint_{\Omega} T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) d\Omega df \quad (2.73)$$

Se si assume che la temperatura di brillantezza, nella banda assoluta di interesse Δf , non dipenda dalla frequenza, si ha:

$$N_A = \frac{k_B}{4\pi} \iint_{\Omega} T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) d\Omega \int_{\Delta f} df \quad (2.74)$$

Definendo la temperatura di rumore di antenna:

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega} T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.75)$$

la potenza di rumore termico disponibile ai terminali dell'antenna può essere espressa in termini di potenza equivalente di rumore termico disponibile ai capi di un resistore alla temperatura T_A (formula di Nyquist):

$$N_A = k_B T_A \Delta f \quad (2.76)$$

Per il calcolo della temperatura di rumore di un sistema ricevente, all'uscita dell'antenna, alla temperatura di rumore di antenna T_A , associata alla potenza di rumore ricevuta dall'ambiente circostante, occorre aggiungere la temperatura T_{AP} , associata alla temperatura fisica dell'antenna, e la temperatura T_r , associata alla rumorosità del ricevitore, come mostrato in Fig. 2.11.

La temperatura T_{AP} dipende dalla temperatura fisica dell'antenna T_p e dall'efficienza termica dell'antenna η_A , secondo la relazione:

$$T_{AP} = \left(\frac{1}{\eta_A} - 1 \right) T_p \quad (2.77)$$

Alla temperatura T_{AP} è associata la potenza di rumore:

$$N_{AP} = k_B T_{AP} \Delta f \quad (2.78)$$

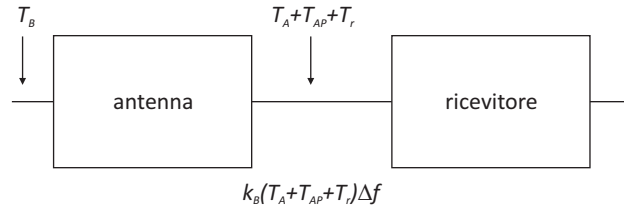


Figura 2.11: Schema a blocchi per il calcolo della temperatura di rumore di un sistema ricevente all'uscita dell'antenna.

3. *Link budget*

Le antenne attive sono comunemente adottate per la comunicazione tra apparati radio con vari requisiti e modalità di accesso al canale radio. Come vedremo nel seguito, le architetture possono variare molto, ma la loro funzionalità rimane in ogni caso quella di costituire parte del *front-end* di un ricetrasmittitore e come tale i parametri di funzionamento rientrano nella determinazione del cosiddetto *link budget*.

Il *link budget* è una tecnica per stimare, a livello di sistema, la possibilità che una comunicazione radio avvenga tra una unità trasmittente ed una ricevente, posti i parametri di funzionamento (frequenza della portante, banda del segnale, distanza tra le due unità, potenza trasmessa e guadagno delle antenne), a cui si associano i parametri intrinseci del ricevitore (come la cifra di rumore). Questo paragrafo illustra l'interdipendenza tra i parametri sopra elencati e come questi determinano le caratteristiche della qualità della comunicazione.

3.1 Capacità di canale

Per uno specifico *link* radio, la teoria dell'informazione stabilisce che la potenza associata ad un segnale modulato e la banda del canale di comunicazione, in presenza di rumore additivo bianco di tipo gaussiano, determinano il limite massimo del *data-rate* (*bit* trasmessi per secondo). Detto limite, indicato come capacità del canale, è definito dal teorema di Shannon-Hartley:

$$C = B \cdot \log_2 (1 + S/N) \quad (3.1)$$

dove

- C = capacità del canale [bit/s]
- B = banda assoluta del canale [Hz]
- S = potenza del segnale [W]
- N = potenza di rumore [W]

Dalla precedente relazione si osserva la dipendenza lineare dalla banda del segnale e logaritmica rispetto al rapporto segnale rumore. Si conclude dunque che, a parità di banda di canale, la qualità del *link* radio dipende dal rapporto segnale rumore che si instaura durante la comunicazione. Ne segue che le stime delle potenze associate al segnale ed al rumore sono necessarie per la determinazione del massimo *data rate* ammissibile.

3.1.1 Rumore di canale

Nei sistemi elettronici di interesse per le telecomunicazioni, il contributo più significativo al rumore è quello di tipo termico. Vari studi e riscontri sperimentali mostrano che questo fenomeno è associato al trasporto di carica ed in particolare alle fluttuazioni della velocità media dei portatori presenti in un

metallo o in un semiconduttore. Altre forme di rumore sono associate ai meccanismi di generazione-ricombinazione delle cariche ed altre ancora, di origine meno chiara, contribuiscono al cosiddetto rumore $1/f$.

Partendo da considerazioni termodinamiche, si può dimostrare che, per frequenze inferiori all'inverso del tempo medio fra collisioni, la densità spettrale di potenza disponibile di rumore ai capi di un resistore (ma estendibile anche ad altri casi) posto alla temperatura T , è data da:

$$n = k_B \cdot T \quad (3.2)$$

dove

- n = densità spettrale di potenza disponibile
- k_B = costante di Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
- T = temperatura di sistema, in genere assunta pari a 290 K

Essendo la potenza totale disponibile del rumore di canale intrinsecamente legata alla banda passante del sistema di comunicazione, si ottiene:

$$N = k_B \cdot T \cdot B \quad (3.3)$$

dove

- N = potenza totale disponibile [W]
- B = banda equivalente di rumore [Hz]

Una buona stima di B è ottenuta moltiplicando per il fattore 1.12 la banda a 3dB del filtro a frequenza intermedia del ricevitore, quest'ultima normalmente posta pari a circa 1.4 volte il *data rate*.

Per un sistema a temperatura ambiente ($T=290$ K), la densità di potenza risulta pari a

$$\begin{aligned} N_0 = k_B \cdot T &= -204 \text{ dBW/Hz} = \\ &= -174 \text{ dBm/Hz} \end{aligned}$$

Tuttavia, è da osservare che per i sistemi elettronici la densità spettrale di rumore è generalmente diversa da quella determinabile per mezzo della (3.3), che si riferisce ad un resistore posto alla temperatura ambiente T . Ciò è dovuto ai meccanismi di generazione di rumore intrinseci ai dispositivi. Di conseguenza, si preferisce utilizzare un altro parametro, ovvero la cifra di rumore (*Noise Figure*, NF) definita in dB come:

$$NF_{dB} = \text{System noise} - \text{power spectral density in dBW/Hz} \quad (3.4)$$

Equivalentemente, possiamo associare una temperatura equivalente di rumore, che è generalmente superiore a quella fisica del sistema, che esprime la temperatura fisica a cui dovrebbe trovarsi un resistore a cui si associa la stessa densità spettrale di potenza di rumore:

$$NF_{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{T_e}{290K} \right) \quad (3.5)$$

3.1.2 Perdita di tratta per il sistema di comunicazione

Il secondo fattore che incide sulla comunicazione dipende dalla distanza a cui sono poste le antenne del ricevitore e del trasmettitore. La distanza introduce delle limitazioni, dovute alla propagazione del campo elettromagnetico nello spazio libero, che, come mostrato nella (2.7), in campo lontano, è governata dalla funzione di Green dello spazio libero

$$\frac{e^{-jkr}}{r} \quad (3.6)$$

secondo la quale la densità di potenza radiata decade con legge $1/r^2$. L'attenuazione dello spazio libero è calcolabile come:

$$L = 4\pi \frac{D}{\lambda} \quad (3.7)$$

dove

- D = distanza tra ricevitore e trasmettitore [m]
- $\lambda = c/f$ = lunghezza d'onda nello spazio libero [m]
- c = velocità della luce ($3 \cdot 10^8$ m/s)
- f = frequenza [Hz]

Da questa quantità si può ricavare la potenza disponibile al ricevitore, che, espressa in dB, risulta essere:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{RX} + G_{TX} - 20 \cdot \log_{10} \left(4\pi \frac{D}{\lambda} \right) \quad (3.8)$$

dove

- P_{TX} = potenza disponibile al trasmettitore [dBm]
- G_{TX} = guadagno dell'antenna in trasmissione [dB]
- G_{RX} = guadagno dell'antenna in ricezione [dB]

3.1.3 Rapporto Segnale-Rumore (SNR)

Per l'effettivo dimensionamento del *link* radio è necessaria la stima del rapporto segnale-rumore (*Signal to Noise Ratio*, SNR) all'ingresso del ricevitore, da cui si può stimare la qualità del *link* radio per mezzo del *bit error rate* (BER). I risultati della Teoria dell'Informazione forniscono espressioni analitiche che, dipendentemente dalla modulazione adottata, mettono in relazione il BER con il parametro E_b/N_0 , essendo quest'ultimo una misura della energia richiesta per *bit* in relazione alla potenza di rumore (si noti che E_b/N_0 è indipendente dal *data rate* del sistema). La relazione tra SNR e E_b/N_0 è data da:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B_T} \quad (3.9)$$

dove

- E_b = energia richiesta per *bit* di informazione [J]
- N_0 = rumore termico in 1 Hz di banda [W·s]
- R = *data rate* del sistema [s^{-1}]
- B_T = banda assoluta del sistema [Hz]

3.2 Qualità del segnale radio

In ultima analisi, la qualità del segnale radio è definita per mezzo della stima del BER ottenuto dopo la funzione di demodulazione mediante un decisore ideale. Nel caso di un segnale modulato mediante una codifica digitale sulla fase, ad esempio un PSK, trasmesso attraverso un canale radio su cui si sovrappone del rumore additivo di tipo gaussiano bianco (*additive white-gaussian-noise*, AWGN), il BER è una funzione del rapporto E_b/N_0 , ossia dell'energia del singolo *bit* E_b divisa la densità del rumore N_0 :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.10)$$

dove erfc è la funzione di errore complementare, che descrive la probabilità cumulativa di una distribuzione gaussiana. In genere, la funzione BER è disponibile in forma numerica per le diverse tipologie di modulazione, come per esempio mostrato in Fig. 3.1. Più è alto il rapporto E_b/N_0 e migliore è la qualità del segnale (più basso il BER).

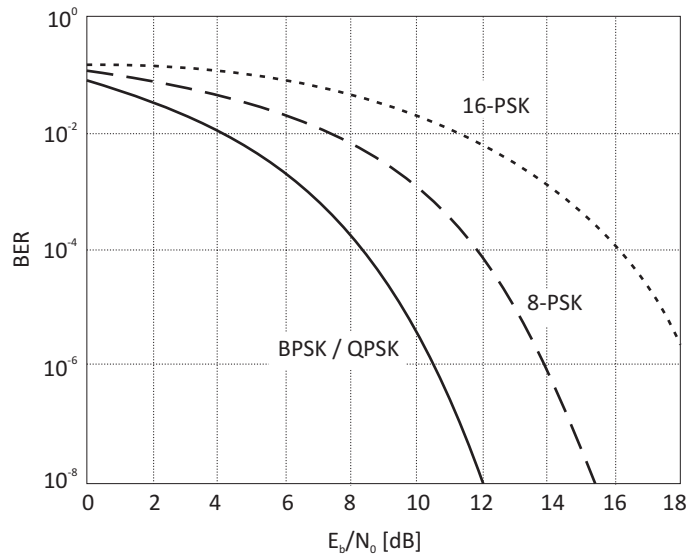


Figura 3.1: BER per diversi schemi di modulazione in funzione del rapporto segnale-rumore.

Per calcolare il valore di E_b , occorre dividere la potenza media del segnale P_{avg} per il *bit rate* R_b :

$$E_b = \frac{P_{avg}}{R_b} \quad (3.11)$$

La formula precedente può essere scritta in forma alternativa legandola all'ampiezza al quadrato del segnale, ovvero:

$$E_b = \frac{A^2}{R_b} \quad (3.12)$$

Esempio: Un segnale a potenza 1 W ha un *bit rate* di 200 bit/sec. Il valore di E_b è dato da

$$E_b = 10 \cdot \log(1) - 10 \cdot \log(200) = -23 \text{ dB}$$

Il parametro N_0 è la densità del rumore. È dato dalla potenza totale di rumore P_N nella banda di frequenza del segnale, diviso la larghezza di banda B_N del segnale stesso:

$$N_0 = \frac{P_N}{B_N} \quad (3.13)$$

L'unità di misura è il Joule.

Esempio: Si supponga che il segnale precedente sia affetto da una potenza di rumore di 1 mW in una larghezza di banda di 500 Hz. La densità di potenza è data da:

$$N_0 = 10 \cdot \log(10^{-3}) - 10 \cdot \log(500) = -57 \text{ dB}$$

Mentre il rapporto E_b/N_0 risulta essere pari a

$$\frac{E_b}{N_0} = -23 - (-57) = 34 \text{ dB}$$

Il rapporto E_b/N_0 è in genere utilizzato per segnali digitali (in banda base). Per segnali analogici, si usa invece il parametro C/N_0 , essendo C la potenza del segnale. Si noti che C e E_b sono legati dal *bit rate*, ovvero:

$$C = E_b \cdot R_b \quad (3.14)$$

Possiamo allora scrivere la relazione

$$\frac{C}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \cdot R_b \quad (3.15)$$

Si noti che sia C/N_0 che E_b/N_0 sono densità (di potenza o di energia, rispettivamente), per cui non occorre specificare la larghezza di banda del segnale.

Spesso però si trova anche il parametro C/N , che esprime il rapporto tra potenza del segnale e rumore nell'intera banda di utilizzo. Essendo il rumore totale $N = N_0 \cdot B$, possiamo scrivere la seguente relazione

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R_b}{B} \quad (3.16)$$

3.2.1 Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)

Nell'ambito dei trasmettitori assume rilevanza, anche normativa, l'*Effective Isotropic Radiated Power* (EIRP). Questo parametro è una misura della densità di potenza trasmessa equivalentemente da un'antenna isotropa, ovvero:

$$EIRP = P_{TX} \cdot G_{TX} \quad (3.17)$$

dove P_{TX} è la potenza in trasmissione e G_{TX} il guadagno dell'antenna in trasmissione.

In genere si caratterizza il trasmettitore attraverso il parametro EIRP avendo in tal modo una valutazione complessiva della potenza effettivamente radiata.

3.2.2 G/T del ricevitore

Così come per il trasmettitore si è introdotto il parametro EIRP, per il ricevitore si usa il parametro G/T per specificare una sua figura di merito. In dB il parametro G/T rappresenta la differenza tra il guadagno dell'antenna ricevente e la sua temperatura equivalente di rumore:

$$\left. \frac{G}{T} \right|_{dB} = G_{RX} - T_e \quad \text{dB/K} \quad (3.18)$$

dove

- G_{RX} = guadagno dell'antenna ricevente [dB]
- T_e = Temperatura di rumore del ricevitore [dB]

3.3 Cifra di rumore e sensibilità di un ricevitore

L'alterazione del SNR attraverso la catena di ricezione è esprimibile per mezzo della cifra di rumore definita come:

$$F = \frac{SNR_{input}}{SNR_{output}} \quad (3.19)$$

Dalla precedente definizione possiamo adottare il concetto di rumore riportato in ingresso ad un sistema, visto come una sorgente di rumore additiva e descrittiva di ogni sorgente di rumore intrinseca al sistema; in tal modo il sistema sotto esame diventa privo di rumore intrinseco, ed il rumore totale N riferito al suo ingresso è dato da:

$$(F - 1) \cdot k_B \cdot T \cdot B \quad (3.20)$$

dove valgono le definizioni date precedentemente. La schematizzazione delle sorgenti di rumore come una sorgente di rumore (resistenza) in ingresso al sistema è mostrata in Fig. 3.2, per la quale si assume un rumore proveniente dall'esterno (kT_0B) ed una temperatura equivalente di rumore del sistema rappresentata da T_{int} . In questo caso la potenza di rumore in uscita dal sistema sarà data da:

$$N_{out} = (k_B \cdot T_0 \cdot B + k \cdot T_{int} \cdot B) \cdot G \quad (3.21)$$

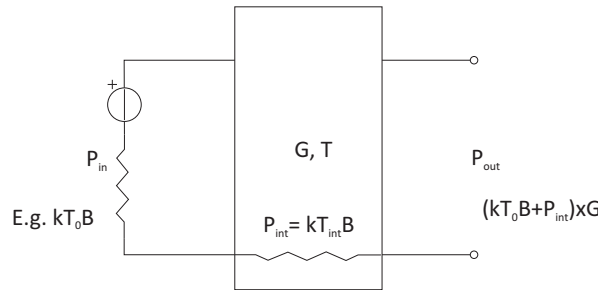


Figura 3.2: Rumore in un dispositivo.

Nel caso che il sistema sia un ricevitore connesso ad un'antenna, allora si ha il contributo additivo del rumore dovuto al canale radio, che essendo scorrelato da quello generato internamente, si può sommare in termini di potenza e quindi la (3.20) viene estesa al rumore di antenna, caratterizzato dalla sua temperatura di rumore T_A (si veda la sez. 3.3.3) nel seguente modo:

$$N = (F - 1) \cdot k_B \cdot T \cdot B + k_B \cdot T_A \cdot B \quad (3.22)$$

Sempre per i ricevitori, il parametro più importante che li caratterizza è la sensibilità, definita come il minimo segnale rilevabile (*Minimum Detectable Signal*, MDS) per la cui definizione è necessario tener conto del valore di SNR all'uscita del ricevitore per un dato BER. In questo caso il MDS risulta:

$$MDS = \left[(F - 1) \cdot T + T_A \right] \cdot k_B \cdot B \cdot SNR_0 \quad (3.23)$$

Si discutono ora alcune differenze significative tra i dispositivi elettronici passivi ed attivi.

3.3.1 Dispositivi passivi

Considerando un dispositivo passivo, con un guadagno $G \leq 1$ (ovvero perdite $L = 1/G \geq 1$), questi aggiunge rumore al sistema proporzionale alla sua temperatura ed alle perdite, ovvero la temperatura equivalente del dispositivo è data da

$$T_{eq} = T_0 \cdot (1 - G) = T_0 \cdot \left(\frac{L - 1}{L} \right) \quad (3.24)$$

3.3.2 Dispositivi attivi

I dispositivi attivi generano rumore che può essere modellato con una temperatura equivalente di rumore T_e o con il parametro *Noise Figure* (o *noise factor*) F , che con riferimento alla Fig. 3.3 è definito come il rapporto tra il rumore in uscita al sistema e quello in ingresso allo stesso, ovvero assumendo in ingresso un adattamento ad un resistore a temperatura standard $T_0 = 290$ K, si ha:

$$F = \frac{N_0}{N_i} = \frac{N_0}{k \cdot T_0 \cdot B} \quad (3.25)$$

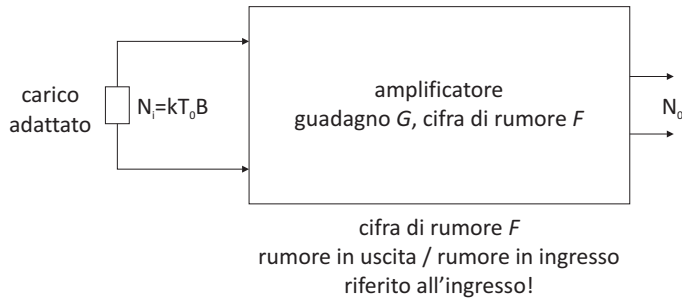


Figura 3.3: *Noise figure* in un dispositivo attivo.

Se si considera la temperatura equivalente T_e , il rumore in uscita può essere espresso come:

$$N_0 = kT_0B + kT_eB = k(T_0 + T_e)B \quad (3.26)$$

da cui

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (3.27)$$

3.3.3 Rumore estrinseco al ricevitore

Abbiamo già visto che il rumore intrinseco al sistema viene totalmente caratterizzato per mezzo della sua cifra di rumore; in aggiunta a questo vi è una aliquota di rumore che viene generata esternamente per varie cause, ad esempio: rumore dovuto all'attività umana; rumore dovuto al sole ed in generale ai corpi astronomici; rumore dovuto all'instabilità atmosferica. Alcuni valori tipici per varie cause di rumore sono riportati in Fig. 3.4. Tali sorgenti di rumore sono tutte scorrelate da quella che definisce il rapporto segnale rumore sia all'ingresso che all'uscita del sistema e questo ha giustificato l'introduzione della (3.22). Sotto le attuali ipotesi di distribuzione normale del rumore con spettro

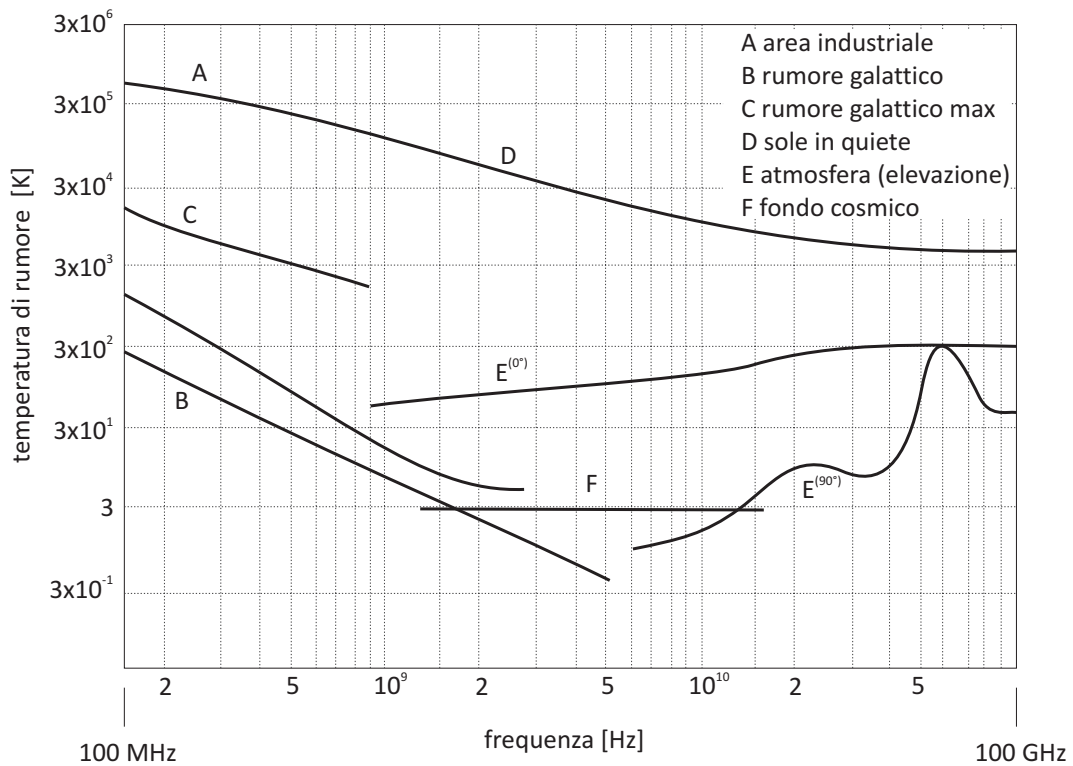


Figura 3.4: Valori tipici di rumore per il calcolo della temperatura di rumore dell'antenna.

costante, l'aumento della banda corrisponde ad un aumento proporzionale di tutte le componenti di rumore riferite al sistema.

L'antenna quindi riceve rumore da sorgenti esterne che, pesato dal suo pattern di radiazione e filtrato dalla sua banda passante, genera ai suoi terminali del rumore, a cui si può far corrispondere una temperatura equivalente di rumore T_A .

Si supponga per esempio di avere un'antenna che punti verso lo spazio aperto con una direttività (efficienza) del 60%, ciò significa che il 60% del rumore proveniente da sorgenti esterne nella direzione di massima radiazione deve essere tenuto in conto; i lobi laterali invece riceveranno il 40% del rumore. Possiamo supporre che i lobi secondari per metà punteranno nella stessa direzione del lobo principale, e quindi verso lo spazio libero, mentre per metà verso il suolo. Assumendo una temperatura equivalente di rumore dello spazio libero (libera atmosfera) di ~ 15 K ed una temperatura del suolo di 290 K, la temperatura equivalente di rumore dell'antenna può essere calcolata come:

$$T_A = 0.6 \cdot 15 \text{ K} + \frac{0.4 \cdot (15 \text{ K} + 290 \text{ K})}{2} = 70 \text{ K} \quad (3.28)$$

3.3.4 Schematizzazione per blocchi di un link budget

In Fig. 3.5, è descritto un *link* radio sulla base di tutti i parametri che lo compongono, incluse le perdite e le sorgenti di rumore. La rappresentazione per blocchi fa uso dei seguenti parametri, descritti in precedenza:

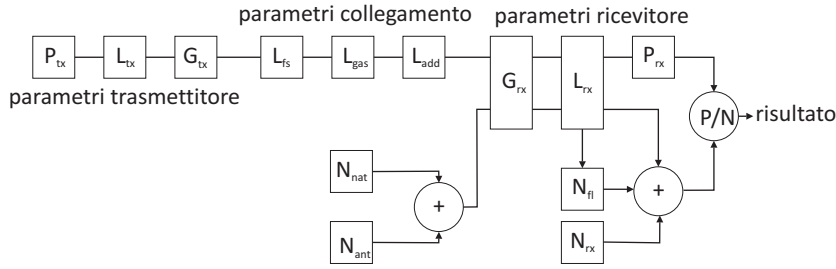


Figura 3.5: Esempio grafico di *link budget*.

Parametri del trasmettitore

- P_{TX} = potenza del trasmettitore
- L_{TX} = perdite tra il trasmettitore e l'antenna di trasmissione
- G_{TX} = guadagno dell'antenna in trasmissione

Parametri del canale radio

- L_{FS} = perdite dello spazio libero
- L_{gas} = perdite per assorbimento gassoso
- L_{add} = ulteriori perdite del canale

Parametri del ricevitore

- G_{RX} = guadagno dell'antenna ricevente
- L_{RX} = perdite dell'antenna ricevente
- N_{nat} = rumore naturale
- N_{ant} = rumore dovuto alla temperatura equivalente di rumore dell'antenna
- N_{fl} = rumore proveniente dalla inefficienza dell'antenna e della perdite di connettore
- N_{RX} = rumore generato dal ricevitore
- P_{RX} = potenza ricevuta

Si noti che le perdite dovute alla inefficienza dell'antenna, L_{RX} , oltre a ridurre la potenza utile in uscita all'antenna stessa, si traducono in un incremento di rumore, espresso da N_{fl} . Dalla descrizione per blocchi si può giungere alla descrizione del rapporto segnale-rumore per mezzo della seguente espressione:

$$\frac{P}{N} = \frac{P_{TX} + G_{TX} - L_{TX} - (L_{fs} + L_{gas} + L_{add}) + G_{RX} - L_{RX}}{(N_{nat} + N_{ant}) \cdot G_{RX} - L_{RX} + N_{fl} + N_{RX}} \quad (3.29)$$

3.4 Non-linearità nei sistemi RF

I sottosistemi sino ad ora considerati nel sistema di ricetrasmisione sono stati considerati come blocchi lineari tempo-invarianti. Nella realtà tali blocchi sono lineari solo in un limitato range di valori dei segnali. I blocchi funzionali che eseguono sia l'amplificazione del segnale che la conversione di frequenza, introducono non-linearità nelle catene sia del ricevitore che del trasmettitore. Tali non-linearità sono rappresentabili, nella loro forma più semplificata, per mezzo di una serie di potenze. Posto v_0 il segnale in uscita ad un generico blocco non-lineare, questo è esprimibile in funzione del potenziale in ingresso, v_i , per mezzo della serie:

$$v_0 = \sum_{n=1}^N k_n \cdot v_i^n \quad (3.30)$$

Nel caso di eccitazione sinusoidale $v_i = V \cos(\omega t)$, dalla (3.30) si comprende come siano generate le armoniche a frequenze multiple di quella del segnale di ingresso e per valori sufficientemente grandi di V il guadagno, espresso da $k_1 + (3k_3/4)V^2$, è inferiore al guadagno lineare k_1 a causa del fatto che per motivi di conservazione dell'energia k_3 è negativo. Questa compressione del guadagno è indicata come P_{1dB} ovvero il livello di potenza in uscita per il quale il guadagno del sistema si è ridotto di 1 dB.

Nel caso di eccitazione sinusoidale composta da due toni $v_i = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)$, dalla (3.30) si evince che il contenuto spettrale del segnale v_0 è composto da ulteriori componenti che non le sole armoniche, rappresentate da: $n \cdot \omega_1 \pm m \cdot \omega_2$, con n e m interi.

Di questi prodotti di intermodulazione, quelli più significativi per gli scopi in esami sono quelli del terzo ordine del tipo $|2 \cdot \omega_1 - \omega_2|$ e $|2 \cdot \omega_2 - \omega_1|$ in quanto distano in frequenza di una quantità pari alla differenza tra i due toni e quindi, in taluni casi, ricadono in banda e sono difficilmente rimovibili da un filtro. L'entità di questi prodotti di intermodulazione è esprimibile mediante il rapporto tra l'ampiezza del prodotto di intermodulazione stesso e l'ampiezza della fondamentale. Nel caso del prodotto $|2 \cdot \omega_1 - \omega_2|$ e fondamentale ω_1 , la distorsione da prodotto di intermodulazione (IMD) è dunque data da:

$$IMD = \left(\frac{3k_3 V_1 V_2}{4k_1} \right)^2 \quad (3.31)$$

per $V = V_1 = V_2$ e tali da determinare $IMD = 1$, il corrispondente valore della potenza del segnale identifica il punto dell'intercetta del terzo ordine (IP3), ovvero il punto dove le proiezioni del guadagno lineare e del prodotto di intermodulazione del terzo ordine si intersecano:

$$IP3 = \left| \frac{2k_1}{3k_3 R} \right| \quad (3.32)$$

dove R è la resistenza di riferimento del sistema.

Una pratica ed utile stima degli effetti delle non linearità del ricevitore è data dalla gamma dinamica del segnale di ingresso a cui non corrisponde generazione di spurie, (*Spurious Free Dynamic Range*, SFDR). L'SFDR è dunque l'intervallo di livelli di potenza del segnale d'ingresso maggiori dell'MDS e tali da non rendere rivelabili le IMD; si può facilmente dimostrare che questa quantità è calcolabile da:

$$SFDR = \left(\frac{IP3}{MDS} \right)^{2/3} \quad (3.33)$$

3.5 Esempio di *link budget*

Consideriamo un *link* radio operante a 2.45 GHz, in cui la distanza tra le antenne di ricezione e trasmissione sia di 1 km ed in cui il ricevitore utilizza una banda di 1 MHz ed esibisce una cifra di rumore $NF = 10$ dB. Le antenne in uso sono entrambe planari con guadagno 10 dB, e quella di ricezione ha una temperatura di rumore pari a 100 K.

La potenza di rumore totale riportata in ingresso al ricevitore è data dalla (3.22):

$$\begin{aligned} N &= (F - 1)k_BTB + k_B T_A B = \\ &= 9 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 10^6 + 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 100 \cdot 10^6 = \\ &= 3.74 \cdot 10^{-14} \text{ W} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Con riferimento alla Fig. 3.1, nel caso di una modulazione QPSK, per ottenere un $BER=10^{-3}$ è necessario un $SNR=6.8$ dB; da queste ulteriori specifiche si determina che il minimo livello rivelabile dal ricevitore è:

$$MDS = N \cdot SNR = 3.74 \cdot 10^{-14} \cdot 4.78 = 1.78 \cdot 10^{-13} \text{ W} \quad (3.35)$$

Dalla (3.8) possiamo infine calcolare la potenza richiesta dal trasmettitore:

$$P_T = \frac{P_R}{G_R \cdot G_T} \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 = 1.22 \cdot 10^{-4} \text{ W} \quad (3.36)$$

equivalente a -9.1 dBm.

Poniamo adesso l'ipotesi che il ricevitore abbia un punto di compressione ad 1 dB pari a 0 dBm. Questo valore di compressione implica che il guadagno non lineare $k_1 + (3k_3/4) \cdot V^2$, normalizzato per il guadagno lineare k_1 , abbia un valore pari a $10^{-0.05}$, ovvero 1 dB di compressione espresso in tensione:

$$\frac{k_1 + (3k_3/4) V^2}{k_1} = 10^{-0.05} \quad (3.37)$$

quando $V^2 / (2 \cdot 50) = 1$ mW.

Conseguentemente $3k_3/4k_1 = -1.08$ ed il punto di intercetta del terzo ordine risulta dato da $IP3 = |2k_1/3k_3R| = 9.2 \text{ mW}$.

Infine si può calcolare il range dinamico dato da $(IP3/MDS)^{2/3} = 1.17 \cdot 10^{17}$ o 70.7 dB.

4. TIPOLOGIE DI CONFIGURAZIONE

4.1 Oscillatori a radiofrequenza

Lo schema a blocchi generale di un sistema retroazionato che funzioni da oscillatore è rappresentato in Fig. 4.1, dove A è il guadagno ad anello aperto ($\beta = 0$) e β prende il nome di fattore di trasmissione. Si definisce guadagno di anello il termine

$$T(\omega) = A(\omega)\beta(\omega) \quad (4.1)$$

La rete oscilla alla pulsazione ω_0 per cui è verificata la condizione di Barkhausen:

$$T(\omega) = A(\omega_0)\beta(\omega_0) = 1 \quad (4.2)$$

ovvero

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[T(\omega)] &= \operatorname{Re}[A(\omega_0)\beta(\omega_0)] = 1 \\ \operatorname{Im}[T(\omega)] &= \operatorname{Im}[A(\omega_0)\beta(\omega_0)] = 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

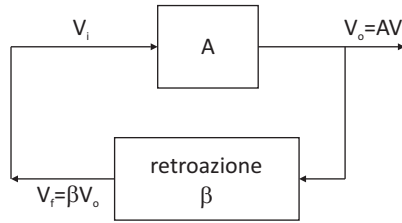


Figura 4.1: Schema a blocchi generale di un oscillatore controllato in tensione.

In Fig. 4.2 è rappresentato uno schema circuitale generale di oscillatore controllato in tensione a BJT o FET, con rappresentazione mediante il modello equivalente di Giacoletto. Per il circuito con modello equivalente di Giacoletto si può scrivere il sistema di equazioni che rappresentano la legge di Kirchhoff per le correnti di nodo:

$$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_3 + Y_{in} & -Y_1 - Y_{in} & -Y_3 & 0 \\ -Y_1 - Y_{in} - g_m & Y_1 + Y_2 + Y_{in} + Y_0 + g_m & -Y_2 & -Y_0 \\ -Y_3 & -Y_2 & Y_2 + Y_3 & 0 \\ g_m & -Y_0 - g_m & 0 & Y_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = 0 \quad (4.4)$$

Se del sistema esiste una soluzione non banale si ha oscillazione.

Il sistema di Fig. 4.2 è generale e può essere particolarizzato con le seguenti regole:

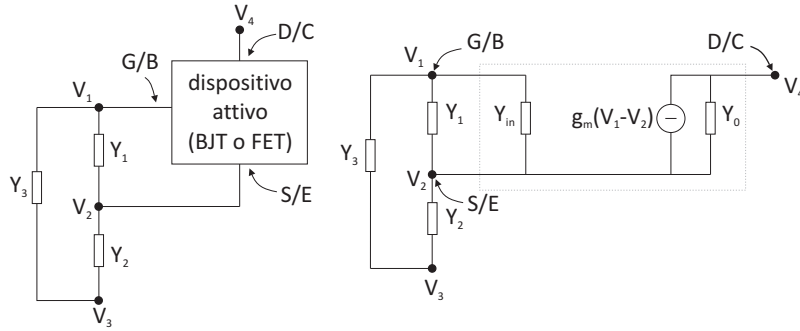


Figura 4.2: Schema circuitale generale di un oscillatore controllato in tensione con BJT o FET (sinistra) e relativo modello equivalente di Giacoletto (destra).

1. se un nodo è messo a massa le corrispondenti righe e colonne sono eliminate;
2. se due nodi sono interconnessi le corrispondenti righe e colonne sono sommate.

La sintesi di un opportuno oscillatore si fa interconnettendo a massa un terminale calcolando il sistema corrispondente e imponendo l'annullamento del determinante.

4.1.1 Oscillatori a BJT di Colpitts e di Hartley

Nel caso il dispositivo attivo sia un BJT si ha $Y_0 = 0$ e $Y_{in} = G_{in}$.

Si consideri una configurazione *common emitter* o *common source* per cui si ha $Y_2 = 0$ (in realtà la scelta del terminale da mettere a massa è arbitraria).

Si realizza la retroazione connettendo V_3 a V_4 (non ci sono altre connessioni, altrimenti cortocircuito i componenti). Il sistema si riduce a:

$$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_3 + G_{in} & -Y_3 \\ -Y_3 - g_m & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} = 0 \quad (4.5)$$

dove tutte le ammettenze sono suscettanze pure ($Y_n = jB_n$) e g_m è puramente reale. Imponendo l'annullamento del determinante, per la parte reale si ha:

$$B_1 B_2 + B_2 B_3 + B_1 B_3 = 0 \quad (4.6)$$

da cui dividendo per $B_1 B_2 B_3$ e ricordando che $X_n = 1/B_n$ si ha:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (4.7)$$

Per la parte immaginaria si ha:

$$B_2 + (1 + g_m/G_{in})B_3 = 0 \quad (4.8)$$

da cui, ricordando che $\beta = g_m/G_{in}$:

$$B_2 + (1 + \beta)B_3 = 0 \quad (4.9)$$

Dividendo per $B_2 B_3$ e combinando con la (4.7), si ha:

$$X_1/X_2 = \beta \quad (4.10)$$

Poiché β è reale e positivo le reattanze X_1 e X_2 devono essere dello stesso segno, mentre la reattanza X_3 , per soddisfare la (4.7), deve avere segno opposto. Si ottengono così due possibili tipologie di oscillatore:

- Oscillatore di Colpitts: reattanze X_1 e X_2 negative (condensatori), reattanza X_3 positiva (induttore);
- Oscillatore di Hartley: reattanze X_1 e X_2 positive (induttori), reattanza X_3 negativa (condensatore).

Nel caso Colpitts si ha dalla (4.7):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (4.11)$$

mentre dalla (4.10) si ha:

$$\frac{C_2}{C_1} = \beta \quad (4.12)$$

Nel caso Hartley si ha dalla (4.7):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \quad (4.13)$$

mentre dalla (4.10) si ha:

$$\frac{L_1}{L_2} = \beta \quad (4.14)$$

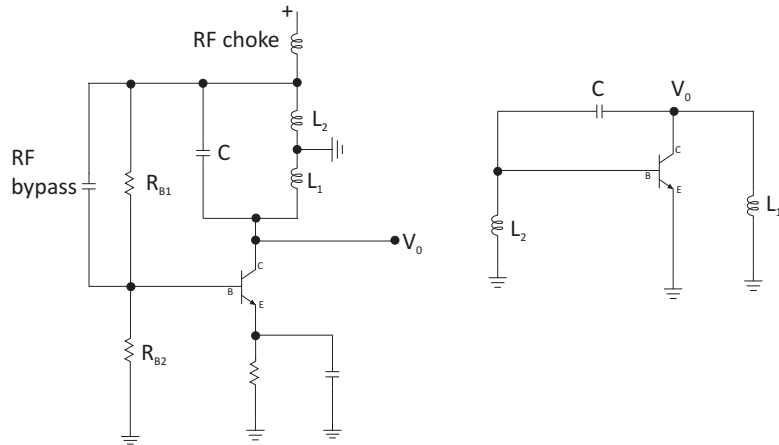


Figura 4.3: Oscillatore di Hartley a BJT in configurazione emettitore comune; a destra il circuito dinamico.

4.1.2 Oscillatori a FET di Colpitts e di Hartley

Nel caso il dispositivo attivo sia un FET si ha $Y_0 = G_0$ e $Y_{in} = 0$.

Si consideri una configurazione *common gate* per cui si ha V_1 a massa e V_2 e V_3 insieme.

Il sistema si riduce a:

$$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 + G_0 + g_m & -Y_2 - G_0 \\ -Y_2 - G_0 - g_m & Y_2 + Y_3 + G_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} = 0 \quad (4.15)$$

Procedendo analogamente a quanto fatto precedentemente si ottiene per la parte reale:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (4.16)$$

Per la parte immaginaria:

$$X_2/X_1 = \frac{g_m}{G_0} \quad (4.17)$$

Nel caso Colpitts:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (4.18)$$

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{g_m}{G_0} \quad (4.19)$$

Nel caso Hartley:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \quad (4.20)$$

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{g_m}{G_0} \quad (4.21)$$

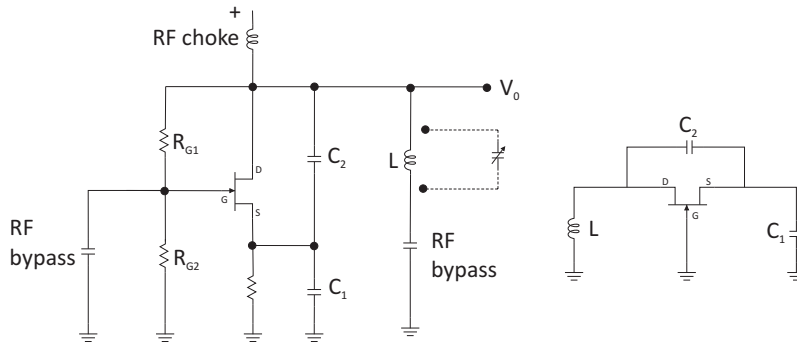


Figura 4.4: Oscillatore di Colpitts a FET in configurazione gate comune; a destra il circuito dinamico.

4.1.3 Esempio di oscillatore integrato in un'antenna planare

In questa sezione viene descritto l'utilizzo dei risultati delle precedenti sezioni per lo sviluppo di un trasmettitore elementare costituito da un'antenna planare e un dispositivo attivo di media potenza.

Il principio di funzionamento dell'antenna autoscillante si basa sul comportamento risonante che manifesta il coefficiente di accoppiamento tra due microstrisce, a loro volta accoppiate elettromagneticamente con la *slot* di alimentazione di un'antenna planare. Tale implementazione è mostrata in Fig. 4.5, dove è schematizzata la topologia di un'antenna planare alimentata da una *slot* sul piano di massa della stessa. Il circuito è implementato mediante la sovrapposizione di due strati separati dal piano di massa, su cui è ricavata la predetta *slot*; su quello superiore è ricavato l'elemento radiante, mentre quello inferiore ospita il sistema di linee accoppiate che alimenta sia la *slot* sia il dispositivo attivo. Sono anche riportati degli *stub* che, estendendosi oltre la sezione di alimentazione della *slot*, completano l'adattamento. La sezione di riferimento della *slot* è quella su cui si osserva il comportamento risonante. Mediante uno spostamento elettrico opportuno, indicato da θ in figura, si ottiene

il comportamento reattivo desiderato. Il progetto si basa sull'ottenimento di una topologia circuitale equivalente a quella della rete dinamica riportata di Hartley riportata in Fig. 4.3, in cui il condensatore è equivalentemente ottenuto mediante l'antenna ed i due induttori sono ottenuti dall'interazione dei parassiti del dispositivo e le linee di collegamento. L'andamento risonante dell'antenna garantisce che esista solo un ristretto range di frequenze all'interno del quale le le condizioni espresse dalle (4.7) e (4.8) possano essere soddisfatte, determinando dunque la funzione di risonatore necessaria per una buona prestazione dell'oscillatore. Il prototipo di antenna integrata ad un oscillatore è mostrato in

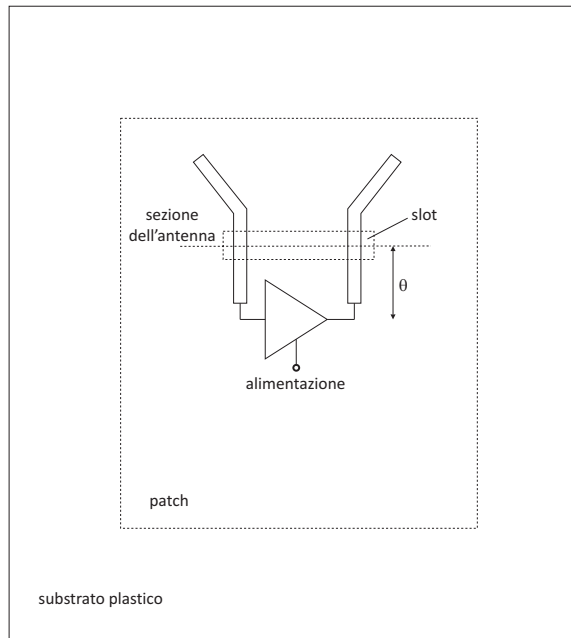


Figura 4.5: Schema di oscillatore di Hartley basato su un dispositivo attivo ed un'antenna planare.

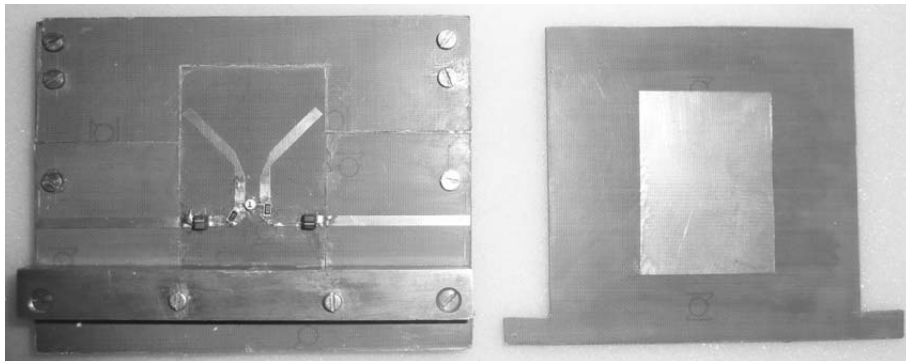


Figura 4.6: Prototipo di oscillatore di Hartley basato su un dispositivo attivo ed un'antenna planare.

Fig. 4.6, dove il lato radiante è stato disassemblato dall'assieme per maggiore chiarezza; il piano della slot non è invece visibile nella foto, mentre sono visibili le linee adattate per la caratterizzazione del dispositivo. Il prototipo è realizzato su di un substrato plastico con bassa costante dielettrica ed opera

a 2.45 GHz. Questa soluzione circuitale è molto semplice ed è adottabile in casi in cui la purezza spettrale non è un requisito fondamentale, ad esempio nei sistemi a *transponder* oppure nei *link wireless* dedicati a basso *data rate*. In questa applicazione sono disponibili 22 dBm EIRP che per molte delle succitate applicazioni risulta idonea. Sebbene non adottato in questo caso, è possibile introdurre un elemento di accordo, tipicamente un *varactor* in parallelo all'ingresso del dispositivo, per realizzare un accordo fine della frequenza di risonanza. mediante questo approccio, il *tuning range* non è molto ampio e definito dalle caratteristiche di risonanza dell'antenna, ma l'utilizzo di un elemento di accordo potrebbe essere utilizzato per il suo utilizzo in un anello ad aggancio di fase.

4.2 Amplificatori a bassa cifra di rumore (*Low Noise Amplifier*, LNA)

4.2.1 Valutazione della cifra di rumore di un sistema due-porte

Si consideri il dispositivo due-porte rumoroso schematizzato a sinistra in Fig. 4.7, dove Z costituisce la rappresentazione serie del dispositivo due-porte, e i generatori di rumore di circuito aperto e_{n1} e e_{n2} (rappresentazione spettrale E_{n1} e E_{n2}) hanno matrice di correlazione S_{ee} . A destra in Fig. 4.7 è rappresentato lo schema equivalente in cui si sono riportati entrambi i generatori di rumore alla porta di ingresso. I due schemi di Fig. 4.7 sono effettivamente equivalenti se le tensioni a vuoto V_{01} e V_{02} alle due porte sono uguali:

$$\begin{aligned} V_{02} &= Z_{21}I = E_{n2} \\ V_{01} &= E + Z_{11}I = E_{n1} \end{aligned} \quad (4.22)$$

da cui immediatamente

$$\begin{aligned} I &= \frac{E_{n2}}{Z_{21}} \\ E &= E_{n1} - \frac{Z_{11}}{Z_{21}}E_{n2} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Dato che i due generatori di rumore sono correlati anche I ed E sono correlati. Conviene scomporre il processo e in due parti, e_c completamente correlata con i , ed e_{nc} completamente scorrelata da i . Lavorando con la notazione simbolica si pone allora:

$$E = E_c + E_{nc} = -Z_c I + E_{nc} \quad (4.24)$$

dove E_{nc} è una costante complessa e Z_c è detta *impedenza di correlazione*. Si noti che l'uguaglianza $E_c = -Z_c I$ è valida in senso debole, ossia relativamente alle proprietà statistiche di secondo ordine; non si afferma ovviamente che i processi e_c ed i siano proporzionali in senso stretto (ossia istante per istante e realizzazione per realizzazione). Il segno meno nella definizione dell'impedenza di correlazione è utilizzato solo per ragioni di opportunità. Dal punto di vista circuitale si dimostra facilmente che la scomposizione (4.24) equivale a trasformare il circuito di Fig. 4.7 nel circuito di Fig. 4.8.

Gli schemi di Fig. 4.7 e Fig. 4.8 possono essere interpretati come dei tripoli, che sono equivalenti ai fini esterni se hanno stessa rappresentazione (serie, parallelo, ibrida, etc.). In questo caso le rappresentazioni serie e parallelo non sono definite ed occorre utilizzare la rappresentazione ibrida. Si noti che eliminando i generatori entrambi gli schemi si riducono a coppie di cortocircuiti. Per quanto riguarda i generatori interni, nella rappresentazione ibrida si fa riferimento all'equivalenza della tensione a vuoto primaria (porta due in cc) e della corrente di cortocircuito secondaria (porta 1 a vuoto), Fig. 4.9

Si ha allora che $I_2 = I$ per entrambi i circuiti, mentre $E_1 = E$ per il circuito (a) di Fig. 4.9 ed $E_1 = E_{nc} - Z_c I$ per il circuito (b). Segue quindi:

$$E_{nc} = Z_c I + E \quad (4.25)$$

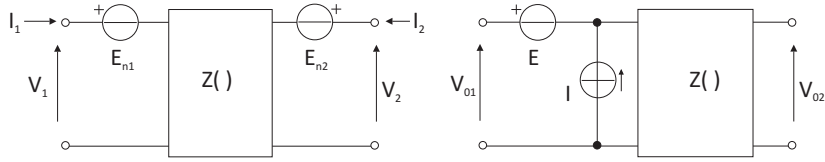


Figura 4.7: Rappresentazione serie di un dispositivo due-porte rumoroso con generatori in ingresso e in uscita (sinistra) e schema equivalente con generatori riportati in ingresso (destra).

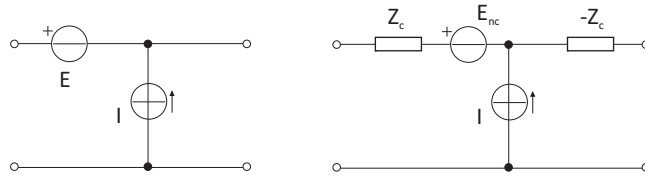


Figura 4.8: Rappresentazione serie equivalente di un dispositivo due-porte rumoroso con generatori scorrelati riportati in ingresso e relativa impedenza di correlazione.

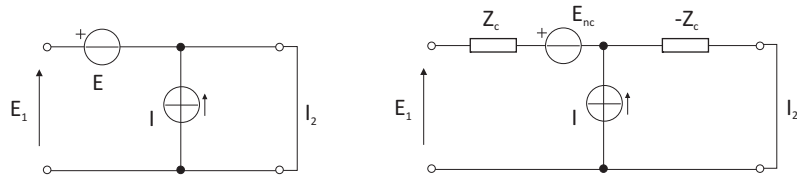


Figura 4.9: Confronto fra la tensione a vuoto primaria e la corrente di cortocircuito secondaria per le due strutture con generatori correlati (sinistra) e correlati (destra).

L'impedenza di correlazione può essere ricavata imponendo la condizione di non correlazione fra e_{nc} e i :

$$\overline{e_{nc}I^*} = \overline{(Z_c I + E)I^*} = \overline{Z_c I I^*} + \overline{E I^*} = 0 \quad (4.26)$$

da cui

$$Z_c = \frac{\overline{E I^*}}{\overline{I I^*}} \quad (4.27)$$

Dalla (4.23) si ha:

$$\begin{aligned} \overline{E I^*} &= \overline{\left(E_{n1} - \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \right) \cdot \left(\frac{E_{n2}^*}{Z_{21}^*} \right)} \\ \overline{I I^*} &= \frac{\overline{E_{n2} E_{n2}^*}}{|Z_{21}|^2} \end{aligned} \quad (4.28)$$

da cui, inserendo nella (4.27) si ha:

$$Z_c = Z_{11} - Z_{21} \frac{\overline{E_{n1} E_{n2}^*}}{\overline{E_{n2} E_{n2}^*}} \quad (4.29)$$

Inoltre dalla (4.23) e dalla (4.25) si ottiene con qualche passaggio:

$$E_{nc} = E_{n1} - E_{n2} \frac{\overline{E_{n1} E_{n2}^*}}{E_{n2} E_{n2}^*} \quad (4.30)$$

da cui lo spettro di potenza di e_{nc} risulta:

$$S_{e_{nc} e_{nc}} = \overline{E_{nc} E_{nc}^*} = \overline{E_{n1} E_{n1}^*} - \frac{|\overline{E_{n1} E_{n2}^*}|^2}{E_{n2} E_{n2}^*} \quad (4.31)$$

È utile rappresentare uno spettro di rumore in termini di una resistenza di rumore equivalente (se il rumore è espresso in tensione) o di una conduttanza di rumore equivalente (se il rumore è espresso in corrente); definiamo pertanto la resistenza di rumore serie r_n e la conduttanza di rumore serie g_n , tali che:

$$\begin{aligned} S_{e_{nc} e_{nc}} &= 4kT_0 r_n \\ S_{ii} &= 4hT_0 g_n \end{aligned} \quad (4.32)$$

I passaggi prima descritti conducono alla struttura di Fig. 4.10, in cui i generatori di rumore del due-porte sono stati riportati all'ingresso e scorrelati. L'introduzione all'ingresso di un generatore rumoroso conduce finalmente al circuito di Fig. 4.11.

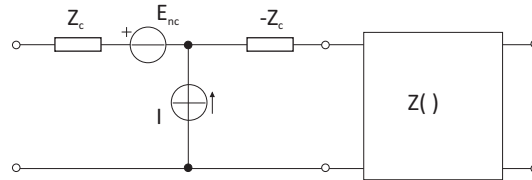


Figura 4.10: Due-porte con generatori scorrelati in ingresso.

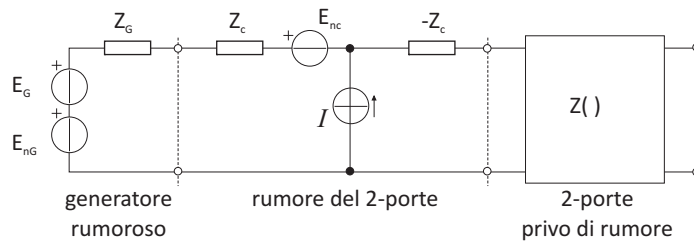


Figura 4.11: Struttura complessiva con generatore di ingresso rumoroso.

Il generatore e_G di spettro E_G va interpretato come generatore di segnale, mentre e_{nG} è la sorgente di rumore. Poiché il circuito è lineare, vale la sovrapposizione degli effetti e quindi il generatore di segnale può essere trascurato nella valutazione del rumore due-porte. Nell'ipotesi che il rumore del generatore sia di natura termica di Nyquist si ottiene:

$$S_{e_{nG} e_{nG}} = 4kT_0 R_G \quad (4.33)$$

Valutando la tensione a vuoto alla sezione di ingresso del due-porte si può semplificare l'insieme dei generatori di ingresso come mostrato in Fig. 4.12. Si ha quindi che la tensione di rumore totale all'ingresso è, nella notazione simbolica:

$$E_{nG} + E_{2p} = E_{nG} - E_{nG} - E_{nc} + (Z_c + Z_G)I \quad (4.34)$$

dove con e_{2p} si è indicato il contributo totale del rumore del due-porte. Si ha quindi:

$$\begin{aligned} S_{e_{2p}e_{2p}} &= \overline{E_{2p}E_{2p}^*} = S_{e_{nG}e_{nG}} + |Z_c + Z_G|^2 S_{ii} = \\ &= 4kT_0r_n + |Z_c + Z_G|^2 4kT_0g_n \end{aligned} \quad (4.35)$$

dove si è tenuto conto della scorrelazione fra e_{nc} e i .

È ora possibile calcolare la cifra di rumore del circuito. Detto G_{disp} il guadagno di potenza disponibile di rumore del due-porte, e supponendo le sorgenti di rumore del generatore due-porte scorrelate, si ha:

$$NF = \frac{G_{disp}S_{e_{nG}e_{nG}}/4R_G + G_{disp}S_{e_{2p}e_{2p}}/4R_G}{G_{disp}S_{e_{nG}e_{nG}}/R_G} = 1 + \frac{S_{e_{2p}e_{2p}}}{S_{e_{nG}e_{nG}}} \quad (4.36)$$

da cui

$$\begin{aligned} NF &= 1 + \frac{4kT_0r_n + |Z_c + Z_G|^2 4kT_0g_n}{4kT_0R_G} = \\ &= 1 + \frac{r_n}{R_G} + \frac{g_n}{R_G} [(R_c + R_G)^2 + (X_c + X_G)^2] \end{aligned} \quad (4.37)$$

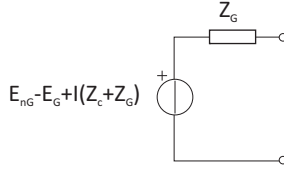


Figura 4.12: Circuito equivalente alla sezione di ingresso del dispositivo due-porte.

Si nota che la cifra di rumore di un due-porte non dipende dalle proprietà del carico, ma solo da quelle del generatore. È quindi possibile rendere la cifra di rumore minima scegliendo opportunamente l'impedenza del generatore.

In modo duale, è possibile ricavare l'espressione della cifra di rumore a partire dal circuito equivalente parallelo di Fig. 4.13, per cui si ottiene:

$$NF = 1 + \frac{G_n}{G_G} + \frac{R_n}{G_G} [(G_c + G_G)^2 + (B_c + B_G)^2] \quad (4.38)$$

dove $Y_G = G_G + jB_G$ è l'ammettenza del generatore, $Y_c = G_c + jB_c$ è l'ammettenza di correlazione e si esprime come:

$$Y_c = Y_{11} - Y_{21} \frac{S_{i_{n1}i_{n2}}}{S_{i_{n2}i_{n2}}} \quad (4.39)$$

La resistenza di rumore parallelo R_n e la conduttanza di rumore parallelo G_n sono definite dalle relazioni:

$$\begin{aligned} S_{i_{nc}i_{nc}} &= 4kT_0G_n \\ S_{ee} &= 4kT_0R_n \end{aligned} \quad (4.40)$$

Gli spettri $S_{i_{nc}i_{nc}}$ del generatore di corrente non correlato di ingresso e S_{ee} del generatore di tensione di ingresso sono definiti dalle relazioni:

$$\begin{aligned} S_{i_{nc}i_{nc}} &= S_{i_{n1}i_{n1}} - \frac{|S_{i_{n1}i_{n2}}|^2}{S_{i_{n2}i_{n2}}} \\ S_{ee} &= \frac{S_{i_{n2}i_{n2}}}{|Y_{21}|^2} \end{aligned} \quad (4.41)$$

Si può dimostrare che le rappresentazioni serie e parallelo sono legate dalle seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} G_n &= \frac{r_n}{|Z_c|^2} + \frac{r_n}{g_n} \\ R_n &= r_n + g_n|Z_c|^2 \end{aligned} \quad (4.42)$$

per quanto riguarda le conduttanze e resistenze di rumore, e:

$$Y_c = \frac{Z_c^*}{|Z_c|^2 + \frac{r_n}{g_n}} \quad (4.43)$$

Si noti che Y_c non è il reciproco di Z_c .

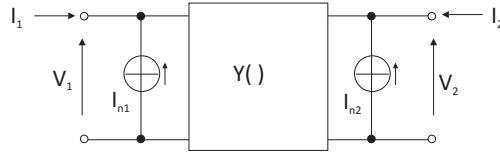


Figura 4.13: Rappresentazione parallela di un dispositivo due-porte rumoroso.

4.2.2 Cifra di rumore minima di un due-porte

La cifra di rumore (4.37) o (4.38) dipende, oltre che dai parametri di rumore e di piccolo segnale del due-porte, anche dall'impedenza o ammettenza del generatore. Al variare di Z_G o Y_G la cifra di rumore presenta un minimo assoluto che è detto *cifra di rumore minima* NF_{min} . Si supponrà d'ora in poi che il minimo della cifra di rumore corrisponda a un'impedenza di generatore che non rende il dispositivo potenzialmente instabile. Diciamo $Z_{G0} = R_{G0} + jX_{G0}$ l'impedenza ottima del generatore. Dalla (4.37) è evidente che il minimo di NF rispetto a X_G si ha per:

$$X_{G0} = -X_c \quad (4.44)$$

Sviluppando la (4.37) con questa condizione si ha:

$$NF = 1 + \frac{1}{R_G} [R_n + g_n R_c^2] + g_n R_G + 2g_n R_c \quad (4.45)$$

Derivando rispetto a R_G e annullando la derivata si ottiene il valore ottimale di R_G :

$$R_{G0} = \sqrt{\frac{r_n}{g_n} + R_c^2} \quad (4.46)$$

posto $Z_G = Z_{G0}$ la cifra di rumore minima risulta essere:

$$NF_{min} = 1 + 2g_n R_c + 2g_n \sqrt{\frac{r_n}{g_n} + R_c^2} \quad (4.47)$$

In modo analogo si può procedere per la rappresentazione parallelo. Diciamo $Y_{G0} = G_{G0} + jB_{G0}$ l'ammettenza ottima del generatore. Dalla (4.38) si ha :

$$B_{G0} = -B_c \quad (4.48)$$

Sviluppando la (4.38) e cercando il minimo rispetto a G_G si ha:

$$G_{G0} = \sqrt{\frac{G_n}{R_n} + G_c^2} \quad (4.49)$$

Posto allora $Y_G = Y_{G0}$ la cifra di rumore minima risulta essere:

$$NF_{min} = 1 + 2R_n G_c + 2R_n \sqrt{\frac{G_n}{R_n} + G_c^2} \quad (4.50)$$

Come fisicamente ovvio, la cifra di rumore minima è unica indipendentemente dalla rappresentazione serie o parallelo e così è unico il generatore ottimo; si ha quindi:

$$Y_{G0} = \frac{1}{Z_{G0}} \quad (4.51)$$

La cifra di rumore minima è in generale funzione della frequenza. Si noti che la sola cifra di rumore minima (reale) non fornisce informazione completa sulle proprietà di rumore del due-porte. Viceversa una informazione completa è costituita dagli insiemi:

$$\begin{aligned} NF_{min}, Z_c, g_n \\ NF_{min}, Y_c, R_n \end{aligned} \quad (4.52)$$

dai quali, noti i parametri di piccolo segnale del due-porte, è possibile ottenere i generatori di rumore della rappresentazione serie e parallelo (spettri e correlazione, equivalenti a quattro funzioni reali della frequenza). Si noti che anche i due insiemi indicati sono costituiti da quattro funzioni reali della frequenza.

Al variare dell'impedenza o dell'ammettenza del generatore, la cifra di rumore presenta un minimo. È immediato dimostrare che valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} NF &= NF_{min} + \frac{g_n}{R_G} |Z_G - Z_{G0}|^2 \\ NF &= NF_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{G0}|^2 \end{aligned} \quad (4.53)$$

Pertanto $g_n (R_n)$ sono una misura di quanto la cifra di rumore si discosta dal minimo quando l'impedenza (l'ammettenza) di generatore è diversa dall'ottimo. I due parametri sono direttamente osservabili attraverso una misura della cifra di rumore in funzione dell'impedenza (ammettenza) di generatore. La posizione del minimo indica il generatore ottimo, mentre dalla curvatura si può dedurre il valore di g_n o R_n . In definitiva quindi gli insiemi (4.52) sono molto utilizzati nella caratterizzazione sperimentale delle proprietà di rumore del due-porte.

4.2.3 Esempio di progetto di LNA integrato in un'antenna planare

In questa sezione viene descritto l'utilizzo dei risultati delle precedenti sezioni per lo sviluppo di un *front-end* a basso rumore costituito da un'antenna planare e un dispositivo a basso rumore.

Partendo dalla formulazione descritta dalla equazione (4.53) è possibile descrivere un insieme di cerchi a NF costante. Questi rappresentano il luogo dei punti a cui corrisponde un valore di NF pari a

NF_{min} aumentato di un corrispondente valore. Questi cerchi sono di significativa importanza per la progettazione di un amplificatore a bassa cifra di rumore, in quanto forniscono i valori di impedenza della terminazione di ingresso tali da garantire il valore di NF a cui i cerchi corrispondono. Sempre dalla equazione (4.53) si nota che per tracciare tali luoghi di punti, sono necessari i parametri di cifra di rumore minima, NF, l'impedenza ottima Z_{G0} ed un parametro associato alla resistenza interna di rumore r_n . Assieme a questi cerchi è opportuno graficare gli analoghi cerchi a guadagno costante, i quali rappresentano la variazione del guadagno di potenza del dispositivo in funzione della sua terminazione in ingresso e sotto l'ipotesi che l'uscita sia adattata in modo coniugato; una rappresentazione di tali cerchi è fornita in Fig. 4.14.

I dati riportati in questa sezione corrispondono al LNA Avagago MGA-25203, un dispositivo sviluppato per operare nella banda 5.8 GHz per applicazioni *wireless*. Il prototipo di *front-end* si compone quindi di un *array* di 10 elementi posti in serie in due file parallele ed alimentati per mezzo di *slot*. Queste ultime sono accoppiate con le microstrisce realizzate sul piano opposto a quello degli elementi radianti. Il *fornt-end* integra anche un filtro passa basso di tipo a cavità ceramica, per l'opportuna selezione del canale e l'eliminazione di eventuali segnali interferenti che potrebbero desensibilizzare il *front-end* stesso. Il progetto del *front-end* si basa sulla funzione dell'antenna come sorgente di segnale direttamente applicata all'ingresso del segnale e pertanto è stata predisposta una rete di *matching* in grado di trasformare l'impedenza mostrata dall'antenna a quella più vicina al valore ottimo per minimizzare la cifra di rumore. Questa rete ingloba anche il filtro di preselezione del canale. Dalla figura Fig. 4.14 dove, oltre ai detti cerchi è anche riportato l'andamento effettivo della rete di adattamento in ingresso, si nota il compromesso ottenuto tra guadagno e rumorosità del dispositivo. La caratterizzazione del prototipo di antenna integrata ad un LNA è riportato in Fig. 4.16 da dove si può osservare che il guadagno combinato antenna/LNA è pari a 23 dB; questo è stimato in direzione di massima radiazione. La cifra di rumore presenta un minimo in corrispondenza delle frequenza di ottimizzazione, pari a 3.2 dB, valore superiore a quello minimo del dispositivo a causa delle perdite ohmiche nell'antenna stessa e della perdita di inserzione del filtro che precedono il dispositivo attivo nella catena di amplificazione.

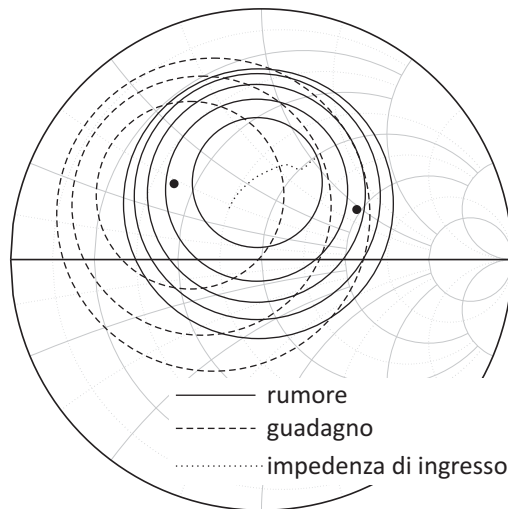


Figura 4.14: Rappresentazione su carta di Smith dei cerchi a cifra di rumore e guadagno di potenza costante e dell'andamento della terminazione di ingresso dell'esempio in questa sezione.

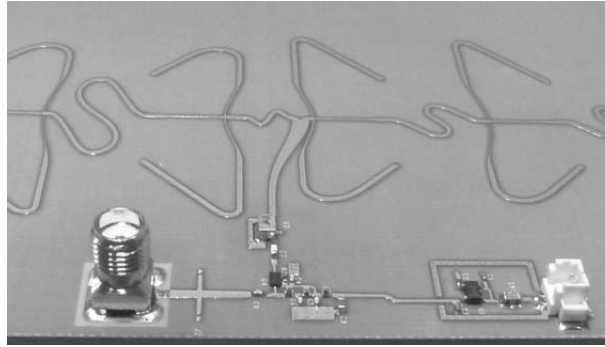


Figura 4.15: Lato corrispondente alla distribuzione di segnale di un *array* composto da 2 serie lineari di *patch*, posti sul lato opposto, su cui sono visibili il dispositivo attivo, il filtro di selezione e la rete di alimentazione.

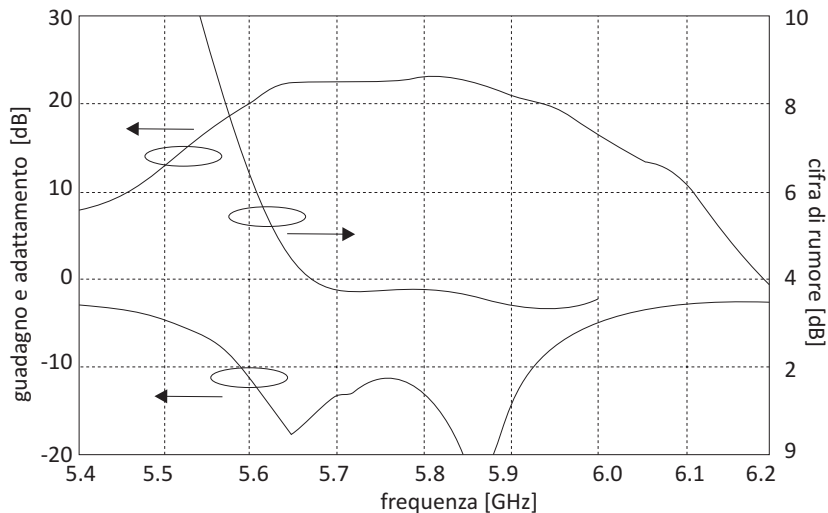


Figura 4.16: Guadagno di potenza del prototipo di antenna integrata all'LNA, adattamento di uscita del prototipo ed andamento della cifra di rumore (parametri misurati in direzione di massima radiazione).

4.3 Amplificatori di potenza ad elevata efficienza

Nell'ambito delle comunicazioni *wireless* e satellitari, uno degli aspetti critici è rappresentato dal consumo di potenza in continua. Un basso consumo di quest'ultima, infatti, ha diversi risvolti benefici a livello di sistema, essenzialmente legati ad una maggiore durata dei componenti per le alimentazioni in continua (ovvero delle batterie in sistemi portabili), nonché alla riduzione dell'ingombro delle batterie stesse ed alla riduzione delle dimensioni dei sistemi di dissipazione termica. Tale aspetto risulta quindi fondamentale in un'ottica di miniaturizzazione di sistemi di trasmissione leggeri e nella possibilità di aumentare il numero di elementi trasmettitori in ambito di telerilevamento. In tale contesto, lo sviluppo di sistemi ad elevata efficienza di conversione della potenza in continua in segnale a radiofrequenza hanno un impatto fondamentale sulle dimensioni e sui costi dei trasmettitori, soprattutto per sistemi portabili. L'elemento cruciale nei trasmettitori, per quel che riguarda il consumo e quindi la dissipa-

zione della potenza in continua, è sicuramente rappresentato dall'amplificatore di potenza, posto nello stadio finale della catena di trasmissione. La necessità quindi di progettare amplificatori di potenza ad alta efficienza di conversione riveste un ruolo di primaria importanza nella realizzazione dell'intero sistema trasmettitore. Tale progettazione è resa peraltro difficoltosa dalla natura intrinsecamente non lineare di un sistema operante in regime di grandi segnali, ovvero a potenze elevate.

Un ulteriore passo verso una maggiore compattezza dell'intero sistema di trasmissione è costituito dalla possibilità di integrare l'elemento trasmittente, l'antenna, con l'amplificatore di potenza finale, dando vita a quella che viene definita antenna attiva [12–18].

Da questo approccio nasce un ulteriore vantaggio, vale a dire la riduzione di tutte le strutture passive di interconnessione tra l'antenna e lo stadio di potenza, diminuendo così il numero degli elementi facenti parte dell'intero sistema e riducendo le perdite dovute alle connessioni stesse. L'innovazione tecnologica offerta dall'integrazione dello stadio di potenza con l'elemento radiante è notevole, permettendo una continua miniaturizzazione dei sistemi trasmittenti, con possibili applicazioni sia nel settore spaziale che in ambito dei sistemi di comunicazione mobili [19, 20]. Risulta quindi di attuale interesse lo sviluppo di approcci alla progettazione per antenne integrate attive, in cui l'elemento radiante e lo stadio di potenza siano opportunamente integrati.

Un possibile approccio per tale integrazione può essere basato per esempio sullo sviluppo indipendente dello stadio di potenza da quello dell'antenna [15–18]. Adattando entrambi a 50Ω , o comunque a valori adeguati all'impedenza della struttura guidante con cui ci si dovrà interfacciare, l'integrazione si riduce alla sintesi e realizzazione di una rete passiva il cui scopo è interfacciare fisicamente le due strutture ed eventualmente adattare le impedenze delle diverse strutture guidanti.

Facendo invece riferimento alla progettazione di un amplificatore di potenza, in cui il problema principale risiede nella ricerca delle terminazioni armoniche ottime in uscita (ed in ingresso), e quindi nella sintesi delle reti passive in grado di sintetizzare tali valori, approcci alternativi possono rappresentare soluzioni sicuramente più efficienti e compatte. Per esempio, nel caso di elementi radianti di tipo a *patch* rettangolare, si può ricorrere ad una opportuna sagomatura dell'elemento radiante al fine di fornire direttamente ai capi del dispositivo attivo (utilizzato nello stadio di potenza) dei valori di terminazione armoniche quanto più vicini ai valori ottimi da questi richiesti [12]. Ovviamente dovranno essere contemporaneamente soddisfatte altre specifiche di radiazione, come ad esempio la minimizzazione dell'emissione a frequenze indesiderate, ricorrendo ad esempio a particolari configurazioni, come le antenne stampate a *patch* modificate mediante inserzione di *pin* collegati a massa e posizionati in punti strategici della struttura, o di forma irregolare [12, 13]. Tali approcci necessitano ovviamente della progettazione contemporanea e complementare dello stadio di potenza e dell'antenna, nonché l'integrazione e l'interazione tra le competenze legate agli aspetti elettronici di alta frequenza e quelli elettromagnetici.

Per quanto riguarda la progettazione degli amplificatori di potenza, uno degli aspetti principali riguarda il concetto di adattamento e di carico ottimo. È ben noto infatti, che per garantire il massimo trasferimento da una sorgente ad un utilizzatore (carico), è necessario che quest'ultimo soddisfi la condizione di adattamento complesso coniugato con l'impedenza interna della sorgente (*conjugate match conditions*). Tale condizione viene adottata anche nella progettazione degli amplificatori lineari di guadagno, il cui scopo è la massimizzazione del rapporto segnale (tensione) di uscita rispetto al segnale (tensione) di ingresso.

Nella determinazione del carico ottimo per il guadagno (Z_{Gopt}) non si tiene però conto dei limiti fisici del dispositivo attivo, in quanto si lavora in regime di piccoli segnali, e quello che interessa è il massimo guadagno ottenibile nel trasferimento di segnale dalla sorgente fino al carico (tramite il dispositivo attivo). Negli amplificatori di potenza invece, quello che interessa è la massima potenza ottenibile dal dispositivo attivo (in condizioni di linearità o quasi). In questo caso, il carico ottimo Z_{opt} è quello che permette la massima escursione contemporanea di corrente e di tensione, garantendo la massima potenza d'uscita erogabile dal dispositivo attivo. Tale condizione viene definita *power match*

condition.

Supponendo per semplicità una polarizzazione in classe A (ovvero con una corrente di polarizzazione pari al 50% circa della massima escursione possibile) e che i carichi siano reali, Z_{Gopt} darà luogo ad una retta di carico¹ con pendenza opposta a quella delle caratteristiche del dispositivo attivo, mentre Z_{opt} ad una retta di carico corrispondente alla massima escursione di tensione e corrente, come riportato in Fig. 4.17. Risulta quindi in generale che:

$$|Z_{Gopt}| > |Z_{opt}| \quad (4.54)$$

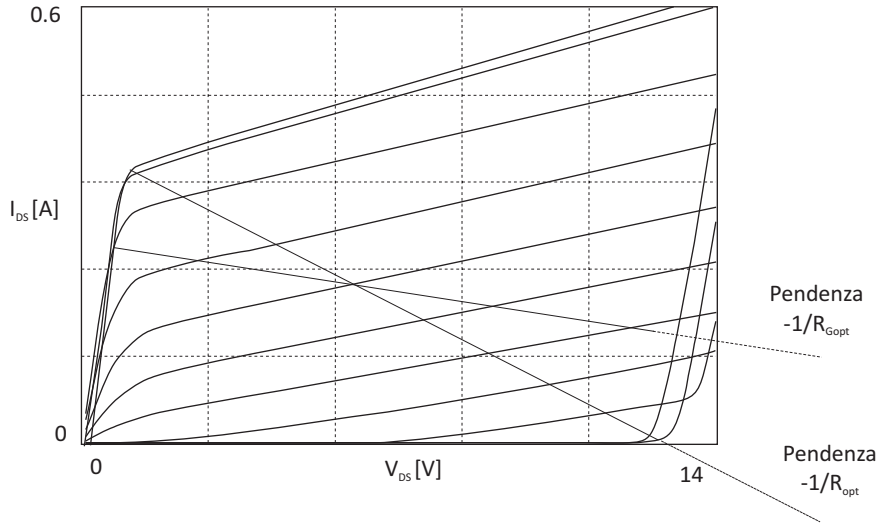


Figura 4.17: Esempio di rette di carico corrispondenti alle condizioni di massimo guadagno Z_{Gopt} , ovvero di massima potenza di uscita Z_{opt} .

In realtà, poiché i carichi presentano anche una parte reattiva, anziché delle rette si avranno delle ellissi di carico.

Si noti che per $Z_{load} = Z_{Gopt}$ sono sufficienti piccoli valori di P_{in} per pilotare il dispositivo in zone di funzionamento fortemente non lineare, rappresentate soprattutto dalle limitazioni fisiche del dispositivo (regione ohmica e di *breakdown*); conseguentemente il punto ad 1 dB di compressione si ottiene per valori relativamente più bassi di potenza di ingresso P_{in} , rispetto al caso in cui $Z_{load} = Z_{opt}$.

Tenendo conto delle non linearità relative alla transcaratteristica² di trasferimento dei dispositivi attivi, oppure a polarizzazioni diverse dalla classe A, in condizioni di ampio segnale la corrente e la tensione d'uscita non risulteranno più puramente sinusoidali, ma presenteranno un elevato contenuto armonico. La generazione di tali componenti armoniche è generalmente ascritta a fenomeni di taglio (*clipping*) dovuti alla conduzione diretta della giunzione *gate*-canale, al *pinch-off* del canale stesso, al *breakdown* della giunzione *gate*-drain o al comportamento ohmico nella regione di triodo (bassa tensione v_{DS}). Per analizzare la presenza di queste limitazioni, si ricorre ad un modello semplificato del dispositivo come per esempio riportato in Fig. 4.18 [21–23].

¹La retta di carico, o più in generale la curva di carico, rappresenta sulle caratteristiche d'uscita del dispositivo attivo la curva $i_d(t)$ in funzione di $v_{ds}(t)$.

²Si definisce transcaratteristica il rapporto tra il segnale controllato in uscita ed il segnale controllante in ingresso del dispositivo attivo. Nel caso di FET, la transcaratteristica risulta essere il parametro $g_m = i_d/v_{gs}$. Nel caso di BJT risulta $h_{fe} = i_c/i_b$.

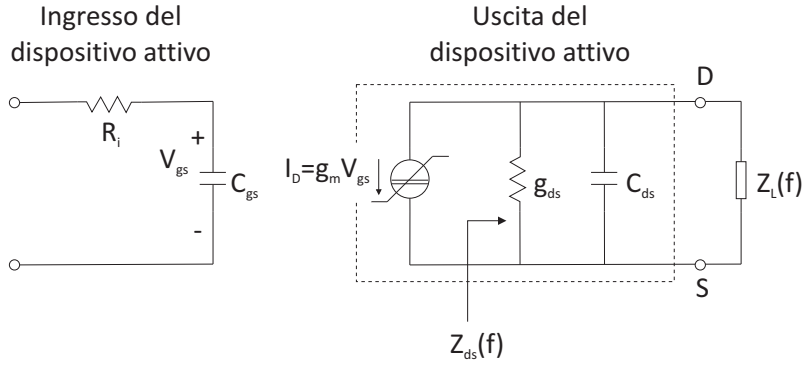


Figura 4.18: Modello semplificato del dispositivo attivo.

Si assume quindi che il dispositivo attivo possa essere rappresentato con un generatore di corrente controllato in tensione, caratterizzato da una transconduttanza g_m costante (oppure linearmente variabile con la tensione di pilotaggio), ovvero ad una rappresentazione linearizzata delle caratteristiche IV di uscita del dispositivo attivo, come riportato in Fig. 4.19.

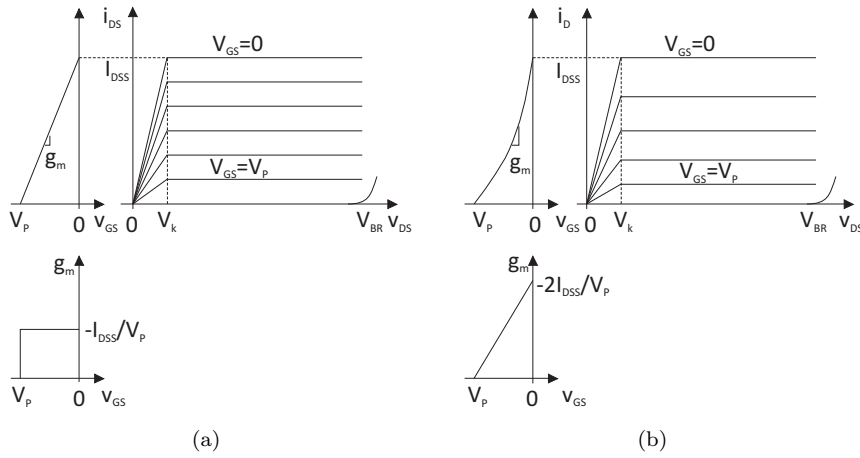


Figura 4.19: Caratteristiche del dispositivo attivo nel caso di g_m costante (a) o lineare (b).

4.3.1 Classe A

Nel caso di una polarizzazione in classe A, assumendo un carico puramente resistivo, le seguenti grandezze possono essere determinate [24]:

$$R_A = 2 \frac{V_{DD} - V_k}{I_{Max}} \quad (4.55)$$

$$P_{RF,A} = \frac{1}{2} \frac{I_{Max}}{2} \cdot (V_{DD} - V_k) \quad (4.56)$$

$$P_{DC,A} = V_{DD} \frac{I_{Max}}{2} \quad (4.57)$$

$$\eta_A = \frac{1}{2} \cdot (1 - \chi) \quad (4.58)$$

essendo

$$\chi = \frac{V_k}{V_{DD}} \quad (4.59)$$

Come si può notare dalla (4.58), la tensione di ginocchio V_k influenza notevolmente il valore dell'efficienza, soprattutto nei casi in cui la tensione di polarizzazione V_{DD} assume valori comparabili o comunque piccoli (applicazioni *low-voltage*).

In questo caso, essendo la corrente puramente sinusoidale, occorre solo definire il carico a fondamentale. Nel caso di carico resistivo, la potenza d'uscita risulta massima e si ha una curva di carico come ad esempio mostrato in Fig. 4.20(a). Nel caso si consideri un carico con parte reattiva, la curva di carico diventa un'ellisse, come mostrato in Fig. 4.20(b). In questo caso, la massima potenza risulta ridotta del fattore $\cos(\alpha)$ essendo α l'angolo di sfasamento tra la parte resistiva e reattiva dell'impedenza assunta, e quindi sempre inferiore al caso resistivo.

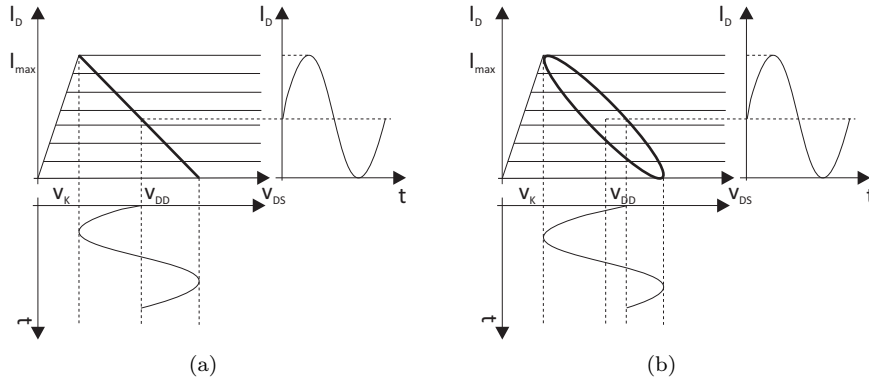


Figura 4.20: Curve di carico nel caso di polarizzazione in classe A e carico puramente resistivo (a) o con parte reattiva (b).

4.3.2 Tuned Load

Se si considerano i punti di lavoro in classe AB o B, la forma d'onda di corrente imposta dal generatore controllato diventa una sinusoide troncata, per cui si ha la presenza di armoniche di corrente. In questo caso, per poter valutare le prestazioni del dispositivo attivo occorre definire le impedenze di carico non solo alla frequenza fondamentale, ma anche alle armoniche. Nel caso di funzionamento di tipo *Tuned Load*, si assume un carico tale per cui solo la fondamentale viene considerata chiusa sul carico ottimo, mentre tutte le armoniche sono cortocircuitate, come riportato schematicamente in Fig. 4.21 (si noti che per l'ingresso si assume sempre la condizione di adattamento complesso coniugato).

Assumendo per il dispositivo il modello a g_m costante, la corrente in uscita dal dispositivo attivo può essere espressa in funzione dell'angolo di circolazione, indicato con ϕ , ovvero :

$$i_D = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{1 - \cos(\frac{\phi}{2})} \cdot [\cos(\vartheta) - \cos(\frac{\phi}{2})] & \text{se } |\vartheta| < \frac{\phi}{2}, \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (4.60)$$

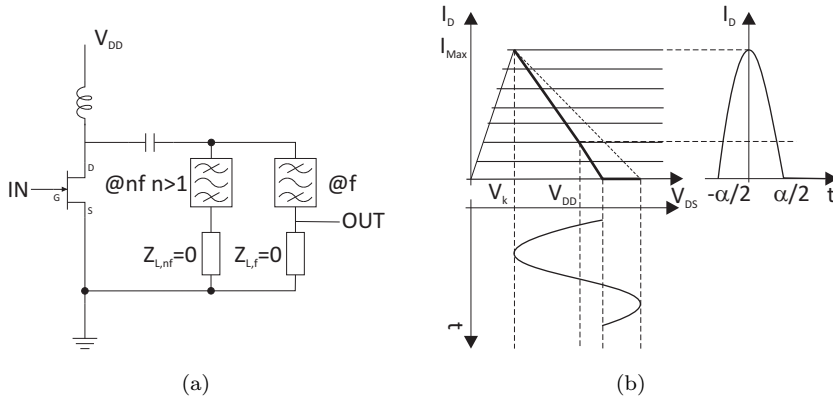


Figura 4.21: Esempio di amplificatore di tipo *Tuned Load*. Schema (a) e curva di carico per una generica polarizzazione (b).

dove I_{Max} rappresenta il massimo valore della corrente d'uscita e $\vartheta = \omega t$.

L'angolo di circolazione può essere espresso in funzione della corrente di polarizzazione I_{DC} , ossia:

$$\frac{\Phi}{2} = \cos^{-1} \left(\frac{I_{DC}}{I_{DC} - I_{Max}} \right) \tag{4.61}$$

In Fig. 4.22(a) è riportato un esempio di i_D per g_m supposto costante, i cui relativi fasori, dati dalla (4.62) in funzione dell'angolo di circolazione Φ , sono riportati in Fig. 4.22(b).

$$I_n = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin(\frac{\Phi}{2}) - \Phi \cdot \cos(\frac{\Phi}{2})}{1 - \cos(\frac{\Phi}{2})} & n = 0 \\ \frac{I_{Max}}{2\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos(\frac{\Phi}{2})} & n = 1 \\ \frac{2 \cdot I_{Max}}{\pi} \cdot \frac{\sin(n \cdot \frac{\Phi}{2}) \cdot \cos(\frac{\Phi}{2}) - n \cdot \sin(\frac{\Phi}{2}) \cdot \cos(n \cdot \frac{\Phi}{2})}{n \cdot (n^2 - 1) \cdot [1 - \cos(\frac{\Phi}{2})]} & n \geq 2 \end{cases} \tag{4.62}$$

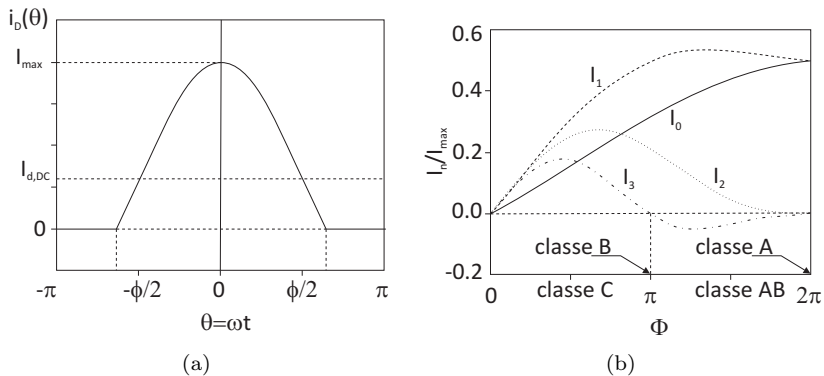


Figura 4.22: Esempio di forma d'onda i_D di tipo sinusoidale (a) e relativi fasori in funzione dell'angolo di circolazione Φ (b).

È possibile determinare in forma chiusa le espressioni della resistenza di carico ottima, del livello (normalizzato) della potenza d'uscita e dell'efficienza di *drain* ottenibili, in funzione dell'angolo di circolazione Φ (ossia della classe di polarizzazione e del livello di pilotaggio):

$$R_{TL}(\Phi) = \frac{V_{1,Max}}{I_1(\Phi)} = R_A \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos(\frac{\Phi}{2})}{\Phi - \sin(\Phi)} \quad (4.63a)$$

$$P_{DC,TL} = I_0 \cdot V_{DD} = \frac{P_{DC,A}}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin(\frac{\Phi}{2}) - \Phi \cdot \cos(\frac{\Phi}{2})}{1 - \cos(\frac{\Phi}{2})} \quad (4.63b)$$

$$P_{out,TL} = \frac{I_1 \cdot V_1}{2} = \frac{P_{RF,A}}{\pi} \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{1 - \cos(\frac{\Phi}{2})} \quad (4.63c)$$

$$\eta_{TL} = \frac{P_{out,TL}}{P_{DC,TL}} = \eta_A \cdot \frac{\Phi - \sin(\Phi)}{2 \cdot \sin(\frac{\Phi}{2}) - \Phi \cdot \cos(\frac{\Phi}{2})} \quad (4.63d)$$

Le quantità definite in (4.63) sono riportate graficamente in Fig. 4.23, in funzione dell'angolo di circolazione.

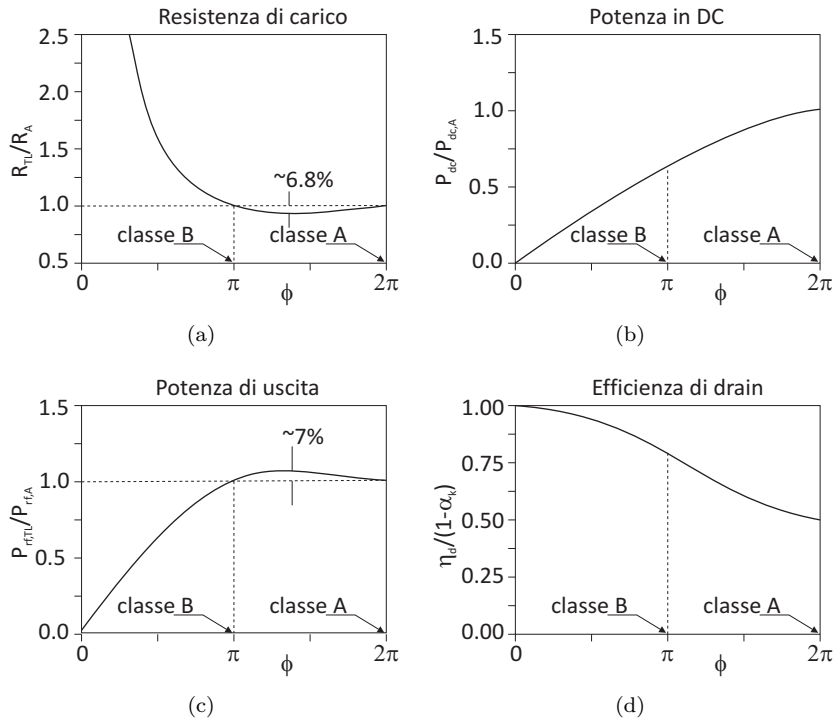


Figura 4.23: Resistenza di carico ottimo a frequenza fondamentale (a), potenza dissipata in continua (b), potenza d'uscita (c) ed efficienza di conversione (d), normalizzate rispetto alla classe A, in funzione dell'angolo di circolazione Φ della corrente di uscita, per il *Tuned Load*.

Come si può notare, in classe B si ottiene un'elevata efficienza (78.5%) con una potenza prossima a quella massima. Tuttavia, poiché il guadagno del classe B risulta essere di circa 6 dB inferiore a quello che si avrebbe in classe A, è evidente che la scelta ottimale del punto di lavoro dovrà tener conto del giusto compromesso tra efficienza e guadagno.

È da notare che nelle considerazioni precedenti non si è tenuto conto degli effetti della ammettenza di uscita del dispositivo attivo, in genere rappresentata come una conduttanza g_{ds} in parallelo ad una capacità C_{ds} . I risultati precedenti continuano ad essere validi, purché però siano riferiti al generatore controllato i_D . Nel caso in cui il carico imposto a questo generatore non fosse puramente resistivo, la retta di carico diverrebbe una curva (chiusa) di carico con un degrado delle prestazioni. Conseguentemente, il progetto ottimo prevede una chiusura esterna a fondamentale di tipo complesso, rappresentabile come un carico dato dal parallelo della resistenza ottima (R_{TL}) ed un induttanza in grado di far risuonare la capacità interna C_{ds} , ed un carico di tipo cortocircuito a tutte le armoniche superiori.

4.3.3 Amplificatori di potenza ad elevata efficienza

Come visto in precedenza, per quanto riguarda la massima potenza d'uscita questa è essenzialmente limitata dalle restrizioni fisiche del dispositivo attivo, riportate in Fig. 4.24, e rappresentate dai fenomeni:

- di *pinch-off* del dispositivo (V_p)
- di conduzione diretta della giunzione gate-canale (V_{bi})
- regione di triodo (funzionamento resistivo) del dispositivo (V_k)
- di *breakdown* della giunzione *gate-drain* (V_{br})

oltre che ovviamente dal massimo livello di potenza dissipabile sul dispositivo stesso (iperbole P_{diss}), legato a problemi di stabilità termica e relative capacità di smaltimento del calore nella giunzione.

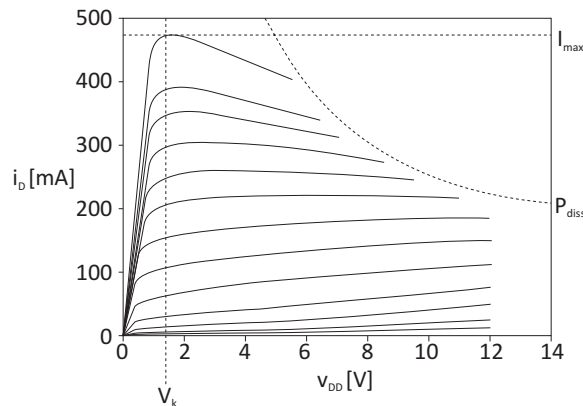


Figura 4.24: Limitazioni fisiche del dispositivo attivo.

Quando la banda di lavoro richiesta è relativamente stretta (inferiore al 15-20%), è possibile considerare e sfruttare anche i vantaggi che possono derivare da una opportuna scelta delle terminazioni alle armoniche superiori, diversa dal corto circuito. Nel corso degli anni sono state analizzate e sviluppate diverse metodologie di progetto basate sul comportamento non lineare del dispositivo attivo, ossia sulla generazione di armoniche. In particolare, sono stati sviluppati criteri di sintesi al fine di ottenere una sagomatura (*wave-shaping*) delle forme d'onda di corrente e/o di tensione di uscita, al fine di diminuire la potenza dissipata nel dispositivo attivo ed al contempo di aumentare l'efficienza di conversione. Le tecniche sviluppate prevedono che il dispositivo attivo possa operare o nella regione attiva, ossia come un generatore di corrente controllato dal segnale di ingresso, oppure nella

modalità di commutazione tra la regione di interdizione e di saturazione del dispositivo attivo, ossia come un interruttore. Nel primo caso, si parlerà di amplificatori funzionanti in *current-mode*, mentre nel secondo caso di amplificatori funzionanti in *switching mode*. Analogamente, le relative tecniche di progettazione nei due casi prendono il nome di tecniche di *harmonic tuning* (a controllo armonico, HT) o tecniche di *switching mode*.

Il vantaggio di utilizzare il metodo di amplificazione in *switching-mode*, risiede nel fatto che tali amplificatori, in cui il dispositivo attivo viene fatto funzionare come un interruttore ideale, in genere presentano un'efficienza di *drain* che può raggiungere valori molto più elevati rispetto a quelli ottenibili dalle classi di amplificazione in *current-mode*. Tuttavia, la loro limitazione risiede proprio nel funzionamento ad interruttore del dispositivo attivo. Infatti, in questo caso si viene a perdere ogni relazione lineare che lega la tensione d'ingresso a quella d'uscita, in quanto la prima serve esclusivamente alla commutazione del dispositivo tra lo stato di conduzione (ON) o di interdizione (OFF). Occorreranno allora particolari tecniche per il recupero dell'informazione presente nel segnale di ingresso, soprattutto se questa è legata all'ampiezza del segnale stesso. In questi casi infatti, si ricorre ad architetture di sistema più complesse, in cui l'informazione di ampiezza viene trasferita ad una informazione di fase, tramite per esempio tecniche a modulazione d'ampiezza d'impulsi (PWM), inserite in un contesto più ampio di sistemi di amplificazione lineare come l'*Envelope Elimination and Restoration* (EER) o l'*Envelope Tracking* (ET) [25]. Inoltre, il funzionamento intrinseco del dispositivo attivo come interruttore ideale, viene a degradarsi all'aumentare della frequenza di funzionamento, per effetto della presenza di fenomeni parassitari e per il fatto che difficilmente dispositivi a microonde riescono a commutare in modo appropriato tra le regioni di interdizione e commutazione (sono in genere tecnologicamente realizzati e pensati per operare in *current-mode* piuttosto che in *switching-mode*). In pratica, gli amplificatori in *switching-mode* si trovano molto frequentemente in applicazioni fino a pochi GHz, mentre all'aumentare della frequenza sono adottate tecniche a manipolazione armonica (*current-mode*).

Negli amplificatori *current-mode*, si ricorre a tecniche di manipolazione armonica, ovvero di opportuna sintesi delle impedenze di carico anche alle armoniche superiori, al fine di massimizzare l'efficienza di conversione nel dispositivo attivo. Tali tecniche derivano essenzialmente dalle considerazioni sul bilancio energetico in un amplificatore di potenza. Infatti, per un amplificatore di potenza possiamo scrivere la seguente relazione, derivata dal *bilancio energetico* delle varie potenze in gioco:

$$P_{in} + P_{dc} = P_{diss,G} + P_{diss} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{out,@nf} \quad (4.64)$$

dove

- P_{in} è la potenza disponibile erogata dalla sorgente, avendo supposto in ingresso la condizione di adattamento complesso coniugato, realizzata mediante una rete (ideale) priva di perdite.
- P_{dc} è la potenza in dc erogata dall'alimentazione.
- $P_{diss,G}$ è la potenza dissipata sul gate del dispositivo. Nell'ipotesi di rete di ingresso priva di perdite possiamo assumere

$$P_{in} = P_{diss,G} = \frac{1}{T} \int_0^T i_G(t) \cdot v_{GS}(t) dt$$

essendo $i_G(t)$ e $v_{GS}(t)$ rispettivamente la corrente e la tensione al terminale di gate.

- P_{diss} è la potenza dissipata sul *drain* del dispositivo, data da

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

essendo $i_D(t)$ e $v_{DS}(t)$ rispettivamente la corrente e la tensione al terminale di *drain*.

- $P_{out,@nf}$ è la potenza dissipata sull'impedenza di carico di uscita a frequenza nf , con $n = 1, 2, \dots, \infty$.

È possibile allora determinare la seguente espressione per l'efficienza di *drain*

$$\eta = \frac{P_{out,@f}}{P_{dc}} = \frac{P_{out,@f}}{P_{diss} + P_{out,@f} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,@nf}} \quad (4.65)$$

da cui derivano le due condizioni necessarie e sufficienti che garantiscono il massimo dell'efficienza:

$$\max(\eta) \Leftrightarrow \begin{cases} P_{diss} = 0 \\ \quad \& \\ \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,@nf} = 0 \end{cases} \quad (4.66)$$

La classe F è probabilmente la tecnica più nota e forse anche quella maggiormente utilizzata per aumentare l'efficienza degli amplificatori di potenza ad alta frequenza. È una tecnica introdotta nel lontano 1958 da Tyler [26] e ripresa successivamente da Snider [27] e consiste nel terminare il dispositivo attivo con terminazioni opportune, in modo da generare le forme d'onda di corrente, ma soprattutto di tensione, tali da annullare la potenza dissipata nel dispositivo attivo e quindi massimizzare l'efficienza, come graficamente riportato in Fig. 4.25.

Tale classe di funzionamento prevede in forma semplificata il controllo delle terminazioni armoniche in uscita, ovvero la sintesi ai capi del generatore di corrente i_D la seguente impedenza di carico (ideale):

$$Z_{L,nf} = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \cdot R_{TL} & n = 1 \\ \infty & n \text{ dispari} \\ 0 & n \text{ pari} \end{cases} \quad (4.67)$$

dove R_{TL} è la resistenza di carico ottima per l'amplificatore in classe B di tipo *Tuned Load*.

Risulta quindi che le impedenze ottime sono di tipo cortocircuito per le armoniche pari e circuito aperto per quelle dispari, ad eccezione ovviamente della fondamentale, chiusa su un carico ottimo.

Se si considerano classi di polarizzazione dalla B alla A, è possibile ottenere per l'efficienza l'andamento riportato in Fig. 4.26, confrontato con l'analogo andamento nel caso di terminazione di tipo *Tuned Load*.

Poiché il numero delle terminazioni armoniche che in realtà possono essere effettivamente controllate è ovviamente finito e limitato, in genere ci si limita al controllo fino alla terza armonica, assumendo cortocircuitate le terminazioni superiori (anche per effetto della capacità C_{ds}).

Negli ultimi anni, si è poi iniziata a prestare particolare attenzione anche sullo studio del tipo di terminazione armonica in ingresso. Tuttavia, l'analisi degli effetti delle terminazioni armoniche in ingresso non è fattibile con un modello semplificato, per cui ci si limiterà solo ad una descrizione qualitativa.

Per massimizzare la potenza d'uscita e l'efficienza occorre ovviamente massimizzare il prodotto *tensione* \times *corrente* di uscita ed allo stesso tempo minimizzare sia la potenza dissipata che quella prodotta alle armoniche, secondo la (4.66). È allora possibile riassumere i concetti fondamentali visti fino ad ora per la progettazione degli amplificatori di potenza nelle due regole seguenti:

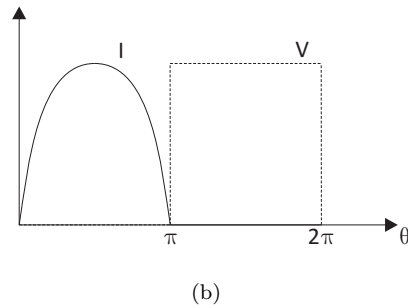
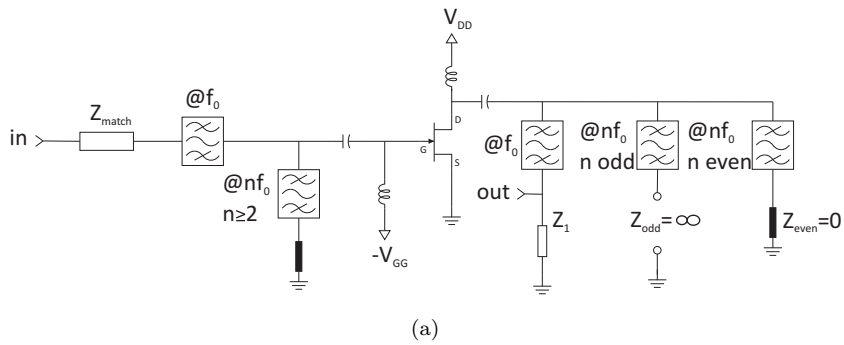


Figura 4.25: Schema circuitale per un amplificatore in classe F ideale (a) e relative forme d'onda di corrente e tensione (b).

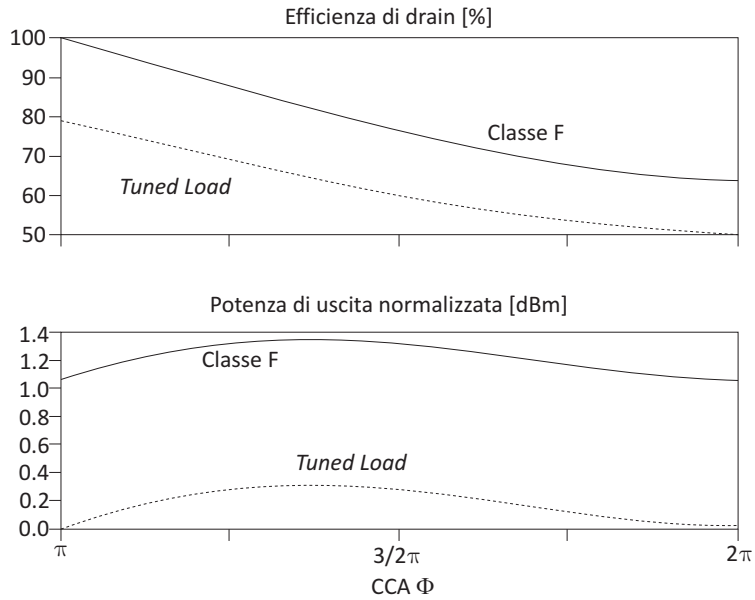


Figura 4.26: Efficienza di *drain* di un classe F al variare della classe di polarizzazione, ossia dell'angolo di circolazione.

- il carico ottimo sul generatore controllato i_D a fondamentale deve essere tale da consentire le massime escursioni di corrente e tensione, e quindi in prodotto $V \times I$, e puramente resistivo in modo tale da massimizzare la potenza attiva;
- l'ingresso a frequenza fondamentale deve essere terminato in modo adattato (complesso coniugato) in modo tale da trasferire la massima potenza da una sorgente esterna al dispositivo stesso.

Tali considerazioni, seppure valide ed utili, non costituiscono un insieme completo di regole; infatti, non è specificato in che modo terminare le armoniche di corrente su i_D , eccezion fatta per la teoria di Snider [27], né tanto meno come terminare in ingresso a frequenze multiple della fondamentale.

Occorre allora capire come terminare le impedenze armoniche, sia in ingresso che in uscita, tenendo conto che

- la forma d'onda della corrente d'uscita $i_d(t)$, è imposta tramite il segnale di ingresso, ed un'opportuna scelta delle terminazioni armoniche di ingresso;
- la forma d'onda delle tensione di uscita $v_{ds}(t)$, può essere controllata tramite una opportuna scelta delle terminazioni armoniche di uscita;
- il numero di terminazioni armoniche, sia di ingresso che di uscita, che è possibile controllare è limitato (fino a $3f_o$).

Continuando ad assumere per la corrente una forma d'onda sinusoidale troncata (dipendente dall'angolo di circolazione), possiamo esprimere la tensione d'uscita come la somma di una componente continua e delle varie componenti armoniche. Per semplicità, assumeremo:

$$v_{DS}(\theta) = V_{DD} - V_1 \cdot \cos(\theta) - V_2 \cdot \cos(2\theta) - V_3 \cdot \cos(3\theta) \quad (4.68)$$

dove

$$\theta = \omega t \quad (4.69)$$

e le armoniche di tensione V_n sono relazionate alle corrispondenti armoniche di corrente I_n mediante le impedenze di carico

$$Z_n = \frac{V_n}{I_n} \quad (4.70)$$

Tale tensione ovviamente dovrà essere tale da rispettare i limiti fisici imposti dal dispositivo attivo, rappresentati dalla tensione di ginocchio V_k , che separa le regioni a comportamento ohmico e saturato, e la tensione di *breakdown* V_{BR} , valore per cui la giunzione *gate-drain* passa in conduzione diretta.

È perciò necessario che sia:

$$V_k \leq v_{DS}(\theta) \leq V_{BR} \quad (4.71)$$

In molte applicazioni, soprattutto laddove l'unità di trasmissione (e quindi l'amplificatore di potenza) è una parte essenziale del sistema mobile, la richiesta di piccole dimensioni e bassi consumi di potenza impongono livelli di tensione di polarizzazione sufficientemente bassi (*low-voltage conditions*). Tale considerazione implica che la limitazione più importante imposta dal dispositivo attivo è sicuramente la tensione di ginocchio. È quindi possibile per il momento trascurare la tensione di *breakdown*, per cui l'equazione (4.71) diventa:

$$V_k \leq v_{DS}(\theta) \quad (4.72)$$

Possiamo poi definire i seguenti rapporti [24]:

$$\begin{aligned} k_2 &= \frac{V_2}{V_1} \\ k_3 &= \frac{V_3}{V_1} \end{aligned} \quad (4.73)$$

In assenza di componenti armoniche (caso *Tuned Load*), l'ampiezza massima della componente fondamentale della tensione di *drain* sarà:

$$V_{1,max} = V_{DD} - V_k \quad (4.74)$$

Lo scopo principale della manipolazione armonica è quello di incrementare la componente di tensione a frequenza fondamentale rispetto al caso di assenza di manipolazione, lasciando inalterata la forma d'onda di corrente e quindi aumentando le prestazioni del dispositivo attivo.

Si può così formulare il problema della manipolazione armonica come la ricerca dei coefficienti k_2 e k_3 tali da garantire che la tensione V_1 in presenza di manipolazione armonica ($V_{1,HM}$) sia superiore a quella ottenibile in assenza di manipolazione armonica (*Tuned Load*, $V_{1,max} = V_{DD} - V_k$), definendo il parametro:

$$\delta(k_2, k_3) = \frac{V_{1,HM}}{V_{1,max}} \quad (4.75)$$

In modo analogo, per tener conto dei comportamenti asimmetrici nella forma d'onda di tensione, si introduce il fattore

$$\beta(k_2, k_3) = \max_{\theta} [-\cos(\theta) - k_2 \cdot \cos(2\theta) - k_3 \cdot \cos(3\theta)] \cdot \delta(k_2, k_3) \quad (4.76)$$

Dal punto di vista progettuale, ciò implica la scelta delle impedenze di carico intrinseche (ai capi del generatore i_D) alle armoniche secondo le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} R_{f,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot \frac{V_{DD} - V_k}{I_1} \\ R_{n,f,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot k_n \cdot \frac{V_{DD} - V_k}{I_n} \quad n = 2, 3 \end{aligned} \quad (4.77)$$

Poiché la forma d'onda di corrente non è stata alterata, mentre tramite l'opportuna scelta delle terminazioni armoniche (k_2, k_3) si cerca di modificare la forma d'onda di tensione al fine di esaltarne la componente ad armonica fondamentale, è possibile relazionare gli incrementi in termini di potenza d'uscita, guadagno ed efficienza rispetto al caso *Tuned Load*, mediante il fattore $\delta(k_2, k_3)$, denominato *Voltage Gain Function*:

$$\begin{aligned} P_{out,f,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot P_{out,f,TL} \\ G_{HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot G_{TL} \\ \eta_{d,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot \eta_{d,TL} \\ \eta_{add,HM} &= \eta_{add,TL} + [\delta(k_2, k_3) - 1] \cdot \eta_{d,TL} \end{aligned} \quad (4.78)$$

In Tabella 4.1 sono riassunti i valori massimi di $\delta(k_2, k_3)$ in funzione di k_2 e k_3 [24].

Si noti che, essendo R_{ds} la massima impedenza che è possibile sintetizzare ai capi del dispositivo attivo, dal punto di vista pratico le impedenze di carico alle armoniche rappresentate in (4.77) si traducono dal punto di vista pratico nella sintesi di carichi esterni puramente reattivi (sul bordo della carta di Smith), ovvero tali da far risuonare la capacità interna C_{ds} alla seconda e terza armonica della frequenza fondamentale.

Inoltre, è possibile riscrivere la (4.77) nella seguente forma:

$$\begin{aligned} R_{f,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot R_{f,TL} \\ R_{2f,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot k_2 \cdot \frac{I_{1,TL}}{I_{2,TL}} \cdot R_{f,TL} \\ R_{3f,HM} &= \delta(k_2, k_3) \cdot k_3 \cdot \frac{I_{1,TL}}{I_{3,TL}} \cdot R_{f,TL} \end{aligned} \quad (4.79)$$

Tabella 4.1: Valori massimi della funzione $\delta(k_2k_3)$ in funzione delle diverse classi di funzionamento, e relativi valori di k_2 e k_3 .

Frequenze controllate		k_2	k_3	δ	β	$\frac{V_1}{(V_{DD}-V_k)}$
f	<i>Tuned Load</i>	0	0	1	1	1
$f, 3f$	Class F	0	-0.17	1.15	1	1.15
$f, 2f$	$2^{nd}HT$	-0.35	0	1.41	1.91	1.41
$f, 2f, 3f$	$2^{nd} - 3^{rd}HT$	-0.55	0.17	1.62	2.8	1.62

da cui si nota che per poter applicare la manipolazione armonica occorre che i valori delle impedenze necessarie ($R_{nf, HM}$) siano fisicamente sintetizzabili, ovvero siano positive (se complesse, a parte reale positiva). Di conseguenza, con riferimento alla Tabella 4.1, si nota che le armoniche di corrente devono soddisfare opportune relazioni di fase: per esempio, per un classe $2^{nd}HT$, I_1 e I_2 devono essere in opposizione di fase. Ciò ovviamente implica, laddove le armoniche di corrente non presentassero la fase opportuna³, l'utilizzo della non linearità di ingresso del dispositivo attivo per una generazione armonica in ingresso mediante la sintesi delle relative impedenze armoniche.

Possiamo però concludere affermando che per la sintesi di amplificatori di potenza ad elevata efficienza, rivestono un ruolo fondamentale la sintesi delle impedenze armoniche sia in ingresso che in uscita, risultanti in genere di tipo reattivo.

Nelle Fig. 4.27 e Fig. 4.28 sono riportati due esempi di amplificatori di potenza ad elevata efficienza sviluppati dall'Unità di Roma "Tor Vergata" del MECSA, presso il Dipartimento di Ingegneria Elettronica dell'Università di Roma "Tor Vergata".

4.3.4 Integrazione dell'amplificatore di potenza con l'elemento radiante

Nelle sezioni precedenti si è visto come la progettazione ottima di un amplificatore di potenza ad alta efficienza richieda la sintesi di opportune impedenze di carico, sia in ingresso che in uscita, non solo alla frequenza fondamentale ma anche alle prime armoniche.

Per quanto riguarda l'uscita, l'idea di base nelle antenne integrate attive consiste nel disegnare l'elemento radiante in modo tale da sintetizzare sia l'opportuno diagramma di radiazione, sia le impedenze armoniche ottime richieste dal dispositivo attivo utilizzato per la progettazione dello stadio di potenza. Per esempio, utilizzando un'antenna a *patch*, i seguenti passi di progettazione possono essere elencati:

1. determinare i carichi ottimi richiesti dal dispositivo attivo, mediante simulazioni di tipo Load/Source pull;
2. disegnare l'elemento radiante in modo da presentare livelli di impedenza di ingresso prossimi a quelli ottimi determinati al passo precedente;
3. progettare la rete di ingresso dello stadio di potenza in modo da soddisfare la condizione di adattamento complesso coniugato a frequenza fondamentale e le opportune terminazioni armoniche alle frequenze superiori, determinate sempre al passo 1.

³Si faccia riferimento al grafico dei fasori riportato in Fig. 4.22(b).

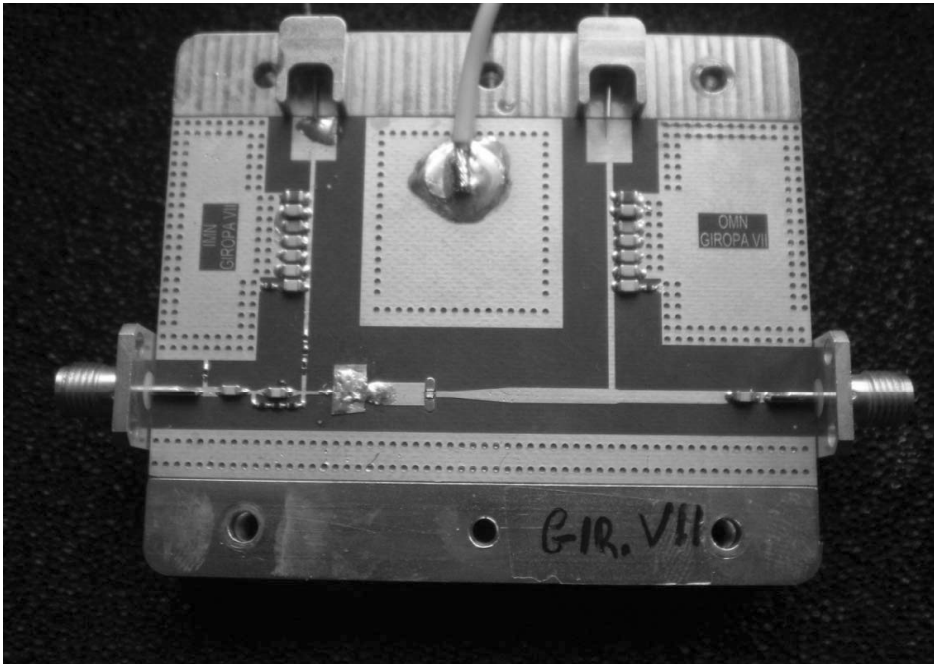


Figura 4.27: Esempio di amplificatore a banda larga in tecnologia GaN-HEMT, sviluppato dall'Unità di Roma "Tor Vergata" del MECSA, presso Dipartimento di Ingegneria Elettronica dell'Università di Roma "Tor Vergata" [28].

A titolo esemplificativo, nel seguito verrà presentata una possibile soluzione basata sull'integrazione dello stadio di potenza con una *patch* di forma rettangolare [30].

Il dispositivo attivo utilizzato in questo esempio è un MESFET GaAs con una periferia di gate di 1mm. Per il progetto si è scelta una polarizzazione in classe AB ($I_{DC} = I_{dss}/3 \approx 80mA$; $V_{DD} = 5V$), ed una frequenza operativa $f_0 = 5GHz$.

Al passo 1, vengono determinate le impedenze di carico ottimo di ingresso (Z_S) e di uscita (Z_L) al fine di sintetizzare un amplificatore a manipolazione armonica con controllo delle impedenze a $2f_0$ e $3f_0$ ($2^{nd}HT$). Tali impedenze ottime sono riportate in Tabella 4.2, mentre in Fig. 4.29 sono riportati i valori dei coefficienti di riflessione in uscita richiesti dal dispositivo attivo.

Tabella 4.2: Impedenze di carico ottime di ingresso ed uscita.

$2^{nd} - HTPA$		
Freq (GHz)	Input (Z_S)	Output (Z_L)
5	13+j18	32+j20
10	<i>short</i>	j80
15	<i>short</i>	-j30

Come elemento radiante si consideri una *patch* rettangolare, anche se altre soluzioni potrebbero essere adottate [19]. Tale elemento deve essere progettato per sintetizzare in ingresso valori di impedenza

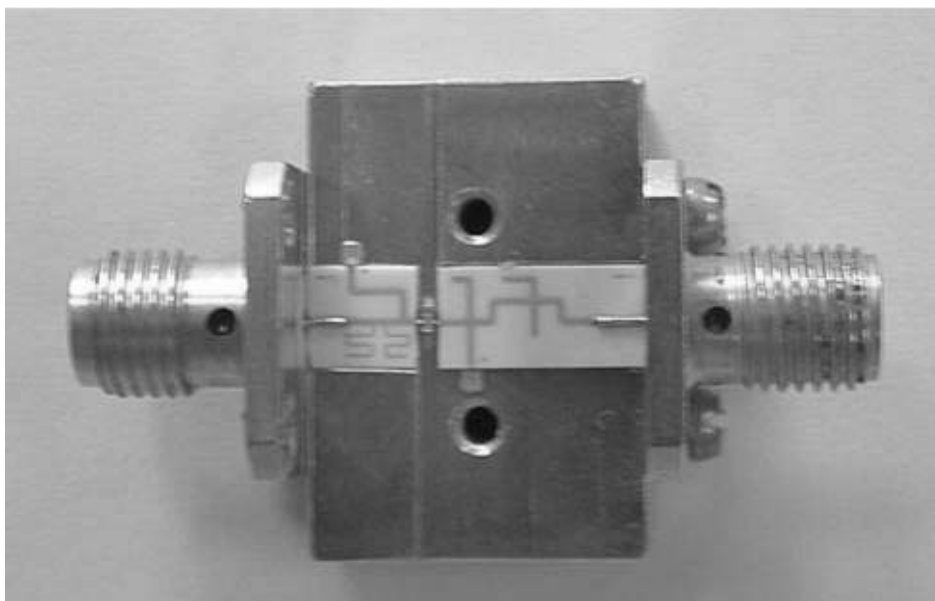


Figura 4.28: Esempio di amplificatore a manipolazione di armonica in tecnologia GaN, sviluppato dall'Unità di Roma "Tor Vergata" del MECSA, presso il Dipartimento di Ingegneria Elettronica dell'Università di Roma "Tor Vergata", in collaborazione con Selex-ES [29].

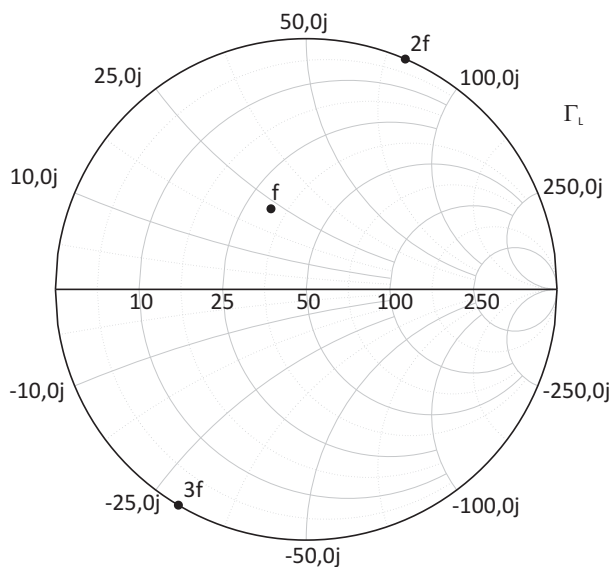


Figura 4.29: Coefficienti di riflessione armonici da sintetizzare mediante *patch* da applicare in uscita allo stadio di potenza.

a fondamentale ed alle armoniche quanto più possibile vicini ai valori di Z_L riportati in Tabella 4.2, ottimizzando al contempo il diagramma di radiazione. Poiché in un'antenna a *patch* rettangolare i modi di risonanza eccitati sono a frequenze multiple della frequenza fondamentale, sia la forma che il

feed di interconnessione devono essere opportunamente progettati per minimizzare le eccitazioni dei modi TM_{02} e TM_{03} , preservando il modo fondamentale TM_{01} .

La geometria adottata per la *patch* è mostrata in Fig. 4.30. Come si può notare dall'analisi dei modi di risonanza nella *patch*, il modo TM_{02} può essere eliminato inserendo una riga di *pin* cortocircuitanti al centro della *patch* [19], ovvero laddove il modo TM_{02} ha un picco mentre il modo TM_{01} è già cortocircuitato, quindi senza ulteriori alterazioni. Analogamente, almeno idealmente il modo TM_{03} può essere soppresso se la sorgente viene posta in un punto di nullo di TM_{03} , il quale avviene ad una distanza pari a $L/6$ dal bordo, se L è la lunghezza fisica della *patch* risonante. La procedura di sintesi quindi è la seguente:

- disegnare la *patch* con una lunghezza L per il modo di risonanza TM_{01} alla frequenza fondamentale $f_0 = 5\text{ GHz}$;
- selezionare la posizione dei *pin* di cortocircuito (u) per minimizzare la resistenza di ingresso a $2f_0$;
- ri-adattare la lunghezza L per la risonanza a f_0 ;
- partendo da una lunghezza $\ell = L/6$, ottimizzare la lunghezza dell'inserito (ℓ) per minimizzare la resistenza di ingresso a $3f_0$.

Per la simulazione dell'antenna si può utilizzare un'analisi elettromagnetica basata sul metodo dei momenti. La *patch* risultante con le relative dimensioni è mostrata in Fig. 4.30.

In Fig. 4.31(a) sono riportati i valori dell'impedenza di ingresso simulata (parte reale ed immaginaria), mentre in Fig. 4.31(b) è riportato il modulo del relativo coefficiente di riflessione.

Come si può notare, un valore di impedenza basso (circa $30\ \Omega$) è ottenuto alla frequenza fondamentale, prossimo al valore richiesto dallo stadio di potenza (confrontare con i valori di Z_L a f_0 riportati in Tabella 4.2). Inoltre le risonanze a $2f_0 = 10\text{ GHz}$ e $3f_0 = 15\text{ GHz}$ sono state soppresse con valori di impedenza di ingresso pari a $Z_{in}(10\text{ GHz}) = 0.8 + j20\ \Omega$ e $Z_{in}(15\text{ GHz}) = 1.7 + j3.5\ \Omega$ rispettivamente. Come si può notare il valore della parte resistiva è praticamente trascurabile alle due armoniche. I valori dei coefficienti di riflessione ottenuti in ingresso sono mostrati in Fig. 4.32 (simbolo stella).

La rete di adattamento tra il dispositivo attivo e la *patch* dovrà essere quindi progettata per trasformare le impedenze di ingresso della *patch* nei valori ottimi richiesti dal dispositivo attivo, ovvero spostare i punti rappresentati dal simbolo a stella verso i punti rappresentati dal cerchio pieno in Fig. 4.32. Ciò può essere ottenuto con una semplice trasformazione linea, stub, linea, come mostrato in Fig. 4.33 dove è riportato l'intero layout dell'amplificatore di potenza integrato con l'elemento radiante (dopo aver progettato anche la relativa rete di adattamento di ingresso).

Le simulazioni dell'intero modulo, in termini di caratterizzazione elettrica (potenza d'uscita, guadagno ed efficienza) ed elettromagnetica (EIRP simulato con $P_{in} = 17\text{ dBm}$, $P_{out} = 24.1\text{ GHz}$ a 5 GHz) sono mostrati in Fig. 4.34.

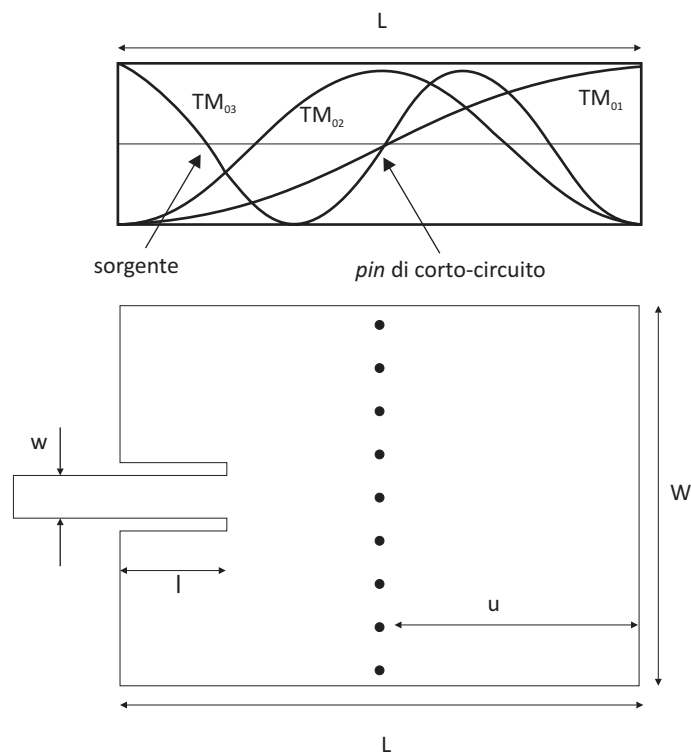


Figura 4.30: Geometria della *patch* adottata con i relativi modi di risonanza. Le dimensioni finali della *patch* ottimizzata sono: $W = 12.29$ mm, $L = 9.80$ mm, $u = 5.15$ mm, $l = 4.10$ mm, $w = 1.5$ mm.

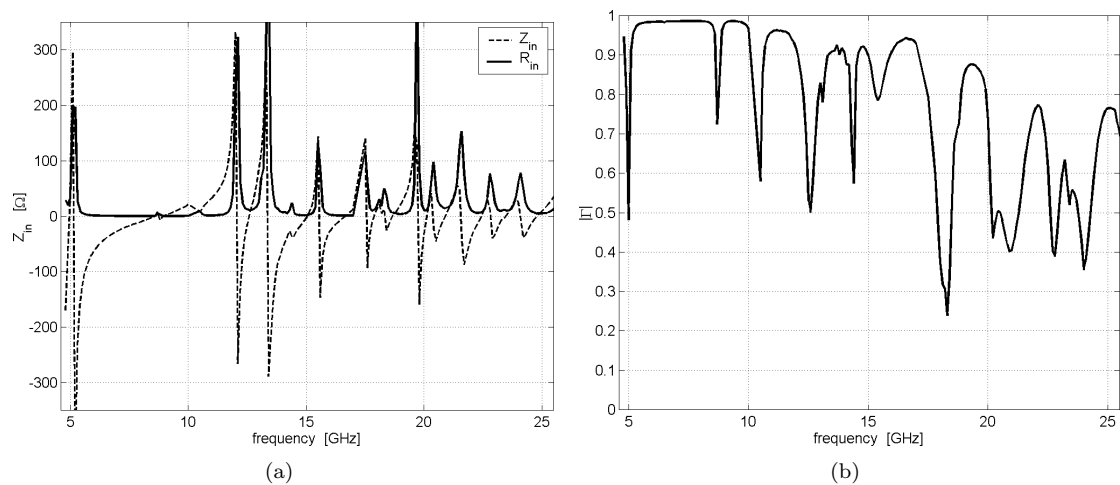


Figura 4.31: Impedenza di ingresso della *patch* simulata (parte reale ed immaginaria) (a). Modulo del relativo coefficiente di riflessione (b).

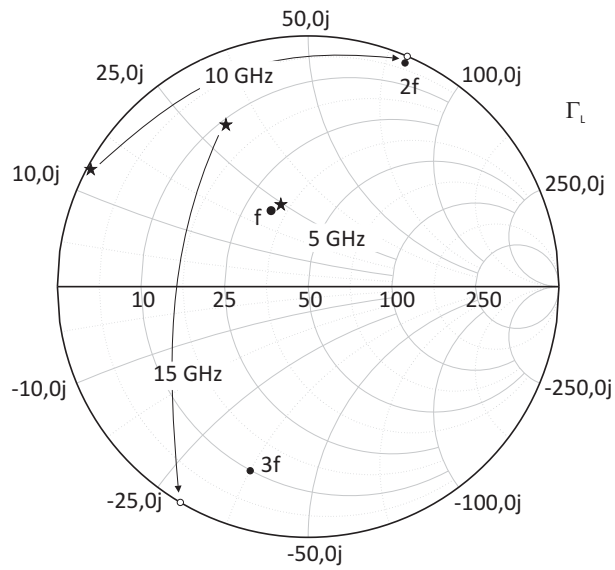


Figura 4.32: Coefficienti di riflessione ottenuti in ingresso alla *patch* (stella) e sintetizzati ai capi del dispositivo attivo (cerchi vuoti), confrontati con i carichi ottimi richiesti (cerchi pieni).

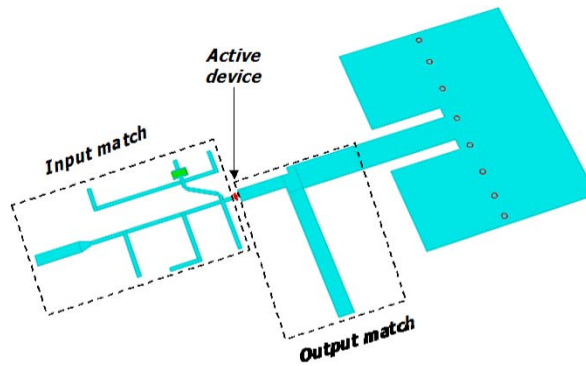


Figura 4.33: Layout dell'amplificatore di potenza integrato con l'elemento radiante.

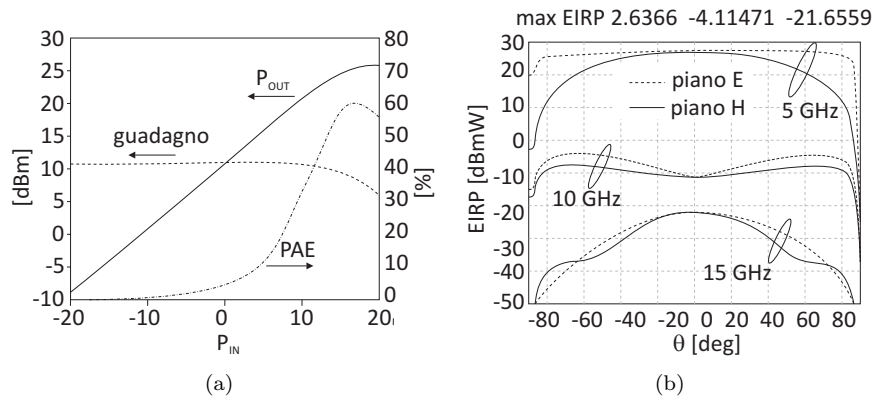


Figura 4.34: (a) Impedenza di ingresso della *patch* simulata (parte reale ed immaginaria). (b) Modulo del relativo coefficiente di riflessione.

5. LE APPLICAZIONI

Come già evidenziato nell'introduzione, una delle applicazioni di maggior interesse delle antenne integrate attive è sicuramente quella degli *array* attivi a scansione elettronica, tecnologia che consente di sagomare e controllare la direzione del fascio scegliendo le relazioni di fase tra gli elementi della schiera. Infatti, l'uso di più elementi distribuiti di potenza limitata consente di semplificare la generazione e la distribuzione di potenze elevate, rispetto all'impiego di un'architettura con elettronica centralizzata. Con questo approccio si garantisce al contempo un sostanziale incremento della tolleranza ai guasti dell'intero sistema d'antenna. Per questi motivi le antenne integrate attive hanno trovato grande sviluppo in tutti quei settori, come quello delle applicazioni spaziali e dei terminali mobili per l'inseguimento dei satelliti, in cui l'affidabilità costituisce uno degli aspetti chiave del progetto.

Questo capitolo è dedicato alle applicazioni delle antenne integrate attive, con particolare riferimento agli oscillatori accoppiati, agli *array* a scansione di fascio, agli *array* retrodirettivi, ai *transponder* ed ai *transceiver*.

5.1 Oscillatori accoppiati e controllo della fase

Come detto le antenne attive sono state oggetto di grande interesse negli ultimi anni per la crescente richiesta di combinatori di potenza compatti ed efficienti, operanti nel range delle onde millimetriche. La principale difficoltà di queste architetture consiste nella sincronizzazione di un certo numero di oscillatori in termini di frequenza di oscillazione e di fase. Le tecniche dell'*injection-locking* e del *phase-locked loop* (PLL) sono impiegate in elettronica proprio per ottenere il funzionamento sincrono di un certo numero di oscillatori [31].

Queste tecniche consentono inoltre di realizzare combinatori di potenza a coerenza di fase, mediante il controllo della distribuzione di fase senza la necessità di circuiteria addizionale dedicata al *phase-shifting*, suggerendo la possibilità di realizzare *array* fasati attivi per la scansione elettronica del fascio di antenna (*beam-scanning*) a basso costo.

Il *phase-locked loop* è un classico esempio di applicazione all'elettronica del controllo in retroazione, in cui si impiega un circuito che permette di creare un segnale la cui fase ha una relazione fissa con quella di un segnale di riferimento.

La tecnica dell'*injection-locking* [32] si basa sul fenomeno che si verifica quando un oscillatore armonico operante ad una certa frequenza viene disturbato da un secondo oscillatore operante ad una frequenza vicina: quando l'accoppiamento tra gli oscillatori è sufficientemente forte e la vicinanza tra le frequenze di oscillazione sono sufficientemente vicine, il secondo oscillatore può "catturare" il primo oscillatore, forzandone la frequenza di oscillazione ad un valore essenzialmente identico a quello della seconda frequenza.

Nelle tre possibili architetture per la sincronizzazione di antenne integrate attive mediante la tecnica dell'*injection-locking* mostrate in Fig. 5.1 gli elementi dell'*array* contengono un VCO che integra un'antenna con funzione di risonatore e di carico. In particolare, in Fig. 5.1(a) tutti gli oscillatori sono *slave* rispetto ad un segnale comune distribuito mediante una rete parallelo. La fase di ciascun oscillatore può essere variata rispetto al segnale di riferimento agendo sulla tensione di controllo

dell'oscillatore, che controlla la frequenza di *free-running*¹ del VCO. In Fig. 5.1(b) è mostrata un'architettura alternativa che evita la rete di distribuzione in parallelo, ricorrendo ad un *array* di oscillatori in cascata in cui ciascuno stadio è agganciato unilateralmente allo stadio che lo precede. L'unilateralità dell'aggancio è garantita dalla presenza di un amplificatore, che contribuisce anche ad allargare la banda di aggancio. Nell'architettura di Fig. 5.1(c) [33], indicata come *inter-injection-locking*, ciascun oscillatore è accoppiato bilateralmente agli oscillatori vicini.

5.2 *Array* attivi a scansione elettronica di fascio

La scansione elettronica del fascio di un *array* attivo a controllo di fase viene ottenuta controllando le relazioni di fase tra gli elementi della schiera. Il controllo della fase può essere effettuato utilizzando la tecnica dell'*inter-injection-locking*, secondo lo schema mostrato in Fig. 5.2, in cui lo sfasamento progressivo tra gli elementi dell'*array* può essere ottenuto iniettando due segnali coerenti di riferimento, con sfasamento prefissato, alle due estremità dell'*array*, evitando del tutto l'impiego degli sfasatori utilizzati nei sistemi convenzionali. Questa tecnica si rivela particolarmente vantaggiosa per applicazioni alle onde millimetriche, per cui gli sfasatori a ferrite e le relative reti di alimentazione diventano inefficienti, ingombranti ed estremamente costosi.

In alcuni casi la capacità di orientare il fascio di radiazione viene ottenuta con soluzioni tecnologiche ibride che realizzano la scansione elettronica in una direzione del piano e la scansione meccanica nella direzione ortogonale.

Oltre i costi di fabbricazione piuttosto elevati, l'ingegnerizzazione degli *array* fasati attivi presentano alcune criticità, soprattutto nel caso di applicazioni spaziali, tra cui vale la pena menzionare la gestione della massa ed il problema della dissipazione del calore, che richiedono la messa a punto di moduli ricetrasmittenti ultraleggeri e ad alta efficienza.

Negli ultimi anni lo sviluppo dei processi di fabbricazione in tecnologia monolitica ha consentito la produzione di *array* fasati attivi ad elevato livello di integrazione, con linee di ritardo variabili per garantire elevate prestazioni a larga banda. Inoltre, come già sottolineato, la possibilità di distribuire i dispositivi di amplificazione allo stato solido sui singoli elementi dell'*array*, consente di aumentare la capacità di gestire la potenza e la dissipazione del calore, garantendo per l'intero sistema d'antenna una più elevata tolleranza ai guasti. Un ulteriore vantaggio offerto dagli *array* attivi fasati è quella di consentire la realizzazione di antenne conformi a geometrie arbitrarie [34].

5.3 *Array* retrodirettivi

Gli *array* retrodirettivi rappresentano una classe speciale di antenne in grado di riflettere un segnale proveniente da una direzione arbitraria, indirizzando il fascio riflesso nella direzione di incidenza, pur non avendo informazione sulla posizione della sorgente del campo incidente. Dal punto di vista dell'antenna, un *array* retrodirettivo ha una copertura omnidirezionale pur mantenendo nello stesso tempo un elevato guadagno. Questa specifica proprietà rende utili gli *array* retrodirettivi in una serie di applicazioni, quali le antenne autodirezionabili, i *transponder* radar, i sistemi di ricerca e salvataggio, i sistemi di identificazione a radiofrequenza.

Per ottenere la retrodirettività ciascun elemento della schiera deve radiare un'onda riflessa la cui fase sia il coniugato, rispetto ad un riferimento comune, di quella dell'onda incidente. Una delle configurazioni più conosciute è quella di Van Atta [35], dove gli elementi coniugati di un *array* simmetrico sono collegati fra loro da tratti di linea di trasmissione di uguale lunghezza.

¹Frequenza di oscillazione in assenza di ingresso

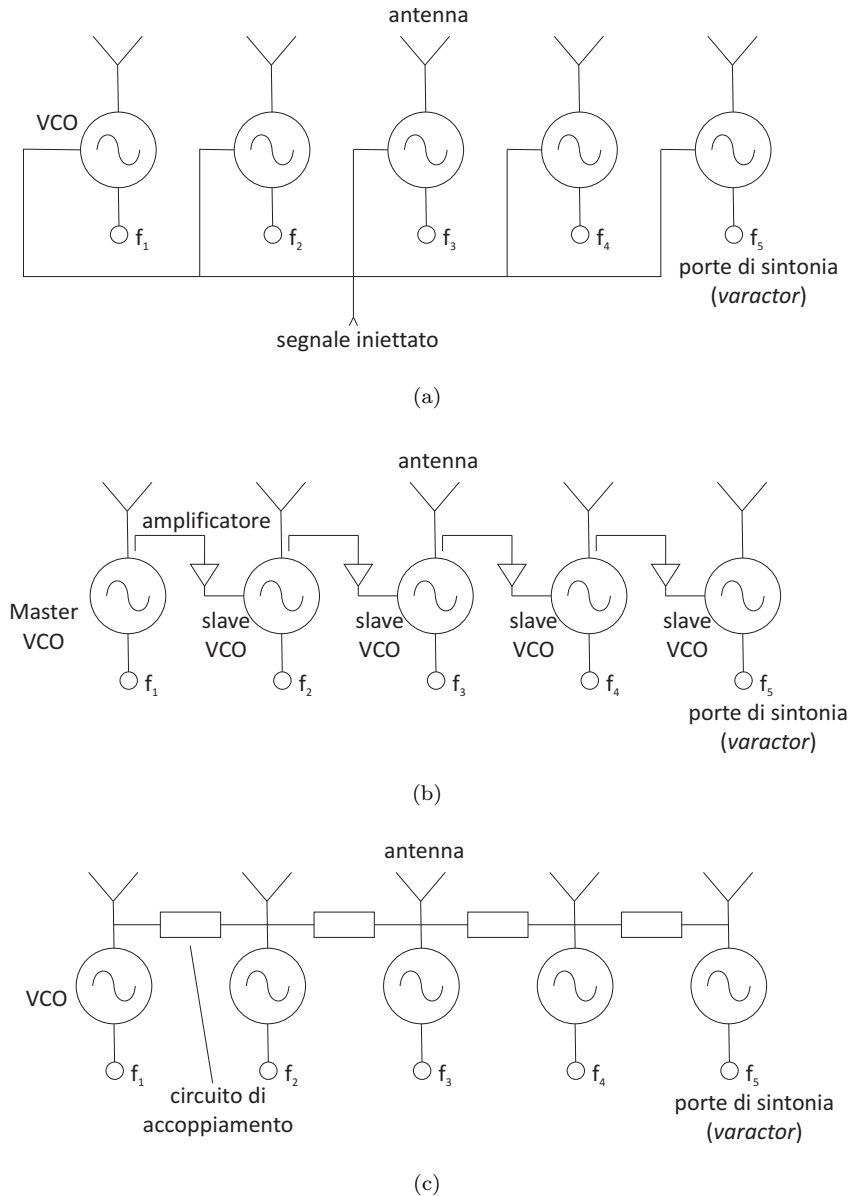


Figura 5.1: Sincronizzazione di elementi radianti integrati attivi mediante la tecnica dell'*injection-locking*: (a) tutti gli oscillatori sono *slave* rispetto ad un segnale comune distribuito mediante una rete parallelo; (b) *array* di oscillatori in cascata in cui ciascuno stadio è agganciato unilateralmente allo stadio che lo precede; (c) ciascun oscillatore è accoppiato bilateralmente agli oscillatori vicini (*inter-injection-locking*).

Un approccio più generale per ottenere la coniugazione della fase prevede l'impiego di un *mixer* eterodina, in cui il segnale incidente viene miscelato con il segnale di un oscillatore locale a frequenza doppia, ottenendo come frequenza differenza in uscita dal *mixer* la frequenza originale con fase invertita. Poiché la coniugazione della fase avviene su ciascun elemento dell'*array*, questo approccio

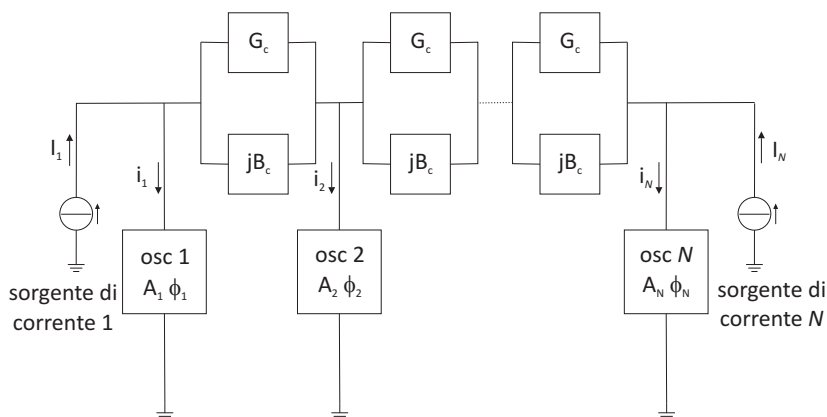


Figura 5.2: Array a scansione elettronica di fascio con controllo della fase mediante la tecnica dell'*inter-injection-locking*.

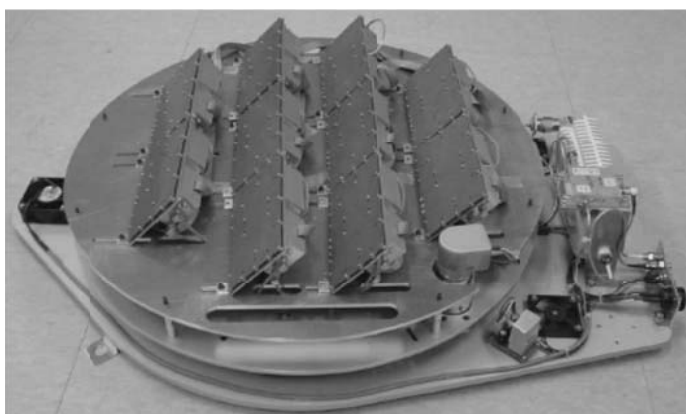


Figura 5.3: Array attivo a scansione elettro-meccanica del fascio.

funziona anche per *array* a spaziatura irregolare e *array* non planari conformi a superfici arbitrarie (veicoli, velivoli, ecc.). La criticità più rilevante di questo tipo di architettura consiste nella separazione del segnale di ingresso a radiofrequenza da quello di uscita a frequenza intermedia, che, come detto, condividono lo stesso valore di frequenza, rendendo impraticabile l'utilizzo di un filtro. A livello di elemento, la separazione dei segnali di ingresso e di uscita può essere effettuata utilizzando l'architettura di Fig. 5.5(a), sulla base della quale è stato realizzato il prototipo di *array* retrodirettivo mostrato in Fig. 5.5(b), operante a 6GHz, in grado di retrodirezionare verso la sorgente un segnale di interrogazione a polarizzazione arbitraria e proveniente da qualunque direzione [37].

5.4 *Transceiver e transponder*

Negli ultimi anni, la vastissima diffusione dei sistemi di comunicazione *wireless* e di sensori a radiofrequenza ha generato una sempre più insistente domanda di circuiti e sistemi a basso costo ed elevate prestazioni operanti dalle UHF e alle onde millimetriche. I *transceiver* per reti locali *wireless*

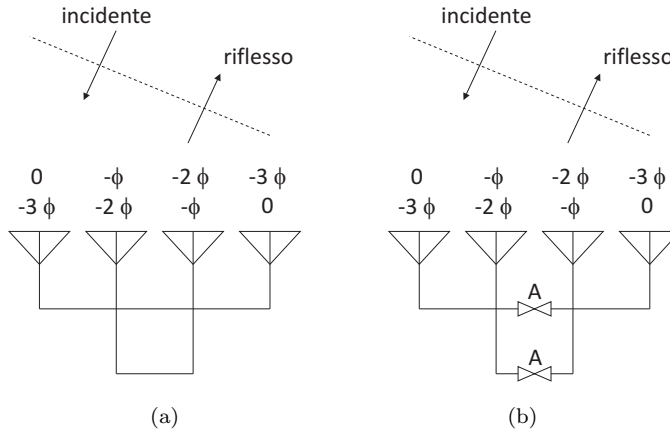


Figura 5.4: Schema di funzionamento di *array* retrodirettivo di Van Atta con relative fasi dei segnali ricevuti e trasmessi [36]: (a) *array* retrodirettivo passivo; (b) *array* retrodirettivo attivo, in cui il segnale ricevuto viene amplificato prima di essere ritrasmesso.

(*Wireless Local Area Networks*, WLAN), i *transponder* per l'identificazione remota di personale, merci e mezzi mobili, ed anche i radar veicolari ad onde millimetriche sono solo alcuni dei numerosi esempi applicativi. Tra i requisiti chiave di questi sistemi *wireless* ci sono le dimensioni ridotte, il basso costo, il peso ridotto e il minimo consumo di potenza.

Le antenne integrate attive costituiscono un candidato ideale per il progetto di *transceiver* e *transponder* compatti per questo tipo di applicazioni *wireless*, per la loro caratteristica di poter integrare sullo stesso substrato dielettrico l'intero sottosistema a radiofrequenza, incluso l'oscillatore, l'amplificatore, l'antenna ed il *mixer*.

In Fig. 5.6 è mostrato un *array* di due *patch* che utilizza la tecnica dell'*injection-locking beam-switching* per implementare la funzionalità Doppler con capacità di *tracking* sul piano azimutale [20]. Questo modulo *transceiver* impiega due MESFET, ciascuno con funzione di oscillatore in trasmissione e di *mixer* auto oscillante per la generazione del segnale a frequenza intermedia (frequenza Doppler). Poiché il segnale a frequenza IF corrisponde allo *shift* della frequenza Doppler, questo modulo realizza un sensore di movimento semplice, compatto e leggero.

Un *transponder* è un circuito che, quando viene stimolato da un segnale di interrogazione generato da una sorgente esterna ad una frequenza predefinita, trasmette un segnale di risposta verso la sorgente di interrogazione, preferibilmente ad una frequenza diversa da essa per minimizzare gli effetti di interferenza.

L'utilizzo di etichette (*tag transponder*) a microonde, piccole ed a basso costo, per l'identificazione senza contatto di articoli merceologici e generi alimentari, ha ormai raggiunto una diffusione notevolissima. Queste *tag* RFID, quando interrogate alla frequenza prefissata, rispondono con un codice univoco digitale di identificazione ad una frequenza di trasmissione solitamente doppia di quella ricevuta. In Fig. 5.7 è mostrato lo schema di un *transponder* in tecnologia planare, in cui il segnale ricevuto dalla *patch* ricevente viene diviso in due parti uguali producendo un sfasamento di 180° tra le due porte di uscita. Con questa architettura si evita l'impiego dello sfasatore e del divisore di potenza tra i dispositivi attivi e l'antenna ricevente. Utilizzando due amplificatori in tecnologia MMIC polarizzati non linearmente si può ottenere un guadagno di conversione fino a 6 dB.

In Fig. 5.8 è mostrato il prototipo di un modulo integrato attivo in tecnologia SIMMWIC per un sensore veicolare operante a 76 GHz [39]. L'architettura comprende un elemento radiante a *patch* integrata con un diodo IMPATT ed un accoppiatore *rate-race* a onda viaggiante con funzione di

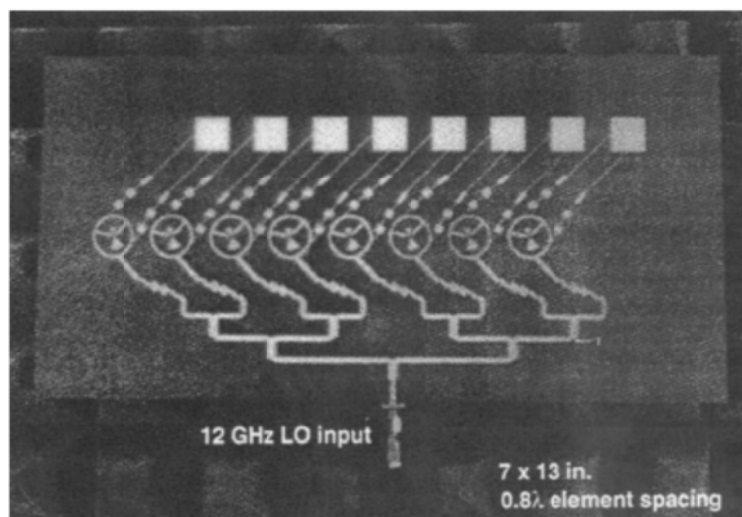
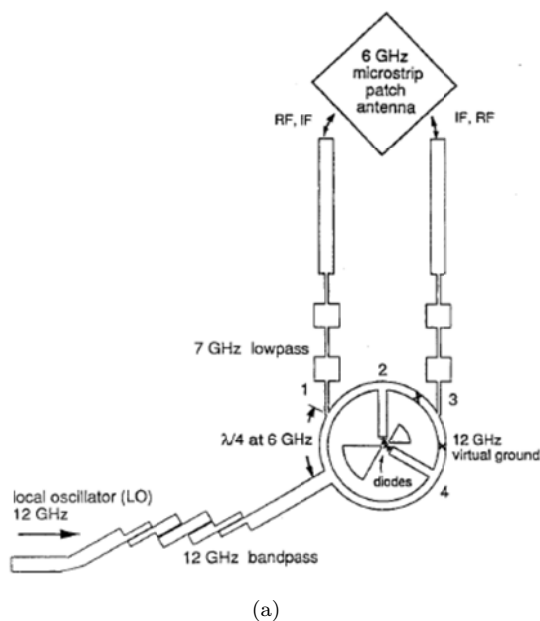


Figura 5.5: Schema (a) e prototipo (b) di elemento eterodina retrodirettivo operante a 6 GHz [37]: l'elemento radiante è una *patch* quadrata, l'accoppiatore rat-race modificato, in cui il segnale dell'oscillatore locale e quello a frequenza intermedia (*Intermediate Frequency*, IF) sono stati scambiati, garantisce l'isolamento tra segnali RF e IF.

rete di sincronizzazione. L'intera struttura è integrata in tecnologia monolitica su un substrato di silicio ad alta resistività di $125\ \mu\text{m}$ di spessore, realizzando un *chip* molto compatto di dimensioni $3.2 \times 2.6\ \text{mm}^2$. Questo *front-end* a singolo chip fornisce una potenza di uscita a onde millimetriche fino a 5 dBm e costituisce una soluzione molto promettente per la realizzazione di sensori per applicazioni automobilistiche.

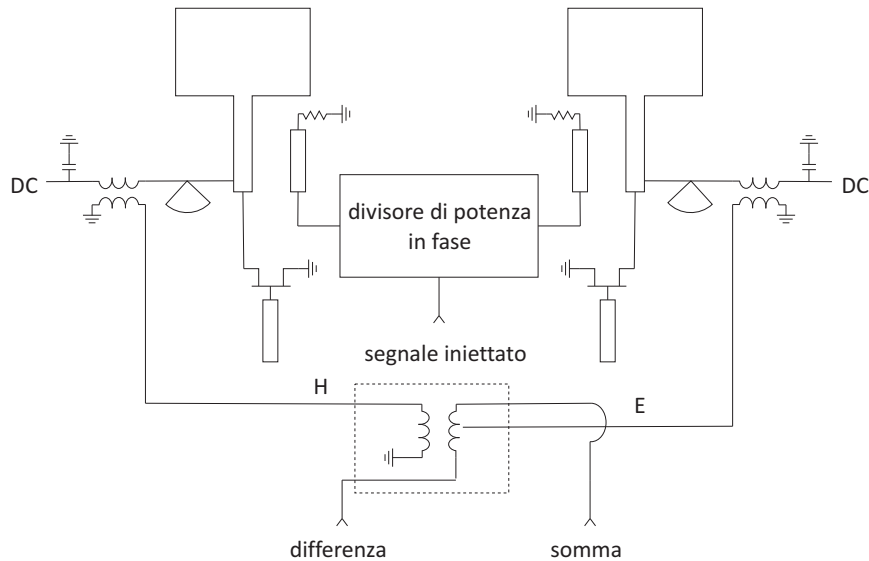


Figura 5.6: Modulo *transceiver* in tecnologia planare per un radar Doppler con capacità di *tracking* sul piano azimutale [20].

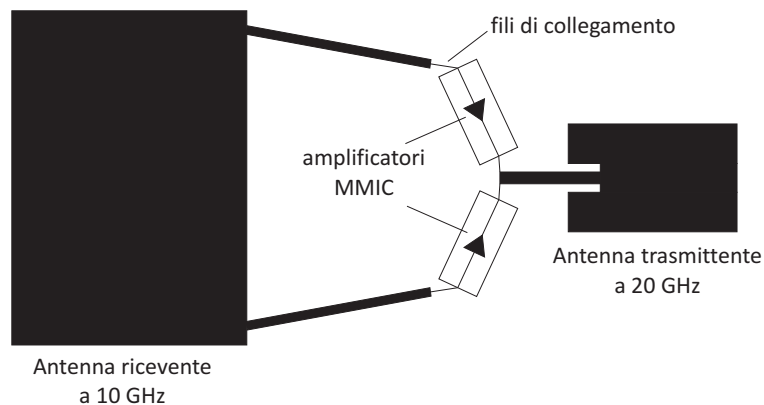


Figura 5.7: Schema di un *transponder* in tecnologia planare ad antenna integrata attiva [38].

Sempre in ambito veicolare, probabilmente il più massivamente diffuso esempio di *transponder* è dato dal sistema *Telepass*. Questo è, a tutti gli effetti, un sistema che opera mediante il principio delle antenne attive, sfruttando la modulazione della *radar cross-section* di un'antenna planare mediante la variazione della sua terminazione. Il principio di funzionamento è illustrato in Fig. 5.9. Il sistema si basa dunque su di un'antenna connessa ad un diodo Schottky che svolge sia la funzione di *down-conversion*, che la predetta funzione di modulazione. Il sistema di lettura del *Telepass* (boa) invia un segnale modulato ASK con una opportuna sequenza di impulsi, tale da porre il *transponder* in modalità di ricezione. In questo stato, il *transponder* è pronto a modulare il segnale CW che gli giunge dalla boa, mediante una variazione della terminazione vista dai terminali dell'antenna a *patch*. In tal modo l'antenna risulta terminata in due stati: adattamento di impedenza, disadattamento di impedenza.

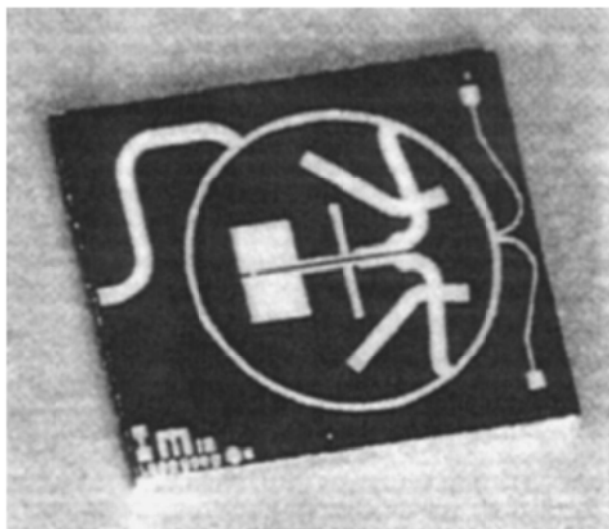


Figura 5.8: SIMMWIC *transponder* a 76.5 GHz per applicazioni automobilistiche [39].

Nel primo, il segnale incidente sull'antenna è interamente dissipato sul diodo (carico dell'antenna), mentre nel secondo stato il diodo determina una completa riflessione del segnale ricevuto. In tal modo si imprime una modulazione AM-OOK sul segnale CW, tale da essere interpretata dalla boa.

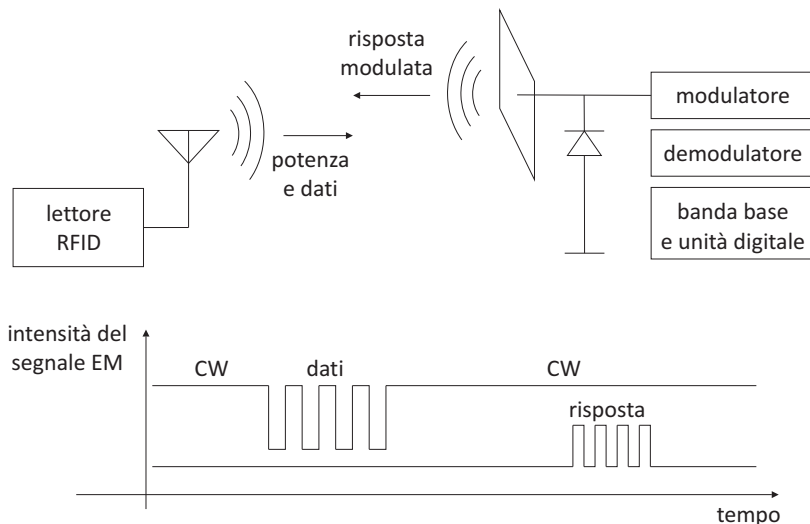


Figura 5.9: Principio di funzionamento del *Telepass*: in *down link* il *reader* trasmette una sequenza di impulsi che vengono rivelati dal diodo connesso al *pin* di alimentazione del diodo, in *up-link* il diodo commuta *on-off* determinando una variazione della *radar cross-section* dell'antenna del *transponder* e quindi la modulazione del segnale scatterato.

Nel pratico utilizzo, il segnale utilizzato dal *transponder* per modulare il diodo è modulato in fase, introducendo quindi una frequenza intermedia in trasmissione. Quest'ultima rende più agevole la demodulazione da parte della boa. Il parametro che quantifica la funzionalità di *up-link* del *transponder*

(comunicazione dal *transponder* alla boa) è il guadagno di *backscatter*, definito come il rapporto tra la potenza del segnale reirradiato alla frequenza somma, portante più modulazione, e la potenza della portante incidente sull'antenna. Questo valore tiene conto del guadagno dell'antenna moltiplicato per un fattore 2 e del guadagno di conversione tra modulante e segnale modulato. Il fattore 2 nell'espressione del guadagno di *backscatter*, dipende dal fatto che nel *link budget* sia il segnale ricevuto che quello reirradiato dipendono dal guadagno della stessa antenna. Ipotizzando che nei sistemi di antenna a *patch*, il guadagno sia dell'ordine di circa 5 dB e che il guadagno di conversione per un diodo Schottky sia -8 dB, valori tipici di guadagno di *back-scattering* sono nell'intorno di 0-2 dB.

In Fig. 5.10 è riportata la vista anteriore e posteriore del *transponder*, in cui sono visibili l'antenna a *patch* ed il diodo posto in corrispondenza del *pin* di alimentazione dell'antenna stessa.

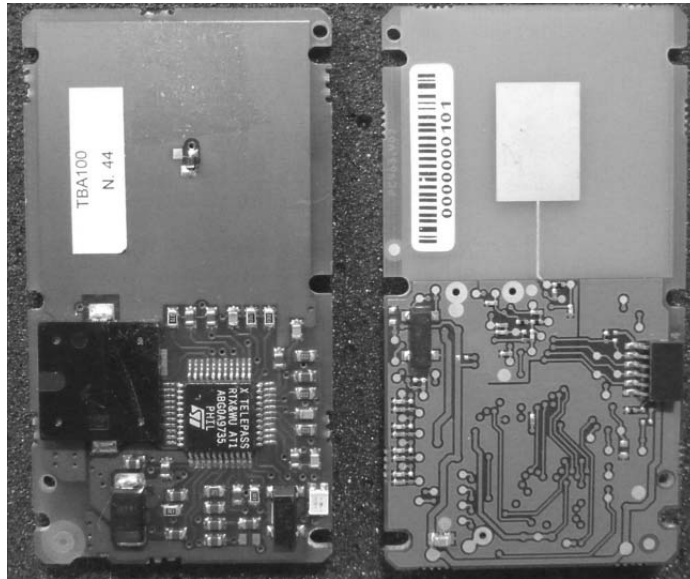


Figura 5.10: *Telepass*: a sinistra la vista posteriore con il processore ed il diodo in corrispondenza del *pin* di alimentazione dell'antenna, quest'ultima mostrata nella vista frontale, a destra in figura.

Un'evoluzione del sistema appena descritto è riportato in Fig. 5.11, dove è visibile la sezione ad RF del *transponder* per applicazioni veicolari, operante secondo la normativa ETSI EN 300674 e conforme ai profili CEN TC278. Questo è il sistema adottato per il pedaggio autostradale in ambito europeo ed opera con due antenne in polarizzazione circolare. Le due antenne sono connesse rispettivamente al ricevitore ed al trasmettitore di un circuito integrato, che effettua la demodulazione del segnale trasmesso dalla boa ed imprime la modulazione su quello CW ricevuto. In questo caso il sistema *npr* effettua la modifica della terminazione, agendo sullo stato di conduzione di un diodo, ma introduce un guadagno variabile tra l'antenna di ricezione e quella di trasmissione. In questo modo è possibile introdurre un guadagno di *backscatter* che dipende dal guadagno introdotto dall'amplificatore. In questo caso valgono considerazioni di stabilità che dipendono dall'isolamento tra le due antenne.

Un aspetto di particolare rilevanza, che vale in generale per le antenne attive, riguarda la modifica del *pattern* di radiazione una volta che l'elemento radiante viene integrato nel circuito che ne fa uso. È dunque di rilevante importanza tenere conto che possibili riduzioni di guadagno e deviazioni di puntamento possono intervenire in modo molto significativo (anche 20° per un'antenna a *patch*), non di meno asimmetrie nel fascio attorno alla direzione di massima radiazione sono pressoché inevitabili.

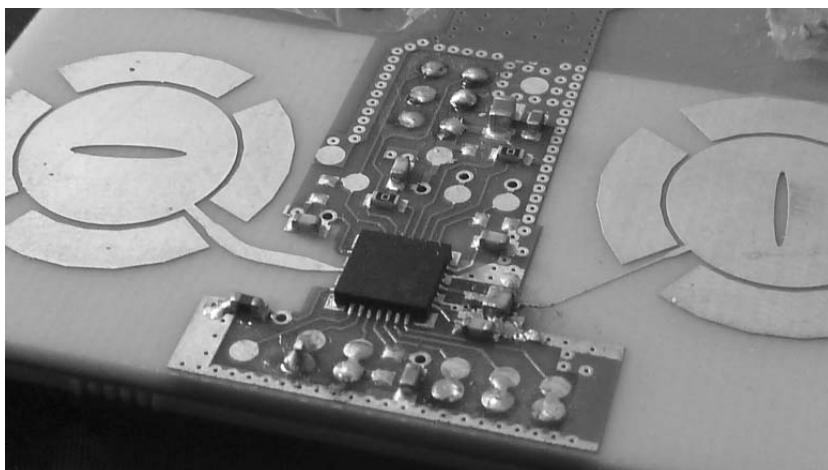


Figura 5.11: Immagine del sistema *transponder* per applicazioni descritte dallo standard europeo (ETSI EN 300674 CEN TC278); vista della sezione RF.

6. METODI DI ANALISI

Come discusso nel Capitolo 1, la scelta dell'approccio di analisi di un modulo integrato ad antenna attiva dipende fortemente dal livello di integrazione del modulo stesso. Esso infatti determina il livello di integrazione tra i metodi di analisi per la caratterizzazione dell'antenna e del circuito, necessario a garantire l'accuratezza e l'efficienza desiderate in fase di progetto. In ogni caso, in base alle peculiarità architettoniche e prestazionali del modulo integrato in esame, occorre selezionare, tra i metodi *full-wave* e circuitali disponibili, quelli più adatti al problema di interesse.

Per quanto riguarda la simulazione dell'antenna, occorre innanzitutto specificare se l'analisi è richiesta a livello di *array* o di singolo elemento. Nel primo caso, infatti, le dimensioni del problema sono tipicamente dell'ordine della decina di lunghezze d'onda, per cui si ricorre a tecniche di analisi approssimate basate su circuiti equivalenti molto semplificati o che combinano l'analisi accurata del singolo elemento della schiera mediante l'analisi modale di Floquet, valida per strutture periodiche infinite, o ancora più semplicemente mediante il fattore di *array*.

Per il modello della singola antenna invece può essere utilizzata una delle tecniche (ad-hoc o numeriche) disponibili per le strutture elettromagnetiche planari passive, di cui esistono numerose implementazioni nei *software* di simulazione commerciali. La scelta della particolare tecnica di analisi e dell'ambiente *software* da utilizzare in fase di progetto, dipende di volta in volta dalla tipologia di struttura in esame, nonché da valutazioni relative al grado di accuratezza desiderata ed alla disponibilità delle risorse di calcolo.

D'altra parte, per l'analisi dei circuiti elettronici a radiofrequenza, generalmente di tipo non lineare, possono essere adottati algoritmi risolutivi nel dominio del tempo, della frequenza o misti. I primi, tipicamente utilizzati nell'analisi di circuiti a bassa frequenza, tipo SPICE [40], si basano su una risoluzione delle equazioni di Kirchhoff mediante discretizzazione della variabile tempo e sono utilizzati per l'analisi dei regimi transitori. Gli algoritmi nel dominio della frequenza sono sicuramente più efficienti e rapidi, ma soffrono del problema legato alla mancanza di modelli per gli elementi circuitali non lineari. Per tale ragione, i metodi maggiormente utilizzati nel campo delle microonde o onde millimetriche si basano su algoritmi misti tempo/frequenza.

L'obiettivo di questo capitolo è quello di passare in rassegna i principali metodi di simulazione elettromagnetica, per la caratterizzazione *full-wave* dell'antenna, e di analisi circuitali, per la valutazione del comportamento del circuito a microonde, con l'intento di fornire i criteri necessari per una corretta scelta della tecnica di analisi più adatta alla specifica configurazione di interesse ed al livello di integrazione da considerare.

6.1 Metodi per l'analisi elettromagnetica

Le tecniche numeriche per l'elettromagnetismo (*Computational ElectroMagnetics*, CEM) possono essere raggruppate in due grandi famiglie:

- i metodi esatti o metodi *full-wave*, nel dominio del tempo (*Time Domain*, TD) o nel dominio della frequenza (*Frequency Domain*, FD)¹, risolvono direttamente o indirettamente le equazioni di Maxwell, garantendo elevata accuratezza, anche se a fronte di un notevole costo computazionale; sono utilizzati per problemi elettromagnetici complessi quando l'accuratezza dei metodi asintotici non è sufficiente a garantire risultati affidabili.
- i metodi asintotici o metodi in alta frequenza, basati sull'ottica dei raggi e della diffrazione, possono essere utilizzati in modo efficiente per problemi di *scattering* o di radiazione da parte di oggetti di grandi dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda [41].

Tra i metodi *full-wave* si distinguono a loro volta due sottogruppi:

- i metodi diretti, che risolvono direttamente, appunto, le equazioni di Maxwell (o una loro forma debole) nella loro forma differenziale (*Partial Differential Equation*, PDE) o integrale;
- i metodi indiretti, che risolvono indirettamente le equazioni di Maxwell, attraverso la formulazione di un'opportuna equazione integrale (*Surface Integral Equation*, SIE, o *Volume Integral Equation*, VIE) associata al problema elettromagnetico.

Nel seguito, dopo qualche considerazione sulle principali differenze tra i metodi TD ed FD, pur senza entrare nel merito della formulazione di ogni singolo metodo, sono descritte brevemente le principali caratteristiche dei metodi numerici più diffusi, allo scopo di fornire una traccia utile all'orientamento tra le varie tecniche disponibili e alla scelta del *tool* di simulazione numerica più adatto alla caratterizzazione della particolare tipologia di antenna attiva di interesse. Si ometterà invece di entrare nel merito delle tecniche asintotiche, pur menzionate precedentemente per completezza di trattazione, poiché, come accennato, sono impiegate per problemi di *scattering* o di radiazione da parte di oggetti di grandi dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda, mentre sono di minor interesse per la caratterizzazione delle antenne planari utilizzate nei moduli integrati attivi.

6.1.1 Analisi nel dominio del tempo e della frequenza

Le equazioni di Maxwell nel dominio del tempo rappresentano un problema quadridimensionale (tre coordinate spaziali ed una coordinata temporale). La complessità del problema, come noto legata al numero di variabili indipendenti del problema stesso, può essere ridotta applicando la trasformata di Fourier, in modo da passare ad un problema tridimensionale nel dominio della frequenza, in cui non è più presente la coordinata temporale. Una volta che la soluzione è nota nel dominio della frequenza, la soluzione nel dominio del tempo può essere ottenuta applicando la trasformata inversa di Fourier. Con questo approccio si ha il vantaggio di risolvere un problema più semplice (tridimensionale anziché quadridimensionale), al costo però di dover ripetere la soluzione FD per tutte le frequenze a cui interessa la risposta del sistema in esame.

Tra i vantaggi dei metodi FD va ricordato che l'equazione matriciale, che rappresenta il sistema di equazioni lineari per la soluzione delle equazioni di Maxwell, è solitamente indipendente dall'eccitazione; quindi, una volta che la matrice è invertita o fattorizzata, essa consente di ottenere la soluzione per tutte le eccitazioni. Questa caratteristica rende i metodi FD molto attraenti per problemi in cui devono essere considerate molte eccitazioni, come ad esempio nel caso dell'analisi dello *scattering* monostatico. Inoltre, poiché i metodi FD risolvono le equazioni di Maxwell per ogni frequenza, sono particolarmente efficaci nel caso di mezzi dispersivi [42].

D'altra parte con un metodo TD la soluzione delle equazioni di Maxwell va ripetuta per ogni diversa eccitazione, ma, una volta ottenuta, si ha immediatamente la risposta a larga banda del sistema nel range di frequenze di interesse. Per questo motivo i metodi TD sono particolarmente

¹I due domini sono relazionati tra loro dalla trasformata di Fourier.

adatti alla soluzione di problemi a larga banda, per cui interessa la soluzione in corrispondenza di un numero limitato di eccitazioni, come nel caso dell'analisi di antenne e/o di dispositivi [42].

Inoltre, per problemi non-lineari (per cui le proprietà del materiale dipendono dall'intensità del campo) o non-stazionari (per cui le proprietà del materiale cambiano nel tempo), è difficile ottenere una soluzione accurata mediante un metodo nel dominio della frequenza. D'altra parte i metodi nel dominio del tempo, dal momento che risolvono le equazioni di Maxwell procedendo per *step* successivi nel tempo, possono gestire facilmente questa classe di problemi [42].

6.1.2 Metodi di soluzione diretta

Tra i metodi di soluzione diretta i più diffusi sono il metodo delle differenze finite (*Finite Difference Method*, FDM), il metodo degli elementi finiti (*Finite Element Method*, FEM) ed il metodo degli integrali finiti (*Finite Integration Technique*). Questi metodi consistono in una procedura numerica per la conversione dell'equazione alle derivate parziali (in forma integrale per il FIT), relativa al problema al contorno (*boundary-value problem*), in un *set* di equazioni algebriche, utilizzabili per il calcolo di una soluzione approssimata del problema.

Il metodo delle differenze finite, per le sue caratteristiche di semplicità, robustezza ed efficienza, è stato il primo metodo numerico utilizzato per la soluzione di un'ampia gamma di problemi ingegneristici. L'idea di base del metodo consiste nell'approssimazione degli operatori differenziali che compaiono nelle equazioni alle derivate parziali da risolvere, ricorrendo direttamente alla definizione delle derivate. La discretizzazione degli operatori differenziali richiede, come primo passo della procedura risolutiva, la discretizzazione dell'intero dominio di soluzione, che viene effettuata mediante un grigliato di celle rettangolari (*grid o mesh*), la cui finezza deve essere sufficiente a risolvere la più piccola lunghezza d'onda di interesse ed il più piccolo dettaglio geometrico che si intende caratterizzare. L'applicazione del metodo ai problemi di elettromagnetismo è stato potenziato grazie allo sviluppo di uno schema molto efficiente per la discretizzazione delle equazioni di Maxwell nel dominio del tempo, noto come FDTD (*Finite Difference Time Domain*) [43].

Il metodo degli elementi finiti si basa sull'approssimazione diretta della soluzione (anziché degli operatori come nel caso delle differenze finite) delle equazioni alle derivate parziali relative al problema al contorno. L'idea di base del metodo è quella di suddividere l'intero dominio di soluzione in tanti piccoli sotto-domini (elementi finiti) in cui la soluzione incognita viene approssimata mediante l'utilizzo di semplici funzioni di base (lineari, quadratiche, polinomiali, ecc.) interpolanti. La forma delle celle più comunemente utilizzata è quella triangolare (o tetraedrica nel caso 3D) per la sua estrema flessibilità nella modellizzazione di forme arbitrariamente complesse. Questa caratteristica rende il FEM preferibile al FDM nel dominio della frequenza, dove i due metodi sono contraddistinti da complessità computazionali paragonabili (entrambi devono risolvere una equazione matriciale sparsa di grandi dimensioni), proprio perché il FDM, nonostante le numerose migliorie ad esso apportate per superare i limiti legati all'impiego di un grigliato rettangolare, paga il prezzo di una minor efficienza nella modellizzazione di geometrie complesse.

Il metodo degli integrali finiti [44] è molto simile al metodo delle differenze finite, ma anziché discretizzare la forma differenziale delle equazioni di Maxwell, discretizza la loro forma integrale, mediante due grigliati duali, sfalsati uno rispetto all'altro. Nel caso di grigliati ortogonali il FIT porta ad un sistema numerico equivalente a quello dell'algoritmo di Yee, per cui le caratteristiche numeriche del metodo sono simili a quelle del metodo FDTD. D'altra parte però, rispetto al metodo delle differenze finite, il FIT può essere applicato a grigliati non ortogonali, che quindi lo rendono più flessibile nella modellizzazione di geometrie complesse.

Poiché per tutti e tre i metodi sopra citati, la procedura di soluzione si basa sulla discretizzazione dell'intero dominio mediante una opportuna *mesh*, questi metodi sono particolarmente adatti a problemi chiusi, il cui dominio di soluzione è cioè delimitato da una superficie chiusa (per esempio l'analisi di dispositivi e circuiti a microonde), e di dimensioni contenute rispetto alla lunghezza d'onda. Nel

caso di problemi elettromagnetici aperti (problemi di radiazione e/o *scattering*) si pone il problema del troncamento del dominio di soluzione, che può essere ottenuto introducendo una opportuna superficie di chiusura, contenente le sorgenti e le strutture radianti. Su di essa vengono definite le condizioni al contorno che approssimano le condizioni di radiazione caratteristiche del problema originario. In particolare, la superficie di chiusura deve essere in grado di assorbire il più possibile la radiazione incidente su di essa, in modo da minimizzare le riflessioni generate dal troncamento del dominio. Per ottenere questo effetto sono disponibili tre approcci alternativi:

- Condizioni ABC (*Absorbing Boundary Conditions*): si tratta di condizioni al contorno di tipo matematico che emulano l'assenza di riflessioni nel caso di incidenza entro un dato angolo θ rispetto alla normale alla superficie di troncamento; le condizioni ABC richiedono che la superficie di troncamento sia posta ad una distanza di almeno $\lambda/4$ dalle strutture radianti.
- PML (*Perfectly Matched Layers*): consistono in un materiale fittizio stratificato, anisotropo, con perdite, in grado di assorbire il campo elettromagnetico, con coefficienti di riflessione tipici dell'ordine di -20 dB, per angoli di incidenza fino a 70° dalla normale alla superficie; le PML continuano ad essere molto accurate anche nel caso in cui la superficie di chiusura sia posta ad una distanza dell'ordine di $\lambda/8$ dalle strutture radianti.
- FE-BI (*Finite Element Boundary Integral*): si tratta di un metodo ibrido molto accurato che impiega il metodo degli elementi finiti per la soluzione del problema interno ed il metodo dell'equazione integrale per la soluzione del problema esterno alla superficie di chiusura. Con questo approccio le condizioni di radiazione risultano automaticamente soddisfatte dalla funzione di Green dello spazio libero utilizzata dal metodo dell'equazione integrale. Quest'ultima può essere scritta su una superficie di chiusura del dominio di forma arbitraria, anche conforme alle strutture radianti, diminuendo notevolmente le dimensioni del volume aggiuntivo (*airbox*) necessario alle condizioni ABC o PML. Di contro il prezzo da pagare consiste in un maggior onere computazionale per la soluzione numerica dell'equazione integrale.

6.1.3 Metodi di soluzione indiretta

Tra i metodi indiretti il più rappresentativo è sicuramente il metodo dei momenti (*Method of Moments*, MoM) [45]. L'idea di base del metodo è quella di associare al problema elettromagnetico una equazione integrale (*Integral Equation*, IE).

Ad esempio, nel caso di strutture perfettamente conduttrici (*Perfect Electric Conductor*, PEC), l'equazione integrale può essere derivata dall'imposizione della condizione al contorno per il campo elettrico (EFIE, *Electric Field Integral Equation*), o magnetico (MFIE, *Magnetic Field Integral Equation*, tangente alla superficie della struttura PEC. Risolvendo poi numericamente l'equazione integrale, con la procedura del metodo dei residui pesati (*Method of Weighted Residuals*) [42], noto in elettromagnetismo come metodo dei momenti, possono essere valutate le correnti elettriche equivalenti sulla superficie di equivalenza che delimita la struttura PEC.

La formulazione del problema elettromagnetico in termini di equazioni integrali contiene in modo intrinseco la condizione di radiazione all'infinito, attraverso la funzione di Green dello spazio libero, per cui non si pone il problema della chiusura del dominio di soluzione. Si tratta dunque di un metodo particolarmente adatto alla caratterizzazione di problemi aperti e diventa molto efficiente nel caso di corpi perfettamente conduttori o omogenei. In questo caso, infatti, l'equazione integrale coinvolge soltanto integrali di superficie (*Surface Integral Equation*, SIE), per la cui soluzione numerica è necessaria appunto una discretizzazione superficiale. Nel caso invece di mezzi disomogenei, per cui la funzione di Green non è esplicitamente disponibile, l'equazione integrale contiene integrali di volume (*Volume Integral Equation*, VIE), la cui discretizzazione richiede evidentemente un numero di incognite molto maggiore rispetto al caso di discretizzazione superficiale, soprattutto perché, a differenza del

FEM, il MoM genera matrici piene, la cui generazione, memorizzazione e soluzione richiedono un elevato costo computazionale.

6.2 Metodi per l'analisi circuitale

Un circuito elettrico può essere definito come l'implementazione di un generico sistema fisico che attua una trasformazione di segnali. Il segnale, che nella sua definizione più generica può essere una qualsiasi grandezza fisica portatrice di informazione, può essere rappresentato da una tensione (v) o una corrente (i) presa ad una porta del circuito, o più in generale da una combinazione lineare delle due ($a \cdot v + b \cdot i$), oppure da un integrale o derivata di questa combinazione (flusso elettromagnetico, carica, ecc.). Chiameremo questa grandezza variabile di stato del sistema (o del circuito).

Iniettando quindi ad una generica porta del circuito (ingresso) il segnale proveniente da una sorgente esterna, questo transita all'interno del sistema, da cui viene trasformato secondo la topologia e le caratteristiche dei componenti, per giungere infine ad una diversa porta (uscita) in cui si può leggere la sua trasformazione.

Per capire che tipo di trasformazioni un circuito opera su un segnale, è necessario sviluppare dei metodi di analisi opportuni, in special modo per lo studio dei circuiti non lineari.

In generale infatti, ogni circuito elettronico contenente dispositivi a semiconduttore è potenzialmente un sistema non lineare. Anche le strutture passive, d'altra parte, hanno un comportamento non lineare quando il livello di potenza del segnale applicato è sufficientemente elevato.

Oltre alle problematiche connesse con la linearità del sistema, nel caso di circuiti a microonde o onde millimetriche, occorre tenere conto anche delle diverse costanti di tempo presenti in tali sistemi, legate per esempio alla presenza di capacità di blocco (elementi concentrati) ed alle capacità parassite dei dispositivi attivi utilizzati.

Un circuito contenente elementi non lineari ovviamente non soddisfa più il principio di sovrapposizione degli effetti. In presenza di non-linearità, due segnali applicati contemporaneamente danno infatti luogo ad una risposta che, oltre a dipendere dalla somma delle singole risposte, dipende anche dai termini di correlazione tra i segnali stessi. Un segnale a singola frequenza f_0 in ingresso, genera in uscita tutte le armoniche multiple di f_0 ; la presenza di diversi toni (ω_1, ω_2) in ingresso si complica all'interno del circuito con la nascita delle pulsazioni $\omega_{m,n} = |m\omega_1 \pm n\omega_2|$, dove m ed n sono interi con segno.

A causa della generazione di nuove armoniche in circuiti dal comportamento non lineare, si verificano fenomeni come la distorsione, la saturazione e l'intermodulazione [24]. Di conseguenza, l'analisi deve essere condotta considerando simultaneamente tutte le componenti armoniche delle variabili di stato del sistema; e in tali casi c'è il rischio di incorrere, nel caso di una errata modellizzazione dei dispositivi, in soluzioni fisicamente impossibili. Occorre quindi analizzare attentamente le soluzioni ottenute, sempre tenendo presenti gli aspetti fisici del sistema sotto analisi.

Si distinguono tre classi di algoritmi per l'analisi non lineare [46, 47]:

- algoritmi nel dominio del tempo;
- algoritmi nel dominio della frequenza;
- algoritmi misti tempo/frequenza.

6.2.1 Metodi di analisi nel dominio del tempo

Sono metodi basati sulla risoluzione, mediante formule di integrazione numerica, delle equazioni di stato integro-differenziali che regolano il sistema [48–50].

In un generico sistema, l'equazione differenziale non-lineare che rappresenta il circuito può essere sempre ricondotta nella generica forma:

$$\dot{x}(t) = f(x, t) \quad (6.1)$$

Nel caso di sistema di equazioni differenziali l'equazione (6.1) diventa

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{X}, t) \quad (6.2)$$

dove $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ rappresenta un vettore di variabili di stato.

L'idea di base per risolvere numericamente l'equazione (6.1) consiste nel ricorrere ad una discretizzazione della variabile temporale t . Si cerca quindi di esprimere la variabile incognita x all'istante di discretizzazione t_{n+1} , indicata con x_{n+1} , come una funzione dei valori assunti negli istanti precedenti $x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-N+1}$ dove N è un intero il cui valore quantifica la cosiddetta memoria del sistema.

Più N è grande e più la risposta del sistema al tempo t_{n+1} dipende anche dalle risposte negli istanti precedenti.

Si può quindi sostituire l'espressione dx/dt con una sua espressione approssimata, ovvero:

$$\dot{x}(t) \approx \frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta t} \quad (6.3)$$

dove Δt rappresenta il passo di discretizzazione temporale.

Esistono tre possibili scelte per riscrivere il sistema (6.1), tenendo conto di questa approssimazione, ossia:

– algoritmo esplicito (o metodo di Eulero diretto)

$$\frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta t} = f(x_n, t_n) \quad (6.4)$$

– algoritmo implicito (o metodo di Eulero inverso)

$$\frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta t} = f(x_{n+1}, t_{n+1}) \quad (6.5)$$

– algoritmo semi-implicito

$$\frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta t} = \frac{1}{2} [f(x_{n+1}, t_{n+1}) + f(x_n, t_n)] \quad (6.6)$$

È da osservare che tali metodi non sono immuni da errori, perché ad ogni iterazione sono sfruttati i valori calcolati al passo precedente, che a loro volta sono già affetti da errori di discretizzazione. Tali errori possono anche sommarsi tutti con lo stesso segno, portando quindi alla fine a risultati privi di significato. Le differenze sostanziali tra i tre algoritmi riguardano il grado di stabilità rispetto agli errori e la velocità di convergenza.

L'algoritmo esplicito è sicuramente il più semplice ed il più veloce da implementare, in quanto il calcolo del punto x_{n+1} viene fatto a partire dai valori del passo precedente x_n già noti. Tuttavia, può presentare grossi errori nella risoluzione, dovuti al progressivo accumulo degli errori precedenti.

Per quanto riguarda gli algoritmi implicito e semi-implicito, questi presentano un miglior grado di stabilità. Infatti, per essi è sempre possibile determinare un opportuno passo di discretizzazione Δt , per cui l'errore sia limitato e si riduca al di sotto di un prefissato valore ϵ scelto arbitrariamente. Tale vantaggio però, si ripercuote su una più difficile implementazione, dovuta al fatto che per il calcolo del punto successivo x_{n+1} , dato dalle equazioni (6.5) o (6.6), è richiesta la conoscenza della funzione

$f(x_{n+1}, t_{n+1})$, che è essa stessa una incognita del sistema, essendo appunto incognita la variabile x_{n+1} . Tali equazioni vengono allora risolte riconducendo il problema alla ricerca dello zero di una funzione vettoriale non lineare, e più propriamente nella ricerca dello zero di una funzione F , definita da:

$$F(x_{n+1}) = x_{n+1} - x_n - \Delta t \cdot f(x_{n+1}, t_{n+1}) \quad (6.7)$$

per l'algoritmo implicito rappresentato dalla (6.5), oppure

$$F(x_{n+1}) = x_{n+1} - x_n - \frac{1}{2} \Delta t \cdot [f(x_{n+1}, t_{n+1}) + f(x_n, t_n)] \quad (6.8)$$

per l'algoritmo semi-implicito rappresentato dalla (6.6).

Si noti che x_n è una variabile, o più in generale un vettore noto, dato dalle variabili di stato al tempo t_n , mentre x_{n+1} è l'incognita rispetto alla quale va ricercato lo zero della funzione F .

I metodi comunemente usati per la risoluzione di una equazione del tipo $F(x_{n+1}) = 0$ sono di tipo iterativo, per cui partendo da un valore iniziale per l'incognita $x_{n+1}^{(\nu)}$, si calcola in modo iterativo il valore successivo $x_{n+1}^{(\nu+1)}$, fino a che non si converge ad una soluzione accettabile.

Esempi di algoritmi iterativi sono il *metodo del punto unito* o il *metodo di Newton* [51].

Metodo del punto unito

Supponiamo si possa riuscire a scrivere l'equazione $F(x_{n+1}) = 0$ nella forma

$$F(x_{n+1}) = x_{n+1} - g(x_{n+1}) = 0 \quad (6.9)$$

Allora l'algoritmo di risoluzione può essere posto nella seguente forma

$$x_{n+1}^{(\nu+1)} = g[x_{n+1}^{(\nu)}] \quad (6.10)$$

ossia, può essere descritto dalle seguenti regole:

1. ipotizzare un valore iniziale $x_{n+1}^{(\nu)}$ (inizialmente $\nu = 0$)
2. calcolare il valore di $x_{n+1}^{(\nu+1)}$ mediante la formula (6.10)
3. se $|x_{n+1}^{(\nu+1)} - x_{n+1}^{(\nu)}| < \epsilon_1$ e $|x_{n+1}^{(\nu+1)} - g(x_{n+1}^{(\nu)})| < \epsilon_2$, con ϵ_1 e ϵ_2 due valori piccoli arbitrariamente fissati, allora si è finito, altrimenti tornare al punto 1, con $\nu = \nu + 1$.

Metodo di Newton

Tale metodo risolutivo deriva dall'approssimazione, mediante sviluppo in serie di Taylor, della funzione $F(x_{n+1})$. Sia infatti $x_{n+1}^{(\nu)}$ un valore inizialmente scelto. Allora potremmo pensare di scrivere:

$$F[x_{n+1}^{(\nu+1)}] \approx F[x_{n+1}^{(\nu)}] + F'[x_{n+1}^{(\nu)}] \cdot [x_{n+1}^{(\nu+1)} - x_{n+1}^{(\nu)}] \quad (6.11)$$

Di conseguenza, affinché $x_{n+1}^{(\nu+1)}$ sia soluzione, occorre che sia soddisfatta la relazione $F[x_{n+1}^{(\nu+1)}] = 0$, ovvero che valga la seguente relazione:

$$F[x_{n+1}^{(\nu)}] + F'[x_{n+1}^{(\nu)}] \cdot [x_{n+1}^{(\nu+1)} - x_{n+1}^{(\nu)}] = 0 \quad (6.12)$$

da cui possiamo derivare la variabile incognita

$$x_{n+1}^{(\nu+1)} = x_{n+1}^{(\nu)} - \frac{F[x_{n+1}^{(\nu)}]}{F'[x_{n+1}^{(\nu)}]} \quad (6.13)$$

L'algoritmo di Newton ha il vantaggio di richiedere un numero di iterazioni inferiore rispetto al metodo del punto unito, ma ad ogni passo richiede però un maggior sforzo computazionale, in quanto è richiesto il calcolo della derivata F' . In complesso resta comunque più veloce.

Anche per questo algoritmo iterativo, occorre fissare un valore iniziale all'istante t_{n+1} per la variabile $x_{n+1}^{(0)}$. Una soluzione generalmente applicata consiste nello scegliere come punto iniziale quello finale determinato all'istante precedente t_n , ovvero assumere

$$x_{n+1}^{(0)} = x_n \quad (6.14)$$

Si noti allora che, tanto più Δt viene scelto piccolo e tanto più il punto iniziale $x_{n+1}^{(0)} = x_n$ è già abbastanza vicino alla soluzione, per cui sono richieste poche iterazioni su ν per convergere.

È evidente che occorrerà fare un bilancio tra valori di Δt piccoli, per cui sono richiesti molti istanti di campionamento, ma con poche iterazioni per istante, in confronto a Δt grandi, per cui sono ridotti gli istanti di campionamento, ma sono richieste molte iterazioni per ogni istante, andando incontro anche ad eventuali problemi di instabilità dell'algoritmo iterativo.

In generale il numero di punti deve almeno soddisfare il teorema del campionamento (o di Nyquist), ovvero se si desidera rappresentare i segnali con un numero N_h di armoniche, il numero di campioni in un periodo T deve almeno essere pari a

$$N_p = 2N_h + 1 \quad (6.15)$$

6.2.2 Metodi di Shooting

I metodi sin qui descritti presentano lo svantaggio di dover comunque risolvere l'analisi del transitorio, prima di poter calcolare la soluzione a regime permanente. Si sono allora sviluppati metodi appropriati per l'analisi del solo regime permanente, a cui invece si è spesso più interessati.

Tali metodi, noti con il nome di *Shooting Methods*, permettono di ottenere la soluzione a regime permanente senza bisogno di calcolare la soluzione durante il periodo transitorio che, come nel caso di circuiti a microonde, può essere molto oneroso e spesso inutile [52, 53].

Gli algoritmi di tipo *shooting* si basano sul principio che il regime permanente è caratterizzato da una risposta $y(t)$ periodica di un certo periodo T . Supponendo noto tale periodo T , ed ipotizzata una condizione iniziale $y(t_0)$, in regime permanente dovrà essere verificata la relazione:

$$y(t_0 + T) = y(t_0) \quad (6.16)$$

Il problema quindi può essere ricondotto alla determinazione del valore $y(t_0)$ che soddisfi questa relazione.

L'algoritmo quindi è impostato sulla scelta del valore $y(t_0)$, sul calcolo di $y(t_0 + T)$ mediante integrazione numerica a partire dall'istante t_0 e fino all'istante $t_0 + T$, e sull'azzeramento della funzione di errore così definita:

$$\Delta y = y(t_0 + T) - y(t_0) \quad (6.17)$$

Si noti che l'istante iniziale t_0 può essere definito in modo arbitrario.

²Nel caso di una sola frequenza di eccitazione f , il periodo T è dato da $T = 1/f$. Nel caso invece di più frequenze di eccitazione f_1, f_2, \dots, f_n , si dovrà considerare la frequenza f^* data dal massimo comune divisore fra tutte le f_i e quindi il periodo $T = 1/f^*$.

6.2.3 Vantaggi e svantaggi degli algoritmi di analisi nel tempo

Apparentemente i metodi che lavorano interamente nel dominio del tempo rappresentano il più diretto e naturale approccio al problema della simulazione, ed inoltre convergono quasi sempre, anche se le non linearità sono molto forti.

Tali metodi tuttavia presentano alcuni inconvenienti. Il primo problema riguarda la descrizione nel dominio del tempo di alcuni componenti distribuiti, quali ad esempio le linee di trasmissione, che risulta molto più onerosa di una analoga descrizione fatta però nel dominio della frequenza.

Un secondo problema riguarda gli errori di troncamento delle formule di integrazione numerica, che possono produrre un errore di simulazione; dato l'elevato numero dei passi di integrazione, tale errore potrebbe mascherare alcuni aspetti della risposta, quali per esempio la distorsione, rendendo tale approccio praticamente inutilizzabile.

D'altra parte, per poter evidenziare tutti i fenomeni non lineari, potrebbe essere necessario ricorrere ad un passo di discretizzazione molto piccolo, con evidenti effetti sul tempo di calcolo complessivo.

Infine, un ultimo ma non meno importante inconveniente, riguarda appunto la velocità di computazione richiesta per il calcolo della soluzione a regime permanente, che è il dato a cui spesso si è più interessati.

Anche se quest'ultimo inconveniente può essere parzialmente risolto ricorrendo agli *shooting methods*, le altre problematiche evidenziate fanno sì che nello studio di sistemi non lineari a microonde risultino molto più convenienti altri approcci, in cui viene sfruttata anche l'analisi nel dominio della frequenza, quali per esempio la serie di Volterra [54–57] o *Harmonic Balance*, sarà descritto nel prossimo paragrafo.

6.2.4 Harmonic Balance

La tecnica del bilanciamento armonico (*Harmonic Balance*) è una variazione del metodo di Galerkin [58], descritto per la prima volta nel 1915, applicato a circuiti non-lineari. Il metodo consiste nell'assumere che la soluzione del sistema non lineare che descrive il circuito sia composta dalla somma di funzioni di base a coefficienti incogniti; tale soluzione è sostituita all'interno delle equazioni differenziali del sistema, le cui incognite diventano quindi i valori dei coefficienti.

Nel 1937, grazie all'opera degli scienziati ucraini Kryloff e Bogoliuboff, si scelse per la soluzione uno sviluppo in funzioni sinusoidali, tenendo conto della periodicità dei segnali con cui si ha a che fare, e della loro possibile rappresentazione mediante sviluppi in serie di Fourier. Il metodo prese il nome di bilanciamento armonico (*harmonic balance*).

Sebbene sia un metodo relativamente recente, le cui prime applicazioni all'analisi di circuiti non lineari risalgono al 1960 (come testimoniano i lavori di Baily e Lindenlaub [59]), la tecnica di bilanciamento armonico risulta essere quella più diffusa ed utilizzata per l'analisi a regime permanente di circuiti non lineari a microonde.

Esistono in letteratura molteplici modi per formalizzare il metodo del bilanciamento armonico: in tutti comunque si evince che si tratta di un metodo di analisi misto, in quanto combina un'analisi nel dominio del tempo con un'analisi nel dominio della frequenza, avvalendosi in tal modo dei vantaggi associati alle rispettive rappresentazioni.

La formulazione attuale, nota anche con il nome di *Piecewise Harmonic Balance* [60], si basa sul criterio di suddividere idealmente il sistema non lineare in due sottosistemi, di cui uno lineare, descritto nel dominio della frequenza, e l'altro non lineare, descritto nel dominio del tempo, collegati fra loro mediante un certo numero di porte N_P [61, 62].

Il criterio di suddivisione rappresenta un compromesso fra due opposte necessità: assumere un numero minimo di porte (e quindi di incognite), per avere minore complessità numerica, ovvero aumentare le stesse, semplificando la descrizione del sottosistema non lineare.

L'analisi dei due sottosistemi è condotta separatamente, con i metodi più appropriati in ciascun dominio; in particolare, si usa una tecnica di analisi nel dominio della frequenza per il sottosistema lineare (sfruttando il principio di sovrapposizione degli effetti) ed una nel dominio del tempo per quello non lineare, campo nel quale le nonlinearità sono generalmente descritte. Ovviamente, le due analisi dovranno poi essere combinate mediante un opportuno algoritmo di soluzione atto a minimizzare l'errore di bilanciamento.

La formulazione della tecnica del bilanciamento armonico, utilizzata dai principali simulatori commerciali, si basa su una suddivisione del circuito di partenza nei due sottosistemi lineare e non lineare, come riportato in Fig. 6.1.

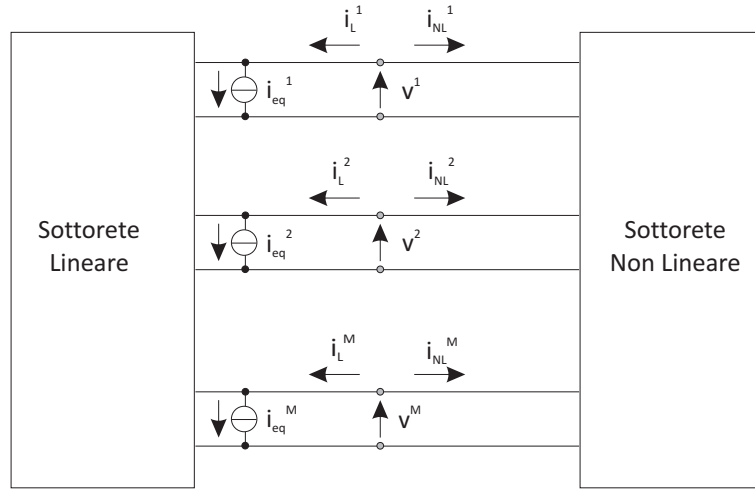


Figura 6.1: Esempio di partizione del circuito non lineare nelle due sotto-reti lineare (a sinistra) e non lineare (a destra), con M porte fisiche di interconnessione.

Si supponga di avere M porte fisiche di connessione tra la sottorete lineare e quella non lineare. Si possono prendere come variabili indipendenti tutte le tensioni $v^1(t), v^2(t), \dots, v^M(t)$ alle varie porte di separazione. In tal modo resteranno definite anche le correnti alla generica porta m , ovvero i_L^m ed i_{NL}^m , in funzione di tali tensioni. Così facendo, ogni porta fisica sarà caratterizzata da una tensione v^m e da due correnti, i_L^m ed i_{NL}^m , con $m = 1, 2, \dots, M$.

È evidente, in base alle leggi di Kirchhoff, che dovrà risultare valida la relazione seguente:

$$i_L^m(t) + i_{NL}^m(t) = 0 \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (6.18)$$

Le tensioni alle varie porte saranno poi espresse mediante la loro espansione in serie di Fourier, ovvero:

$$v^m = \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{n=N_H} V_n^m \cdot e^{jn\omega t} \right\} \quad (6.19)$$

dove i fasori V_n^m rappresentano le incognite del problema. Analoga rappresentazione è possibile per le correnti i_L^m e i_{NL}^m ed in particolare la relazione (6.18) dovrà essere soddisfatta anche per le componenti armoniche, ovvero:

$$I_{L,n}^m + I_{NL,n}^m = 0 \quad \begin{array}{l} m = 1, 2, \dots, M \\ n = 0, 1, 2, \dots, N_H \end{array} \quad (6.20)$$

Indichiamo con

$$\mathbf{V} = \left[V_0^1, V_{1,re}^1, V_{1,im}^1, \dots, V_{N_H,im}^1, V_0^2, \dots, V_0^M, V_{1,re}^M, \dots, V_{N_H,im}^M \right]^T \quad (6.21)$$

il vettore reale contenente le componenti armoniche V_n . Analoga rappresentazione è adottata sia per il vettore \mathbf{I}_L che per il vettore \mathbf{I}_{NL} .

Il metodo di analisi si basa allora sul seguente approccio:

- si ipotizzano dei valori iniziali per le armoniche V_n e quindi per il vettore \mathbf{V} ;
- si calcolano poi le armoniche delle correnti lineari \mathbf{I}_L mediante algoritmi di analisi in frequenza;
- si calcolano i fasori delle correnti non lineari \mathbf{I}_{NL} mediante algoritmi di analisi nel dominio del tempo;
- se non viene soddisfatta la relazione (6.20), allora si dovrà correggere il vettore \mathbf{V} , mediante opportuni algoritmi iterativi (tipo Newton).

6.2.5 Vantaggi e svantaggi dei metodi nel dominio della frequenza

Il vantaggio del bilanciamento armonico è che il numero delle variabili di stato richieste è uguale al numero delle porte della sotto-rete lineare, indipendentemente quindi dal numero totale degli elementi, siano essi concentrati o distribuiti, che costituiscono l'intero sistema non lineare. In tal modo, la dimensione del problema è notevolmente ridotta rispetto alle tecniche di analisi nel dominio del tempo. Inoltre, tale tecnica sfrutta al meglio la caratterizzazione dei vari elementi del circuito nel dominio più consono, e per questo è uno dei metodi più diffusi ed utilizzati nell'ambito di simulazione di circuiti non lineari a microonde.

Gli svantaggi, d'altro canto, sono una complessa struttura algoritmica, una perdita notevole di efficienza nel caso di eccitazione a più toni, e la difficoltà a convergere sempre, soprattutto nel caso di forti non linearità.

GUIDA AL MATERIALE DI APPROFONDIMENTO

L'obiettivo di quest'ultimo capitolo è quello di fornire una guida al materiale di approfondimento sulle antenne integrate attive e sui vari aspetti ad esse direttamente o indirettamente correlati. La selezione bibliografica proposta, che naturalmente non ha la pretesa di essere esaustiva, è limitata ai libri ed ai numeri speciali di riviste internazionali, e può rappresentare un utile riferimento per il lettore interessato ad approfondire le diverse tematiche, trattate più o meno dettagliatamente o anche semplicemente accennate nei capitoli precedenti, in qualche modo inerenti alle antenne integrate attive, sia dal punto di vista delle metodologie di analisi, che dei criteri di progetto, che degli aspetti tecnologici e applicativi.

- K.C. Gupta, P.S. Hall, *Analysis and Design of Integrated Circuit-Antenna Modules*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2000.

Il libro è centrato sulla trattazione delle tecniche di analisi e di progetto per i moduli integrati ad antenna attiva. In particolare, nei primi due capitoli si affronta la questione da un punto di vista metodologico ad alto livello, fornendo utili indicazioni di orientamento nel vasto panorama delle tecniche di analisi disponibili per la caratterizzazione della parte circuitale a microonde, che tipicamente comprende componenti attivi, e dell'antenna. L'impostazione appare molto efficace per chi si cimenta nello studio e nella progettazione delle antenne integrate attive, poiché l'attenzione è costantemente focalizzata sul problema dell'integrazione sullo stesso modulo delle parti radiante e circuitale, allo scopo di suggerire l'approccio di analisi più adatto al livello di integrazione del modulo in esame, anche in considerazione del livello di accuratezza ed efficienza desiderato in fase di simulazione.

- R.J. Pogorzelski, A. Georgiadis, *Coupled-Oscillator Based Active-Array Antennas*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2012.

Si tratta di un libro costituito dalla raccolta dei risultati più significativi della ricerca scientifica degli ultimi venti anni nel campo dell'applicazione degli oscillatori accoppiati, secondo diverse configurazioni, per l'alimentazione delle antenne ad *array* fasati. L'obiettivo primario del libro è quello di dimostrare la possibilità di disporre di un metodo per realizzare la scansione elettronica del fascio di antenna più semplice rispetto all'impiego dei convenzionali sfasatori distribuiti tra gli elementi dell'*array*, controllando la distribuzione di fase, con un approccio coordinato, a livello di modulo integrato. Nei vari capitoli del libro si trovano quindi trattati in modo dettagliato tutti gli aspetti che riguardano gli oscillatori accoppiati, da un punto di vista teorico, architettonico, tecnologico e metodologico, costituendo un valido riferimento per l'approfondimento delle tematiche relative a questo tipo di configurazioni. Inoltre, poiché viene posta particolare attenzione all'integrazione, sullo stesso modulo in tecnologia planare, dei circuiti trasmettente e ricevente con l'antenna e la relativa rete di alimentazione, gli argomenti trattati possono essere di notevole interesse non solo per il progettista delle antenne fasate attive e della relativa elettronica, ma anche per chi sia interessato ad approfondire le problematiche peculiari del progetto e dell'ottimizzazione dei moduli integrati ad antenna attiva.

- R.A. York, Z.B. Popović, *Active and quasi-optical arrays for solid-state power combining*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 1997.

Questo libro fornisce una rassegna dettagliata degli sviluppi degli *array* attivi quasi ottici, relativa ai primi anni in cui questo approccio alla generazione di potenza a microonde ed a onde millimetriche iniziò

ad affermarsi. I sistemi elettronici trattati integrano sullo stesso modulo i diversi dispositivi allo stato solido dedicati alla generazione di potenza, realizzando un componente quasi-ottico, in cui tutti i sotto-componenti concorrono al funzionamento del sistema secondo uno schema analogo a quello degli *array* di antenne. Anche se le architetture trattate si riferiscono allo stato dell'arte di una quindicina di anni fa, il libro può costituire un utile strumento di approfondimento per tutti coloro che sono interessati all'approfondimento sia degli aspetti teorici alla base del funzionamento degli *array* quasi-ottici, che di altre tematiche relative a questa tipologia di dispositivi, tra cui gli aspetti tecnologici, progettuali e applicativi. I contributi presenti nel libro, provengono da ricercatori di diversi enti di ricerca, sia universitari che dell'industria, che rappresentano l'eccellenza nel settore degli *array* quasi-ottici a livello internazionale. Tra gli argomenti trattati nel libro vale la pena citare le metodologie di analisi e progetto per gli *array* quasi-ottici, i problemi di efficienza degli amplificatori utilizzati, le tecniche per la scansione del fascio senza l'impiego di sfasatori, l'integrazione dei dispositivi attivi all'interno di moduli compatti, i criteri di progetto e le tecnologie per la realizzazione degli oscillatori quasi-ottici, degli amplificatori, dei moltiplicatori e dei sintonizzatori, le tecniche di caratterizzazione e misura dei componenti quasi-ottici.

- R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 2001.

Si tratta di un manuale dedicato alle antenne in tecnologia planare, di cui vengono sviscerati i vari aspetti teorici, progettuali e tecnologici all'interno dei diversi capitoli che costituiscono la pubblicazione. Tuttavia, uno dei capitoli è completamente dedicato alle antenne integrate attive in microstriscia, di cui viene proposta una classificazione su base funzionale, distinguendo tra configurazioni con funzione di oscillatore, di amplificatore e di conversione della frequenza. Per ciascuna di queste tipologie di antenna attiva vengono trattati gli aspetti teorici fondamentali, nonché le tecniche di analisi, i criteri di progetto e gli aspetti tecnologici. La restante parte del manuale è dedicata alla trattazione dettagliata delle antenne in microstriscia e a *slot*, dagli aspetti teorici di base, alle tecniche di allargamento della banda e di caricamento per questa classe di antenne, alle metodologie di analisi e progetto, alle problematiche legate al funzionamento in *array*.

- L.G. Maloratsky, *Integrated Microwave Front-Ends with Avionics Applications*. Norwood, MA: Artech House, 2012.

Per *front-end* a microonde si intende genericamente tutta la circuiteria compresa tra l'antenna ed il primo stadio a frequenza intermedia di un ricevitore supereterodina. Nei sistemi avionici (sistemi elettronici, *electronics*, per l'aeronautica, *aviation*) è difficile riuscire a separare il *front-end* dall'antenna, sia dal punto di vista prestazionale che tecnologico, in special modo nel caso dei moduli integrati ad antenna attiva. L'obiettivo di questo libro è costituito proprio dai *front-end* integrati per l'avionica, con particolare enfasi sull'integrazione circuitale e di sistema. La prima richiede la miniaturizzazione dei componenti circuitali, mentre la seconda consiste nel considerare l'antenna come un tutt'uno con la restante parte del *front-end*, così da poter effettuare l'analisi del modulo integrato tenendo conto delle reali interazioni tra le diverse parti funzionali del sistema. Tra i diversi aspetti legati allo studio dei *front-end* a microonde che sono trattati nel volume, vale la pena evidenziare quelli relativi all'architettura ed alle caratteristiche di questi sistemi, alle moderne tipologie di linee di trasmissione planari utilizzate, ai diversi tipi di dispositivi attivi (LNA, filtri, *mixer*, ecc.), alle varie tipologie di antenne e di reti formatrici di fascio per applicazioni avioniche ed ai processi tecnologici planari multistrato per la fabbricazione dei moderni *front-end*.

- A. Petosa, *Dielectric resonator antenna handbook*. Norwood, MA: Artech House, 2007.

Anche se non direttamente centrato sull'argomento delle antenne integrate attive, il libro tratta una classe di antenne che possono essere considerate una evoluzione di alcune tipologie di antenna in tecnologia planare, e che quindi possono essere impiegate nei moduli integrati ad antenna attiva. Sono passate

in rassegna le principali configurazioni di antenna a risonatore dielettrico, impiegate tipicamente in alternativa alle antenne in microstriscia allo scopo di migliorare le prestazioni in termini di larghezza di banda, fornendone i principi di funzionamento, le tecniche di eccitazione, i criteri e le linee guida per il progetto, i metodi di analisi e le peculiarità tecnologiche. Sono inoltre forniti numerosi esempi di applicazione, che illustrano la versatilità di questa classe di antenne.

- P.B. Kenington, *RF and baseband techniques for software defined radio*. Norwood, MA: Artech House, 2005.

Questo autorevole test fornisce una descrizione completa dei moderni sistemi di comunicazione con particolare riguardo all'intergrazione delle sezioni RF a quelle digitali. Costituisce un riferimento per i capitoli 1, 3 e 5 con particolare enfasi agli aspetti architetturali e sistemistici dei front-end ad RF e quindi per le antenne attive. Nel testo sono descritti in modo organico anche i dettagli topologici e di progetto sistemistico, delle interfacce delle sezioni RF con DSP e ADC/DAC.

- W.F. Egan, *Practical RF system design*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.

Questo testo è interamente strutturato attorno agli aspetti del dimensionamento strutturale delle catene di amplificazione, conversione di frequenza e generazione del segnale ad RF. Si pone come riferimento per il capitolo 3, descrivendo in dettaglio gli aspetti legati alle nonidealità dei sottosistemi, del rumore e del loro impatto sulle prestazioni del sistema ad RF. Fornisce utili esempi numerici per la definizione delle specifiche di ogni sottosistema che opera nel *front-end* ad RF.

- S.A. Maas, *Nonlinear microwave and RF circuits*. Norwood, MA: Artech House, 2003.

Fondamentale per tutta l'elettronica delle microonde. Il testo riporta in modo organico la derivazione dei fondamentali concetti alla base dell'analisi delle reti a microonde e del loro progetto. Vengono delineate le basi per la modellistica comportamentale dei dispositivi a RF e microonde. Costituisce un riferimento per i capitoli 3, 4, 5 e 6.

- P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2009.

Questo testo rivisita le classi di funzionamento degli amplificatori di potenza, trattando in modo analitico le caratteristiche di ciascuna di queste. Fornisce anche un confronto tra le tecnologie di dispositivi elettronici in uso per la realizzazione di amplificatori di potenza. Il riferimento si concentra sulle topologie circuitali e le tecniche di progetto per l'ottenimento di elevate efficienze energetiche ed elevate potenze di picco. Riferimento per i capitoli 4 e 6.

- S.C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2002.

Riferimento classico per l'introduzione di temi avanzati relativi agli amplificatori di potenza. Illustra in modo esemplificativo ma efficace il principio di funzionamento degli amplificatori di potenze in tutte le classi ed esamina le topologie per l'incremento dell'efficienza energetica, la linearità e la potenza. Si presta come riferimento per il capitolo 4.

- S. Selleri, G. Toso, "Active Antennas for Space Applications," *Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2009, 3 pp.

Questo numero speciale raccoglie quattordici articoli che provengono da 63 diversi autori di ben 22 istituzioni e 8 differenti paesi. I lavori sono idealmente suddivisi in due gruppi, il primo più dedicato agli aspetti strettamente inerenti alla ricerca scientifica e tecnologica, il secondo maggiormente orientato agli aspetti tecnici e applicativi.

BIBLIOGRAFIA

- [1] H. Wheeler, "Small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 4, pp. 462–469, 1975.
- [2] J. Lin and T. Itoh, "Active integrated antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 12, pp. 2186–2194, 1994.
- [3] J. Andrews and P. Hall, "Oscillator stability and phase noise reduction in phase locked active microstrip patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 9, pp. 833–835, 1998.
- [4] G. Buesnel, M. Cryan, and P. Hall, "Harmonic control in active integrated patch oscillators," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 3, pp. 228–229, 1998.
- [5] C. Kykkotis, P. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Performance of active antenna oscillator arrays under modulation for communication systems," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 145, no. 4, pp. 313–320, 1998.
- [6] M. Cryan, P. Hall, S. Tsang, and J. Sha, "Integrated active antenna with full duplex operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 10, pp. 1742–1748, 1997.
- [7] P. Capece, L. Lucci, G. Pelosi, M. Porfilio, M. Righini, and W. Steffè, "A multi-layer PCB dual-polarized radiating element for future SAR applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 297–300, 2014.
- [8] H. Kim, K. Hwang, K. Chang, and Y. Yoon, "Novel slot antennas for harmonic suppression," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 6, pp. 286–288, 2004.
- [9] S.-Y. Lin, "Spurious free microstrip antennas with quasi-periodical loaded transmission line," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4A, Washington, DC, 2005, pp. 359–362.
- [10] L. Lucci, G. Manara, P. Nepa, G. Pelosi, and S. Selleri, "Cylindrical dielectric resonator antennas with harmonic control as an active antenna radiator," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2009, p. 7, 2009.
- [11] "IEEE standard definitions of terms for antennas," *IEEE Std 145-1993*, pp. 1–32, 2013.
- [12] Y. Chung, C. Hang, S. Cai, Y. Qian, C. Wen, K. Wang, and T. Itoh, "Output harmonic termination techniques for AlGa_N/Ga_N HEMT power amplifiers using active integrated antenna approach," in *IEEE MTT International Microwave Symposium*, vol. 1, Seattle, WA, 2002, pp. 433–436.
- [13] —, "AlGa_N/Ga_N HFET power amplifier integrated with microstrip antenna for RF front-end applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 653–659, 2003.

- [14] C. Hang, W. Deal, Q. Yongxi, and T. Itoh, "High-efficiency push-pull power amplifier integrated with quasi-Yagi antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1155–1161, 2001.
- [15] S. Paji and Z. Popovi, "A 10-GHz high-efficiency active antenna sub-array," in *IEEE MTT International Microwave Symposium*, vol. 3, Seattle, WA, 2002, pp. 1527–1530.
- [16] C. Hang, V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, "High efficiency power amplifier with novel pbg ground plane for harmonic tuning," in *IEEE MTT International Microwave Symposium*, vol. 2, Anaheim, CA, 1999, pp. 807–810.
- [17] W. Deal, V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, "A high efficiency slot antenna push-pull power amplifier," in *IEEE MTT International Microwave Symposium*, vol. 2, Anaheim, CA, 1999, pp. 659–662.
- [18] K. Chang, R. York, P. Hall, and T. Itoh, "Active integrated antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 937–944, 2002.
- [19] V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, "Novel architectures for high-efficiency amplifiers for wireless applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1901–1909, 1998.
- [20] Y. Qian and T. Itoh, "Progress in active integrated antennas and their applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1891–1900, 1998.
- [21] H. Kondoh, "FET power performance prediction using a linearized device model," in *IEEE MTT International Microwave Symposium*, vol. 2, Long Beach, CA, 1989, pp. 569–572.
- [22] L. Kushner, "Output performance of idealized microwave power amplifiers," *Microwave Journal*, vol. 32, p. 103, Oct. 1989.
- [23] ———, "Estimating power amplifier large signal gain," *Microwave Journal*, vol. 33, p. 87, Jun. 1990.
- [24] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, *High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2009.
- [25] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic, N. Pothecary, J. Sevic, and N. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for rf and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814–826, 2002.
- [26] V. Tyler, "A new high efficiency high power amplifier," *Marconi Rev.*, vol. 21, no. 130, pp. 96–109, 1958.
- [27] D. Snider, "A theoretical analysis and experimental confirmation of the optimally loaded and overdriven RF power amplifier," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 14, no. 12, pp. 851–857, 1967.
- [28] R. Giofrè, P. Colantonio, F. Giannini, A. Pantellini, A. Nanni, C. Lanzieri, and D. Pistoia, "1–7-GHz single-ended power amplifier based on GaN HEMT grown on Si-substrate," in *European Microwave Integrated Circuits Conference*, Amsterdam, The Netherlands, 2012, pp. 425–428.
- [29] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofrè, E. Limiti, A. Serino, M. Peroni, P. Romanini, and C. Proietti, "A C-band high efficiency second harmonic tuned hybrid power amplifier in GaN technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2713–2722, 2006.

- [30] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, and G. Marrocco, "Highly efficiency active array design through multiharmonic manipulated PAs," *Atti della Fondazione Giorgio Ronchi*, vol. LIX, no. 1-2, 2004.
- [31] R. York and T. Itoh, "Injection- and phase-locking techniques for beam control [antenna arrays]," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1920–1929, 1998.
- [32] K. Kurokawa, "Injection locking of microwave solid-state oscillators," *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 10, pp. 1386–1410, 1973.
- [33] K. Stephan, "Inter-injection-locked oscillators for power combining and phased arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 10, pp. 1017–1025, 1986.
- [34] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 22, no. 1, pp. 74–78, 1974.
- [35] L.C. Van Atta, "Electromagnetic reflector," US Patent 2908002, October 6, 1959.
- [36] Y.-C. Guo, X.-W. Shi, and L. Chen, "Retrodirective array technology," *Progress in Electromagnetics Research B*, vol. 5, pp. 153–167, 2008.
- [37] C. Pobanz and T. Itoh, "A conformal retrodirective array for radar applications using a heterodyne phased scattering element," in *IEEE MTT International Microwave Symposium*, Orlando, FL, May 1995, pp. 905–908.
- [38] C. Pobanz, J. Lin, and T. Itoh, "Active integrated antennas for microwave wireless systems," in *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, San Francisco, CA, 1995, pp. 1–4.
- [39] C. Pobanz and T. Itoh, "Active integrated antennas," *IEEE Potentials*, vol. 16, no. 2, pp. 6–10, 1997.
- [40] L. Nagel and D. Pederson, "Spice (simulation program with integrated circuit emphasis)," University of California, Berkeley, Memorandum ERL-M382, Apr. 1973.
- [41] A. Bhattacharyya, *High-frequency electromagnetic techniques*, K. Chang, Ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 1995.
- [42] J.-M. Jin, *Theory and computation of electromagnetic fields*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010.
- [43] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, 1966.
- [44] T. Weiland, "RF & microwave simulators - from component to system design," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 2, Seoul, Korea, 2003, pp. 591–596.
- [45] R. Harrington, "Matrix methods for field problems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, no. 2, pp. 136–149, 1967.
- [46] F. Giannini and G. Leuzzi, *Non-linear microwave circuit design*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2004.
- [47] S. Maas, *Nonlinear microwave and RF circuits*, ser. Artech House Microwave Library. Norwood, MA: Artech House, 2003.

- [48] L. Chua and P. Lin, *Computer-aided analysis of electronic circuits: algorithms and computational techniques*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1975.
- [49] M. Sobhy and A. Jastrzebski, "Direct integration methods of non-linear microwave circuits," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, Suzhou, China, 1985, pp. 1110–1118.
- [50] D. Pederson, "A historical review of circuit simulation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 103–111, 1984.
- [51] M. Abramowitz and I. Stegun, *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables*. New York: Dover Publications, 1972.
- [52] L. Chua and A. Ushida, "Algorithms for computing almost periodic steady-state response of nonlinear systems to multiple input frequencies," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 28, no. 10, pp. 953–971, 1981.
- [53] T.J. Aprille Jr and T.N. Trick, "Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 1, pp. 108–114, 1972.
- [54] V. Volterra, *Theory of functionals and of integral and integro-differential equations*. New York: Dover Publications, 2005.
- [55] N. Wiener, *Nonlinear problems in random theory*. The MIT Press, 1966.
- [56] ———, "Response of a nonlinear device to noise," MIT Radiation Lab., Tech. Rep. V-16S, Apr. 1942.
- [57] S. Bussgang, L. Ehrman, and J. Graham, "Analysis of nonlinear systems with multiple inputs," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 8, pp. 1088–1119, Aug. 1974.
- [58] M. Urabe, "Galerkin's procedure for nonlinear periodic systems," *Archive for Rational Mechanics and Analysis*, vol. 20, no. 2, pp. 120–152, 1965.
- [59] E. Baily, "Steady state harmonic analysis of nonlinear networks," Ph.D. dissertation, Stanford University, CA, 1968.
- [60] M. Nakhla and J. Vlach, "A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-23, no. 2, pp. 85–91, Feb. 1976.
- [61] S. El-Rabaie, V. Fusco, and C. Stewart, "Harmonic balance evaluation of nonlinear microwave circuits - a tutorial approach," *IEEE Transactions on Education*, vol. 31, no. 3, pp. 181–192, 1988.
- [62] V. Rizzoli, A. Lipparini, and E. Marazzi, "A general-purpose program for nonlinear microwave circuit design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 9, pp. 762–770, 1983.

GLI AUTORI

Alessandro Cidronali è professore associato di Elettronica presso il Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze. La sua attività di ricerca riguarda l'analisi e la sintesi di circuiti a microonde non lineari, la progettazione di MMIC a banda larga e lo sviluppo di modelli per dispositivi a microonde e circuiti. Collabora con alcune industrie per il trasferimento tecnologico di avanzate metodologie di progetto per comunicazioni radio a breve distanza.

Paolo Colantonio dal 2002 è professore associato di Elettronica presso l'Università di Roma Tor Vergata. La sua attività di ricerca nel campo della elettronica delle microonde riguarda principalmente la caratterizzazione e la modellistica di dispositivi attivi e passivi, l'analisi di circuiti non lineari, il progetto di amplificatori di potenza ad elevata efficienza. Ha partecipato a diversi programmi di ricerca europei ed italiani ed è stato responsabile di contratti industriali nazionali ed internazionali.

Leonardo Lucci è assegnista di ricerca (*post-doc*) presso l'Unità di Firenze del Centro Interuniversitario MECSA (*Microwave Engineering Center for Space Applications*). La sua attività di ricerca scientifica comprende le antenne integrate attive per *array* ad apertura sintetica e le antenne in tecnologia planare multistrato per applicazioni spaziali. È stato *project engineer* in diversi programmi di ricerca nazionali ed europei per lo sviluppo di tecnologie innovative per applicazioni spaziali, sistemi di telecomunicazione e sistemi radar navali ed aeronautici.

MANUALI

BIOMEDICA

- Branchi R., *Le impronte nel paziente totalmente edentulo*
Branchi R., *Riabilitazione protesica del paziente oncologico testa-collo*
Martinelli E., *Rieducazione del piede. Problematiche biomeccaniche e posturali statiche e dinamiche*
Martinelli E., *Sviluppo del dolore rachideo in gravidanza. Mutamenti della biomeccanica rachidea, problematiche posturali, prevenzione e attività fisica adattata pre e post parto*
Martinelli E., *Rieducazione posturale. Fondamenti per la progettazione della postura*
Rossetti R., *Manuale di batteriologia clinica. Dalla teoria alla pratica in laboratorio*
Rucci L., *Testo Atlante di embriologia clinica della Laringe. La chirurgia conservativa compartimentale della regione glottica*
Rucci L., *Clinical Embryology of Human Larynx for Conservative Compartmental Surgery. A Text and Atlas*

SCIENZE

- Bart J.C.J., *Polymer Additive Analytics. Industrial Practice and Case Studies*
Caramelli D., *Antropologia molecolare. Manuale di base*
Lo Nostro P., Peruzzi N., *Spontaneamente. Esercizi Risolti di Chimica Fisica*
Scialpi A., Mengoni A. (a cura di), *La PCR e le sue varianti. Quaderno di laboratorio*
Simonetta M.A., *Short history of Biology from the Origins to the 20th Century*
Spinicci R., *Elementi di chimica* (nuova edizione)

SCIENZE SOCIALI

- Ciampi F., *Fondamenti di economia e gestione delle imprese*
Giovannini P. (a cura di), *Teorie sociologiche alla prova*
Maggino F., *L'analisi dei dati nell'indagine statistica. Volume 1. La realizzazione dell'indagine e l'analisi preliminare dei dati*
Maggino F., *L'analisi dei dati nell'indagine statistica. Volume 2. L'esplorazione dei dati e la validazione dei risultati*
Magliulo A., *Elementi di economia del turismo*
Visentini L., Bertoldi, M., *Conoscere le organizzazioni. Una guida alle prospettive analitiche e alle pratiche gestionali*

SCIENZE TECNOLOGICHE

- Borri C., Pastò S., *Lezioni di ingegneria del vento*
Borri C., Betti M., Marino E., *Lectures on Solid Mechanics*
Cidronali A., Paolo Colantonio P. e Lucci L., *Antenne Integrate Attive: Quaderni del Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze*
Gulli R., *Struttura e costruzione / Structure and Construction*
Pollicicchio F., *Lineamenti di infrastrutture ferroviarie*

UMANISTICA

- Bertini F., *Risorse, conflitti, continenti e nazioni. Dalla rivoluzione industriale alle guerre irachene, dal Risorgimento alla conferma della Costituzione repubblicana*
Bombi A.S., Pinto G., Cannoni E., *Pictorial Assessment of Interpersonal Relationships (PAIR). An analytic system for understanding children's drawings*
Borello E., Mannori S., *Teoria e tecnica delle comunicazioni di massa*
Brandi L., Salvadori B., *Dal suono alla parola. Percezione e produzione del linguaggio tra neurolinguistica e psicolinguistica*
Congiglione F., Lenoci M., Mari G., Polizzi G. (a cura di), *Manuale di base di Storia della filosofia*
Marcialis N., *Introduzione alla lingua paleoslava*
Michelazzo F., *Nuovi itinerari alla scoperta del greco antico. Le strutture fondamentali della lingua greca: fonetica, morfologia, sintassi, semantica, pragmatica*
Peruzzi A., *Il significato inesistente. Lezioni sulla semantica*
Peruzzi A., *Modelli della spiegazione scientifica*
Sandrini M.G., *Filosofia dei metodi induttivi e logica della ricerca*
Trisciuzzi L., Zappaterra T., Bichi L., *Tenersi per mano. Disabilità e formazione del sé nell'autobiografia*

Quaderni del Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze

Il quaderno *Antenne Integrate Attive* costituisce il primo numero della collana «Quaderni del Dottorato di Ricerca in Ingegneria dell'Informazione» dell'Università di Firenze, a supporto dell'omonimo corso di dottorato. Le antenne integrate attive, introdotte come tecnologia abilitante per front-end multifunzionali ad elevate prestazioni per sistemi di comunicazione e radar, vengono ad oggi considerate anche per le *Personal Area Network* (PAN) e per le *Dedicated Short Range Communication* (DSRC), a basso costo e potenza. Negli *array* per applicazioni spaziali, dove l'affidabilità è un aspetto chiave, l'approccio ad elementi attivi distribuiti, consente di migliorare la tolleranza ai guasti dell'intero sistema. Il quaderno è organizzato in sei capitoli. I primi tre presentano i concetti di base relativi al *link* radio, la definizione dei parametri in uso ed il loro coinvolgimento nelle relazioni costitutive. Nel quarto e nel quinto sono trattati i metodi di progetto delle principali configurazioni di antenna e sono forniti alcuni esempi applicativi. Infine, il capitolo sei passa in rassegna i metodi di analisi impiegati nei moderni *software* per la simulazione elettromagnetica e dei circuiti a microonde.

Alessandro Cidronali è professore associato di Elettronica presso il Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze.

Paolo Colantonio è professore associato di Elettronica presso l'Università di Roma Tor Vergata.

Leonardo Lucci è assegnista di ricerca (post-doc) presso l'Unità di Firenze del Centro Interuniversitario MECSA (*Microwave Engineering Center for Space Applications*).