

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

---

DOTTORATO DI RICERCA IN  
INGEGNERIA ELETTRONICA, INFORMATICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI  
CAMPI ELETTROMAGNETICI - ING-INF/02  
XXI CICLO

## **STUDIO E SVILUPPO DI SISTEMI RFID IN BANDA UHF**

Presentata da:

CARMINE PIERSANTI

Relatore:

Chiar.mo Prof. Ing. GABRIELE FALCIASECCA

Coordinatore Dottorato:

Chiar.ma Prof.ssa Ing. PAOLA MELLO

Correlatori:

Prof. Ing. VITTORIO DEGLI ESPOSTI

Dott. Ing. FRANCO FUSCHINI

Esame finale 2009



*Ai miei genitori, ad Elena.*

# INDICE

<b>INDICE</b> .....	<b>4</b>
<b>PAROLE CHIAVE</b> .....	<b>7</b>
<b>INTRODUZIONE</b> .....	<b>8</b>
<b>I SISTEMI RFID</b> .....	<b>10</b>
I.1 GENERALITA' SUI SISTEMI RFID .....	10
I.1.1 <i>Composizione di un sistema RFID</i> .....	10
I.1.2 <i>Classificazioni</i> .....	11
I.2 IL SISTEMA PASSIVO UHF .....	15
I.2.1 <i>Uplink</i> .....	15
I.2.2 <i>Downlink</i> .....	17
<b>II STUDIO ANALITICO DELLE PRESTAZIONI</b> .....	<b>19</b>
II.1 IL CAMPO RETRODIFFUSO .....	19
II.1.1 <i>Radar Cross Section – definizioni</i> .....	19
II.1.2 <i>Scattering d'antenna – valutazioni preliminari</i> .....	20
II.1.3 <i>Il teorema dello scattering d'antenna</i> .....	22
II.1.4 <i>Analisi del campo diffuso</i> .....	25
II.1.5 <i>Radar Cross Section</i> .....	26
II.2 LA BIT ERROR RATE AL READER .....	28
II.2.1 <i>Introduzione alla load-modulation</i> .....	28
II.2.2 <i>Effetti ambientali</i> .....	29
II.2.3 <i>Formulazione analitica della BER</i> .....	30
II.2.4 <i>Esempi e discussione</i> .....	32
II.3 IL MODELLO ANALITICO PER LA VALUTAZIONE DELLE PRESTAZIONI IN CONDIZIONI IDEALI .....	34
II.3.1 <i>Downlink</i> .....	34
II.3.2 <i>Uplink</i> .....	35
II.3.3 <i>Read Range</i> .....	36
II.3.4 <i>Esempi Applicativi</i> .....	36
<b>III ANALISI NUMERICA DELLE PRESTAZIONI</b> .....	<b>42</b>
III.1 UTILIZZO DEL RAY TRACING .....	42
III.1.1 <i>Tratta Reader → Trasponder</i> .....	42
III.1.2 <i>Tratta Trasponder → Reader</i> .....	43
III.2 CO-SIMULAZIONE ELETTROMAGNETICA E SISTEMISTICA .....	44
III.2.1 <i>Calcolo delle potenze di collegamento</i> .....	44
III.2.2 <i>Calcolo dei segnali alle porte</i> .....	45
III.2.3 <i>Simulatore</i> .....	49
III.2.4 <i>Esempio Applicativo</i> .....	50
III.2.5 <i>Considerazioni sull'approccio EM/Sistemistico</i> .....	52

<b>IV</b>	<b>ANALISI IN CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO DI CAMPO VICINO.....</b>	<b>53</b>
IV.1	CONSIDERAZIONI SUI SISTEMI UHF NEAR FIELD.....	53
IV.2	INTRODUZIONE GENERALE AL PROBLEMA.....	54
IV.2.1	<i>Regioni e confini del campo prodotto da un'antenna.....</i>	<i>54</i>
IV.2.2	<i>Disomogeneità del mezzo e correnti di polarizzazione .....</i>	<i>55</i>
IV.3	SENSIBILITA' AMBIENTALI DEI SISTEMI UHF NEAR FIELD.....	56
IV.4	MODELLO DI <i>PATH GAIN</i> .....	60
IV.4.1	<i>Inaccuratezza dei modelli analitici standard .....</i>	<i>60</i>
IV.4.2	<i>Analisi elettromagnetica di un semplice collegamento di riferimento.....</i>	<i>61</i>
IV.5	VALIDAZIONE SPERIMENTALE.....	67
IV.5.1	<i>Misure sulle antenne di riferimento .....</i>	<i>67</i>
IV.5.2	<i>Misure su sistemi Reali .....</i>	<i>68</i>
IV.6	EFFETTI AMBIENTALI.....	69
IV.7	CONSIDERAZIONI FINALI .....	72
<b>V</b>	<b>AMBIENTE COOPERATIVO .....</b>	<b>73</b>
V.1	INTRODUZIONE .....	73
V.2	TEORIA.....	75
V.2.1	<i>Introduzione.....</i>	<i>75</i>
V.2.2	<i>Analisi della comunicazione Reader→Tag in un sistema RFID cooperativo .....</i>	<i>76</i>
V.2.3	<i>Attivazione del Tag in ambiente cooperativo .....</i>	<i>79</i>
V.2.4	<i>Demodulazione del Tag in fase di down link.....</i>	<i>81</i>
V.2.5	<i>Effettiva applicabilità dell'ambiente cooperativo .....</i>	<i>88</i>
V.2.6	<i>Set-up di misura .....</i>	<i>92</i>
V.2.7	<i>Risultati.....</i>	<i>94</i>
V.2.8	<i>Considerazioni finali.....</i>	<i>98</i>
V.3	APPENDICE .....	99
<b>VI</b>	<b>DESIGN DI TRANSPONDER AD-HOC PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI.....</b>	<b>101</b>
VI.1	ANTENNE PER RFID UHF .....	102
VI.2	BOW TIE C-MATCHING .....	102
VI.2.1	<i>Specifiche .....</i>	<i>102</i>
VI.2.2	<i>Scelta dell'antenna e progetto.....</i>	<i>103</i>
VI.2.3	<i>Risultati .....</i>	<i>104</i>
VI.3	CLEPSYDRA.....	105
VI.3.1	<i>Specifiche .....</i>	<i>105</i>
VI.3.2	<i>Scelta dell'antenna e progetto.....</i>	<i>105</i>
VI.3.3	<i>Risultati .....</i>	<i>106</i>
VI.4	PLATE .....	106
VI.4.1	<i>Specifiche .....</i>	<i>106</i>
VI.4.2	<i>Scelta dell'antenna e progetto.....</i>	<i>107</i>
VI.4.3	<i>Risultati .....</i>	<i>107</i>
	<b>CONCLUSIONI.....</b>	<b>108</b>
	<b>LISTA DI PUBBLICAZIONI.....</b>	<b>109</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>110</b>



## **PAROLE CHIAVE**

Identificazione a Radio Frequenza (RFID)

Back-scattering

Simulazione Elettromagnetica

Collegamento radio in campo vicino

Ambiente Cooperativo

## INTRODUZIONE

Le linee guida evolutive delle nuove tecnologie dell'informazione e della comunicazione sono sempre più orientate alla distribuzione delle risorse, alla delocalizzazione e decentralizzazione dell'informazione e dell'automazione dei processi. Un ruolo importante nei nuovi sistemi di telecomunicazione wireless è ricoperto dalle reti a corto-medio raggio per il trasferimento e lo scambio dati. Nella fase di definizione e di implementazione preliminare, l'attività di ricerca nell'ambito di questi sistemi è stata finalizzata alla standardizzazione, e quindi alla individuazione dei protocolli di funzionamento più opportuni (scelta della codifica, della modulazione, della gestione dell'accesso alle risorse, ecc.). L'estensione dell'utilizzo di tali reti a nuove tipologie di servizi (voce, video) e ad ambienti più estesi, e quindi complessi, aggiunge oggi nuove problematiche, anche di carattere propagativo.

In questo ambito, i cosiddetti sistemi RFID (Radio Frequency Identification Device) stanno ricevendo particolare attenzione e sempre maggiore importanza grazie alla recente avvenuta standardizzazione ed ai progressi tecnologici che hanno reso possibile negli ultimi anni applicazioni innovative e nuove funzionalità.

In particolare, l'aumento della frequenza di lavoro (passata dai 13,56 MHz ai valori tipici dei sistemi d'area, cioè i 900 MHz, ha determinato da un lato l'insorgere di tutte le problematiche della propagazione a microonde, anche se in un ambiente ristretto, dall'altro ha consentito un aumento del *range* di azione e della capacità di trasmissione delle etichette, quindi la possibilità di utilizzare il sistema non solo per la lettura radio delle caratteristiche di un prodotto, ma anche per verificarne la disponibilità e la posizione all'interno dell'area di servizio.

Al fine di contribuire all'evoluzione ed al miglioramento dell'attuale tecnologia è necessaria una conoscenza sempre più approfondita dei meccanismi fisici e tecnologici che intervengono nell'interrogazione di una o più etichette. E' importante allora studiare le caratteristiche peculiari di un apparato RFID anche attraverso modelli teorici analitici dell'intero sistema, capaci di spiegarle ed interpretarle, se pur in modo semplificato, e quindi di permettere la proposta di nuovi approcci e metodologie. Laddove le problematiche in gioco non siano ascrivibili a schemi semplificati, si utilizzeranno approcci più complessi d'analisi come simulazioni elettromagnetiche, simulazioni sistemistiche ed estese campagne di misura. Il tutto proteso verso la definizione di un quadro più completo e chiaro possibile delle prestazioni raggiungibili dai sistemi di volta in volta analizzati e la ricerca dei gradi di libertà utilizzabili allo scopo di ottimizzarli. Oltre l'analisi nel seguito si proporranno anche idee innovative di utilizzo ed estensione degli attuali sistemi, sia dal punto di vista del *design* di antenne *ad-hoc* non convenzionali, sia attraverso l'utilizzo di nuovi schemi sistemistici e di collegamento.

Dopo un breve preambolo sui sistemi RFID (Capitolo I), al fine di introdurre le peculiarità essenziali dei dispositivi coinvolti, la nomenclatura e le diverse classificazioni rintracciabili in letteratura, verrà affrontato lo studio dei sistemi passivi UHF. Nel Capitolo II saranno presentati lavori originali tesi allo studio analitico del sistema, in particolare verrà presentata l'espressione del campo diffuso da un'etichetta operante secondo il principio della modulazione di carico e verrà dimostrata la validità generale del limite superiore di *BER* ottenibile da un Reader in funzione di parametri dipendenti dall'interazione elettromagnetica dell'antenna con l'ambiente circostante. Infine saranno delineati i più importanti vincoli di dimensionamento di sistema. Il Capitolo III sarà dedicato all'analisi numerica delle prestazioni in ambiente reale, che quindi risentono di fenomeni elettromagnetici difficilmente predicibili, per mezzo di modelli semplificati di canale. Lo studio di RFID UHF operanti in regione di campo vicino sarà presentato nel

Capitolo IV, dove verranno discusse le proprietà di tali sistemi in termini di “immunità” all’ambiente operativo e di prestazioni rispetto al funzionamento tradizionale.

La proposta dell’idea innovativa dell’ “ambiente cooperativo” sarà l’argomento del Capitolo V, una metodologia di estensione della distanza di lettura molto semplice e a basso costo che si è rivelata meritevole di essere approfondita e sviluppata. Infine nel Capitolo VI saranno presentati brevemente alcuni progetti di trasponder sviluppati in collaborazione con Datalogic s.p.a al fine di operare in ambienti severi come quelli industriali.

## I SISTEMI RFID

L'acronimo RFID sta per Radio Frequency IDentification ed identifica una tecnologia che ha come obiettivo l'acquisizione di informazioni relative ad oggetti tramite radio comunicazioni.

Nei prossimi capitoli si focalizzerà l'attenzione sui sistemi passivi UHF in quanto appaiono quelli con le maggiori potenzialità per un'ampia prossima diffusione, nonché quelli sui quali è ancora necessario indagare dal punto di vista scientifico per una completa comprensione dei fenomeni fisici/elettromagnetici al fine di migliorarne le funzionalità.

Appare comunque utile introdurre i concetti fondamentali e la nomenclatura legata alla famiglia dei sistemi RFID. Nel seguito se ne offre una breve introduzione illustrandone alcune possibili classificazioni, i principi di funzionamento e un riferimento alle principali normative internazionali di standardizzazione.

### I.1 GENERALITA' SUI SISTEMI RFID

L'identificazione di un oggetto mira a soddisfare il bisogno di chi la esercita di assegnare al medesimo una propria identità, per poterlo distinguere in modo assolutamente univoco e, pertanto, non ambiguo.

La tecnologia RFID permette di identificare oggetti mediante l'associazione di apparati a radiofrequenza, contenenti le informazioni ritenute più rilevanti a tale scopo, il tutto senza alcun bisogno di contatto né di visibilità ottica.

#### I.1.1 *Composizione di un sistema RFID*

Un sistema RFID è tipicamente composto da tre moduli fondamentali:

- Il lettore (Reader): è un ricetrasmittitore a radiofrequenza che provvede a interrogare uno o più Tag. Emette un campo elettromagnetico e cerca di instaurare un dialogo con tutti i Tags che si trovano nel suo raggio d'azione; il risultato di tale comunicazione è una collezione di informazioni relative alla molteplicità di oggetti a cui essi sono stati associati. Si tratta quindi un'interazione bidirezionale a tutti gli effetti: ad una domanda, posta dal Reader, deve seguire, se le condizioni lo permettono, una risposta (che si trova immagazzinata all'interno del Tag).
- Il Tag: detto anche *smart label*, è un transponder che generalmente viene associato fisicamente all'oggetto da identificare. E' a sua volta composto da un elemento di accoppiamento al lettore e da un circuito integrato (*chip*) con funzioni logiche di controllo dotato di memoria. Una fonte di alimentazione interna è presente solo in alcune tipologie di Tag (semi-attivi e attivi); in questi casi potrebbero essere presenti anche sensori (temperatura, pressione, luminosità ecc. ...) per ampliare le funzionalità. Un transponder privo di alimentazione a bordo è detto invece passivo.
- L'infrastruttura di rete e di gestione delle informazioni acquisite.

### ***1.1.2 Classificazioni***

Esistono numerose tipologie di sistemi RFID, ciascuna delle quali è stata studiata a seconda dell'ambito di utilizzo e d'interesse. E' possibile raggruppare tali dispositivi considerandone diverse proprietà caratterizzanti, evidenziando quindi diversi criteri di classificazione.

#### ***1.1.2.1 Classificazione per tipo di alimentazione***

La modalità con cui il Tag viene alimentato consente di determinarne tre gruppi distinti:

- I Tag passivi sono caratterizzati dall'assenza di qualsiasi fonte di energia interna che provveda ad alimentarne il funzionamento; ricavano l'energia di cui necessitano dal campo elettromagnetico irradiato dal Reader. Tale campo incidente è necessario sia all'attivazione del Tag (il quale deve, per così dire "svegliarsi"), che per dialogare con l'interrogatore; l'etichetta infatti lo re-irradia e lo modula senza l'utilizzo di un rice-trasmittitore a radiofrequenza. Tipicamente sono molto economici e di dimensioni estremamente ridotte; è la tipologia più diffusa nelle applicazioni massive.
- I Tag semi-passivi sono dotati di batteria a bordo che serve esclusivamente per alimentare le logiche di controllo. Per trasmettere il campo elettromagnetico al Reader utilizzano parte dell'energia incidente. Il vantaggio offerto è di poter accogliere memorie più capienti e riscrivibili, ed eventuali sensori i quali, potendo contare sempre su una alimentazione indipendente, possono effettuare misure memorizzandole in completa autonomia.
- I Tag attivi oltre ad essere equipaggiati di alimentazione propria, hanno un trasmettitore a RF alimentato da quest'ultima; il vantaggio rispetto alle precedenti famiglie è che la distanza operativa è notevolmente superiore. Hanno un costo decisamente più elevato e necessitano di una periodica ricarica o sostituzione della batteria. Sono di fatto completamente autonomi e potenzialmente in grado di effettuare trasmissioni indipendentemente dall'interrogatore.

#### ***1.1.2.2 Classificazione per frequenza operativa***

##### RFID in banda LF:

Operano nella sottobanda più bassa dello spettro radio, la quale è stata la prima ad essere impiegata dalla tecnologia RFID. Lo standard di riferimento è *ISO 18000-2*; le applicazioni più diffuse sono: identificazione di animali (sui *134.2 KHz*), controllo degli accessi, identificazione dei veicoli, sistemi immobilizer per auto (*125.5 KHz*).

L'accoppiamento tra il Reader ed il Tag è per questa tipologia di tipo induttivo (ossia secondo lo stesso principio fisico dei trasformatori elettrici).

La distanza operativa massima (*read-range*) va da un minimo di *30cm* ad un massimo di *1m*; oltre tali limiti, infatti, il campo si attenua molto rapidamente (in ragione di un fattore  $1/d^3$ ). Si tenga presente inoltre che l'operazione di scrittura in memoria comporta un maggiore assorbimento di energia da parte del chip a bordo del Tag rispetto alla semplice lettura; per questo motivo la *read-range* in tali situazioni cala ulteriormente anche del *30÷50%*. Si possono raggiungere coperture di *2m* con Tag attivi.

Alle frequenze a cui lavorano, le velocità di trasmissione dei dispositivi LF vanno da un minimo di *200bit/sec* fino a *1Kbit/sec* (prestazioni modeste quindi); si pratica inoltre di rado la lettura multipla di Tag (ossia il dialogo contemporaneo tra 1 interrogatore e tutti i transponder che si trovano nel suo raggio d'azione).

Una caratteristica tipica dei sistemi LF è la capacità di dialogare con successo anche quando il Tag è immerso in liquidi o avvolto da materiali/tessuti acquosi: da qui il loro impiego nella tracciabilità degli animali (contenitori in ceramica fatti ingoiare ai bovini, oppure piccoli dischi di plastica da applicare alle orecchie, o, infine, piccolissimi capsule in vetro da posizionare sottocute).

RFID in banda HF:

La sottobanda in cui lavorano (centrata sui 13.56 MHz) è stata liberalizzata e riservata ad RFID da tutti gli enti formatori mondiali; questo l'ha resa la banda più diffusa.

Il principio fisico che regola l'accoppiamento tra il Reader ed il Tag è anche in questo caso di tipo induttivo; tipicamente l'antenna del Tag è realizzata da un avvolgimento in rame o alluminio, formato su un substrato piatto e ottenuto per incisione da un foglio sottile ( $60\div 70\mu m$ ) di metallo o, in alternativa, depositato su inchiostri conduttivi. Il numero e la dimensione delle spire determinano la sensibilità e la distanza operativa di questi sistemi RFID (che sono quasi sempre di tipo passivo) che al massimo è dell'ordine di 1.5m. Il trasferimento dati può essere sia di tipo *read-only* che di tipo *read/write* e la velocità è di solito di 25Kbit/sec; le ultime generazioni dei chip che equipaggiano i Tag HF supportano anche meccanismi anticollisione che permettono la lettura/scrittura contemporanea di tutti gli oggetti (tipicamente fino ad un massimo di 20/30 al secondo) identificabili che si trovano nel raggio d'azione del Reader. Anche in questo caso è garantita una quasi completa insensibilità alla presenza dei liquidi e dei materiali acquosi.

Gli standard che le regolano sono l'ISO/IEC 14443 (detto anche '*proximity*') che copre un *range* dai 10 ai 30cm, e l'ISO/IEC 15693 (o '*vicinity*') per un massimo di 90cm; vengono utilizzate nel settore del *ticketing*, del controllo degli accessi del personale, della tracciabilità dei bagagli nei sistemi aeroportuali e stanno sostituendo le schede magnetiche per le transazioni bancarie (bancomat, carte di credito).

Gli altri standard che li regolamentano sono ISO18000-3 ed EPC13.56class1.

RFID in banda UHF media:

In generale la sottobanda di utilizzo denominata "UHF media" si trova nello spettro [865÷950]MHz, in particolare in Europa si estende da 865MHz a 870MHz; a queste particolari frequenze l'evoluzione tecnologica dei semiconduttori ha portato a microchip che assorbono poca energia e, congiuntamente, a Tag con *read-range* assai più estesa rispetto ai dispositivi operanti a frequenze inferiori: si va dai 3m (ormai uno standard) fino anche a 5/6m.

L'accoppiamento tra Reader e Tag ora è di tipo elettromagnetico, cioè non legato necessariamente solo al campo magnetico, ma dipendente dall'intera distribuzione di campo elettrico e magnetico, come normalmente avviene nella radiocomunicazione: il Tag interagisce attraverso la propria antenna con il campo EM in cui è immerso (funzione dei parametri del Reader: potenza di uscita, antenna).

La ritrasmissione a frequenze dell'ordine del GHz comporta il dovere affrontare e risolvere problematiche come:

- I *cammini multipli*: la presenza di pareti (oggetti) o del suolo in può innescare la generazione di repliche del segnale trasmesso con il potenziale insorgere di fading spaziale e/o selettività in frequenza.

- *Assorbimento*: oggetti in prossimità del Tag e/o il mezzo in cui esso è immerso possono assorbire parte dell'energia incidente. È noto, ad esempio, in particolare che materiali acquosi sono piuttosto critici in banda UHF.

- *Accoppiamento elettromagnetico*: la presenza di oggetti in prossimità del Tag può determinare imprevedibili ed indesiderate variazioni dei suoi parametri di radiazione (efficienza, diagramma di radiazione ed impedenza) con conseguente impatto (spesso negativo) sulle prestazioni del sistema.

L'alimentazione dei Tag può essere passiva o attiva e il trasferimento dati (*read/only* oppure *read/write*) va dai 28Kbit/sec fino ai 128Kbit/sec; le letture multiple vanno da un valore usuale di 100Tag/sec, e possono arrivare, nel caso dello standard più recente EPC Class1/Gen2, fino a 600Tags/sec con una capacità di memoria attorno ai 100bit; gli altri standard di interesse sono 18000-6 type A,B,C ed EPC class0/1 gen2.

I fattori che hanno rallentato l'affermarsi dei sistemi di sistemi RFID in UHF media sono sostanzialmente tre:

- le *diverse frequenze operative* di USA, Europa, Asia; per questo motivo si è ritenuto utile studiare Tag capaci di rispondere a "banda larga", in modo tale da garantirne la compatibilità con sottobande differenti, ma pur sempre abbastanza vicine tra loro.

- i diversi standard di comunicazione tra Reader e Tag: il protocollo EPC Class1/ Generation2 è l'ultima e più ampia soluzione adottata.

- le diverse potenze di trasmissione e canalizzazioni dei Reader; in Europa, infatti, le limitazioni per la massima potenza emessa sono più restrittive rispetto agli Stati Uniti ( $2W ERP$  contro  $4W EIRP$ ): considerando che a potenza maggiore corrisponde una distanza operativa maggiore (quindi da esempio la capacità di effettuare una lettura multipla più consistente), è ragionevole pensare che ciò si traduce in un potenziale vantaggio per le nazioni che tollerano potenze maggiori.

#### RFID in banda UHF alta:

La zona di spettro a cui lavorano tali sistemi è notevolmente affollata dalle reti wireless (WLAN, Bluetooth, ZigBee), pertanto è stata necessaria una minuziosa programmazione della convivenza senza conflitti:  $2.4\div 2.483GHz$  in Europa,  $2.4\div 2.5GHz$  in USA. L'accoppiamento Reader/ Tag è ancora di tipo elettromagnetico e il comportamento e le caratteristiche generali sono, in linea di massima, del tutto simili alla precedente categoria UHF; grazie al legame tra lunghezza d'onda e dimensione d'antenna, consentono di ridurre quest'ultima grandezza a bordo del Tag, permettendo una ulteriore miniaturizzazione dell'etichetta (il prezzo da pagare è una maggiore attenuazione del campo EM e deterioramenti legati al canale radio potenzialmente maggiori).

Lo standard di interesse è l'ISO 18000-4 mode 1/2; la *read-range* tipica dei Tag passivi non supera i  $2m$ , mentre arriva al massimo di  $30m$  per i transponder attivi. Il trasferimento dati (sia *read-only* che *read/write*) varia tra  $30\div 40Kbit/sec$ , le letture multiple richiedono  $0.05$  secondi per alcune decine di Tag da  $128bit$  (un notevole incremento rispetto ai dispositivi UHF media).

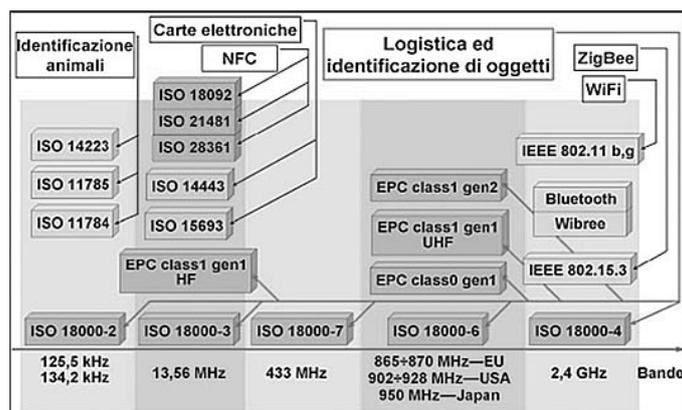


Figura I:1 - Schema riassuntivo degli standard e delle frequenze RFID.

#### *I.1.2.3 Classificazione per principio di funzionamento*

L'altro elemento che si può impiegare per classificare i sistemi RFID è il principio fisico secondo il quale avviene l'accoppiamento tra il Reader ed il Tag. Si tornerà sull'argomento più avanti (Capitolo IV), tuttavia qui basti ricordare che quando una sorgente emette un campo elettromagnetico ad una certa frequenza, è possibile individuare diverse "regioni" dello spazio, a seconda di dove si valuta il punto potenziato, nelle quali prevalgono diverse caratteristiche; ponendo  $D$  la massima dimensione lineare dell'antenna,  $\lambda$  lunghezza d'onda,  $r$  la distanza tra punto potenziante e punto potenziato, abbiamo:

- regione di *campo lontano*:  $r \gg \lambda$ ;  $r \gg D$ ;  $r \gg 2 D^2 / \lambda$ ; il campo elettromagnetico è un'onda TEM usualmente sferica ed in generale non uniforme che si propaga nello spazio con un fronte d'onda localmente piano: è il cosiddetto campo di radiazione.

- regione di *campo vicino*:  $r \leq \lambda$ ; il campo elettromagnetico ha le caratteristiche di un campo (quasi) statico, cioè coincide in ogni istante con il campo statico che verrebbe prodotto da ipotetiche sorgenti statiche (cioè correnti continue) di valore pari a quello della sorgente reale nell'istante considerato.

Nel complesso il campo elettromagnetico è costituito dalla somma di questi due contributi, di radiazione e statico, tuttavia nella regione di campo lontano prevale il primo, mentre nella regione di campo vicino ha il sopravvento il secondo (effetti reattivi).

Sistemi ad accoppiamento induttivo:

I sistemi RFID che sfruttano questo principio fisico sono quelli operanti nelle bande di frequenza LF (120÷145 KHz) e HF (13.56 MHz); secondo quanto appena detto, valutando le corrispondenti lunghezze d'onda, è possibile individuare la regione di "campo vicino" in un raggio inferiore a 120m nel primo caso, ed entro 1m nel secondo. In tali regioni, quindi, nell'antenna del Tag prevalgono gli effetti induttivi del campo magnetico: avremo una tensione (e quindi una corrente) indotta ai morsetti del circuito su cui si trova chiusa tale antenna, tale da fornire l'energia necessaria all'alimentazione della memoria e delle logiche di controllo. Il Tag, a sua volta, genera un campo magnetico che, sempre per induzione, comporta una variazione della tensione ai morsetti dell'antenna del Reader, completando così l'interazione tra i 2 dispositivi. L'accoppiamento induttivo tra Reader e Tag avviene in maniera del tutto simile a quella del trasformatore elettrico, pertanto le antenne sono in realtà avvolgimenti di spire. La comunicazione nella tratta Reader-Tag avviene mediante una modulazione in ampiezza del campo magnetico con il segnale digitale a banda-base che deve essere trasmesso; nella tratta Tag-Reader il chip del Tag modifica il carico su cui è chiuso l'avvolgimento secondario (che svolge la funzione di antenna dell'etichetta), coerentemente con il segnale (modulante) ricavato dalla lettura dei dati contenuti nella propria memoria: effettua la cosiddetta *Load Modulation* [1].

Sistemi ad accoppiamento elettromagnetico:

Quando la lunghezza d'onda operativa è di dimensioni paragonabili con la grandezza dei dispositivi e le distanze di comunicazione, l'interazione dei dispositivi non avviene sfruttando il solo campo magnetico secondo le leggi dell'induzione, ma secondo i più complessi meccanismi di un sistema che non si può considerare operante in regime quasi-stazionario. E' questo il caso degli RFID che operano alle bande UHF e SHF. Se, tuttavia, le distanze operative sono tali da poter effettuare l'approssimazione di campo lontano nello studio dell'accoppiamento EM (in prima approssimazione si può porre il confine a  $r=2D^2/\lambda$ ), allora si possono usare tutti i ben noti concetti legati alla radiazione come guadagno d'antenna, onda EM ecc...

Nell'utilizzo standard, quindi, si considera di poter accettare l'ipotesi di lavoro di campo lontano. il Reader emette il segnale di interrogazione a radiofrequenza che raggiunge il Tag in regione di campo lontano (presenta quindi le componenti di campo elettrico e magnetico ortogonali tra loro, ed entrambe alla direzione di propagazione); l'accoppiamento avviene mediante antenne. Una parte della potenza ricevuta dal transponder viene catturata ed utilizzata per alimentare la memoria e le logiche di controllo, ed un'altra parte viene riflessa direttamente dall'antenna del Tag: è il noto fenomeno dello *scattering*, secondo il quale un'onda EM che incide sulle irregolarità del mezzo, viene dispersa in modo casuale: in particolare, quando il ricevitore coincide con il trasmettitore (cioè il caso in esame), si parla di *backscatter* (paragrafo II.1).

Come già anticipato in precedenza, estendere la frequenza operativa fino all'ordine del GHz permette un potenziale incremento della distanza massima di lettura, ma introduce una serie di problematiche che spesso non sono trascurabili, nonostante le ridotte dimensioni della tratta di propagazione interessata: cammini multipli, perdite per assorbimento, forte accoppiamento tra l'etichetta e l'oggetto a cui è applicato (*detuning*); in altre parole maggiore sensibilità alle caratteristiche dell'ambiente operativo.

## I.2 IL SISTEMA PASSIVO UHF

I sistemi RFID passivi che operano in banda UHF, come già ricordato paragrafo precedente, prevedono che il Reader provveda a fornire al Tag (privo di batteria a bordo) l'energia necessaria alla sua "attivazione"; in particolare, in una prima fase il Lettore irradia un segnale di interrogazione modulato, il quale viene demodulato dal Tag per estrarre il comando ed al contempo viene utilizzato (dopo opportuna rettificazione) per garantire l'accensione del dispositivo. Successivamente il Lettore irradia una pura sinusoide che consente al Tag di mantenersi acceso e di effettuare nel contempo modulazione di carico.

La particolarità che contraddistingue questi sistemi è che il Tag, essendo un *transceiver* passivo, deve sfruttare il segnale di interrogazione ricevuto sia per alimentare il microchip (in cui, tra l'altro, risiede la memoria che contiene la risposta da inviare al Reader), sia per trasmettere. Per questa ragione, non è possibile realizzare una tipica comunicazione *half-duplex*, nella quale chi ha trasmesso si limita ad attendere la risposta, bensì il Reader, anche in fase di ascolto, dovrà continuare la trasmissione (seppure senza alcun contenuto informativo). Identifichiamo tale fase della comunicazione come *Uplink* (risposta da parte del Tag: comunicazione T→R), mentre la precedente, di interrogazione da parte del Reader (comunicazione R→T), come *Downlink*.

Come verrà approfondito in seguito (Paragrafo II.1), il principio fisico sfruttato è quello del *backscatter*; il sistema RFID è infatti una sorta di sistema radar (l'oggetto illuminato è il Tag), con la particolarità che la potenza ricevuta viene re-irradiata solo in parte, proprio perché quest'ultima costituisce anche la fonte di alimentazione per l'etichetta. La porzione di energia elettromagnetica "riflessa indietro" al Reader è opportunamente modulata in ampiezza e fase sfruttando la variazione dell'impedenza  $Z_L$ , su cui è chiusa l'antenna del Tag (*load modulation*).

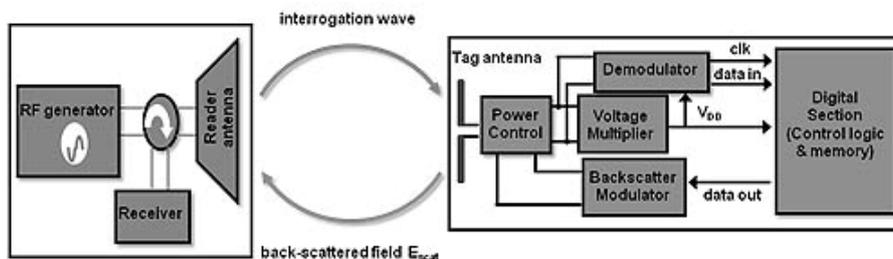


Figura I:2 - schema di principio dell'architettura del sistema RFID passivo operante secondo la tecnica di modulazione di carico.

Di seguito si presenta una breve descrizione argomentata dello standard di comunicazione [2] al fine di introdurre i concetti di cui si farà uso nel seguito.

### I.2.1 Uplink

Il Reader adotta una modulazione di ampiezza; in particolare lo Standard ammette come opzioni la DSB-ASK, la SSB-ASK e la PR-ASK. Quello che si ricerca nella scelta della tecnica di modulazione armonica del radiocollegamento RFID, è efficienza nell'occupazione dello spettro, insieme a un trasferimento di potenza al Tag soddisfacente.

La SSB-ASK, come noto, consente di ridurre la banda occupata rispetto la DSB, ma non incrementa lo scarso trasferimento di potenza; la *Phase Reversal-ASK*, invece, permette di raggiungere un buon

compromesso incrementando la potenza trasmessa al Tag e mantenendo di alto livello anche la robustezza al rumore. Nella PR-ASK il segnale modulante binario causa l'inversione di fase nella portante ad ogni simbolo trasmesso, come nella modulazione PSK; la differenza sta nel fatto che la rivelazione avviene sulla base dell'ampiezza e non della fase.

Per comprendere meglio le forme d'onda RFID in *Downlink* nelle possibili opzioni di modulazione armonica, è necessario considerare anche la codifica in banda base (o di linea): lo Standard impone la *Pulse Interval Encoding*. In generale, le tecniche di codifica presentano caratteristiche in termini di occupazione spettrale in banda-base, complessità in decodifica, difficoltà nel ricostruire la temporizzazione, sensibilità ai disturbi, trasferimento di energia, che le possono rendere più o meno adatte all'applicazione che si sta considerando.

La codifica PIE prevede che il simbolo associato allo "0" abbia una durata temporale pari alla metà rispetto a quello associato a "1"; l'unità di misura per l'estensione temporale dei simboli è il Tari (*Type A Reference Interval*), definito proprio come l'intervallo di tempo di riferimento dallo Standard ISO/IEC 18000-6 (Part A) per simbolo "0", i cui valori possibili sono 6.25, 12 e 25 $\mu$ sec. Inoltre, la tecnica PIE ha la caratteristica di dimezzare l'intervallo di tempo in cui l'ampiezza del segnale trasmesso nulla (e di conseguenza non si trasferisce energia), in corrispondenza del simbolo "0", rispetto, ad esempio, ad una tradizionale OOK. Per tale ragione, considerando un flusso casuale di simboli equiprobabili, avendo codificato in PIE è possibile trasferire potenza pari al 63% del valore di picco.

Le considerazioni riportate fino qui, pertanto, indicano la *Pulse Interval Encoding* come particolarmente adatta nel *Downlink* di sistemi RFID passivi, in cui è necessario alimentare il Tag con l'energia contenuta nel comando trasmesso dal Reader: se l'ampiezza del simbolo codificato "0" fosse nulla per tutto il tempo di simbolo, si rischierebbe lo "spegnimento" del Tag dovuto all'interruzione troppo prolungata del trasferimento di energia. Inoltre, essendo la PIE una codifica basata sulla durata dell'impulso, genera sequenze "autotemporizzate", riducendo la circuiteria necessaria alla sincronizzazione a bordo del Tag.

A questo punto, è possibile apprezzare come, mediante la combinazione della codifica PIE e della modulazione PR-ASK, si riesca ad ottenere la minimizzazione del tempo in cui non è trasmessa la portante (come nelle tecniche PSK la portante è trasmessa sempre con ampiezza costante, variando solo la fase), massimizzando, di conseguenza, il trasferimento di energia; il "vuoto energetico" (per il Tag) tipico della modulazione PR-ASK si presenta al termine di ogni simbolo. Risulta perciò fondamentale in sede di ricezione la caratteristica tipica dei simboli PIE di possedere estensione temporale diversa (1 Tari per "0", 1.5-2 Tari per "1"). D'altro canto, è altresì possibile mantenere una profondità di modulazione (quantificata dall'indice di modulazione (*Modulation Depth*), pari a quella tipica di una modulazione On-Off, ossia massima; ciò è sinonimo di maggiore resistenza ai disturbi che si sommano al segnale utile nel canale di propagazione.

Infine, il Reader è chiamato a gestire la situazione in cui si trovi ad operare in un ambiente in cui sono presenti altri Reader (*Dense Reader Environment*); in tale scenario, se i Reader non provvedessero a "sincronizzarsi" in modo opportuno, il Tag si troverebbe costretto a tentare di rispondere contemporaneamente alle molteplici interrogazioni e la comunicazione non avrebbe successo. Le tecniche di sincronizzazione adottate dai Reader sono il *Frequency Hopping*, negli USA, ed il *Listen Before Talk* (LBT), in Europa. In particolare, il LBT prevede che prima di ogni trasmissione il Reader rilevi, in accordo con il suo tempo di ascolto, la presenza di un altro segnale all'interno del canale che intende utilizzare; a tale scopo la normativa [2] fissa tre diverse soglie, a seconda della massima potenza ammessa in trasmissione nel canale in questione.

Al fine di aumentare l'efficienza nell'utilizzo dei canali tra i Reader contendenti, viene comunque imposto un tempo massimo di 4sec per la trasmissione in uno stesso canale, dopodiché esso dovrà "restare in silenzio" per un prefissato intervallo di tempo (100msec), prima di potere ricominciare a trasmettere; in alternativa il Reader può direttamente effettuare un salto in frequenza e cercare un altro canale libero. In ogni

caso, prima di trasmettere, il Reader deve “rimanere in ascolto” per un periodo fisso di  $5msec$  più un periodo casuale tra 0 e  $5msec$  in  $11$  passi progressivi, per valutare se il canale è libero o meno.

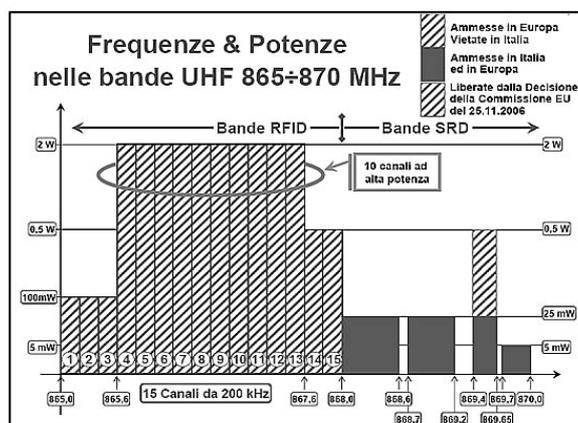


Figura I:3 - canali europei per gli RFID UHF[3].

### 1.2.2 Downlink

Per quanto riguarda la codifica di linea per la tratta di Uplink, lo Standard suggerisce come possibili opzioni la codifica FM0 e la codifica Miller, selezionata dal Reader.

La codifica FM0 prevede comunque una inversione di fase dopo ogni simbolo, oltre ad un'inversione a metà del tempo di simbolo per il dato “0”; ovviamente, nel relativo diagramma degli stati, le transizioni tra le forme di base in opposizione di fase che rappresentano lo “0” sono proibite in entrambi i versi, poiché non genererebbero inversione di fase tra i due “0” consecutivi.

La codifica Miller, invece, mira sia ad ottenere inversione di fase solo dopo due zeri consecutivi, che a metà del tempo di simbolo del dato “1”.

Tali tecniche di codifica in banda base risultano particolarmente indicate per la tratta di Uplink dei sistemi RFID UHF per la loro proprietà di possedere la componente spettrale a frequenza zero nulla. Nel Reader, infatti, il segnale ricevuto è filtrato dalle componenti a frequenza nulla, in corrispondenza delle quali (a causa del non perfetto isolamento offerto dal circolatore, potrebbero essersi sommati contributi residui della portante non modulata necessaria per l'alimentazione del Tag; in questo modo si cerca di preservare le molto più deboli componenti modulate dal Tag.

Al fine di ridurre ulteriormente al Reader le difficoltà in ricezione, sempre dovute alla non idealità del circolatore, ricordando che le tecniche di codifica di linea adottate dal Tag ne determinano anche lo spettro di frequenza del segnale di risposta, si provvede a modulare in banda base ad una frequenza più elevata della data rate nominale. Ciò è possibile semplicemente incrementando di un fattore  $M$  (ad esempio  $M=2,4,8$ ) il numero di transizioni nel tempo di simbolo; l'effetto che si produce è quello di introdurre nel segnale di risposta una componente frequenziale (sottoportante) progressivamente più distante dalla portante del Reader, al crescere di  $M$ ; è intorno a tale sottoportante che si concentra lo spettro del segnale modulante trasmesso dal Tag.

Il fatto che la risposta del Tag non sia isofrequenziale alla portante non modulata “di alimentazione” emessa in Uplink dal Reader, fa sì che gli eventuali disturbi che si sommano nel circolatore, non siano alla stessa frequenza, e, pertanto, a valle di un filtro passa-banda dotato di buona selettività, si possa contare su una risposta del Tag sufficientemente “pulita”.

Infine, è necessario che il Transponder riesca a gestire con successo la situazione in cui siano presenti più Tag nel raggio d'azione dello stesso Reader; quello della multilettera, infatti, è un "banco prova" particolarmente importante per la tecnologia RFID. In tale situazione, tutti i Tag ricevuti la stessa interrogazione da parte del Reader, se non venissero dotati di un opportuno protocollo anti-collisione, risponderebbero simultaneamente, con inevitabili collisioni e perdite di dati. In particolare [2] adotta il protocollo "Q", discendente dal celebre protocollo probabilistico *Slotted Aloha*, secondo cui, il Tag trasmette il proprio messaggio e, nel caso la trasmissione non vada a buon fine, effettua un nuovo tentativo in istanti discretizzati (slots). Il protocollo "Q" ne costituisce una evoluzione, ottimizzando la possibilità di leggere Tag che risultano accessibili marginalmente nell'area di copertura del Reader; il parametro  $Q$  (un numero intero che assume valori da 0 a 15) è utilizzato per controllare la probabilità che un Tag risponda al Reader: è una sorta di contatore impostato e decrementato dall'Interrogatore. I Tag rispondono quando il valore del loro parametro  $Q$  è zero.

## II STUDIO ANALITICO DELLE PRESTAZIONI

Dal breve cenno sui tratti generali dei sistemi RFID delineato nel Capitolo I, è evidente come un ruolo centrale nello studio dei sistemi UHF sia la comprensione dell'accoppiamento elettromagnetico tra i dispositivi. Nei sistemi passivi operanti secondo il principio della modulazione del campo retro diffuso esso è essenziale certamente al fine di comprendere la quantità di potenza scambiata tra i dispositivi e le eventuali distorsioni dovute al canale (come in tutti i dispositivi radio), ma gioca un ruolo fondamentale nella generazione stessa del segnale e quindi costituisce parte integrante del meccanismo di comunicazione.

Appare importante, allora, approfondire lo studio dei meccanismi di accoppiamento, e dell'impatto di questi sui parametri di prestazione del sistema, dal punto di vista analitico e teorico.

In particolare nel seguito si presenta una formulazione analitica per il campo diffuso da un'antenna investita da un campo incidente, non esplicitata in letteratura prima di [i]. Verrà poi dimostrata la validità generale dell'espressione in forma chiusa [ii] del limite superiore di Bit Error Rate ottenibile al Reader per sistemi ISO 18000-6C [2]. Infine si presenteranno i criteri di dimensionamento di un sistema RFID UHF operante in Spazio Libero focalizzando l'attenzione sui vari fattori che possono intervenire a limitare le prestazioni del sistema e quindi permetterne il dimensionamento.

### II.1 IL CAMPO RETRODIFFUSO

Dato un generico oggetto illuminato da un'onda elettromagnetica (ipotesi di campo lontano), è lecito attendersi che in generale esso re-irradi la potenza incidente in tutte le direzioni dello spazio, con intensità diversa nelle singole direzioni in relazione alle caratteristiche dell'oggetto (forma, dimensioni, materiali, ecc.). Se questo oggetto coincide con un'antenna è possibile studiare le caratteristiche dell'onda diffusa in funzione dei parametri caratteristici dell'antenna (guadagno, polarizzazione ecc...) e della relazione di adattamento dell'antenna con il suo carico. L'approccio descritto nel seguito permette di esprimere analiticamente il campo e quindi calcolare i parametri caratteristici come la *radar cross section* già analizzati in letteratura [9] [10] [11] [13]. I risultati derivanti dalla formulazione presentata coincidono con quelli già proposti, il che mostra la bontà e l'affidabilità dell'approccio.

#### II.1.1 Radar Cross Section – definizioni

La *sezione radar* (o *radar cross section - RCS*) differenziale è una grandezza che misura l'intensità di potenza diffusa da un generico oggetto nella direzione  $\theta_s, \phi_s$ ; in particolare, detta  $S_{inc}$  la densità di potenza incidente (si suppone per semplicità onda incidente localmente piana e dunque  $\vec{S}_{inc} = |\vec{E}|^2 / 2\eta$ ), si pone:

$$\sigma(\theta_s, \phi_s) = \frac{I_r^{scat}(\theta_s, \phi_s)}{S_{inc}} = \frac{dP/d\Omega}{S_{inc}} \quad (\text{II-1})$$

dove  $dP$  rappresenta la potenza irradiata dall'oggetto nel cono di ampiezza infinitesima  $d\Omega$  centrato attorno alla direzione  $\theta_s, \phi_s$ . A partire dalla *RCS* differenziale, si usa definire la *total RCS* nel seguente modo:

$$\sigma_T = \int_{4\pi} \sigma(\theta_s, \phi_s) d\Omega = \frac{I}{S_{inc}} \cdot \int_{4\pi} I_r^{scat}(\theta_s, \phi_s) d\Omega = \frac{P_{scat\_tot}}{S_{inc}} \quad (\text{II-2})$$

Mentre la RCS differenziale è legata alle proprietà direttive della diffusione, la total RCS dà una misura della potenza complessivamente re-irradiata dall'oggetto; risulta infatti:

$$P_{scat\_tot} = S_{inc} \cdot \sigma_T \quad (\text{II-3})$$

Osservazione: per come è definita nell'equazione ( II-1 ), l'unità di misura della RCS differenziale risulta essere  $m^2/srad$ ; benché lo steradiante sia una unità di misura dimensionale (per cui dimensionalmente  $\sigma$  risulta in  $m^2$ ), si preferisce a volte modificare leggermente la definizione al fine di poter misurare  $\sigma$  semplicemente in  $m^2$ :

$$\sigma(\theta_s, \phi_s) = 4\pi \cdot \frac{I_r^{scat}(\theta_s, \phi_s)}{S_{inc}} = 4\pi \cdot \frac{S_{scat}(r_s, \theta_s, \phi_s)}{S_{inc}} \quad (\text{II-4})$$

Operando tale scelta, è opportuno modificare leggermente anche la definizione di  $\sigma_T$ , al fine di garantire la validità della (comoda) equazione ( II-3 ); in particolare, occorre evidentemente correggere l'equazione ( II-2 ) come segue [4]:

$$\sigma_T = \frac{I}{4\pi} \cdot \int_{4\pi} \sigma(\theta_s, \phi_s) d\Omega \quad (\text{II-5})$$

### II.1.2 Scattering d'antenna – valutazioni preliminari

In generale, qualunque oggetto possiede una sezione radar, e dunque re-irradia la potenza incidente in accordo ad un proprio specifico *pattern* descritto dalla  $\sigma(\theta, \phi)$  definita nel paragrafo precedente.

In termini elettromagnetici, il fenomeno della diffusione è in generale originato dal moto degli elettroni all'interno dell'oggetto per effetto del campo incidente. Limitandosi al solo caso di oggetti perfettamente conduttori, gli elettroni si muovono in risposta alla sollecitazione del campo incidente in modo da creare un campo ad esso uguale e contrario (affinché il campo elettrico all'interno di un conduttore elettrico perfetto è necessariamente sempre nullo). Se il campo incidente è tempo-variante, gli elettroni si muovono continuamente in modo tale da garantire, istante per istante, il campo nullo all'interno del materiale [4]: il campo generato dal moto degli elettroni rappresenta evidentemente il campo *scatterato* dall'oggetto. In relazione alle proprietà dei materiali, alla forma e dimensione dell'oggetto, il campo diffuso avrà intensità differenti nelle diverse direzioni dello spazio. La RCS differenziale tiene conto di tali proprietà direzionali, ma la sua valutazione è spesso assai difficoltosa proprio perché legata alla specifica geometria dell'oggetto (che può essere alquanto complicata) ed alle proprietà dei materiali.

Particolare attenzione merita il caso in cui l'oggetto illuminato sia una antenna (o sia costituito da una antenna come parte rilevante). Detta  $Z_L$  l'impedenza che chiude i morsetti dell'antenna, il campo incidente determina la presenza di un generatore di tensione nel circuito equivalente dell'antenna in ricezione, e quindi una corrente  $I$  attraverso l'impedenza di carico (e dunque ai morsetti dell'antenna).

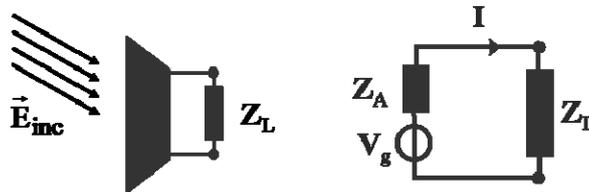


Figura II:1 – circuito equivalente d'antenna

È noto che quando i morsetti di una antenna sono percorsi da corrente  $I$ , essa irradia un opportuno campo elettromagnetico, e ciò è vero non solo quando essa è utilizzata in trasmissione (il che è ovvio), ma anche quando è utilizzata in ricezione. In particolare, il campo irradiato in virtù della corrente  $I$  ai morsetti può essere espresso come segue [5,6]

$$\vec{E}_{irr} = j\eta \cdot \frac{I}{2\lambda r} \cdot \vec{\ell}_e \cdot e^{-j\beta r} \quad (\text{II-6})$$

dove  $\vec{\ell}_e$  rappresenta il vettore “lunghezza efficace (o effettiva)”<sup>1</sup>.

Quando l'antenna è utilizzata in trasmissione, è ovvio che la ( II-6 ) permette di valutare l'esatto campo irradiato, poiché in tal caso la corrente imposta dal generatore che alimenta l'antenna è l'unica ragione fisica che determina l'irraggiamento.

Quando l'antenna è utilizzata in ricezione, invece, l'equazione ( II-6 ) non descrive esattamente il campo complessivo re-irradiato (cioè *scatterato*); benché infatti la corrente  $I$  dipenda dal campo incidente, essa non riassume evidentemente in sé in maniera esaustiva il moto degli elettroni in risposta al campo incidente applicato. Basti pensare, ad esempio, al caso in cui i morsetti dell'antenna siano lasciati aperti: se da un lato è indubbio che  $I$  sia nulla, dall'altro è altrettanto chiaro che gli elettroni rispondano come sempre alle sollecitazioni del campo incidente, producendo quindi una distribuzione di corrente sull'antenna che a sua volta genera un campo diffuso non nullo in accordo alle considerazioni illustrate all'inizio del paragrafo. Si può allora scrivere formalmente:

$$\vec{E}_{scat}^{tot} = \vec{E}_{scat}(I) + \vec{E}_{scat}^{residual} \quad (\text{II-7})$$

Il primo termine è ovviamente rappresentato dalla ( II-6 ), mentre il secondo appare in generale di non facile valutazione, poiché dipendente dalla geometria dell'oggetto e dalle proprietà dei materiali.

Il termine “residuo”, inoltre, non tragga in inganno, poiché non è lecito attendersi che tale contributo sia in generale sempre trascurabile rispetto all'altro. In relazione al valore della corrente  $I$ , alla forma ed alle dimensioni dell'antenna ed alle proprietà dei materiali, ciascuno dei due termini potrà essere più o meno rilevante.

Nei casi in cui il contributo residuo sia nullo (o trascurabile), il campo diffuso, dipendente solo da  $I$ , verrà irradiato in accordo al diagramma di radiazione dell'antenna, e pertanto la potenza complessivamente diffusa  $P_{scat}$  può essere sostituita alla potenza irradiata nella formula che definisce la funzione direttività:

<sup>1</sup> In letteratura è possibile trovare espressioni del campo irradiato che differiscono dalla eq. ( II-6 ) per un segno meno (gli stessi riferimenti [5,6] differiscono in tal senso); ciò dipende dal particolare approccio adottato per definire  $\vec{\ell}_e$ .

$$d(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot I_r^{scat}(\theta, \phi)}{P_{scat\_tot}} \quad (\text{II-8})$$

Considerando le equazioni ( II-1 ) e ( II-3 ), risulta:

$$d(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot \sigma(\theta, \phi) \cdot S_{inc}}{\sigma_T \cdot S_{inc}} = \frac{4\pi \cdot \sigma(\theta, \phi)}{\sigma_T} \quad (\text{II-9})$$

e pertanto:

$$\sigma(\theta, \phi) = \frac{\sigma_T \cdot d(\theta, \phi)}{4\pi} = \frac{\sigma_T \cdot g(\theta, \phi)}{4\pi \cdot \delta} \quad (\text{II-10})$$

dove  $\delta$  rappresenta il rendimento di antenna.

Si osservi che definendo la RCS differenziale a partire dalla ( II-4 ), si ottiene invece:

$$\sigma(\theta, \phi) = \sigma_T \cdot d(\theta, \phi) = \frac{\sigma_T \cdot g(\theta, \phi)}{\delta} \quad (\text{II-11})$$

Nel paragrafo successivo si procederà alla valutazione del campo complessivo diffuso per mezzo del cosiddetto teorema dello *scattering* di antenna.

### II.1.3 Il teorema dello scattering d'antenna

Si consideri una antenna avente impedenza  $Z_A$  illuminata da un campo elettromagnetico noto (tipicamente onda localmente piana uniforme). Sia  $Z_L$  l'impedenza di carico vista dai morsetti dell'antenna<sup>2</sup>.

Sia  $\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L)$  il campo complessivamente re-irradiato dall'antenna quando chiusa sul carico  $Z_L$ .

Sia ora  $I_0$  la corrente che attraversa i morsetti dell'antenna quando  $Z_L=0$  (corto circuito), e sia  $\vec{E}_{short}$  il campo *scattered* in tal caso. Analogamente, siano  $I_m$  e  $I_m^*$  le correnti attraverso i morsetti dell'antenna nei casi  $Z_L=Z_A$  e  $Z_L=Z_A^*$ , rispettivamente.

Sia inoltre  $\vec{E}_a$  il campo irradiato dall'antenna quando viene utilizzata in trasmissione ed alimentata per mezzo di un generatore che impone una corrente  $I_a$  ai morsetti (cioè sull'impedenza  $Z_A$ )

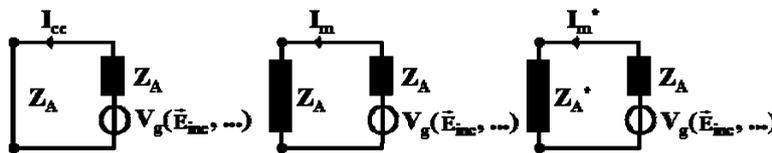


Figura II:2 – situazioni di riferimento

<sup>2</sup> se antenna e carico utilizzatore sono connessi tramite linea di trasmissione,  $Z_L$  rappresenta l'impedenza di ingresso della linea; se invece il carico utilizzatore è collegato direttamente ai morsetti dell'antenna,  $Z_L$  rappresenta ovviamente l'impedenza dell'utilizzatore.

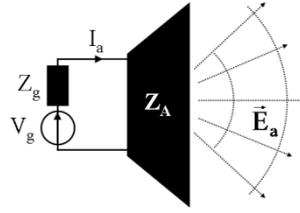


Figura II:3 – antenna utilizzata in trasmissione

Si definisca infine il “coefficiente di riflessione di antenna” nel seguente modo:

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_L^*}{Z_a + Z_L} \quad (\text{II-12})$$

Il “teorema dello *scattering* di antenna” ammette allora le seguenti formulazioni equivalenti [7]:

$$\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L) = \vec{E}_{short}(r, \theta, \phi) - \vec{E}_a(r, \theta, \phi) \cdot \frac{I_0 \cdot (1 - \Gamma_a)}{2I_a} \quad (\text{II-13})$$

$$\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L) = \vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_A) + I_m \cdot \Gamma_a \cdot \frac{\vec{E}_a(r, \theta, \phi)}{I_a} \quad (\text{II-14})$$

$$\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L) = \vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_A^*) + I_m^* \cdot \Gamma_a^* \cdot \frac{\vec{E}_a(r, \theta, \phi)}{I_a} \quad (\text{II-15})$$

Il teorema afferma in sostanza che “il campo re-irradiato nel generico punto  $(r, \theta, \phi)$  da una antenna illuminata da un campo noto può sempre essere espresso come il campo che l’antenna irradierrebbe in  $(r, \theta, \phi)$ , a parità di campo incidente, qualora fosse chiusa su di una impedenza di riferimento  $\pm$  un termine correttivo che dipende dalla condizione di riferimento considerata.”

Una prima, interessante osservazione può essere derivata considerando l’espressione ( II-13 ) del teorema e supponendo  $Z_L = \infty$  (circuito aperto ai morsetti di antenna); in tal caso:

$$\vec{E}_{scat}(Z_L = \infty) = \vec{E}_{open} = \vec{E}_{short} - I_0 \cdot \frac{\vec{E}_a}{I_a} \quad (\text{II-16})$$

Quando i morsetti dell’antenna sono aperti, è lecito supporre che il campo totale diffuso coincida con il solo contributo cosiddetto “residuo”, poiché l’altro contributo, dipendente dalla corrente ai morsetti, è ovviamente nullo in caso di circuito aperto.

Tale supposizione è evidentemente confermata dall’espressione precedente. Infatti, con riferimento al secondo membro dell’equazione ottenuta, è del tutto evidente che sottraendo al campo totale diffuso quando i morsetti sono cortocircuitati il contributo dovuto alla corrente di cortocircuito si ottiene, per quanto affermato in precedenza, il solo contributo “residuo” al campo scatterato.

Le espressioni ( II-13 ) - ( II-15 ), che formalizzano il teorema dello *scattering* di antenna, possono essere riassunte sinteticamente in una unica formula ragionando nel seguente modo: sia genericamente  $Z_{REF}$  una generica impedenza di riferimento e sia  $I_{REF}$  la corrente che attraversa i morsetti quando l'antenna chiusa su  $Z_{REF}$  viene illuminata dal campo incidente. Sia inoltre  $\vec{E}_{REF}$  il campo complessivo re-irradiato dall'antenna in tale condizione. Risulta allora:

$$\vec{E}_{scat}(r,\theta,\phi | Z_L) = \vec{E}_{scat}^{REF}(r,\theta,\phi | Z_{REF}) + K_{REF} \cdot I_{REF} \cdot \frac{\vec{E}_a(r,\theta,\phi)}{I_a} \quad (\text{II-17})$$

dove  $K_{REF}$  rappresenta un opportuno coefficiente complesso il cui valore dipende dalla condizione di riferimento prescelta. In particolare, dalle ( II-13 )-( II-15 ) è evidente che:

$$K_{REF} = \begin{cases} \Gamma_a & \text{se } Z_{REF} = Z_A \\ \Gamma_a^* & \text{se } Z_{REF} = Z_A^* \\ \frac{\Gamma_a - 1}{2} & \text{se } Z_{REF} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

$\vec{E}_a$  rappresenta il campo irradiato dall'antenna quando alimentata in trasmissione dalla corrente  $I_a$ , mentre  $\vec{E}_{REF}$  indica il campo totale diffuso quando l'antenna è chiusa sull'impedenza  $Z_{REF}$  (e viene illuminata da un campo incidente noto).

Pertanto,  $\vec{E}_a / I_a$  differisce da  $\vec{E}_{REF} / I_{REF}$  per il fatto che  $\vec{E}_{REF}$  non è proporzionale ad  $I_{REF}$  (tramite l'eq.( II-6 ) ) poiché contiene anche il “contributo residuo” che come ribadito più volte non dipende dalla corrente ai morsetti.

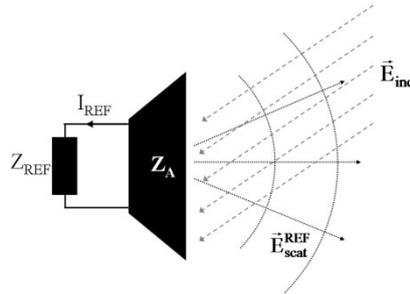


Figura II:4 – diffusione dell'antenna ricevente

E' importante notare come ci si riferisca di solito ad i due addendi al secondo membro della ( II-17 ) chiamandoli “modo strutturale” e ” modo d'antenna” rispettivamente, si tratta evidentemente una definizione arbitraria che dipende dal caso di riferimento considerato e non si riferisce direttamente ai concetti fisici di cui si è parlato nel paragrafo II.1.2.

### II.1.4 Analisi del campo diffuso

Assumendo senza perdita di generalità il caso di riferimento  $Z_{REF}=Z_A^*$ , allora risulta  $K_{REF}=-\rho=-\frac{Z_L-Z_A^*}{Z_L+Z_A}$  con  $\rho$  il coefficiente di riflessione complesso d'antenna.

Definendo la matrice complessa  $\underline{\underline{A}}$  tale che  $\vec{E}_a \cdot \underline{\underline{A}} = (\vec{E}_{scat}^{REF} / I_{REF}) \cdot I_a$ , la ( II-17 ) diventa:

$$\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L) = I_{REF} \cdot \frac{\vec{E}_a(r, \theta, \phi)}{I_a} (\underline{\underline{A}} - \rho) \quad (\text{II-19})$$

Inoltre, la corrente  $I_{REF}$  può essere ottenuta per mezzo del circuito equivalente dell'antenna ricevente, Figura II:5.

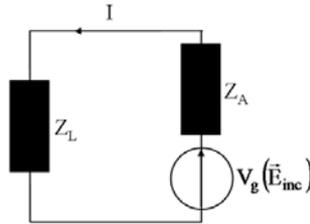


Figura II:5 – circuito equivalente dell'antenna ricevente

È immediato verificare che risulta infatti:

$$I_{REF} \Big|_{Z_L=Z_{REF}} = \frac{V_g}{Z_A + Z_{REF}} \Big|_{Z_{REF}=Z_A^*} = \frac{V_g}{2 \cdot R_A} \quad (\text{II-20})$$

Il generatore che compare nel circuito è comandato dal campo incidente e la sua espressione è notoriamente [8] la seguente:

$$V_g = -j\lambda \cdot Z_A \cdot \sqrt{\frac{G_A \cdot g(\theta_{inc}, \phi_{inc})}{\pi\eta}} \cdot \vec{p}(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \cdot \vec{E}_{inc} \quad (\text{II-21})$$

$G_A = \Re(1/Z_A)$ ,  $(\theta_{inc}, \phi_{inc})$  rappresenta la conduttanza dell'ammettenza di antenna  $Y_A = 1/Z_A$ ,  $g$  la funzione guadagno dell'antenna trasmittente,  $\vec{E}_{inc}$  e  $\vec{p}$  il campo incidente ed il vettore di polarizzazione dell'antenna ricevente (qualora usata in trasmissione), rispettivamente.

L'espressione di  $V_g$  permette facilmente di individuare anche una espressione per  $\vec{\ell}_e$  quando l'antenna è usata in ricezione. Ricordando infatti che il vettore lunghezza efficace soddisfa sempre la seguente relazione:

$$V_g = \vec{\ell}_e \cdot \vec{E}_{inc} \quad (\text{II-22})$$

sostituendo le equazioni ( II-6 ), ( II-20 ) e ( II-21 ) in ( II-19 ):

$$\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L) = -\eta \frac{Z_A}{R_A} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{4r} \sqrt{\frac{G_A \cdot g(\theta_{inc}, \phi_{inc})}{\pi \eta}} \cdot (A - \rho) \cdot [\hat{p}(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \cdot \vec{E}_{inc}] \cdot \vec{\ell}_e(\theta, \phi) \quad (\text{II-23})$$

Dal confronto tra l'equazione ( II-21 ) e la ( II-22 ) è facile ricavare l'espressione di  $\vec{\ell}_e$  nella generica direzione di incidenza  $(\theta_{inc}, \phi_{inc})$ :

$$\vec{\ell}_e(\theta, \phi) = -j\lambda \cdot Z_A \cdot \sqrt{\frac{G_A \cdot g(\theta, \phi)}{\pi \eta}} \cdot \hat{p}(\theta, \phi) \quad (\text{II-24})$$

Tuttavia  $G_A = R_A / |Z_A|^2$  e  $\vec{E}_{inc} = E_{inc} \cdot \hat{p}_{inc}$ , quindi finalmente:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi | Z_L) = j\lambda \cdot E_{inc} \cdot \sqrt{g(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \cdot g(\theta, \phi)} \cdot \\ \cdot (A - \rho) \cdot [\hat{p}(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \cdot \hat{p}_{inc}] \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{Z_A^2}{|Z_A|^2} \cdot \hat{p}(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (\text{II-25})$$

Il campo retrodifuso verso il Reader può essere immediatamente calcolato imponendo  $g(\theta, \phi) = g(\theta_{inc}, \phi_{inc})$  e  $\hat{p}(\theta, \phi) = \hat{p}(\theta_{inc}, \phi_{inc})$  in ( II-10 ).

La variazione di impedenza di carico  $Z_L$  tra i valori  $Z_{L1}$  and  $Z_{L2}$  (*load modulation*) produce due differenti valori del coefficiente di  $(\rho_1$  e  $\rho_2)_{eq}$  e quindi la modulazione del campo diffuso dal Tag che oscilla tra i valori corrispondenti  $\vec{E}_{scat}^1$  e  $\vec{E}_{scat}^2$ .

Visto che il campo diffuso complessivamente non dipende in generale solo dalla corrente indotta ai morsetti d'antenna, la quantità  $\vec{E}_{scat}^{REF} / I_{REF}$  non può essere valutata per mezzo dell'equazione ( II-6 ) e  $\underline{A} \neq I$ . Come detto, in generale  $A$  è un coefficiente complesso indipendente dal carico correlato con la corrente indotta sulla superficie conduttiva dell'antenna dal campo incidente [11], il suo valore esatto dipende dalla geometria dell'antenna del Tag e dalle proprietà elettromagnetiche dei materiali coinvolti. Tuttavia è noto che  $\underline{A} \approx I$  per un dipolo fine [6], quindi nel caso dello studio di un sistema RFID, l'approssimazione  $\underline{A} = I$  è accettata come ragionevole, essendo i Tag UHF generalmente equipaggiati con antenne che sono sostanzialmente dipoli.

### II.1.5 Radar Cross Section

Le espressioni ottenute per il campo complessivo re-irradiato possono ora essere utilizzate per calcolare la *Radar Cross Section* differenziale e totale dell'antenna chiusa sul carico  $Z_L$ .

$$\sigma(\theta, \phi) \equiv 4\pi^2 \frac{S_{scat}(r, \theta, \phi)}{S_{inc}} = 4\pi^2 \cdot \frac{|\vec{E}_{scat}(r, \theta, \phi)|^2}{|\vec{E}_{inc}|^2} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot K \cdot \tau \cdot g(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \cdot g(\theta, \phi) \quad (\text{II-26})$$

$$\sigma_T = 2\eta \frac{P_{bs}}{|\vec{E}_{inc}|^2} = \frac{\sigma(\theta, \phi) \cdot \delta}{g(\theta, \phi)} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot K \cdot \tau \cdot \delta \cdot g(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \quad (\text{II-27})$$

Con  $K = |\underline{A} - \rho|^2$ ,  $\tau = |\hat{p}(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \cdot \hat{p}_{inc}|^2$  il coefficiente di,  $P_{bs}$  la potenza totale diffusa e  $\delta$  l'efficienza d'antenna.

Se  $\underline{A} = I$ ,  $K = |I - \rho|^2$  coincide con il coefficiente di diffusione ( II-28 ) definito in [9] e l'equazione ( II-25 ) risulta in perfetto accordo con il risultato ottenuto in [9], se si eccettuano i coefficienti  $\tau$  e  $\delta$  che in [9] non sono considerati:

$$\rho_S = \frac{4 \cdot R_A^2}{|Z_A + Z_L|^2} \quad (\text{II-28})$$

La potenza complessiva re-irradiata dall'antenna vale quindi, per definizione di *total RCS*:

$$P_{BS} = \sigma_T \cdot S_{inc} = \rho_S \cdot \tau \cdot \delta \cdot \underbrace{\left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g(\theta_{inc}, \phi_{inc}) \right)}_{a_{eff}(\theta_{inc}, \phi_{inc})} \cdot \frac{|\vec{E}_{inc}|^2}{2\eta} \quad (\text{II-29})$$

## II.2 LA BIT ERROR RATE AL READER

Attraverso le considerazioni sul capo diffuso dal Tag, ovvero sulla modulazione di carico, del paragrafo precedente, è possibile ricavare una formulazione del tutto generale per il limite inferiore di *BER* al Reader. Essa si può dimostrare essere valida sia in condizione ideale di progetto [i] di un sistema RFID UHF ISO18000-6c, sia in condizioni operative [ii] in cui, a causa degli effetti ambientali, la modulazione può essere notevolmente distorta.

### II.2.1 Introduzione alla load-modulation

A seconda del valore di  $Z_L$ , il campo diffuso  $E_{scat}$  oscilla tra i valori  $E_{scat1}$  ( $Z_L=Z_{L1}$ ) e  $E_{scat2}$  ( $Z_L=Z_{L2}$ ), e quindi il segnale ( $V_{mod}$ ) ricevuto dal Reader varia tra i valori  $V_1$  ( $E_{scat} = E_{scat1}$ ) e  $V_2$  ( $E_{scat} = E_{scat2}$ ). In accordo al circuito equivalente di una generica antenna in ricezione (Figura II:5):

$$V_{1,2} = \frac{Z_{LR}}{Z_{AR} + Z_{LR}} \cdot V_g(\bar{E}_{scat}^{1,2}) \quad (\text{II-30})$$

Dove  $Z_{AR}$  rappresenta l'impedenza dell'antenna del Reader, che è caricata dall'impedenza d'ingresso  $Z_{LR}$ . La tensione di corto circuito  $V_g$  è funzione del campo retro diffuso  $\bar{E}_{scat}^{1,2}$  attraverso l'equazione ( II-21 ) applicata al Reader. In accordo alle ( II-21 ) e ( II-25 )  $V_g$  è proporzionale a ( $\underline{A} - \rho_{1,2}$ ) e quindi:

$$V_{1,2} = V_0 \cdot (\underline{A} - \rho_{1,2}) \quad (\text{II-31})$$

dove  $V_0$  è la tensione all'ingresso del ricevitore del Reader nel caso di Tag perfettamente adattato (Tag Perfectly Matched ( $Z_L = Z_{AT}^*$ )).

Assumendo una codifica FM0 o Miller [2], una demodulazione al Reader tramite filtro adattato, ricostruzione della portante ed equalizzazione ideali [21], allora i valori minimi e massimi al decisore possono essere espressi rispettivamente come:  $s_{min}=0$  e

$$s_{max} = \frac{|V_1 - V_2|}{2} = \frac{|V_0| \cdot |\rho_1 - \rho_2|}{2} \quad (\text{II-32})$$

sia per modulazione ASK che PSK.

Considerando un rumore additive gaussiano bianco (AWGN) con deviazione standard  $\sigma$  all'ingresso del decisore (Figura II:6), la *BER* al Reader sia per la modulazione PSK che per quella ASK (OOK) può essere espressa semplicemente come:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{|V_{mod1} - V_{mod2}|}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{|V_0| \cdot m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma} \right) \quad (\text{II-33})$$

Con  $m = |\rho_1 - \rho_2|/2$  è l'indice di modulazione<sup>3</sup> [17].

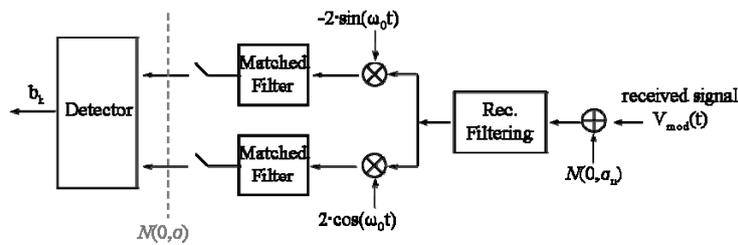


Figura II:6 – Schema di principio del ricevitore ideale.

### II.2.2 Effetti ambientali

Qualsiasi sistema RFID deve operare in un ambiente reale, il suo funzionamento può essere influenzato fortemente da diversi fattori che devono essere presi in considerazione in quanto potenziali cause di riduzione significativa delle prestazioni rispetto a quelle di riferimento e di progetto. [iv], [18].

#### II.2.2.1 Propagazione multicammino

A causa della presenza di oggetti nelle vicinanze o tra i dispositivi, è possibile il fenomeno della propagazione multipla. Quest'ultima può avere una forte influenza sulla  $V_0$ , il cui valore non è più stimabile attraverso una semplice formulazione in spazio libero [iv], ma deve essere corretto, ad esempio, attraverso un appropriato margine di *fading* dedotto da un'adeguata modellizzazione statistica del canale RFID [20] o completamente rimpiazzato in favore di un più adeguato modello deterministico ( come ad esempio un programma di *ray tracing* [v]). È interessante rilevare che se si assume non selettività in frequenza (visto che la banda del segnale RFID può essere supposta usualmente minore della banda di coerenza del canale) l'indice di modulazione è indipendente dalla presenza di *multipath* e quindi non soffre di alcun mutamento rispetto al valore di progetto [iv].

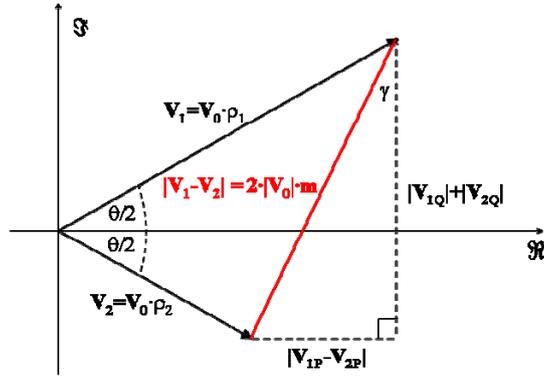
#### II.2.2.2 Accoppiamento elettromagnetico

La presenza di oggetti in prossimità del Transponder può produrre accoppiamento elettromagnetico tra l'oggetto stesso e l'antenna del Tag, la cui impedenza  $Z_{AT}$  può risentire di effetti indesiderati [18], [19]. Questi effetti generano non solo cambiamenti nei coefficienti  $\rho_t$  e  $\rho_s$ , ma anche nel coefficiente di modulazione, ovvero una distorsione d'ampiezza e fase della modulazione e quindi una modulazione mista [iv]. Ciò implica che l'espressione ( II-33 ) potrebbe risultare inappropriata, visto che è stata ricavata e riferita a modulazioni d'ampiezza o fase [21] [i]. È chiaro come l'affidabilità della ( II-33 ) in presenza di fenomeni di accoppiamento non possa essere garantita e merita di essere investigata, questo aspetto sarà approfondito nei paragrafi seguenti.

<sup>3</sup>  $\rho_i$   $i=1,2$  sono i coefficienti di riflessione complessi all'antenna del Tag [17]

**II.2.3 Formulazione analitica della BER**

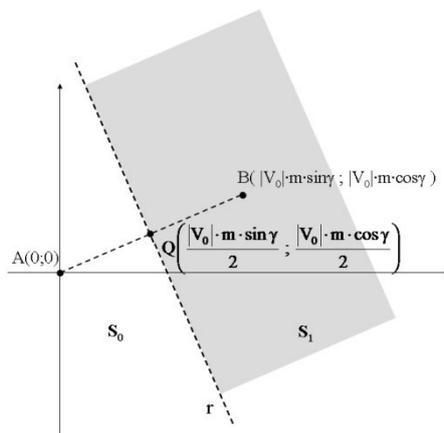
In caso di modulazione mista i fasori complessi  $V_1$   $V_2$ , associati con la tensione modulata  $V_{mod}$ , all'ingresso della sezione di ricezione del Reader possono essere espressi come in Figura II:7.



**Figura II:7 – Modulazione mista.**

Senza perdita di generalità in figura ( II-7 ) sono stati assunti:  $V_{2Q} < 0 < V_{1Q}$  e  $V_{1P} > |V_{2P}|$ . Le componenti in fase ( $V_P$ ) e in quadratura ( $V_Q$ ) del segnale modulato variano tra i valori  $\{V_{1P}, V_{2P}\}$  e  $\{V_{1Q}, V_{2Q}\}$  rispettivamente. Assumendo uno schema di codifica FM0 o Miller [2], l'uscita campionata (fase e quadratura) dei correlatori coerenti varia tra i valori  $\{0, |V_{1P} - V_{2P}|/2 = |V_0| \cdot m \cdot \sin \gamma\}$  e  $\{0, (|V_{1Q}| + |V_{2Q}|)/2 = |V_0| \cdot m \cdot \cos \gamma\}$  rispettivamente. L'indice di modulazione  $m$  e l'ampiezza  $|V_0|$  sono stati definiti precedentemente e i loro valori prendono in considerazione qualsiasi effetto ambientale.

In accordo con queste considerazioni i valori dei segnali all'ingresso del decisore sono  $(0,0)$  quando viene trasmesso uno "0" e  $(|V_0| \cdot m \cdot \sin \gamma, |V_0| \cdot m \cdot \cos \gamma)$  quando viene trasmesso un "1" (o vice-versa, in accordo con lo schema di codifica). Assumendo che "0" e "1" sono trasmessi con uguale probabilità, la soglia del decisore può essere definita come la retta  $r$  perpendicolare al segmento  $AB$  di Figura II:8 e passante per il punto  $Q$ .



**Figura II:8 – Soglia e valori d'ingresso.**

Ipotizzando che il decisore sia afflitto da rumore  $n_P, n_Q$  sia sulla via in fase sia su quella in quadratura, allora:

$$P_{e|A} = Prob\{(n_P, n_Q) \notin S_0\} = Prob\{(n_P, n_Q) \in S_I\} \quad (\text{II-34})$$

Introducendo il coefficiente angolare ( $k$ ) e il termine noto ( $q$ ) della retta  $r$  e la funzione densità di probabilità (pdf)  $f_N$ , allora:

$$\begin{aligned} P_{e|A} &= \int_{-\infty}^{\infty} Prob\{(n_P, n_Q) \in S_I | n_P\} \cdot f_N(n_P) dn_P \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Prob\{n_Q > (k \cdot n_P + q) | n_P\} \cdot f_N(n_P) dn_P \end{aligned} \quad (\text{II-35})$$

Visto che si può assumere<sup>4</sup>  $\gamma < 90^\circ$ , allora:

$$k = -\tan(\gamma); \quad q = \frac{|V_0| \cdot m}{2 \cdot \cos(\gamma)} \quad (\text{II-36})$$

Assumendo il valor medio e la deviazione standard di  $n_P$  e  $n_Q$  pari a zero e  $\sigma$  rispettivamente, allora:

$$Prob\{n_Q > (k \cdot n_P + q) | n_P\} = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}\left(\frac{k \cdot n_P + q}{\sigma \cdot \sqrt{2}}\right), \quad \forall n_P \quad (\text{II-37})$$

Relativamente alla Figura II:8, si può dimostrare che la probabilità di  $C(n_P, n_Q)$  di appartenere al semipiano  $S_I$  ( $P_{e|A}$ ) è completamente indipendente dal valore di  $\gamma$ .

A tal fine si faccia riferimento alla Figura II:9 e si considerino i due valori differenti  $\gamma_a$  e  $\gamma_b$ . Le rette corrispondenti ( $r_a$  e  $r_b$ ) determinano i due differenti semipiani  $S_{Ia}$  (area con linee orizzontali) e  $S_{Ib}$  (area con linee verticali) parzialmente sovrapposti.

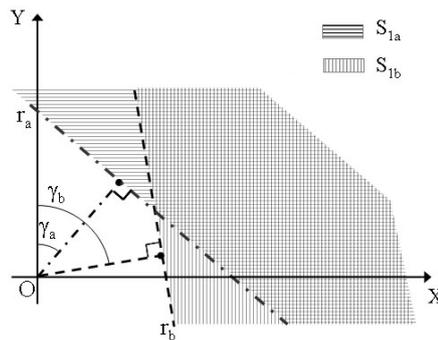


Figura II:9 – dominio delle variabili  $x$  e  $y$ .

Se si considerano due variabili aleatorie  $x$  e  $y$ , le probabilità che un punto generico  $P(x,y)$  appartenga a  $S_{Ia}$  ( $I_a$ ) e a  $S_{Ib}$  ( $I_b$ ) si possono esprimere rispettivamente come:

<sup>4</sup>  $\gamma = 90^\circ$  corrisponde a  $\theta = 0$  e quindi alla modulazione ASK, che è descritta completamente dall'equazione (II-33).

$$\Pi_a = \int_{S_{Ia}} f_{XY}(x,y) dS \quad ; \quad \Pi_b = \int_{S_{Ib}} f_{XY}(x,y) dS \quad (\text{II-38})$$

con  $f_{XY}(x,y)$  la pdf congiunta della coppia  $(x,y)$ ; assumendo  $x$  e  $y$  indipendenti e gaussiane, a valor medio nullo e la stessa deviazione standard  $\sigma$ , allora:

$$f_{XY} = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{(x^2 + y^2)}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II-39})$$

Vista la ( II-39 ),  $f_{XY}$  è chiaramente invariante rispetto ad una generica rotazione attorno all'origine  $O$ , quindi l'integrale di  $f_{XY}$  su una generica area  $\Sigma$  è indipendente da qualsiasi rotazione attorno ad  $O$ . Visto che è evidente che  $S_{Ib}$  può essere ottenuta per mezzo di una rotazione di  $S_{Ia}$  attorno ad  $O$  di ampiezza  $\Delta\gamma = |\gamma_a - \gamma_b|$  (e vice-versa), questo dimostra che  $\Pi_a = \Pi_b = \Pi$  indipendentemente da  $\gamma$ .

Allora, se la probabilità di  $C(n_P, n_Q)$  di appartenere al semipiano  $S_I$  ( $P_{e|A}$ ) è completamente indipendente dal valore di  $\gamma$ , l'equazione ( II-35 ) può essere riferita al valore più conveniente di  $\gamma$ , che è ovviamente  $\gamma=0$ . Questo implica  $k=0$  e  $q=m \cdot |V_0|/2$  e quindi immediatamente:

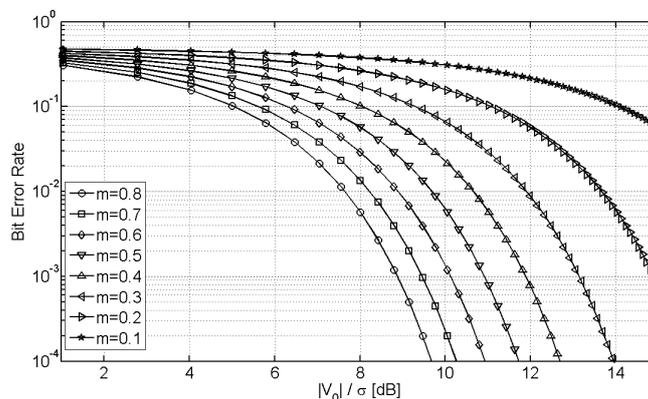
$$\begin{aligned} P_{e|A} &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|V_0| \cdot m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma}\right) \cdot f_N(n_P) dn_P = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|V_0| \cdot m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma}\right) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f_N(n_P) dn_P = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|V_0| \cdot m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma}\right) \end{aligned} \quad (\text{II-40})$$

L'espressione ottenuta coincide esattamente con la ( II-33 ).

In conclusione, è stato dimostrato che l'espressione ( II-33 ) – che è generalmente associata con le modulazioni PSK e ASK – è valida anche in casi di modulazione mista (ampiezza/fase) dovuta a possibili cause ambientali. E' chiaro dunque come la ( II-33 ) corrisponda al limite inferiore di  $BER$  ottenibile da un Reader operante in ambiente reale, con  $V_0$  ed  $m$  valori descrittivi rispettivamente del fading di canale e dell'accoppiamento EM.

### II.2.4 Esempi e discussione

La Figura II:10 mostra la  $BER$  al Reader rispetto al rapporto segnale rumore  $|V_0|/\sigma$  per diversi possibili valori dell'indice di modulazione  $m$ , in accordo con l'equazione ( II-33 ). Le condizioni ambientali possono determinare un profondo degradamento del valore di  $m$ , rispetto alla condizione ideale di progetto [1]. Per esempio, se  $m$  cala da 0.8 a 0.2, e assumendo una  $BER_{th}=10^{-3}$ , allora è necessario un incremento di circa 4dB nel rapporto  $V_0/\sigma$ , al fine di una demodulazione corretta.



**Figura II:10 – BER vs rapporto segnale-rumore.**

Visto che il *path-loss* medio di un sistema RFID può essere considerato proporzionale a  $1/r^4$  [iii] [20], allora il valor medio  $V_0$  cala come  $1/r^2$ , questo implica che  $[r_{ideal}/r]_{dB}=6 \Rightarrow r \approx 0.5 r_{ideal}$ . Considerando che materiali “ostili” (come metalli o liquidi) possono far scendere l’indice di modulazione molto al di sotto di 0.2, è evidente come le effettive proprietà dell’ambiente possono ridurre considerevolmente le performance di un sistema RFID UHF rispetto a quelle attese nelle condizioni di progetto. Naturalmente la Figura II:10 mostra la dipendenza della BER dalla *Data-Rate* scelta per la comunicazione. Infatti, per dei valori fissi di  $V_0$ ,  $m$  and  $N_0$  (densità spettrale di rumore),  $\sigma$  varia con la banda del segnale, che è strettamente correlate con le *Data-Rate* previste dallo standard [2].

### II.3 IL MODELLO ANALITICO PER LA VALUTAZIONE DELLE PRESTAZIONI IN CONDIZIONI IDEALI

Gli studi effettuati nei paragrafi II.1 e II.2 sono del tutto generali e validi in qualsiasi scenario propagativo, a patto che le antenne e gli oggetti circostanti siano posizionati nelle rispettive regioni di campo lontano dei dispositivi. Tuttavia se si ipotizza di lavorare in condizioni ideali di propagazione ( spazio libero ), allora è possibile procedere al dimensionamento di un sistema RFID UHF in forma chiusa ed analitica come illustrato nel seguito.

Per quanto detto del Capitolo I, ai fini di una corretta comunicazione tra il Reader ed il Tag, è necessario che:

1. il Tag riesca ad accendersi;
2. il Tag riesca a demodulare correttamente il segnale di interrogazione;
3. il Reader riesca a demodulare correttamente la risposta del Tag.

Vista la semplicità della modulazione del Reader, il punto 2 non risulta quasi mai critico dal punto di vista della limitazione delle prestazioni, tuttavia questo aspetto verrà approfondito nel Capitolo V. Allora è possibile assumere che i soli due fattori limitanti rispetto al corretto funzionamento del sistema siano l'accensione del Tag passivo e la corretta demodulazione della sua risposta da parte del Reader.

Nel seguito ci si riferirà, inoltre, alla situazione in cui il Tag si trovi ad operare, rispetto al Reader, in una regione in cui la potenza disponibile ai morsetti della sua antenna sia tale da non far scattare i meccanismi di protezione del *front-end* ( Figura I:2 ). Infatti nel caso in cui la potenza disponibile sia tanto alta da rischiare di danneggiare l'IC, il circuito che limita la tensione di alimentazione impone un cambiamento delle impedenze di modulazione  $Z_{L/2}$  tali da diminuire il coefficiente di assorbimento ( $\rho_T$ ). In questo caso  $Z_{L/2}$  dipendono dalla potenza, quindi anche i coefficienti di diffusione ( $\rho_S$ ) e di modulazione ( $m$ ) dipendono dalla potenza disponibile [22]. Dalla conoscenza dell'effettivo comportamento del particolare IC si possono comunque facilmente estendere tutte le considerazioni ed i modelli proposti. Per semplicità e senza perdita di generalità, tuttavia, nel seguito si considereranno  $Z_{L/2}$  indipendenti dalla potenza.

#### II.3.1 Downlink

La prima condizione necessaria è esprimibile in simboli come:

$$P_{TAG\_IN} \geq P_{TAG\_min} \quad (\text{II-41})$$

il termine a primo membro è la potenza ai morsetti dell'antenna ricevente del Tag, mentre quello a secondo membro è la potenza minima necessaria all'IC per attivarsi (specifica tecnica fornita dal costruttore).

Considerando il radiocollegamento in *Downlink* (in cui il Reader è il trasmettitore ed il Tag il ricevitore) in condizioni ideali di propagazione (spazio libero), la potenza ai morsetti dell'antenna ricevente può essere descritta dalla formula di Friis:

$$P_{TAG\_IN} = P_R \cdot g_R \cdot g_T \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot \tau \cdot \rho_T \quad (\text{II-42})$$

Con:

- $P_R$  = potenza ai morsetti dell'antenna trasmittente del Reader (assorbita dall'antenna del Lettore);
- $g_R$  = guadagno d'antenna del Reader
- $g_T$  = guadagno d'antenna del Tag;
- $\tau$  = fattore di polarizzazione  $\in \{0, 1\}$ ;
- $d$  = distanza tra Reader e Tag;
- $\rho_t$  = coefficiente di trasmissione del Tag;

Il coefficiente di trasmissione  $\rho_t$  descrive l'eventuale disadattamento in potenza tra l'antenna ricevente ed il carico utilizzatore; il Tag, infatti è schematizzabile mediante il circuito equivalente, riportato in Figura II.5. Si ricorda che l'antenna del Tag, investita dal campo elettrico  $\vec{E}_{inc}$ , è rappresentata dal generatore di tensione  $V_g$  (funzione di  $\vec{E}_{inc}$ ) e dall'impedenza  $Z_A = R_A + jX_A$  che insieme simulano il fenomeno della corrente indotta che si verifica, appunto, in fase di ricezione in un radiocollegamento;  $Z_L$ , il carico su cui la stessa antenna è chiusa, riveste il ruolo del circuito integrato. L'espressione di  $\rho_t$  è il ben noto:

$$\rho_T = \frac{4 \cdot R_A \cdot R_L}{|Z_A + Z_L|^2} \quad 0 \leq \rho_T \leq 1 \quad (\text{II-43})$$

### II.3.2 Uplink

La condizione di corretta demodulazione da parte del Reader è stata analizzata nel paragrafo II.2, in simboli:

$$BER \geq BER_{th} \quad (\text{II-44})$$

si noti che in condizioni di spazio libero la quantità  $V_o$  presente nella ( II-33 ) è esprimibile come:

$$V_o = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{READER\_IN\_TPM}}}{\sqrt{\Re(Y_{LR})}} \quad (\text{II-45})$$

E quindi la ( II-33 ) diventa :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{m \cdot \sqrt{P_{READER\_IN\_TPM}}}{2 \cdot \sigma \cdot \sqrt{\Re(Y_{LR})}} \right) \quad (\text{II-46})$$

Con  $Y_{LR}$  l'ammettenza di carico ai morsetti dell'antenna del Reader e  $P_{READER\_IN\_TPM}$  la potenza ricevuta nel caso di Tag perfettamente adattato (*Tag Perfectly Matched* ( $Z_L = Z_{AT}^*$ )).

In condizioni di spazio libero si può naturalmente applicare ancora la formula di Friis ricordando la ( II-29 ), considerando perfetto adattamento tra il Reader e la sua antenna si ottiene:

$$P_{Reader\_IN\_TPM} = EIRP \cdot g_{reader} \cdot g_{tag}^2 \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 \cdot \tau_p^2 \cdot \rho_S \quad (\text{II-47})$$

### II.3.3 Read Range

Si può allora formalizzare l'espressione della massima distanza ( $r_1$ ) alla quale il Tag si accende ( II-43 ) (*Activation Range*):

$$r_1 = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{EIRP \cdot g_r \cdot \tau \cdot \rho_{Tt}}{P_{TAG\_MIN}}} \quad (\text{II-48})$$

Allo stesso modo è possibile calcolare banalmente la massima distanza  $r_2$  alla quale è verificata la ( II-44 ) (*Demodulation Range*)

$$BER_{th} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot EIRP \cdot g_{reader}}{Re(Y_{RX})}} \cdot g_{tag} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot r_2} \right)^2 \cdot \tau_p \right) \quad (\text{II-49})$$

Se si definisce allora *Read Range* ( $r_R$ ) la massima distanza alla quale il sistema funzioni correttamente, allora sarà:

$$r_R = \min\{r_1, r_2\} \quad (\text{II-50})$$

### II.3.4 Esempi Applicativi

#### II.3.4.1 Esempio di dimensionamento

Sfruttando i concetti introdotti precedentemente è possibile effettuare degli studi per dimensionare gli apparati a seconda dell'utilizzo previsto e delle prestazioni attese.

Ad esempio si consideri  $r_{01}$  il valore di  $r_1$  nell'ipotesi di utilizzare un Tag ideale perfettamente isotropo, perfetto *matching* di polarizzazione e  $\rho_T=1$ :

$$r_{01} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{eirp}{P_{TAG\_MIN}}} \quad (\text{II-51})$$

A partire dalla ( II-48 ) si possono graficare curve a  $r_1$  costante al variare del guadagno del Tag e del prodotto fra il coefficiente di polarizzazione ed il coefficiente di trasmissione.

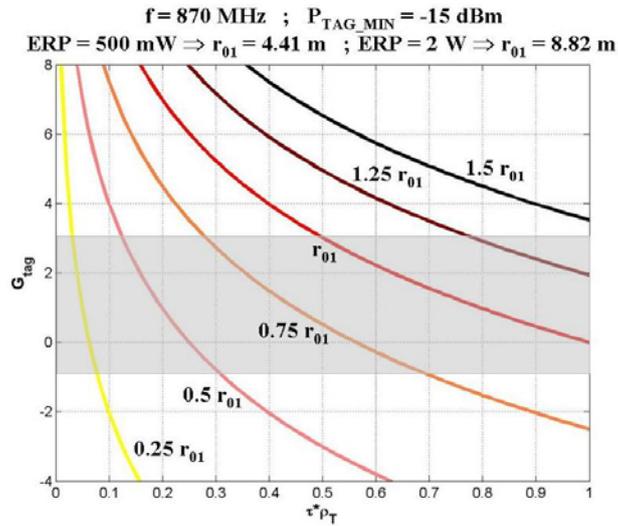


Figura II:11 – dimensionamento del Tag.

Fissata la sensibilità del Tag, l'ERP del Reader e valutato il valore di  $\tau$ , tale grafico consente facilmente di dimensionare guadagno del Tag e coefficiente di riflessione in modo da avere un certo valore di  $r_1$ .  
 Dualmente, indicando con  $r_{02}$  il valore di  $r_2$  nell'ipotesi di utilizzare un Tag ed un Reader ideali perfettamente isotropi, perfetto *matching* di polarizzazione e  $\rho_S=1$ :

$$r_{02} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt[4]{\frac{eirp}{P_{\text{READER\_MIN}}}} \quad (\text{II-52})$$

se al posto della ( II-49 ) si assume dimensionamento della modulazione ottimale, si può considerare la più semplice:

$$r_2 = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt[4]{\frac{eirp \cdot g_r \cdot g_t^2 \cdot \tau^2 \cdot \rho_{St}}{P_{\text{READER\_MIN}}}} \quad (\text{II-53})$$

si possono graficare curve a  $r_2$  costante rispetto ai prodotti  $(G_r \cdot G_t^2)$  e  $(\tau^2 \cdot \rho_{St})$ .

Fissata la sensibilità e l'ERP del Reader e valutato il valore di  $\tau$ , tale grafico consente facilmente di dimensionare i guadagni di Tag e Reader e coefficiente di *scattering* in modo da avere un certo valore di  $r_2$ .

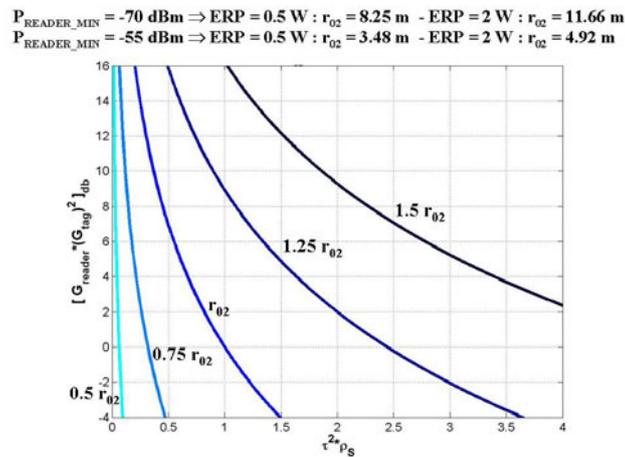


Figura II:12 – dimensionamento del Reader

Si osservi che, assegnata l'impedenza di chip<sup>5</sup>  $Z_c$ , la scelta dell'impedenza di antenna  $Z_a$  determina univocamente i valori di  $\rho_T$  e  $\rho_S$ . Tuttavia, ad ogni valore di  $\rho_T$  non corrisponde un solo valore di  $\rho_S$ , come evidenziato dalle figure seguenti:

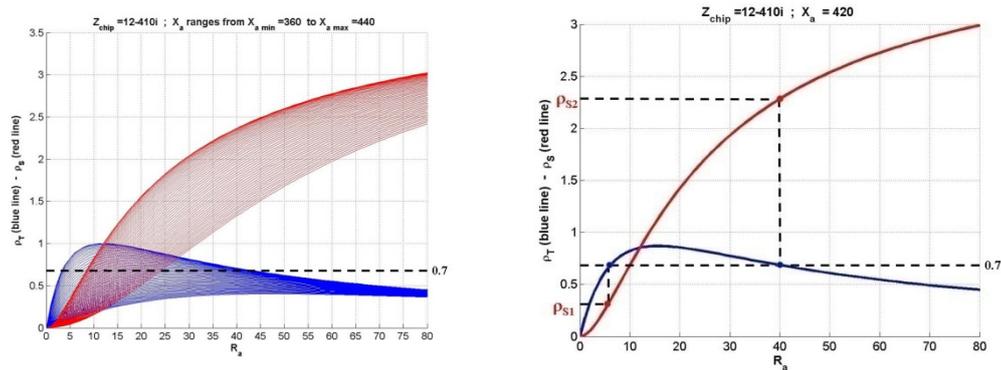


Figura II:13 – relazione tra i coefficienti di scattering e trasmissione

Fissato un determinato valore di  $\rho_T$ , ad esso corrispondono in generale due valori di  $\rho_S$  (nella figura, al valore  $\rho_T = 0.7$  corrispondono i due valori  $\rho_{S1}$  e  $\rho_{S2}$ ). È ovvio che progettando l'antenna in modo che sia  $\rho_S = \rho_{S2} > \rho_{S1}$  il rapporto  $(\rho_T)^2 / \rho_S$  assume valore più basso (rispetto al caso  $\rho_S = \rho_{S1}$ ) e ciò aumenta la probabilità che l'attivazione del Tag sia sufficiente al funzionamento del sistema.

In generale, fissato l'ERP e stimato il valore di  $\tau$ , il range di funzionamento richiesto può essere ottenuto scegliendo i guadagni delle antenne ed i coefficienti  $\rho_S$  e  $\rho_T$  in modo che il minimo fra  $r_1$  ed  $r_2$  sia uguale (o al limite maggiore) al valore richiesto.

<sup>5</sup> Usualmente l'impedenza di chip risulta capacitiva, poiché lo stadio raddrizzatore al suo ingresso determina usualmente  $X_c < 0$ . Comunque, risultati analoghi si avrebbero ipotizzando  $X_c > 0$ .

II.3.4.2 Esempio di collegamento

Il caso particolare in cui  $r_r = r_1 = r_2$  (il Tag si spegne nello stesso momento in cui al Reader si va sotto-soglia) può essere considerato una sorta di caso di riferimento ottimo, visto che in questo caso ogni dispositivo sarebbe dimensionato in modo opportuno rispetto all'altro. Se ipotizziamo il caso di propagazione libera, questo caso può facilmente essere studiato per mezzo delle equazioni ( II-48 ) e ( II-49 ). In particolare per ogni soglia di attivazione del Tag  $P_{TAG\_MIN}$  (cioè per ogni dato  $r_1$ ) si può calcolare la potenza di rumore ( $\sigma^2$ ) corrispondente a  $r_1=r_2$ . Considerando i parametri di collegamento di Tabella II-1, è possibile ottenere la Figura II:14.

ERP	2 W
$g_R$	3 dB
$g_T$	1 dB
$\tau$	1
$f$	868 MHz ( $\lambda \sim 34.5$ cm)
$Z_{AT}$	$10+j245$
$Z_{L1,2}$	OOK modulation: $Z_{L1}=(Z_{AT}) ; Z_{L2}=+\infty$
	PSK modulation: according to what suggested in [4] for any possible m value.

Tabella II-1 – Parametri di radiazione e modulazione.

Con i valori tipici di soglia di attivazione dei Tag ( $-20 \div -10$  dBm), è chiaro che con Reader di buona qualità (sensibilità circa  $-80$  dBm, Noise Power  $< 10^{-12} V^2$ ), il sistema è tipicamente limitato in potenza. Tuttavia con Reader meno sensibili (Noise Power circa  $10^{-9} V^2$ ) il Read-Range può essere facilmente limitato in BER.

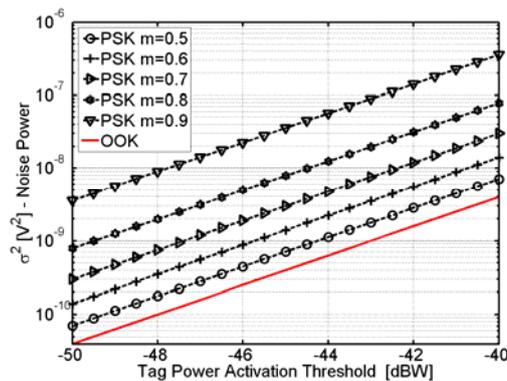


Figura II:14 – Potenza di rumore vs  $P_{TAG\_MIN}$  per diversi valori di indice di modulazione.

Per mostrare un utile esempio di collegamento in spazio libero, può essere considerato il sistema descritto in Tabella II-2. In particolare il valore  $Z_{L1}$  può essere riferito al chip XRAG2 prodotto da *STMicroelectronics* [27]. I parametri d'antenna sono riferiti a quelle di Figura II:15 e Figura II:16, che corrispondono a tipici disegni utilizzati nei sistemi UHF tradizionali.

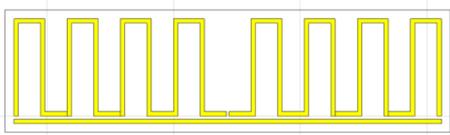


Figura II:15 – Antenna del Tag

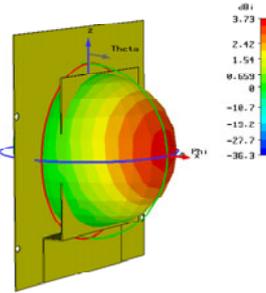


Figura II:16 – Antenna del Reader



Figura II:17 – Antenna del Tag

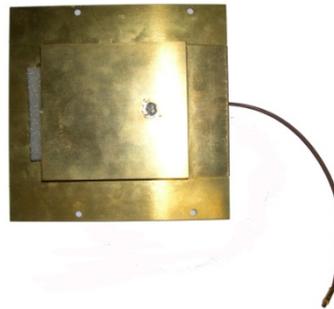


Figura II:18 – Antenna del Reader

READER MAIN PARAMETERS	
$ERP$	$2W$
$g_R$	$3.7dB$
Interrogation Frequency	$868MHz$
Noise Power ( $\sigma^2$ )	$2 \cdot 10^{-9} V^2$
$BER_{th}$	$10^{-3}$
TAG MAIN PARAMETERS	
$g_T$	$3.6dB$ <i>(0.5 dB in the link direction)</i>
Modulation	OOK with $Z_{L1}=10-j245$ ; $Z_{L2}=+\infty$
$Z_{AT}$	$17+j255$
$P_{TAG\_MIN}$	$-48dBW$

Tabella II-2 – Reader – Tag (parametri principali).

Se si assumono il Tag ed il Reader orientati in modo da ottenere perfetto adattamento in polarizzazione ( $\tau = I$ ), allora si può facilmente produrre la Figura II:19. E' ben evidente che con i parametri considerati ( $P_{TAG\_MIN} = -48dBW$  and  $BER_{th} = 10^{-3}$ ) il Tag si spegne a circa  $8m$ , mentre la soglia di BER è attraversata a circa  $6.2m$ , quindi il sistema risulta limitata in BER.

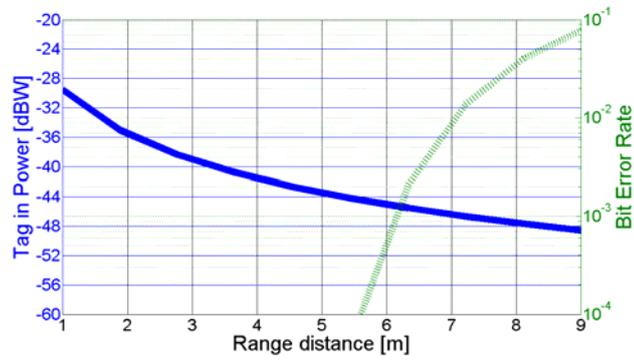


Figura II:19 –  $P_{TAG\_IN}$  e BER vs distanza di collegamento, modulazione OOK.

Visto che la modulazione OOK forza  $m=0.5$ , non è possibile dimensionare il sistema in modo da ottenere  $r_1=r_2$ . Al contrario se si considera un modulazione PSK (considerando  $Z_{L1,2}$  in accordo con [17] invece che quelle di Tabella II-2) allora  $m=0.8$  permette di ottenere il caso di riferimento definito in Figura II:14. Questo è chiaramente confermato in Figura II:20.

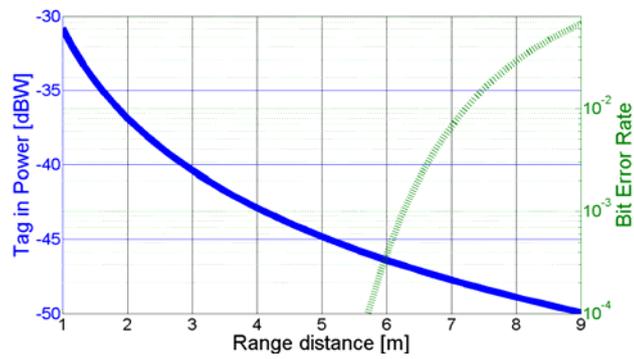


Figura II:20 –  $P_{TAG\_IN}$  e BER vs distanza di collegamento, modulazione PSK ( $m=0.8$ ).

### III ANALISI NUMERICA DELLE PRESTAZIONI

La valutazione del radiocollegamento fra due antenne connesse, rispettivamente, ad un generatore di segnale e ad un carico passivo utilizzatore può essere effettuata in molti modi, più o meno complicati a seconda delle condizioni di collegamento.

In campo lontano e spazio libero, è ben noto che la formula di *Friis* consente di valutare con ottima approssimazione la potenza ricevuta ed assorbita dal carico utilizzatore.

La frequente presenza di oggetti fra le antenne e/o intorno ad esse determina la nascita di molteplici cammini di propagazione che interferendo in ricezione generano distorsione del segnale e, molto spesso, affievolimento supplementare.

Quando gli ostacoli non si trovano troppo nelle immediate vicinanze dei dispositivi, una completa e affidabile caratterizzazione di questi meccanismi propagativi può essere ottenuta mediante modelli deterministici come il *Ray Tracing* (RT) [v], mentre una valutazione approssimata dell'attenuazione supplementare può essere effettuata per mezzo di semplici modelli euristici.

Qualora invece ci siano oggetti nella cosiddetta regione di campo vicino delle antenne (quando non a contatto con esse), può accadere che essi non solo interagiscano con l'onda emessa (contribuendo alla generazione di cammini multipli e/o all'ostruzione) ma alterino anche le proprietà di radiazione dell'antenna (impedenza di antenna, potenza irradiata, ecc.).

In questi casi, anche sofisticati algoritmi di RT possono risultare inadeguati, poiché essi spesso presuppongono che le proprietà radiative delle antenne rimangano in ogni caso quelle di spazio libero. Può essere dunque necessario il ricorso a simulatori elettromagnetici [iv] che a fronte di tempi di calcolo a volte significativi garantiscono affidabilità ed accuratezza in scenari anche complessi in virtù del fatto che mirano a risolvere le equazioni di Maxwell.

#### III.1 UTILIZZO DEL RAY TRACING

L'analisi di un radiocollegamento RFID tramite algoritmi di *Ray Tracing* [28] richiede l'esecuzione di due simulazioni successive, una per ciascuna tratta:

##### **III.1.1 Tratta Reader →Trasponder:**

Come noto, il *tag* è suscettibile della rappresentazione circuitale di Figura II:5. Se non si è in presenza di una propagazione in cui è presente un solo cammino, allora  $V_g$  può essere considerata la tensione totale risultante dalla sovrapposizione di tutti i raggi incidenti sull'antenna del tag. Detto  $V_g^i$  il generatore sostenuto nel circuito equivalente dall'*i*-mo raggio ricevuto, per la sovrapposizione degli effetti<sup>6</sup>, e ricordando la ( II-21 ), si avrà evidentemente:

---

<sup>6</sup> La sovrapposizione degli effetti presuppone di considerare tutto il circuito lineare, ipotesi certamente non rigorosamente veritiera ma auspicabilmente accettabile.

$$V_g^{tot} = \sum_{i=1}^{N_r} V_g^i = -j\lambda \cdot Z_{tag} \cdot \sum_{i=1}^{N_r} \sqrt{\frac{G_{tag} \cdot g(\theta_{inc}^i, \phi_{inc}^i)}{\pi\eta}} \cdot \vec{p}(\theta_{inc}^i, \phi_{inc}^i) \cdot \vec{E}_{inc}^i \quad (\text{III-1})$$

dove  $N_r$  indica il numero di contributi ricevuti. Noto  $V_g^{tot}$  e le impedenze  $Z_{tag}$  e  $Z_L$ , si può quindi calcolare la corrente che circola nel circuito e la  $P_{TAG\_IN}$  con lo stesso procedimento più volte discusso.

### III.1.2 Tratta Trasponder → Reader

La resistenza dell'impedenza d'antenna del tag può essere come noto scomposta nella somma di due termini, il primo dei quali rappresenta la resistenza di radiazione. Di conseguenza, la potenza assorbita  $P_{tag}$  può essere scomposta nella somma di due termini

$$P_{TAG\_ANT} = \frac{1}{2} \cdot (R_{tag}^T + R_{tag}^J) \cdot |I|^2 = \frac{1}{2} \cdot R_{tag}^T \cdot \underbrace{\frac{|V_g^{tot}|^2}{|Z_{tag} + Z_L|^2}}_{P_{TAG\_BS}} + \frac{1}{2} \cdot R_{tag}^J \cdot \frac{|V_g^{tot}|^2}{|Z_{tag} + Z_L|^2} \quad (\text{III-2})$$

il primo dei quali rappresenta, come visto in III.2.1, la potenza complessivamente retro-diffusa dal Tag ( $P_{TAG\_BS}$ ). Tale potenza verrà ragionevolmente irradiata in accordo al diagramma di radiazione dell'antenna del *trasponder*.

L'analisi della tratta *trasponder – reader* può quindi essere condotta per mezzo di una seconda simulazione a raggi in cui  $P_{TAG\_BS}$  è la potenza di alimentazione<sup>7</sup> del trasmettitore (cioè del Tag).

Sulla base di tali considerazioni, se non sono presenti fenomeni di accoppiamento elettromagnetico, è possibile valutare attraverso un opportuno simulatore a raggi [v] sia la  $P_{TAG\_MIN}$ , sia la ( II-45 ) e la ( II-46 ). E' possibile quindi descrivere analogamente a quanto fatto nella sezione II.3 il completo funzionamento e dimensionamento del sistema anche in condizioni di propagazione reale.

<sup>7</sup> Si suppone qui che il modello a raggi consideri l'antenna trasmittente ideale, cioè avente efficienza unitaria, e pertanto la potenza di alimentazione coincide con la potenza complessiva irradiata. Se così non è occorre considerare come potenza di alimentazione la  $P_{tag}$

### III.2 CO-SIMULAZIONE ELETTROMAGNETICA E SISTEMISTICA

Come già largamente argomentato nei capitoli precedenti, le caratteristiche particolari della *load modulation* generano un'evidente sensibilità del link RFID alle variazioni dell'impedenza d'ingresso dell'antenna del *Tag*. Gli effetti sono riscontrabili sia in termini di potenza ricevuta dal *Tag* per alimentare la propria logica, sia in termini di "segnale utile" al Reader per la demodulazione. Sarebbe quindi opportuno considerare in fase di progetto del *Tag* eventuali scostamenti dalle modalità di funzionamento nominali e dimensionare gli stati di modulazione in modo da raggiungere il compromesso ottimale e quindi il *range* di collegamento massimo.

Dato un ipotetico scenario applicativo RFID si propone quindi una metodologia di analisi e di supporto al progetto, di un intero *down-link* RFID UHF (tratta *Tag to Reader*), attraverso la simulazione elettromagnetica del canale (*CST Microwave Studio<sup>TM</sup>*) e la simulazione degli apparati di rice/trasmisione a livello di sistema (*Simulink<sup>TM</sup>*). Questo approccio permette l'analisi definendo le prestazioni dell'intero sistema non solo nei termini convenzionali di potenze disponibili ai morsetti delle antenne, ma anche di probabilità d'errore per bit (*BER*).

Nello schema di principio riportato nel paragrafo seguente si mostrano i blocchi funzionali fondamentali del simulatore, in cui i passi logici sono:

- Tratta di propagazione Reader → Tag,
- Modulazione,
- Tratta di propagazione Tag → Reader,
- Demodulazione.

#### III.2.1 Calcolo delle potenze di collegamento

##### III.2.1.1 Analisi della Tratta Reader to Tag

Le criticità dell'analisi della tratta *reader-tag* sono già state implicitamente affrontate dalle considerazioni fin qui svolte. Il procedimento da adottare è dunque sinteticamente il seguente:

- Descrizione circuitale delle antenne e di (eventuali) oggetti di cui si vuole valutare l'impatto;
- Scelta delle resistenze di normalizzazione alle porte ( $R_{norm1}$  e  $R_{norm2}$ );
- Calcolo tramite simulatore elettromagnetico della matrice di diffusione  $S$ ;
- Ri-normalizzazione [23] della matrice di diffusione rispetto alle effettive impedenze  $Z_g$  e  $Z_L \Rightarrow$  calcolo della matrice di diffusione  $S'$ ;
- Calcolo della potenza assorbita dal *Tag* come  $P_{TAG\_IN} = P_L = |S'_{12}|^2 \cdot P_{DISP}$ .

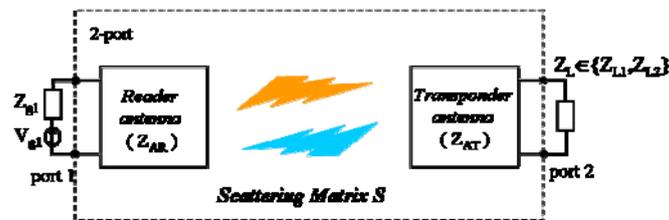


Figura III:1 – Collegamento RFID come "2 porte".

### III.2.1.2 Analisi della Tratta Tag to Reader

In questo caso occorre, nell'ordine:

- Calcolare la potenza di *back-scattering*  $P_{TAG\_BS}$ ;
- Calcolare la potenza disponibile con cui occorre alimentare la porta 2 (il Tag) in modo che la potenza irradiata coincida effettivamente con  $P_{TAG\_BS}$ ;
- Calcolare la potenza ricevuta dal Reader.

Per quanto riguarda la potenza re-irradiata, è sufficiente osservare che fra la potenza assorbita dal Tag e la potenza re-irradiata sussiste la seguente relazione:

$$P_{TAG\_BS} = P_{TAG\_IN} \cdot \delta \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} \quad (\text{III-3})$$

dove  $\delta$  rappresenta l'efficienza dell'antenna del Tag (auspicabilmente pari a 1), e  $\rho_T$  e  $\rho_S$  rappresentano i coefficienti di trasmissione (adattamento) e *scattering*, rispettivamente:

Immaginando ora di alimentare la porta 2 con un generatore, occorre osservare che parte della potenza verrà riflessa alla porta e che dunque la potenza  $P_{A2}$  "accettata" dai morsetti dell'antenna è data da:

$$P_{A2} = \left(1 - |S'_{22}|^2\right) \cdot P_{DISP2} \quad (\text{III-4})$$

La potenza irradiata (che vogliamo uguale a  $P_{TAG\_BS}$ ) vale poi evidentemente  $P_{irr} = \delta P_{A2}$ . La potenza disponibile da attribuire al generatore che alimenta la porta 2 può quindi essere ricavata dalla seguente relazione:

$$\begin{aligned} P_{TAG\_BS} &= \delta \cdot P_{A2} \\ P_{TAG\_IN} \cdot \delta \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} &= \delta \cdot \left(1 - |S'_{22}|^2\right) \cdot P_{DISP2} \\ P_{DISP2} &= P_{TAG\_IN} \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T \left(1 - |S'_{22}|^2\right)} = P_{DISP} \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} \cdot \frac{|S'_{12}|^2}{\left(1 - |S'_{22}|^2\right)} \end{aligned} \quad (\text{III-5})$$

La potenza ricevuta dal Reader vale quindi:

$$P_{READER\_IN} = |S'_{21}|^2 \cdot P_{DISP2} = |S'_{21}|^2 P_{DISP} \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} \cdot \frac{|S'_{12}|^2}{\left(1 - |S'_{22}|^2\right)} \stackrel{2\text{-porte reciproco}}{=} P_{DISP} \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} \cdot \frac{|S'_{12}|^4}{\left(1 - |S'_{22}|^2\right)} \quad (\text{III-6})$$

### III.2.2 Calcolo dei segnali alle porte

Come noto, il meccanismo della *load modulation* impiegato nella maggior parte dei sistemi RFID consente di ottenere una modulazione ASK o PSK. Come ampiamente discusso, la conoscenza delle potenze di collegamento non consente di valutare le prestazioni del sistema, che richiede invece la conoscenza dei segnali ricevuti (ed in particolare delle fasi e delle ampiezze dei segnali alle porte).

Tali grandezze possono essere calcolate per mezzo della matrice di diffusione del 2-porte come di seguito illustrato; la validità di quanto segue presuppone che le impedenze  $Z_1$  e  $Z_2$  chiuse alle porte 1 e 2 coincidano sempre con le impedenze di normalizzazione della matrice di diffusione.

In questo caso le due tratte vengono concettualmente separate per comodità, immaginando che prima avvenga l'interrogazione del Reader e solo successivamente la risposta del Tag.

### III.2.2.1 Analisi della tratta Reader to Tag

Considerando il collegamento dal lettore al *transponder*,  $Z_1$  rappresenta l'impedenza interna del Reader ( $Z_1=Z_g=Z_{Ar}^*$ ), mentre  $Z_L$  ( $= Z_{L1}, Z_{L2}$ ) rappresenta il carico chiuso ai morsetti del transponder. La corrente e la tensione ai morsetti del Tag (porta 2) possono essere immediatamente ricavate a partire dalla matrice di diffusione e dal valore dell'intensità d'onda incidente ai morsetti del Reader  $a_1$  (la porta alimentata è la porta 1, corrispondente ai morsetti dell'antenna del lettore):

$$V_{TAG} = V_2 = \frac{P_2}{\sqrt{\Re(Z_2)}} \cdot Z_{A2} \cdot S_{21} \cdot a_1 \quad (\text{III-7})$$

$$I_{TAG} = I_2 = -\frac{P_2}{\sqrt{\Re(Z_2)}} \cdot S_{21} \cdot a_1 \quad (\text{III-8})$$

Al variare di  $Z_2$  fra i valori  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$ , tali equazioni consentono di calcolare i due "stati" di tensione e corrente ai morsetti del Tag (la matrice di diffusione deve essere quindi opportunamente rinormalizzata [23] nei due casi).

La potenza (attiva) assorbita dal Tag e quella invece re-irradiata possono essere quindi calcolate come:

$$P_{TAG\_IN} = \frac{1}{2} \Re(Z_2) \cdot |I_{TAG}|^2 = \frac{1}{2} \Re(Z_2) \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{|a_1|^2}{\Re(Z_2)} = \frac{1}{2} \cdot |a_1|^2 \cdot |S_{21}|^2 = P_{DISP} \cdot |S_{21}|^2 \quad (\text{III-9})$$

$$P_{TAG\_BS} = \frac{1}{2} R_{irr} \cdot |I_{TAG}|^2 = \frac{1}{2} \cdot \delta \cdot \Re(Z_{A1}) \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{|a_1|^2}{\Re(Z_2)} = \frac{1}{2} \cdot |a_1|^2 \cdot |S_{21}|^2 \cdot \delta \cdot \frac{\Re(Z_{A1})}{\Re(Z_2)} = P_{TAG\_IN} \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} \quad (\text{III-10})$$

### III.2.2.2 Analisi della tratta Tag to Reader

L'analisi del radiocollegamento dal transponder al Reader parte dall'osservazione che l'alimentazione fornita dal lettore serve per sostenere la corrente  $I_{TAG}$  nel circuito equivalente del Tag.

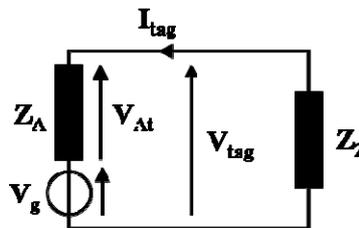


Figura III:2 – circuito equivalente del Tag.

Si osservi che in generale l'impedenza vista dai morsetti del Tag "guardando" verso la rete potrebbe non coincidere con l'impedenza  $Z_A$  dell'antenna del Tag (causa accoppiamento fra i dispositivi) e quindi sarebbe certamente più corretto considerare una più generica impedenza  $Z_{IN2}$ . Si supponrà tuttavia qui  $Z_{IN2}$  di fatto coincidente con ottima approssimazione con  $Z_{At}$ .

Per quanto riguarda in particolare la tratta *Tag-to-Reader*, la corrente  $I_{TAG}$  attraversando la resistenza di radiazione dell'antenna determina la re-irradiazione del Reader e quindi la ricezione del lettore del segnale così trasmesso.

Pertanto, al fine di modellare il collegamento di *Uplink* si può procedere immaginando di spegnere il generatore alla porta 1 ed accendere al suo posto un opportuno generatore alla porta 2 tale da garantire la stessa tensione  $V_{At}$  e la stessa corrente  $I_{TAG}$  sulla impedenza d'antenna del trasponder. In tal modo, si mantiene inalterata la potenza diffusa dal Tag ed il relativo segnale ricevuto dal lettore.

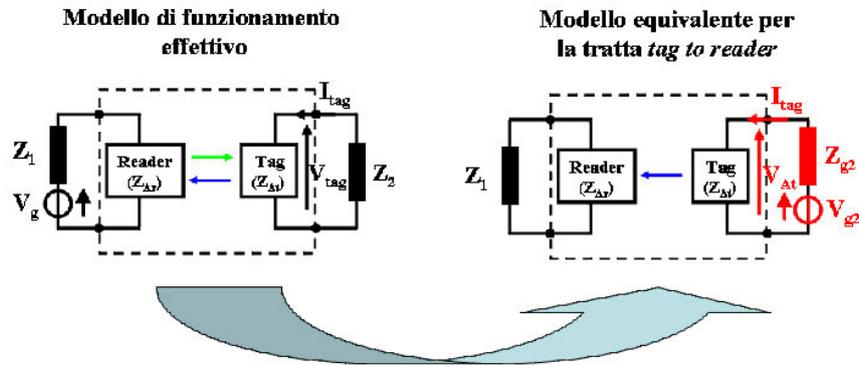


Figura III:3 – 2 porte.

Il valore della tensione impressa  $V_{g2}$  necessario può essere calcolato per mezzo della seguente espressione:

$$V_{g2} = V_{At} + Z_{G2} \cdot I_{TAG} = Z_{At} \cdot I_{TAG} + Z_{G2} \cdot I_{TAG} = (Z_{At} + Z_{G2}) \cdot I_{TAG} \quad (\text{III-11})$$

dove  $Z_{At}$  è l'impedenza di antenna del *Tag*,  $Z_{g2}$  è l'impedenza interna del generatore introdotto *ad hoc* ed  $I_{TAG}$  è dato dalla espressione calcolata nel paragrafo III.2.2.1. Si noti che benché l'impedenza  $Z_{g2}$  sia arbitraria, può essere conveniente scegliere  $Z_g = Z_2$ , per motivi che saranno chiariti fra breve.

Sostituendo si ottiene:

$$V_{g2} = -(Z_{At} + Z_2) \frac{P_2}{\sqrt{\Re(Z_2)}} \cdot S_{21} \cdot a_1 \quad (\text{III-12})$$

Anche per  $V_{g2}$ , ovviamente, l'espressione ottenuta è relativa, in realtà, a 2 valori, corrispondenti ai due stati di modulazione (e cioè ai due valori di impedenza  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$  ed ai due valori di  $S_{21}$ ). In termini di intensità d'onda, al generatore equivalente introdotto alla porta 2 corrisponde una intensità d'onda incidente alla porta 2 pari a:

$$a_2 = \frac{V_{A1} + Z_2 \cdot I_2}{2 \cdot \sqrt{\Re(Z_2)}} = \frac{Z_{A1} + Z_2}{2 \cdot \sqrt{\Re(Z_2)}} \cdot I_2 = -\frac{Z_{A1} + Z_2}{2 \cdot \Re(Z_2)} \cdot p_2 \cdot S_{21} \cdot a_1 \quad (\text{III-13})$$

Poiché le due porte sono chiuse sulle rispettive impedenze di normalizzazione<sup>8</sup>, alla porta 1 (che nello schema equivalente è una porta di ricezione) valgono le seguenti relazioni:

$$b_1 = S_{12} \cdot a_2 = -\frac{Z_{A1} + Z_2}{2 \cdot \Re(Z_2)} \cdot p_2 \cdot S_{21} \cdot S_{12} \cdot a_1$$

$$a_1 = 0 \quad (\text{III-14})$$

dove  $b_1$  è intensità d'onda riflessa ai morsetti del Reader. Come noto, a partire dalle intensità d'onda alle porte è possibile risalire alla relativa tensione e corrente alla porta. Si osservi in particolare che poiché nello schema equivalente il generatore alla porta 1 è stato spento, i valori di tensione e corrente calcolabili da  $b_1$  dipendono esclusivamente dalla retro-diffusione operata dal Tag, e dunque coincidono con i valori  $V_{mod}$  ed  $I_{mod}$ .

$$V_{mod} = \frac{p_1}{\sqrt{\Re(Z_1)}} \cdot Z_1 \cdot b_1 = -\frac{(Z_{A1} + Z_2) \cdot Z_1}{2 \cdot \Re(Z_2) \cdot \sqrt{\Re(Z_1)}} \cdot p_2 \cdot p_1 \cdot S_{21} \cdot S_{12} \cdot a_1$$

$$I_{mod} = -\frac{p_1}{\sqrt{\Re(Z_1)}} \cdot b_1 = \frac{(Z_{A1} + Z_2)}{2 \cdot \Re(Z_2) \cdot \sqrt{\Re(Z_1)}} \cdot p_2 \cdot p_1 \cdot S_{21} \cdot S_{12} \cdot a_1 \quad (\text{III-15})$$

Tali espressioni consentono il calcolo agevole della potenza (attiva) ricevuta dal lettore, poiché:

$$P_{READER\_IN} = \frac{1}{2} \Re(Z_1) \cdot |I_{mod}|^2 = \frac{1}{2} \Re(Z_1) \cdot \frac{|Z_{A1} + Z_2|^2}{4 \cdot [\Re(Z_2)]^2 \cdot \Re(Z_1)} \cdot |S_{21}|^2 \cdot |S_{12}|^2 \cdot |a_1|^2$$

$$P_{READER\_IN} = P_{DISP} \cdot |S_{21}|^2 \cdot |S_{12}|^2 \cdot \frac{|Z_{A1} + Z_2|^2}{4 \cdot \Re(Z_2)} \cdot \frac{\Re(Z_{A1})}{\Re(Z_2)} \cdot \frac{1}{\Re(Z_{A1})} = P_{DISP} \cdot |S_{21}|^2 \cdot |S_{12}|^2 \cdot \frac{\rho_S}{(\rho_T)^2} \quad (\text{III-16})$$

Osservando che detta  $Z_i$  l'impedenza alla porta  $i$ -esima (coincidente con l'impedenza di normalizzazione) e  $Z_{INi}$  l'impedenza che si vede guardando dalla porta verso la rete avente tutte le porte rimanenti chiuse sulle rispettive impedenze di normalizzazione:

$$S_{ii} = \frac{Z_{INi} - Z_i^*}{Z_{INi} + Z_i} \Rightarrow |S_{ii}|^2 = \left| \frac{Z_{INi} - Z_i^*}{Z_{INi} + Z_i} \right|^2$$

$$1 - |S_{ii}|^2 = \frac{|Z_{INi} + Z_i|^2 - |Z_{INi} - Z_i^*|^2}{|Z_{INi} + Z_i|^2} = \frac{4 \cdot \Re(Z_{INi}) \cdot \Re(Z_i)}{|Z_{INi} + Z_i|^2} = \rho_T \quad (\text{III-17})$$

Pertanto alla porta 2 si avrà  $\rho_T = 1 - |S_{22}|^2$  il che consente di ottenere un'espressione contenente i ben noti coefficienti  $\rho_T$  e  $\rho_S$ :

<sup>8</sup> Tale affermazione è vera solo se si sceglie l'impedenza arbitraria  $Z_{g2}$  pari alla impedenza di carico del Tag  $Z_2$  (cioè pari al valore  $Z_{L1}$  o  $Z_{L2}$  a seconda dello stato di modulazione; altrimenti occorre rinormalizzare la matrice di diffusione rispetto alle impedenze  $Z_1$  e  $Z_{g2}$  ed utilizzare il valore  $S'_{12}$  per il calcolo di  $b_1$ .

$$P_{READER\_IN} = P_{DISP} \cdot \frac{|S_{21}|^2 \cdot |S_{12}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \cdot \frac{\rho_S}{\rho_T} \quad (\text{III-18})$$

### III.2.3 Simulatore

I passi logici distinti nel paragrafo precedente sono implementati nel simulatore, implementato in Simulink®, sfruttando i risultati del capito preadente. Attraverso la conoscenza della matrice di diffusione ( $S$ ), estratta dalla simulazione elettromagnetica [15], rinormalizzando è possibile infatti esprimere le correnti (tensioni) che circolano ai morsetti del chip del TAG e quelle di modulazione ai morsetti del ricevitore del READER in forma chiusa (vedi paragrafo precedente):

Dopo una certa codifica di sorgente (quelle previste dallo standard 18000-6C), commutando allora opportunamente la  $Z_2$  tra due stati è possibile effettuare la modulazione tra due simboli distinti (diversi per modulo e fase in generale).

Il segnale (tensione o corrente) all’ingresso del Reader viene quindi corrotto da rumore AWG di varianza opportuna, demodolato in ragione della scelta di codifica effettuata in trasmissione ed infine confrontato con la stringa di bit generata casualmente in trasmissione.

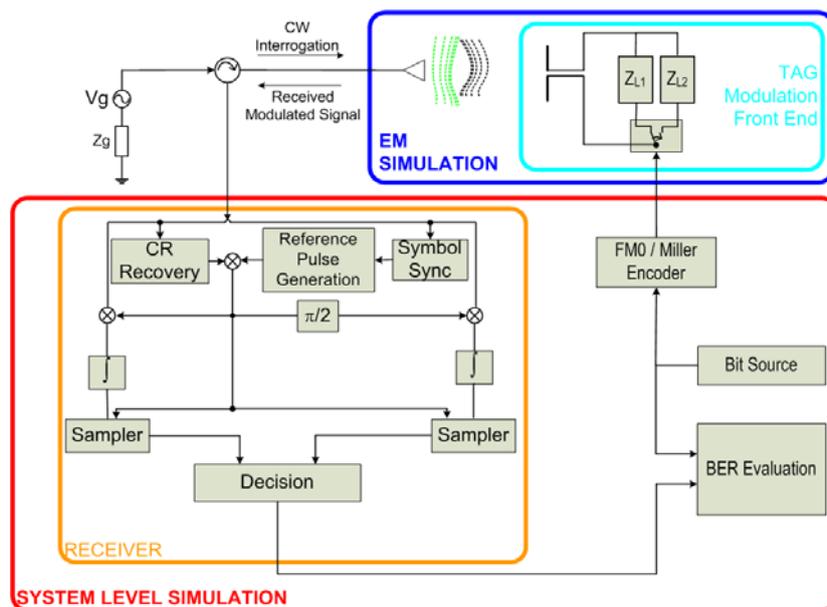


Figura III:4 - Schema di principio del simulatore

La scelta del demodulatore è ricaduta su uno schema classico a correlazione [24]: correlando il segnale ricevuto con una replica locale di uno dei simboli trasmessi (simbolo di riferimento) è possibile valutare se si è ricevuto il simbolo di riferimento o l’altro a seconda che risulti un massimo o un minimo di correlazione. Si noti in oltre che a valle della correlazione lo spettro del segnale ricevuto viene di fatto moltiplicato per la funzione di trasferimento del filtro di ricezione, che risulta la trasformata di Fourier del segnale di riferimento. Grazie alla particolare scelta di codifica dello standard (FM0 o Miller) questa funzione di trasferimento presenta uno “zero” a frequenza nulla, ragionando in banda traslata questo equivale al

filtraggio della portante di *tele-powering* e quindi l’eliminazione dell’interferenza causata dal “rientro” della portante emessa dal READER nel ricevitore del READER stesso [21].

### III.2.4 Esempio Applicativo

Attraverso l’esempio riportato a seguire si vogliono mostrare brevemente le potenzialità del simulatore; in particolare, si può notare l’ottima corrispondenza dei risultati simulati con le valutazioni teoriche di *BER* e potenza ricevuta nei casi in cui queste sono effettivamente valutabili (*Free Space*) e come si sia in grado di valutare quantitativamente il degrado delle prestazioni massime del sistema in particolari situazioni realistiche.

Si supponga di progettare un chip RFID e relativa antenna dimensionando il tutto a partire da un opportuno indice di modulazione ( $m$ )<sup>9</sup>, in particolare si consideri il Tag e le impedenze di modulazione considerati negli esempi illustrati al capitolo precedente (paragrafo II.3.4).

Per prima cosa il sistema viene simulato in condizioni di *Free Space* (FS) rilevando che le prestazioni siano perfettamente sovrapponibili a quelle studiate nel paragrafo II.3.4, il che conferma la correttezza dell’approccio utilizzato. Successivamente si pone il *Tag* vicino (2mm di distanza) ad un oggetto (NB) con le proprietà elettromagnetiche dell’acqua (lastra quadrata di lato 17cm e spessa 5mm con  $\epsilon_r = 81$ ,  $\gamma = 0.01S/m$ ). Di seguito sono riportate le curve di *BER* in funzione del SNR al Reader con potenza emessa pari a 2W EIRP e bit rate: 33kb/s.

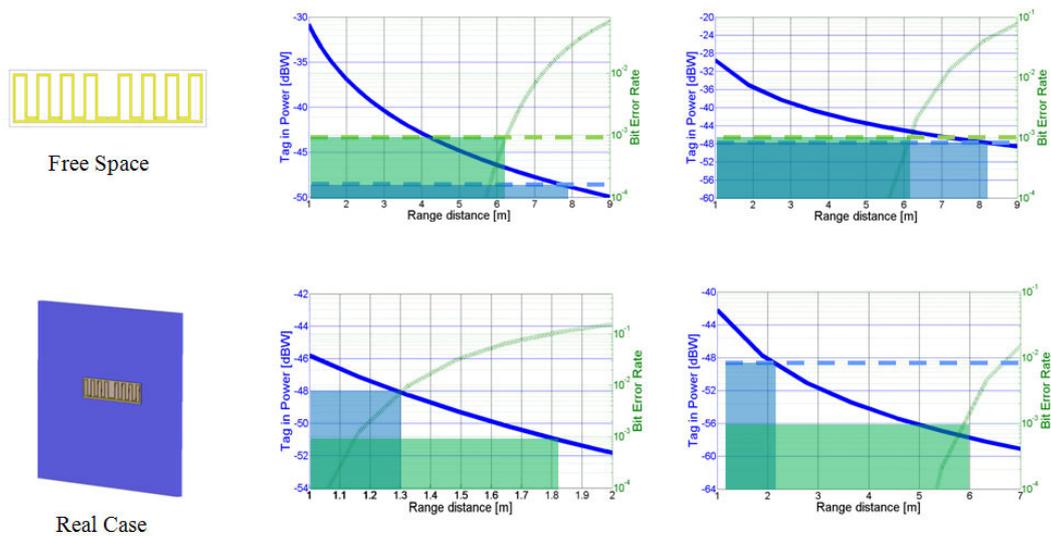


Figura III:5 – Risultati

La presenza della lastra acquosa può implicare variazioni dell’impedenza, del diagramma di radiazione e dell’efficienza d’antenna del Tag, ovviamente questi effetti non possono essere presi in considerazione nel modello di spazio libero, ma sono automaticamente presenti nella co-simulazione elettromagnetica e di sistema. Dalla Figura III:5 è evidente come la distanza di interrogazione diminuisca considerevolmente rispetto a quella di spazio libero per tutte le modulazioni considerate. Nel caso specifico la *BER* sembra piuttosto immune all’acqua per modulazione OOK, infatti, a dispetto di un grosso cambiamento del valore di

<sup>9</sup> tale per cui sia ottimo il compromesso tra gli la “potenza utile” al Reader e quella assorbita dal Tag come definiti e valutati in [2]

$Z_{AT}$  ( $\sim 271+j665\Omega$ ), l'indice di modulazione diminuisce di poco (da 0.59 a 0.53), in modo simile il coefficiente di diffusione ( $\rho_S$ ) passa da 1.39 (FS) a 1.15. Sfortunatamente il coefficiente di assorbimento medio ( $\langle \rho_T = p_1(\rho_T|Z_{L1}) + p_2(\rho_T|Z_{L2})$ ) è uguale a 0.42 in FS e cala a 0.021 a causa dell'acqua; questo implica che il sistema sia fortemente limitato in potenza con un *activation range* di circa 2m. Se si considera la modulazione PSK, la variazione di impedenza produce un deterioramento evidente sia di  $P_{TAG\_IN}$  che di  $BER$  e quindi una forte riduzione dia dell'*activation range* sia del *demodulation range*. In particolare il *read range* cala a 1.15m.

Per una modellazione più realistica dello scenario propagativo, naturalmente, posso essere considerati altri oggetti aggiunta all'oggetto "taggato". In presenza di questi oggetti attorno (o tra) i dispositivi si è in presenza di propagazione multi cammino, quindi il Tag ed il Reader devono tener conto del possibile deterioramento del segnale dovuto all'interferenza degli echi. Come per l'accoppiamento EM, il *multipath* non viene considerato dal modello di spazio libero, ma è automaticamente messo in conto dalla co-simulazione proposta. Come esempio, in Figura III:6 è proposto un esempio in cui sono stati introdotti due oggetti metallici in aggiunta alla lastra d'acqua.

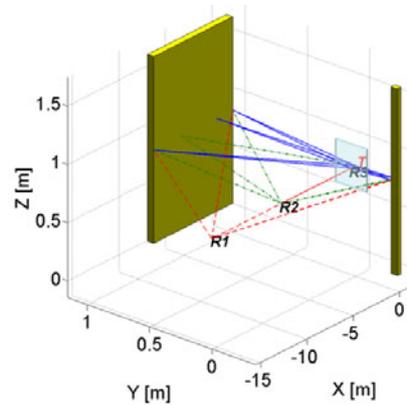


Figura III:6 – esempio di *multipath*, sono tracciati i raggi più rilevanti in accordo con la teoria dell'ottica geometrica.

A seconda della posizione del Reader, le proprietà dei contributi multi cammino cambiano (numero di raggi, ritardi, angoli di arrivo/partenza, ampiezze, ecc...) generando un fading spaziale ben evidente in Figura III:7.

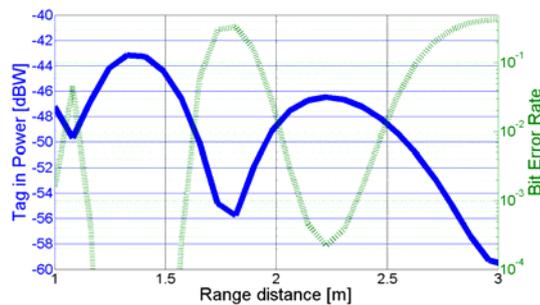


Figura III:7 – Risultati relativi all'esempio con *multipath* (modulazione PSK).

Se comparata con la Figura III:5, la Figura III:7 mostra che il *read range* che un po' migliorato a circa 2.4m, ma questo risultato è ovviamente legato al particolare scenario considerato. Più interessante è l'oscillazione

tipica del fading spaziale, che può generare un zona di interrogazione non uniforme, con possibili mancate letture anche a distanze inferiori al *read range*.

### ***III.2.5 Considerazioni sull'approccio EM/Sistemistico***

La scelta di una co-simulazione EM/Sistemistica rende possibile (al prezzo di un tempo di calcolo non trascurabile) prevedere gli effetti della propagazione di campo vicino e di tenerli in considerazione nel dimensionamento del sistema, permettendo valutazioni preliminari di progetto. In particolare è possibile la contemporanea ottimizzazione dei parametri più propriamente sistemistici (bit rate, codifica, ecc...) con quelli riferibili al *front end* a radio frequenza (antenne, rete di alimentazione, impedenze di modulazione ecc...) per ogni singolo caso di interesse. Sono poi possibili ed auspicabili ulteriori interessanti possibili studi ad esempio sul posizionamento delle etichette o sull'accoppiamento mutuo tra *tag* differenti collocati a distanza ravvicinata.

## IV ANALISI IN CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO DI CAMPO VICINO

Come già abbondantemente argomentato, il passaggio dalle basse frequenze a quelle UHF comporta un maggiore impatto dell'ambiente sulle prestazioni del sistema sia in termini di affievolimento e distorsione del segnale radio, sia in termini di *detuning* delle antenne. Per ridurre questa sensibilità molti autori hanno considerato il così chiamato RFID UHF near field, che significa che l'interazione radio tra l'antenna del Reader e quella del Tag non avvenga più nella zona di campo lontano delle due antenne, ma nella zona vicina dei campi reattivi (*Reactive Near Field Zone*). Sfruttando le proprietà peculiari generalmente attribuite al campo vicino, si suppone che l'utilizzo dei sistemi UHF *Near Field* possano beneficiare sia dei pregi dei sistemi HF (scarsa influenza delle condizioni ambientali di funzionamento ...) sia di quelli UHF tradizionali (maggiore capacità, maggior raggio di lettura ...). Il dibattito circa le reali potenzialità di questi sistemi è tuttora aperto [31] - [36], sia al fine di una comparazione oggettiva tra i sistemi HF e quelli UHF, sia per indagare i fattori di criticità, e quindi di dimensionamento, per l'ottimizzazione delle prestazioni.

A tale scopo, nel seguito verranno analizzate le maggiori peculiarità dei sistemi UHF *Near Field* (UHF-NF) facendo uso di un'analisi elettromagnetica basata sia su valutazioni teoriche relative a semplici, ma rappresentativi, elementi radianti, sia su misure effettuate su tali dispositivi e su apparati reali.

### IV.1 CONSIDERAZIONI SUI SISTEMI UHF NEAR FIELD

Seguendo la classificazione generale proposta in [29], un sistema UHF-NF può appartenere alle seguenti macro-classi:

1. utilizzo dei comuni dispositivi esistenti: naturalmente ogni Tag progettato per operare in campo lontano è in grado di operare (ricevere/trasmettere) se posizionato nella zona di campo vicino dell'antenna del Reader (e vice-versa). In caso di applicazioni a corto raggio, la potenza irradiata dal lettore può essere ridotta in modo opportuno;
2. utilizzo di Reader comuni con Tag antenne del Tag "ad-hoc", progettate in modo che il transponder operi solo a breve distanza (si possono considerare antenne piccole, inefficienti o *detunate* in modo opportuno);
3. utilizzo di antenne atipiche sia da parte del Tag sia per il Reader, in particolare si potrebbero investigare antenne che producano un campo magnetico di forte intensità nella zona di campo vicino a frequenze UHF.

Gli esempi esistenti, e popolari, relativi a questi sistemi [31], [37] sono ispirati soprattutto dagli approcci 2 e 3 e mirano alla riduzione dell'impatto delle condizioni ambientali sul funzionamento del link attraverso l'uso di Tag equipaggiati con antenne "a spira" molto piccole (rispetto alla lunghezza d'onda) e semplici. Secondo la legge di Faraday la tensione indotta ai morsetti d'antenna sembra essere proporzionale alla frequenza operativa [31], e quindi già solo la migrazione dall'HF all'UHF sembra essere di per se un beneficio in termini di trasferimento energetico tra i dispositivi. Naturalmente maggiore è il trasferimento di potenza, maggiore è il margine disponibile per ovviare alle cause di affievolimento. Inoltre l'accoppiamento quasi indipendente dalle condizioni di funzionamento nei sistemi HF, suggerisce che una immunità ambientale simile possa essere ottenuta con i sistemi UHF se l'accoppiamento utilizza il campo magnetico rispetto a quello elettrico, infatti la distribuzione di campo magnetico vicino reattiva risulta più influenzata da materiali con permeabilità magnetica elevata, ma questi sono piuttosto inusuali in condizioni comuni

[29],[32]. A dispetto di queste semplici valutazioni qualche perplessità è apparsa nella comunità scientifica, in particolare la principale obiezione teorica riguarda la dimensione della zona di campo vicino con l'aumentare della frequenza operativa. Nonostante la mancanza di un accordo generale riguardo la posizione del punto di confine della zona dei campi reattivi (valutazioni differenti possono essere trovate in letteratura [6], [29], [32], [34]), essa non è mai considerata molto maggiore della lunghezza d'onda (e spesso ben minore). E' chiaro, quindi, che la massima distanza utile per un accoppiamento magnetico in HF è circa 3.5m, mentre viene drammaticamente ridotta a pochi centimetri in UHF; questo implica che qualsiasi immunità ambientale ipotizzata nella regione di campo vicino svanisce a pochi centimetri dall'antenna. Inoltre la sensibilità limitata mostrata dai dispositivi HF può essere attribuita alla natura quasi statica del campo del campo vicino prodotto da spire HF, che nelle nostre applicazioni hanno sempre dimensioni molto minori rispetto alla lunghezza d'onda. Al contrario l'approssimazione quasi statica diventa peggiore a più alte frequenze, visto che le antenne UHF sono comunemente di dimensioni paragonabili con quelle della lunghezza d'onda. Di conseguenza ci si aspetta un'immunità ambientale minore rispetto ai sistemi HF, a tal proposito è interessante far notare come alcune misure su dispositivi UHF effettuate in campo vicino non abbiano mostrato alcun particolare effetto di immunità ambientale [33].

## IV.2 INTRODUZIONE GENERALE AL PROBLEMA

### IV.2.1 Regioni e confini del campo prodotto da un'antenna

Lo spazio che circonda una sorgente elettromagnetica può essere diviso in differenti regioni (Figura IV:1), ciascuna identificata da proprietà peculiari della distribuzione di campo in essa. In particolare si definiscono le seguenti zone:

1. *Zona di Fraunhofer*: luogo dei punti aventi una distanza  $r$  dalla sorgente tali che:  
 $r \gg D, r \geq 2D^2 / \lambda$  con  $D$  la massima dimensione lineare della sorgente.
2. *Zona di Fresnell*: luogo di punti che soddisfano:  $r \gg D$ , ma non  $r \geq 2D^2 / \lambda$ .
3. *Zona della sorgente*: luogo dei punti che non soddisfano  $r \gg D$ .

Inoltre, il sott'insieme di punti appartenenti alla zona di Fraunhofer per cui  $r \gg \lambda$  definisce la zona chiamata di *campo lontano*. E' anche noto [6] che una sorgente EM con dimensioni trascurabili rispetto a  $\lambda$  produce un campo quasi stazionario nella regione  $D \ll r \ll \lambda$  (Figura IV:1), il cui limite superiore è spesso stimato come  $\lambda/2\pi$  [29]; all'interno della regione quasi-stazionaria il campo elettrico e quello magnetico possono essere considerati in qualche modo indipendenti, mentre nella zona di campo lontano sono ortogonali tra loro ed al versore di propagazione, con il rapporto dei moduli è fisso ( $\eta$ ).

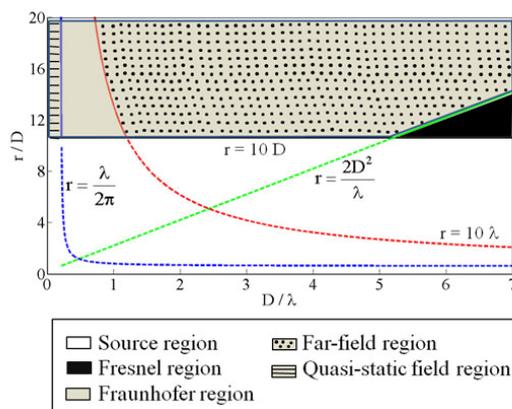


Figura IV:1 – Regioni di campoEM per una generica antenna.

#### IV.2.2 Disomogeneità del mezzo e correnti di polarizzazione

È noto che la soluzioni delle equazioni di Maxwell è molto complicata dalla presenza di disomogeneità del mezzo. Dal punto di vista formale per superare questo ostacolo, il mezzo reale può essere sostituito da un mezzo omogeneo in cui vengono introdotte le “densità di correnti di polarizzazione” [35] così definite:

$$\vec{J}_p(P) = j\omega \cdot [\varepsilon(P) - \varepsilon_0] \cdot \vec{E}(P) \quad (\text{IV-1})$$

$$\vec{J}_{Mp}(P) = j\omega \cdot [\mu(P) - \mu_0] \cdot \vec{H}(P) \quad (\text{IV-2})$$

Le sorgenti ausiliarie  $\vec{J}_p(P)$  e  $\vec{J}_{Mp}(P)$  producono nel mezzo omogeneo di parametri  $(\varepsilon_0, \mu_0)$  gli stessi effetti dovuto alle disomogeneità nel mezzo reale. Generalmente le disomogeneità corrispondono ad oggetti che circondano le antenne, il campo diffuso coincide esattamente con quello generato dalle correnti di polarizzazione.

In accordo con le (IV-1) e (IV-2), una disomogeneità “elettrica” (p.e.  $\mu(P) = \mu_0$ ) immersa in un campo magnetico (p.e.  $\vec{E} = 0$ ) corrisponde a  $\vec{J}_p(P) = \vec{J}_{Mp}(P) = 0$ . Visto che i materiali più comuni hanno  $\mu(P) \approx \mu_0$ , una comunicazione wireless rigorosamente indifferente alla presenza di oggetti intorno alle antenne può quindi essere assicurata attraverso una distribuzione “puramente magnetica” del campo nel volume contenente gli oggetti.

Nella pratica, i sistemi radio più popolari fortemente immuni rispetto alle condizioni ambientali sono basati sulla comunicazione in campo vicino tra spire elettricamente piccole. Queste antenne, infatti, producono un campo elettrico trascurabile all’interno della regione di campo quasi stazionario. Questi sistemi operano generalmente a basse frequenze (come i più comuni sistemi RFID HF), in modo che la regione quasi stazionaria sia abbastanza estesa da garantire la distanza di comunicazione desiderata e da contenere tutti gli oggetti vicini che potrebbero influenzare le prestazioni del sistema. Naturalmente all’aumentare della frequenza le antenne devono diminuire di dimensioni per garantire le condizioni di cui sopra, il volume nel

quale il campo è quasi-stazionario diminuisce (cala il range) e le correnti di polarizzazione aumentano perché è sempre più difficile garantire che le disomogeneità sia tutte contenute in tale zona.

### IV.3 SENSIBILITA' AMBIENTALI DEI SISTEMI UHF NEAR FIELD

Secondo le considerazioni precedenti non ci si può aspettare che i sistemi UHF-NF possano soffrire delle condizioni ambientali allo stesso modo che quelli HF, per investigare la loro reale sensibilità alle condizioni d'impiego sono state effettuate delle misure utilizzando alcuni Tag commerciali ( Figura IV:2 )

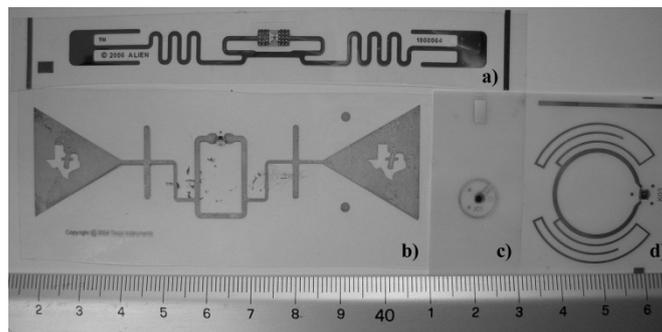


Figura IV:2 – Tag reali.

Ciascun Tag può essere considerato come rappresentativo di una certa categoria di forma e di principio di funzionamento:

- Tag a (Allien Squiggle): Tag ben conosciuto come adatto a molteplici scopi e ad operare in condizioni di campo lontano, equipaggiato con un'antenna che risponde al principio del dipolo "meandrato";
- Tag b (Texas Instrument): dipolo con una grossa rete di adattamento a forma di spira, adatto anch'esso ad operare in campo lontano;
- Tag c (Impinj Button): essenzialmente una spira circolare di raggio 5mm disegnato per comunicazione in campo vicino e Item Leven Tagging.
- Tag d (Impinj Satellite): spira più grande del Tag c (10mm raggio) disegnata per operare in regione di campo e appena fuori.

Tutte le misure effettuate sono state orientate alla valutazione del "guadagno di tratta" (Patch Gain) che può essere definito dal seguente rapporto:

$$PG = \frac{P_{TAG\_IN}}{P_{READER}} \quad (IV-3)$$

Con  $P_{TAG\_IN}$  la potenza assorbita dal Tag e  $P_{READER}$  la potenza disponibile all'antenna del Reader. Per cominciare i valori di  $PG$  sono stati stimati con un Reader commerciale [16] attraverso il quale è stata valutata manualmente la minima potenza emessa dal dispositivo ( $P_{READER\_MIN}$ ) affinché il Tag si accendesse. Successivamente si sono ripetute tali misure con il dispositivo Voyantic "Tagformance" [36], che permette uno *sweep* automatico in potenza e frequenza per valutare sia la minima potenza emessa dal

lettore per l'accensione del Tag sia la potenza retro diffusa dal Tag stesso. Chiamando  $P_{TAG\_THRESHOLD}$  la potenza di soglia del Tag, il  $PG$  è allora ottenuto tramite la:

$$PG = \frac{P_{TAG\_THRESHOLD}}{P_{READER\_MIN}} \quad (IV-4)$$

Secondo la classificazione richiamata nella sezione IV.1, sono stati considerati due diversi tipi di antenna del Reader, per tenere conto di tutte le classi proposte per i sistemi UHF-NF. In particolare i Tag c e d sono stati "accoppiati" all'antenna Impinj Brickyard UHF (sistema 3) e ad una comune antenna patch di dimensioni (20cmx20cm) (sistema 2) orientata soprattutto all'applicazione in campo lontano; infine l'antenna patch è stata utilizzata per l'interrogazione dei Tag a e b (sistema 1).

Per ogni sistema il Tag è stato spostato lungo la retta ortogonale alla superficie dell'antenna del lettore, per ogni valore di distanza considerato, le misure sono state eseguite sia nel caso "front" sia in quello "side" illustrati nella figura Figura IV:3: nel primo caso le antenne sono affacciate l'una all'altra, mentre nell'altro il piano contenente l'antenna del transponder è normale alla superficie dell'antenna del Reader. In ogni caso è stata considerata il miglior orientamento possibile.

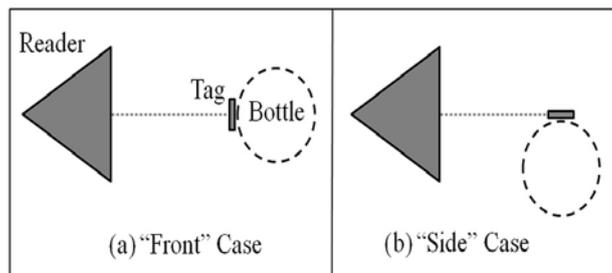


Figura IV:3 – configurazioni di misura.

Per comparare la sensibilità alle condizioni ambientali dei differenti sistemi considerati, i Tag sono stati anche attaccati ad una bottiglia cilindrica, di raggio 30mm ed altezza 140mm, riempita d'acqua (Figura IV:3). Qualsiasi altra possibile, ed imprevedibile, causa di deterioramento è stata limitata attraverso l'utilizzo di pannelli assorbenti opportunamente posizionati attorno alle antenne (Figura IV:4).



Figura IV:4 – set-up di misura

I Tag considerati non sono necessariamente equipaggiati con lo stesso chip, ognuno dei quali ha la propria potenza di soglia e caratteristiche operative, ma per comparare i valori di  $PG$  con e senza oggetti in prossimità dell'antenna, la potenza di soglia costituisce solo un fattore di scala il cui valore esatto non è particolarmente importante ai fini della discussione. Quindi, per semplicità, è stata posta

$$P_{TAG\_THRESHOLDN} = -12dBm \text{ per tutti i Tag.}$$

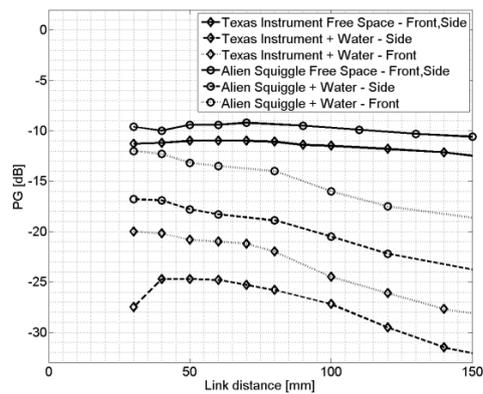


Figura IV:5 – valori di PG per il sistema 1.

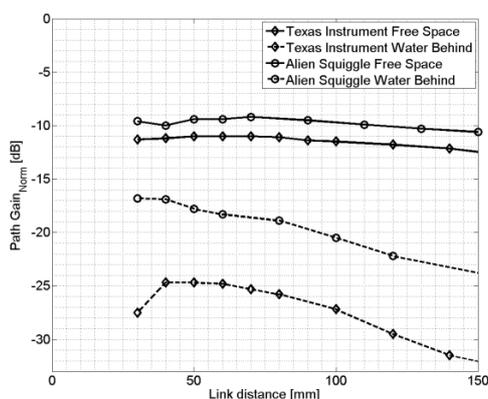


Figura IV:6 – valori di PG per il sistema 2.

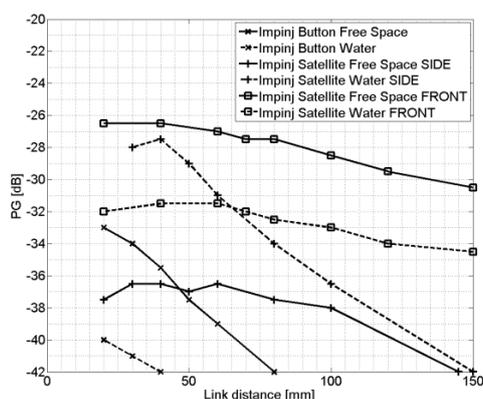


Figura IV:7 – valori di PG per il sistema 3.

I risultati della campagna di misure sono riportati nella Figura IV:5, nella Figura IV:6 e nella Figura IV:7 e mostrano chiaramente come la presenza di una disomogeneità (la bottiglia nel caso in esame) ha un impatto molto forte sulle prestazioni in tutti i casi considerati. Secondo questi risultati li sistemi UHF-NF sembrano essere molto più sensibili agli effetti ambientali rispetto ad i sistemi HF. Anche l'uso di antenne appositamente disegnate e promosse per l'utilizzo in condizioni di campo vicino si è dimostrato inefficace all'immunità ambientale. Questa inefficacia può essere imputata principalmente a:

1. il decremento del limite  $\lambda/2\pi$ ,
2. le dimensioni delle antenne considerate, che sono piccole abbastanza (specialmente lato Tag) da operare sono a breve distanza, ma sono elettricamente troppo grandi (specialmente lato Reader) per produrre un campo vicino marcatamente magnetico e quasi stazionario

In conclusione, anche se la diatriba tra coloro che difendono l' UHF-NF e coloro che sostengono le ragioni dei sistemi HF non appare chiusa, appare piuttosto improbabile che l'UHF-NF rappresenti sempre la scelta migliore rispetto all'HF per applicazioni a corto raggio. Quindi sistemi Near Filed specifici (classe 3) potrebbero essere raramente favorevoli e talvolta sconsigliabili. Naturalmente questo non significa che la comunicazione in campo vicino di sistemi UHF sia inutile o da scartare, anzi, visti gli scarsi benefici dei sistemi di classe 3, è di particolare interesse la comprensione e lo studio delle potenzialità e delle prestazioni

dei sistemi di classe 1 e 2 quando la distanza di collegamento diminuisce. Nel seguito saranno analizzati più in dettaglio proprio questi sistemi in quanto i risultati precedenti mostrano la generalità delle considerazioni ottenibili con dispositivi più semplici rispetto a quelli di classe 3. Inoltre è innegabile il vantaggio di utilizzare uno stesso standard e gli stessi dispositivi sia per utilizzi di campo lontano che vicino, quindi appare naturale focalizzare l'attenzione sulle prestazioni del sistema UHF a corto raggio senza necessariamente riferirsi al confronto con la tecnologia HF.

#### IV.4 MODELLO DI *PATH GAIN*

##### IV.4.1 *Inaccuratezza dei modelli analitici standard*

Il bilancio di tratta dei sistemi RFID standard (sia HF che UHF) è generalmente effettuato attraverso una formulazione analitica semplice (vedi il Capitolo II per sistemi UHF e [1] per HF), che è rigorosamente valida in condizioni ideali di spazio libero, e che viene spesso considerata per un dimensionamento preliminare del sistema.

In HF, vista la natura induttiva del collegamento in campo vicino tra le spire, generalmente ci si può limitare a considerare la legge di Faraday:

$$V_{OC} = -j\omega \cdot \int_{\Sigma} \vec{B} \cdot \hat{n} \, d\Sigma \quad (\text{IV-5})$$

dove  $V_{OC}$  è la tensione indotta ai terminali aperti di un'antenna (p.e. la spira del Tag),  $\vec{B}$  il vettore induzione magnetica totale,  $\Sigma$  l'area delimitata dalla spira. In modo equivalente a ( IV-5 ) può essere considerata anche la [32]:

$$P_{TAG\_IN} = P_{AV\_READER} \cdot Q_T \cdot Q_R \cdot k^2 \cdot \rho_T \cdot \rho_R \quad (\text{IV-6})$$

Dove  $Q_T$  e  $Q_R$  sono i "rapporti di qualità" d'antenna,  $k$  è il coefficiente d'accoppiamento e  $\rho_T$ ,  $\rho_R$  sono i coefficienti di disadattamento delle antenne del Tag e del Reader rispettivamente ( $0 \leq \rho_T, \rho_R \leq 1$ ).

Al contrario, la comunicazione in campo lontano dei sistemi UHF è studiata utilizzando la formula di Friis e la formulazione del campo diffuso in condizioni di campo lontano (Capitolo II).

$$P_{TAG\_IN} = P_{AV\_READER} \cdot G_T \cdot G_R \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot r} \right)^2 \cdot \tau \cdot \rho_T \cdot \rho_R \quad (\text{IV-7})$$

con  $r$  la distanza di collegamento,  $\tau$  il coefficiente di polarizzazione,  $G_T, G_R$  i guadagni d'antenna. Chiamando  $P_{TAG}$  e  $P_{READER\_IN}$  la potenza disponibile al Tag e la potenza assorbita dall'antenna del Reader, allora  $PG$  può essere scritto come:

$$PG = \frac{P_{TAG\_IN}}{P_{AV\_READER}} = \left( \frac{P_{AV\_TAG}}{P_{READER\_IN}} \right) \cdot \rho_T \cdot \rho_R = PG_{norm} \cdot \rho_T \cdot \rho_R \quad (IV-8)$$

dove  $PG_{norm}$  rappresenta il  $PG$  normalizzato al fattore  $(\rho_T \cdot \rho_R)$ , ad esempio  $PG_{norm} = PG$  in caso di perfetto adattamento sia al Tag che al Reader. Quindi è valida la seguente espressione generale per i sistemi standard HF e UHF:

$$P_{TAG\_IN} = P_{AV\_READER} \cdot PG_{norm} \cdot \rho_T \cdot \rho_R \quad (IV-9)$$

Nella ( IV-9 )  $PG$  normalizzato descrive la capacità del Tag di raccogliere energia dal campo prodotto dall'antenna del Reader e quindi descrive l'interazione elettromagnetica tra i due dispositivi indipendentemente da quanto accade in termini di adattamento tra antenne e *front-end*.

In particolare dipende solo dalla distanza di collegamento, dalle proprietà delle antenne (elettromagnetiche, geometriche e fisiche) e dal mezzo in cui avviene l'interazione.

Come si è visto, in prima approssimazione si può affermare il fattore limitante per la distanza di comunicazione è costituita dalla disattivazione del Tag, secondo la ( IV-9 ) essa dipende dall'efficienza dell'accoppiamento elettromagnetico tra i dispositivi (p.e.  $PG_{norm}$ ) e dal disadattamento delle antenne con i rispettivi carichi, nel seguito saranno trattati questi aspetti con particolare riferimento ad i sistemi UHF-NF.

Per stimare  $PG_{norm}$  nei sistemi UHF-NF non è possibile sfruttare l'equazione ( IV-7 ) in quanto per definizione non sono rispettate le condizioni di campo lontano. Inoltre, anche nel caso in cui questi sistemi fossero sviluppati secondo i principi della comunicazione HF (Reader e Tag equipaggiati con spire), le equazioni ( IV-5 ) e ( IV-6 ) posso risultare allo stesso modo inadatte; infatti il campo magnetico generato dalla spira ricevente a morsetti aperti a frequenze UHF potrebbe non essere sempre trascurabile rispetto a quello prodotto dall'antenna del Reader. In questo caso l'equazione ( IV-6 ) non è più valida e la ( IV-5 ) è di fatto inutile in quanto il calcolo del campo magnetico totale ( quello generato dal Reader più quello generato dal Tag ) sarebbe in generale impossibile con una approccio analitico.

#### ***IV.4.2 Analisi elettromagnetica di un semplice collegamento di riferimento***

La mancanza di un approccio analitico affidabile per i sistemi UHF operanti in condizioni di campo vicino, o in zona intermedia, non permette di prevedere le prestazioni del sistema, con possibili problemi, sia nel dimensionamento del sistema sia nella scelta della tecnologia.

Una stima teorica di  $PG_{norm}$  in qualche caso semplice, ma rappresentativo, di collegamento UHF-NF può essere effettuata attraverso il teorema di reciprocità. Si possono scrivere le seguente espressione per la tensione indotta ai morsetti aperti dell'antenna ricevente  $V_{OC}$ , in un radiocollegamento generico, a seconda che si considerino sorgenti elettriche ( IV-10 ):

$$V_{OC} = - \int_{V_T} \vec{E}_{INC}(\vec{w}) \cdot \frac{\vec{J}'_i(\vec{w})}{I_0} d\vec{w} \quad (IV-10)$$

$V_T$  è il volume in cui è racchiusa la sorgente,  $\vec{E}_{INC}(\vec{w})$  il campo elettrico incidente prodotto dall'antenna del Reader,  $\vec{J}'_i(\vec{w})/I_0$  è la densità superficiale di corrente elettrica impressa se usata in trasmissione e alimentato da corrente unitaria. Nella pratica la relazione ( IV-10 ) è utile solo nel caso in cui le funzioni vettoriali richieste siano note o facilmente calcolabili.

Le antenne utilizzate comunemente nei sistemi RFID reali non sono abbastanza semplici da considerare le loro distribuzioni di corrente e campo come note; tuttavia nel seguito viene adottato un approccio semplificato partendo dall'assunzione che la maggior parte delle antenne dei sistemi UHF possano essere approssimativamente ridotte alle seguenti tre tipologie:

1. Antenne patch: utilizzate prevalentemente come antenne del Reader, possono essere descritte attraverso il modello a cavità [6]. In particolare una patch rettangolare (dimensioni  $L \times W \times h$ ) può essere considerata l'equivalente dei quattro slot magnetici descritti brevemente in Figura IV:8.
2. Spire circolari: la distribuzione di corrente può essere descritta attraverso la seguente espressione:

$$\vec{J}_i(\alpha) = I_0 \cdot \frac{\cos(\beta \cdot R \cdot \alpha)}{\cos(\beta \cdot R \cdot \pi)} \cdot \hat{i}_\tau(\alpha) \quad (IV-11)$$

con  $R$  il raggio della spira,  $I_0$  la corrente complessa ai terminali della spira,  $\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $\hat{i}_\tau$  è il versore tangente alla spira,  $\alpha \in [-\pi, \pi]$  l'angolo riportato in Figura IV:9.

3. Dipoli lineari: spesso i transponder UHF sono equipaggiati con antenne simili a dipoli. Considerando una semplice forma lineare, la distribuzione di corrente può essere ricavata dal ben noto modello sinusoidale:

$$\vec{J}_i(z) = I_0 \cdot \sin[\beta \cdot (\ell - |z|)] \hat{i}_z \quad |z| \leq \ell \quad (IV-12)$$

Se sono disponibili espressioni analitiche della densità di corrente, allora il campo elettromagnetico corrispondente può essere valutato dalla scomposizione della sorgente in piccoli elementi lineari di lunghezza  $dl \ll \lambda$  e sommando tutti i contributi di campo.

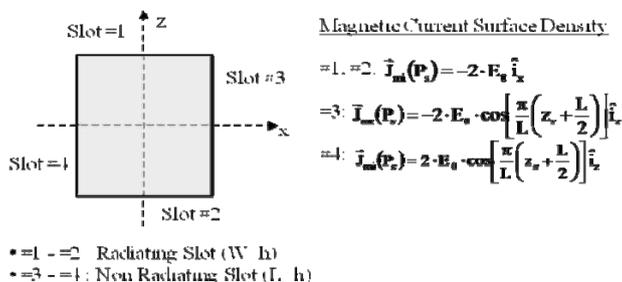


Figura IV:8 – schema di principio di una patch schematizzata come cavità risonante.

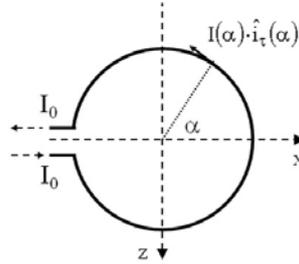


Figura IV:9 – spira.

Dalla ( IV-10 ) il PG normalizzato del collegamento radio può allora essere valutato come:

$$PG_{norm} = \left( \frac{P_{TAG}}{P_{READER\_IN}} \right) = \frac{|V_{OC}|^2 / 8 \cdot R_{A\_TAG}}{P_{READER\_IN}} \quad (IV-13)$$

dove:

- $V_{OC}$  è la tensione indotta ai morsetti aperti della spira; esso può essere calcolato attraverso l'equazione ( IV-10 ) partendo dalla valutazione numerica del campo prodotto dall'antenna del Reader e i modelli approssimati disponibili per la distribuzione della corrente sull'antenna del Tag;
- $R_{A\_TAG}$  rappresenta la resistenza d'ingresso della spira ricevente ed è uguale alla somma delle resistenze di radiazione ( $R_{IRR}$ ) e perdita per effetto Joule ( $R_J$ ). Dalle espressioni ( IV-11 ) e ( IV-12 ), Il valore di  $R_J$  può essere ottenuto per mezzo delle seguenti espressioni:

$$R_J = \frac{2 \cdot P_J}{|I_0|^2} = \frac{I}{|I_0|^2} \cdot \underbrace{\left( \frac{l}{2a} \cdot \sqrt{f} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\pi \cdot \sigma}} \right)}_{\rho} \int_{-\pi}^{\pi} |I(\alpha)|^2 \cdot (R d\alpha) \quad (IV-14)$$

$$= \rho \cdot \left( \frac{\pi \cdot R}{\cos^2(\beta R \cdot \pi)} + \frac{\sin(\beta R \cdot \pi)}{\beta \cdot \cos(\beta R \cdot \pi)} \right)$$

$$R_J = \frac{2 \cdot P_J}{|I_0|^2 \cdot \sin^2(\beta \ell)} = \frac{I}{|I_0|^2 \cdot \sin^2(\beta \ell)} \cdot \rho \int_{-\ell}^{\ell} |I(z)|^2 \cdot dz = \quad (IV-15)$$

$$= \frac{\rho \ell}{\sin^2 \beta \ell} \left( 1 - \frac{\sin 2\beta \ell}{2\beta \ell} \right)$$

con  $\rho$  la resistenza del filo per unità di lunghezza,  $a$  il raggio del filo,  $\sigma$  la conduttività elettrica ed  $f$  la frequenza operativa. La resistenza di radiazione  $R_{IRR}$  può essere calcolata come  $R_{irr} = 2 \cdot P_{irr} / |I_0|^2$ , dove la potenza irradiata può essere valutata numericamente integrando la densità di potenza su una superficie sferica in campo lontano.

I valori di  $R_J$ ,  $R_{IRR}$  e  $R_{A\_TAG}$  per vari raggi della spira alla frequenza  $f=870MHz$  sono riportati in Tabella IV-1 ( assumendo  $2a=0.75mm$  e  $\sigma=59 \cdot 10^6 S/m$  )

	$R_{irr} (\Omega)$	$R_j (\Omega)$	$R_a (\Omega)$	Antenna efficiency
$R = 0.5 \text{ cm}$	$1.48 \cdot 10^{-2}$	0.107	0.122	0.12
$R = 1.0 \text{ cm}$	0.313	0.258	0.572	0.548
$R = 1.5 \text{ cm}$	2.66	0.56	3.22	0.825
$R = 2.5 \text{ cm}$	458	14.38	472	0.97
$R = 4.0 \text{ cm}$	121	0.735	122	0.993
$R = 6.5 \text{ cm}$	249	1.06	250	0.996

Tabella IV-1

- $P_{READER\_IN}$  è la potenza assorbita dall'antenna del Reader, assumendo un'efficienza circa 1, allora  $P_{A\_PATCH} \approx P_{IRR\_PATCH}$ .

Con riferimento alle figure ( IV-9 ) e ( IV-10 ), le linee continue mostrano gli andamenti di  $PG_{norm}$  rispettivamente per un collegamento *patch-coil* e *coil-coil*. Il *Path Gain* è rappresentato in funzione della distanza di collegamento per diversi valori del raggio della spira ricevente (0.5, 10, 15, 25mm). Si considera un caso *front* con il miglior accoppiamento di polarizzazione (riferito alla condizione di campo lontano); le proprietà principali delle antenne trasmettenti sono presentate nelle didascalie delle relative figure.

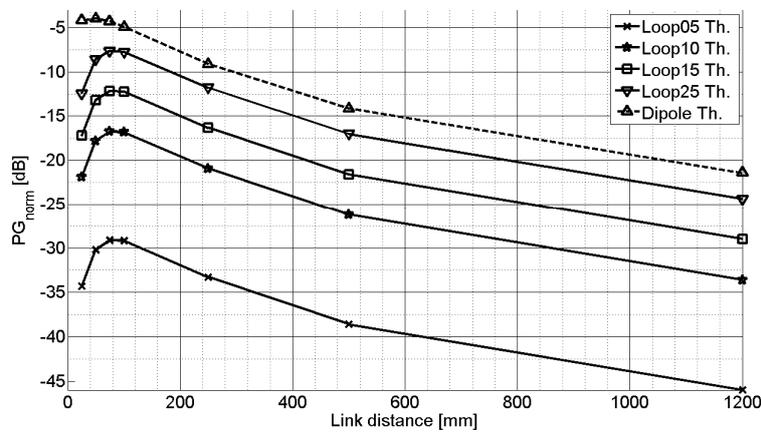


Figura IV:10 - valori di  $PG_{norm}$  per il collegamento patch-to-coil. Patch trasmittente rettangolare:  $L=160 \text{ mm}$ ,  $W = 172.5 \text{ mm}$ ,  $h = 9 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $D \approx 9 \text{ dB}$ ,  $P_{IRR} \approx 0.165 \mu\text{W}$  ( $E_0=1 \text{ V/m}$ )

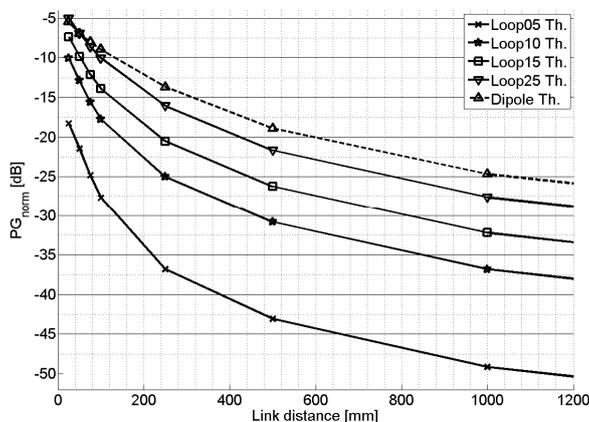


Figura IV:11 – valori di  $PG_{norm}$  per il collegamento coil-to-coil. Spira circolare trasmittente : $R=65mm$ ,  $D\approx 4dB$ ,  
 $P_{IRR}\approx 124 \mu W$  ( $I_0=1A$ )

E' ben evidente che maggiori sono le dimensioni della spira ricevente, maggiori sono i valori corrispondenti di  $PG_{norm}$ . Assumendo una potenza minima richiesta dal Tag di  $-12dBm$  e una massima EIRP trasmessa di  $2W$ , allora la distanza corrispondente a  $PG_{norm}\approx -38dBm$  (patch-coil) e  $PG_{norm}\approx -33dBm$  (coil-coil) rappresentano un valore limite per il massimo *read range* dei sistemi considerati. Questo significa che sistemi equipaggiati con antenna a spira di dimensioni piccole rispetto a  $\lambda$  (come quella di raggio  $5mm$ ) possono essere letti solo se operano in stretta prossimità, senza nessuna possibilità di utile interazione in campo lontano. Al contrario, un incremento del raggio della spira ( $15$  o  $25mm$ ) può produrre un generale aumento delle prestazioni del sistema, con la conseguente possibilità teorica di operare sia con accoppiamento di campo vicino, che di campo lontano in accordo con le richieste applicative e/o i problemi dell'ambiente di utilizzo. Le linee tratteggiate nelle figure ( IV-8 ) e ( IV-9 ) si riferiscono all'uso di un dipolo risonante dalla parte del Tag: il campo elettromagnetico prodotto un Reader UHF può avere una componente elettrica anche nella zona di campo vicino (specialmente se si considerano antenne UHF standard), e quindi l'interazione EM tra i dispositivi non richiede necessariamente accoppiamento magnetico. Al contrario il campo di interrogazione generato da un lettore HF all'interno della zona di accoppiamento è prevalentemente magnetico e quindi sistemi HF possono sfruttare necessariamente solo accoppiamento magnetico.

In figura ( IV-11 ) alcuni dei risultati presentati in figura ( IV-9 ) sono comparati con quelli calcolati con la formula di Friis (punti) e la legge di Faraday (tratteggio). Nell'ultimo caso il campo magnetico è stato calcolato in accordo con l'approccio usualmente adottato alle frequenze HF, cioè assumendo che il campo magnetico prodotto dalla spira ricevente trascurabile rispetto a quello di interrogazione. Ovviamente la formula di Friis risulta in perfetto accordo con l'approccio numerico per distanze di collegamento maggiori di  $r_{lim}\approx 350mm$ , mentre è sempre meno affidabile mano a mano che la distanza scende sotto questo limite.

Secondo la teoria di propagazione in spazio libero, si può notare come  $r_{lim}\approx 2D^2/\lambda$  ( $D=\sqrt{L^2+W^2}$ ), che corrisponde al limite spesso considerato per la regione di Fraunhofer.

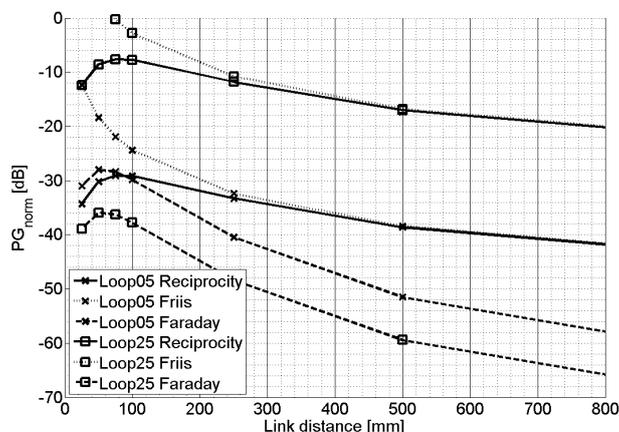


Figura IV:12 – confronto tra i diversi approcci per la valutazione di  $PG_{norm}$ .

Venendo all'accordo tra l'analisi tramite la legge di Faraday e il teorema di reciprocità, esso è chiaramente soddisfacente solo in caso di accoppiamento molto ravvicinato e che la dimensione della spira ricevente sia molto inferiore alla lunghezza d'onda (per esempio  $R=5mm$  in Figura IV:11). Se  $2\pi R \ll \lambda$  allora una corrente approssimativamente nulla circola nell'antenna ricevente a circuito aperto, e quindi il campo magnetico corrispondente risulta in effetti trascurabile rispetto al campo (vicino) prodotto dall'antenna trasmittente. All'incrementarsi della distanza, la componente magnetica del campo di interrogazione perpendicolare alla superficie della spira decade velocemente e diventa tanto debole quanto quella prodotta dalla spira ricevente, che non può più essere trascurato. Mano a mano che l'ipotesi considerata diventa meno vera il valore di  $PG_{norm}$  diventa più inaccurato. Se si considerano dimensioni della spira maggiori (come  $R=25mm$  in Figura IV:5), allora il modulo della corrente indotta nell'antenna ricevente diventa più rilevante, e il campo magnetico corrispondente può risultare non trascurabile anche se comparato al campo vicino d'interrogazione; in questo caso la stima di  $PG_{norm}$  ottenuta attraverso "l'approccio di Faraday" può risultare completamente inaffidabile anche per distanze molto corte. Naturalmente questo disaccordo non implica l'erroneità degli approcci, ma mostra che a frequenza UHF bisogna considerare tutto il campo magnetico, anche quello dovuto all'antenna ricevente. Sfortunatamente la distribuzione di corrente indotta in una spira aperta circolare non può essere modellata secondo la semplice (IV-11), e quindi la valutazione dell'entità di accoppiamento attraverso la legge di Faraday diventa molto più complicata rispetto ai sistemi HF e in molti casi inutilizzabile.

Infine è stato considerato il caso "side" nel caso *patch-coil*; è ben evidente (Figura IV:13) come dietro le ovvie differenze nei valori assoluti di  $PG_{norm}$ , anche la forma delle curve cambia completamente, specialmente per valori di *range* corti.

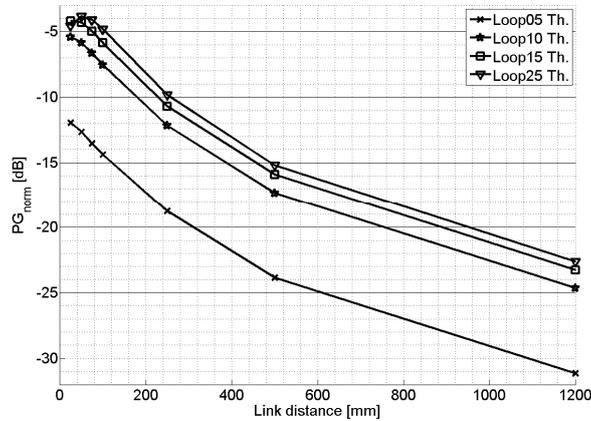


Figura IV:13 – valori di  $PG_{norm}$  per il collegamento patch-to-coil (caso side)

## IV.5 VALIDAZIONE SPERIMENTALE

### IV.5.1 Misure sulle antenne di riferimento

Per verificare l'affidabilità dell'approccio adottato per la stima dei valori di  $PG_{norm}$  nei collegamenti di riferimento considerati, è stata condotta una campagna di misura utilizzando l'analizzatore di rete (HP mod. 8752A 300kHz – 1.3GHz) connesso alle antenne di ricezione e trasmissione con proprietà geometriche e di radiazione uguali a quelle considerate nelle precedenti valutazioni teoriche. In particolare sono stati utilizzati un'antenna patch (di dimensioni  $20 \times 30 \text{ cm}$ ) polarizzata linearmente (guadagno  $6 \text{ dBi}$ ) e alcune spire e dipoli equipaggiati di balun, realizzati con un filo di rame spesso  $0.75 \text{ mm}$ . Il set-up di misura è stato circondato di pannelli assorbenti in modo da mitigare effetti ambientali non desiderati ( Figura IV:4 ). Il *Path Gain* normalizzato è stato calcolato dai coefficienti di *scattering* misurati in accordo con la seguente espressione:

$$PG_{norm} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} \quad (\text{IV-16})$$

La comparazione tra le valutazioni teoriche e le misure sono presentati nella Figura IV:14 e nella Figura IV:15; l'accordo è chiaramente soddisfacente e l'approccio proposto per la stima del  $PG_{norm}$  può essere considerato piuttosto accurato e affidabile, almeno nei semplici casi considerati.

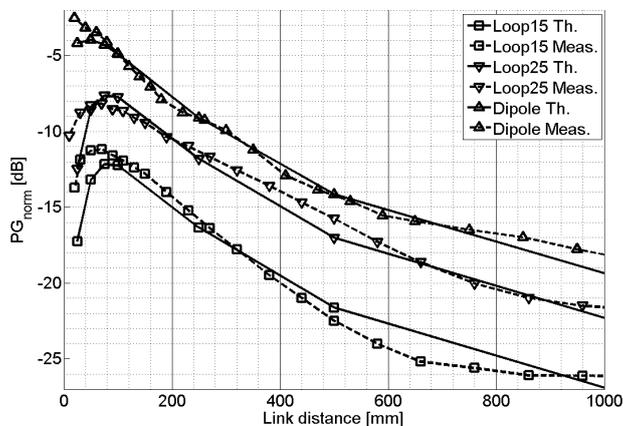


Figura IV:14 – confronto dei valori di  $PG_{norm}$  per il collegamento patch-to-coil (caso front)

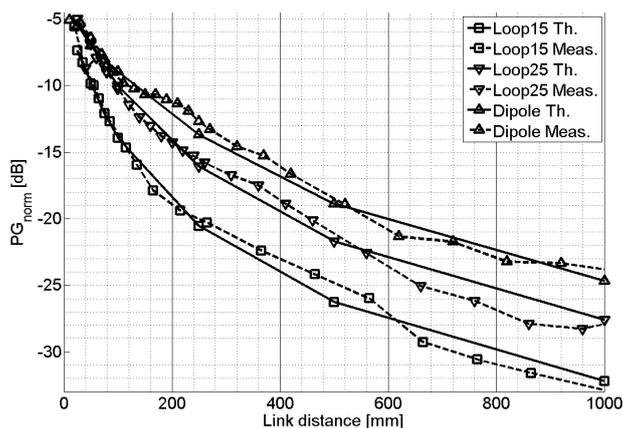


Figura IV:15 - confronto dei valori di  $PG_{norm}$  per il collegamento coil-to-coil (caso front)

#### IV.5.2 Misure su sistemi Reali

Al fine di ottenere un adattamento soddisfacente all'impedenza del chip, e/o ridurre le dimensioni d'antenna, la forma dei Tag deve in generale essere disegnata opportunamente. Nella pratica un trasponder UHF non è generalmente equipaggiato né con una spira perfettamente circolare, né con un dipolo lineare.

Il teorema di reciprocità è valido in generale, ma il suo utilizzo per il calcolo del  $PG_{norm}$  con l'approccio illustrato precedentemente è limitata a pochi semplici casi, visto che deve essere disponibile la distribuzione di corrente sull'antenna. Quindi è stata investigata (tramite misure) la possibilità di modellare e riprodurre la curva di Path Gain normalizzato attraverso l'utilizzo di strutture d'antenna semplificate anche in un collegamento che preveda l'utilizzo di dispositivi reali. In particolare sono state condotte delle misure sui Tag commerciali già considerati nel paragrafo IV.3 (Figura IV:2) utilizzando l'apparecchiatura Tagformance. Al Reader è stata utilizzata la stessa antenna patch del paragrafo IV.5.1, in più le misure sono

state condotte in spazio libero (cioè senza alcun oggetto oltre i dispositivi sotto test). A causa della mancanza di disponibilità della soglia di attivazione dei Tag, è stata considerata ancora lo stesso valore ragionevole di  $P_{TAG\_TRESHOLD} = -12dBm$ , questa ipotesi non implica una perdita di generalità in quanto nel seguito ci si riferirà alla possibilità di riprodurre i valori relativi di  $PG_{norm}$  più che quelli assoluti.

Come precedentemente discusso è importante rimarcare come  $PG$  è influenzato sia dall'interazione delle due antenne, sia dal disaccoppiamento tra l'antenna e il suo carico. Quest'ultimo effetto non può essere rimosso completamente da questo tipo di misura a causa dell'inaccessibilità dei terminali d'antenna del Tag e l'impossibilità di conoscere i parametri necessari per il calcolo del  $\rho_T$  ( $\rho_P$ ) come i valori d'impedenza d'antenna e di carico. Tuttavia bisogna considerare che  $\rho_T$  può essere considerato quasi indipendente dalla distanza di collegamento (almeno in prima approssimazione); comunque  $\rho_T$  rappresenta un fattore di scala che non modificano la forma della curva di  $PG$  rispetto a quella di  $PG$  normalizzato.

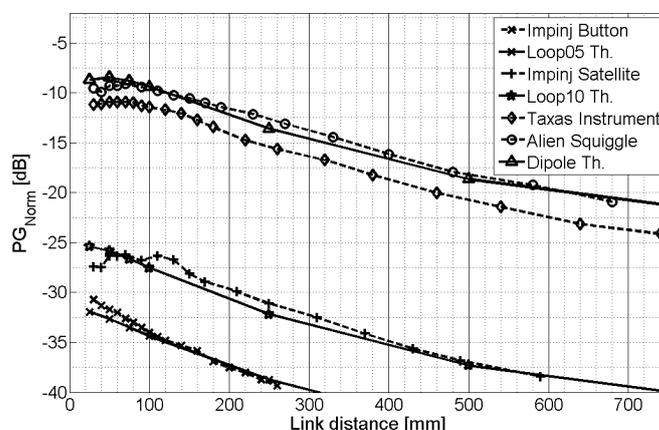


Figura IV:16 – misure su Tag reali vs.stime relative alle antenne di riferimento lato Tag.

In Figura IV:16 le curve misurate sono comparate con le stime ottenute con il teorema di reciprocità considerando una spira circolare al posto dei Tag c) e d) e un dipolo lineare al posto dei Tag a) e b). Secondo le considerazioni precedenti, ai valori di  $PG_{norm}$  calcolati è stato applicato un opportuno fattore di riallineamento per tenere in conto il  $\rho_T$  incognito.

Gli andamenti ottenuti sono in evidente buon accordo con quelli misurati per tutti i Tag considerati in tutte le distanze prese in esame.

In conclusione, il  $PG_{norm}$  in molti sistemi RFID comuni può essere stimato assumendo un disegno d'antenna molto semplificato al Tag, e quindi applicando il teorema di reciprocità, questa procedura rappresenta un approccio teorico, affidabile e generale per modellare i sistemi UHF-NF, visto che si applica per qualsiasi distanza del collegamento e ogni dimensione e orientazione d'antenna.

## IV.6 EFFETTI AMBIENTALI

Per studiare con maggior dettaglio l'impatto dei problemi ambientali sul PG, sono state effettuate altre misure sia con alcune delle antenne di riferimento della sezione IV.4.2, sia con i Tag reali della sezione IV.5.2. È stato conservato il *set-up* di Figura IV:4 e Figura IV:3, ma i casi di misura sono stati limitati al caso "side" visto che ha rappresentato sempre il caso peggiore in termini di sensibilità ambientale (Figura

IV:5, Figura IV:6, Figura IV:7). Con riferimento al commento finale della sezione IV.3, sono stati qui considerati solo i sistemi 2 e 3.

Da Figura IV:17 a Figura IV:20 vengono messi a confronto i valori di PG ottenuti per i Tag di Figura IV:2 in condizioni ideali di spazio libero e in presenza della bottiglia d'acqua descritta nella sezione IV.3.

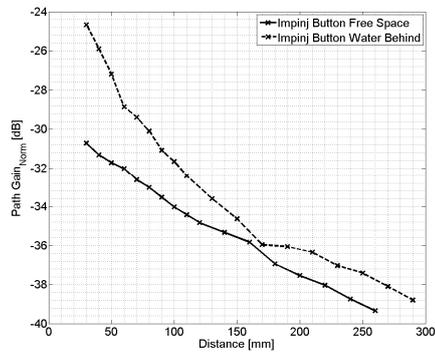


Figura IV:17 - PG misurato per il sistema 3

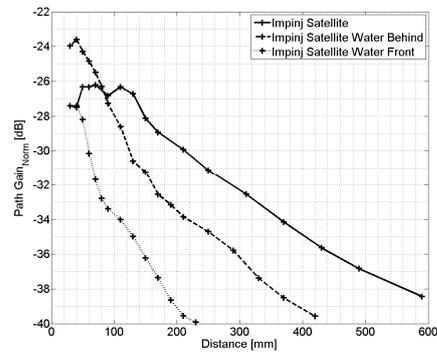


Figura IV:18 - PG misurato per il sistema 3

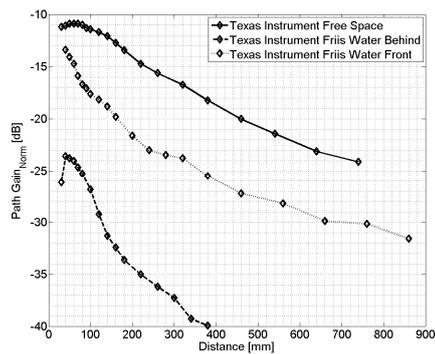


Figura IV:19 - PG misurato per il sistema 2

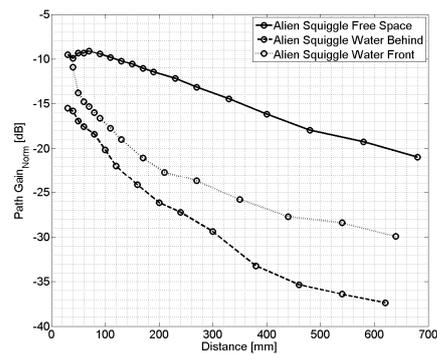


Figura IV:20 - PG misurato per il sistema 2

Per ottenere risultati più affidabili, non dipendenti dall'eventuale *detuning*, sono stati misurati anche i valori di  $PG_{NORM}$  per i collegamenti patch-dipolo e patch-spira25. In tutti e due i casi le misure sono state condotte anche in cross polarizzazione (con riferimento alla situazione di campo lontano). I risultati sono mostrati in Figura IV:21e Figura IV:22.

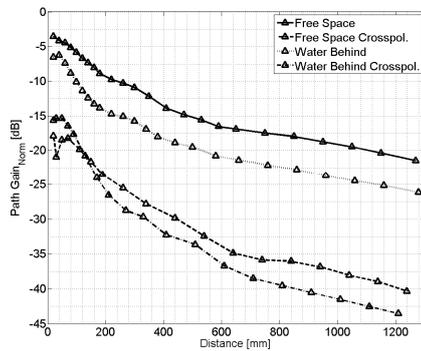


Figura IV:21 –  $PG_{norm}$  per il collegamento patch-dipolo in copolarizzazione e crosspolarizzazione

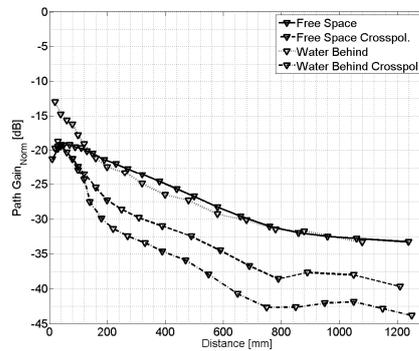


Figura IV:22 –  $PG_{norm}$  per il collegamento patch-loop25 in copolarizzazione e crosspolarizzazione

E' abbastanza evidente come le condizioni reali di funzionamento considerate influenzino profondamente tutti i risultati, ma può essere notato che, mentre in campo lontano i valori di  $PG$  ( $PG_{NORM}$ ) con e senza acqua sembrano differire solo di un opportuno fattore di scala, nella zona di campo vicino ( $r_{lim} \leq 2D^2/\lambda$ ) le curve di  $PG$  ( $PG_{NORM}$ ) in presenza d'acqua presentano nella maggior parte dei casi una pendenza maggiore rispetto a quelle di spazio libero.

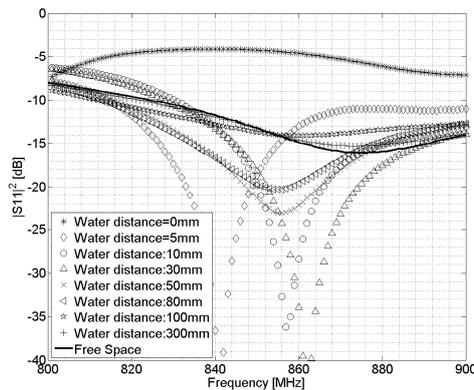


Figura IV:23 – perdita di ritorno misurata di un semplice dipolo risonante UHF a mezz'onda quando posizionato vicino ad una bottiglia d'acqua.

Certamente il fattore di scala in campo lontano può essere attribuito al cambiamento del diagramma di radiazione e/o dell'efficienza delle antenne e al *detuning* dei Tag reali (come anche mostrato in figura Figura IV:23); al contrario la ragione dell'andamento differente nella regione di campo vicino non sono così semplici da identificare, visto che dipendono dalla diversa distribuzione spaziale del campo EM vicino che è molto difficile da stimare nel dettaglio.

Tuttavia, anche senza una completa comprensione dei fenomeni coinvolti, la pendenza maggiore delle curve di  $PG$  ( $PG_{NORM}$ ) a distanze corte può essere in qualche modo presa in considerazione nel dimensionamento di un sistema UHF-NF operanti in ambienti reali.

#### **IV.7 CONSIDERAZIONI FINALI**

Nel capitolo è stata discussa l'interazione EM tra il Tag ed il Reader di un sistema RFID UHF le cui antenne operino in una nella rispettiva zona campo vicino. Prima di tutto è stato mostrato e commentato, per mezzo di Tag commerciali, che questi sistemi non sono in generale immuni dalle effettive condizioni ambientali operative. Anche l'utilizzo di antenne appositamente disegnate per il *Near Field* si è dimostrato praticamente non utile all'immunità ambientale. Quindi è stato descritto un approccio teorico allo studio del *Path Gain* nei sistemi UHF-NF. Il modello è basato sul generale teorema di reciprocità e assume una descrizione semplificata delle antenne dei dispositivi. La sua affidabilità è stata testata attraverso misure effettuate sia sulle antenne di riferimento, sia su Tag reali. Infine ulteriori misure hanno mostrato che in molti casi la presenza di oggetti vicini al Tag può modificare l'andamento della curva di PG per brevi distanze di collegamento, mentre introduce semplicemente un opportuno fattore di scala in caso di interazione di campo lontano.

## V AMBIENTE COOPERATIVO

In questa sezione si presenta un possibile supporto alla performance dei sistemi RFID UHF tradizionali, *l'ambiente cooperativo*, che verrà di seguito definito e descritto a valle di una introduzione generale. Verranno inoltre introdotte una serie di considerazioni analitiche finalizzate alla sua modellizzazione e alla definizione di criteri utili a valutarne l'effettiva compatibilità con il kit RFID standard.

### V.1 INTRODUZIONE

*L'ambiente cooperativo* costituisce una potenziale soluzione da adottare ai fini di incrementare quella che viene considerata [30] la più importante caratteristica in termini prestazionali dei sistemi RFID UHF passivi: la *read-range*.

Come già spiegato precedentemente, un Tag passivo deve catturare, per rimanere “acceso”, una quantità di potenza dal campo incidente irradiato dal Reader pari almeno alla sensibilità del chip che equipaggia il transponder; a tale scopo normalmente un Reader provvede ad alimentare il Tag con una portante non modulata, che tuttavia subisce tutti gli effetti di attenuazione introdotti dal canale (sempre più gravosi all'aumentare della distanza). Come già argomentato, il livello di potenza in ingresso al Tag costituisce spesso il fattore limitante più importante, ossia il diretto responsabile del livello di estensione dell'area di copertura del sistema; viene da sé, quindi, che per ampliare quest'ultima, sia necessario agire su tale fattore: bisogna, quindi, supportare altrimenti l'alimentazione del Tag.

Il concetto che sta alla base della possibile soluzione di seguito proposta, è già in parte contenuto nel suo nome: con “ambiente cooperativo”, infatti, si intende l'habitat in cui il sistema RFID UHF si trova ad operare, equipaggiato di uno o più elementi radianti aggiuntivi (Boe radianti) rispetto al Reader.

Tali Boe altro non fanno che emulare il comportamento del Reader durante la fase di alimentazione (fase di UpLink: dialogo Tag→Reader): emettere una portante non modulata necessaria al Tag per rimanere in stato “on” e modulare il campo riflesso; essa, sommata a quella irradiata dall'interrogatore, andrà ad aumentare il livello di energia elettromagnetica incidente all'etichetta, garantendone l'accensione e permettendone quindi la lettura in quelle che erano zone d'ombra per il sistema tradizionale, incrementandone di fatto la *read-range*.

La schematizzazione che si riporta di seguito (Figura V:1) contempla proprio il caso in cui un Reader UHF tradizionale fallisce nella lettura di un Tag: trovandosi quest'ultimo a distanza maggiore della *read-range*, infatti, non riceve il livello di potenza necessario alla sua accensione e, pertanto, rimane spento.

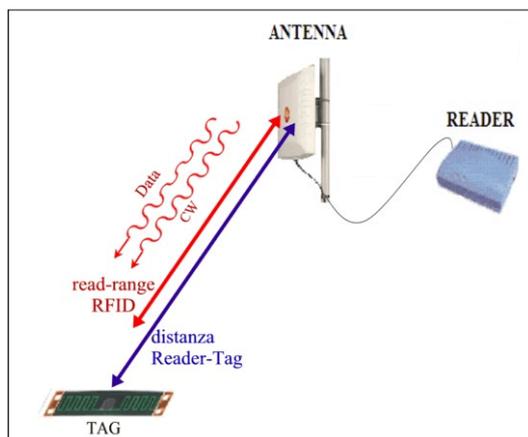


Figura V:1 – sistema tradizionale

L'introduzione (Figura V:2) di una Boa radiante una portante non modulata (*Continuous Wave*) che va a sommarsi a quella emessa dal Reader porta, in linea di principio, ad un incremento della potenza ricevuta e quindi della *read-range* del kit RFID standard, consentendo la lettura in zone altrimenti irraggiungibili.

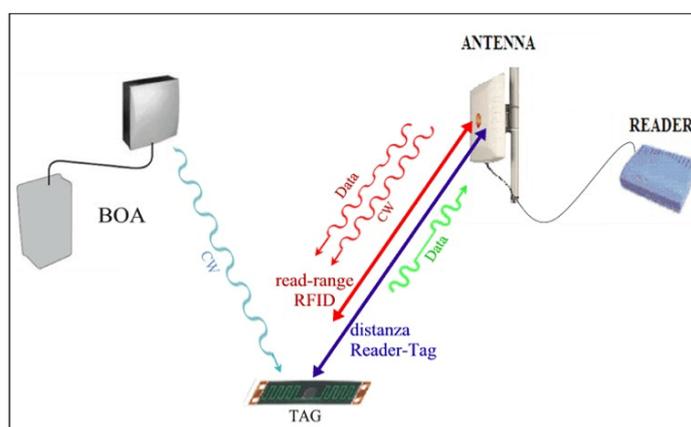


Figura V:2 – schema di principio dell'ambiente cooperativo.

In ambiente cooperativo, pertanto, un Tag troppo lontano per essere letto in condizioni "standard", capta un livello di energia almeno pari alla sensibilità del chip che lo equipaggia, si attiva, e provvede a rispondere (segnale in verde in Figura V:2) all'interrogazione del Reader.

Allestire un'area di lavoro ad ambiente cooperativo significa quindi provvedere all'installazione di una o più Boe (generatori di portanti non modulate) in opportune posizioni, equipaggiarle con antenne adeguate allo specifico scenario di lavoro, e preoccuparsi del *setting* dei parametri di sistema (ad esempio la potenza, costante o variabile, la frequenza di emissione) in modo da garantire che l'ambiente cooperativo costituisca un efficace supporto al sistema tradizionale.

## V.2 TEORIA

In questo paragrafo emergono alcune considerazioni analitiche riguardo sistemi RFID UHF operanti e in modalità tradizionale, e in ambiente cooperativo, grazie a cui è possibile ottenere la descrizione matematica, sia dei parametri di interesse per valutare gli eventuali benefici dell'introduzione delle Boe radianti, sia dei vincoli da rispettare affinché il tentativo di cooperare, non si trasformi piuttosto in un effettivo ostacolare, con addirittura un peggioramento di performance rispetto al sistema standard.

### V.2.1 Introduzione

#### V.2.1.1 Funzionamento tradizionale

Un sistema RFID operante in maniera tradizionale contempla 2 fasi distinte nel suo funzionamento:

*Modulated Interrogation – DownLink (DL)*: il Reader emette un segnale modulato in ampiezza (ASK-DSB, ASK-SSB o PR-ASK (paragrafo I.2)) alla frequenza di interrogazione  $f_R = \omega_R / 2\pi$ :

$$v_R(t) = m(t) \cdot \cos(\omega_R t + \theta_R) = \operatorname{Re}\left\{m(t) \cdot e^{j\theta_R}\right\} \cdot e^{j\omega_R t} = \operatorname{Re}\left\{i_{R-DL}(t) \cdot e^{j\omega_R t}\right\} \quad (\text{V-1})$$

dove  $i_{R-DL}(t)$  rappresenta l'involuppo complesso del segnale trasmesso in DL ed  $m(t) \in \{A_{RH}, A_{RL}\}$  è il segnale modulato in banda-base: una sequenza di simboli codificati in PIE (*Pulse-Interval Encoding*). Se  $v_R(t)$  indica la tensione ai morsetti dell'antenna del Reader, esiste ovviamente una ben precisa relazione fra il valori di ampiezza  $\{A_{RH}, A_{RL}\}$  e le corrispondenti "potenze medie"  $\{P_{RL}, P_{RH}\}$  irradiate dal lettore<sup>10</sup>:

$$\begin{cases} P_{RL} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(A_{RL})^2}{R_{AR}} \Rightarrow A_{RL} = \sqrt{2 \cdot P_{RL}} \cdot \sqrt{R_{AR}} \\ P_{RH} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(A_{RH})^2}{R_{AR}} \Rightarrow A_{RH} = \sqrt{2 \cdot P_{RH}} \cdot \sqrt{R_{AR}} \end{cases} \quad (\text{V-2})$$

dove  $R_{AR}$  rappresenta la resistenza di radiazione dell'antenna del Reader supposta risonante per semplicità.

*Backscatter Supply – UpLink (UL)*: il Reader emette una sinusoide pura (*CW*) di ampiezza  $A_R = A_{RH}$  con l'obiettivo di supportare l'attivazione del Tag e consentirgli così la trasmissione delle informazioni in base al noto principio della *backscatter modulation*:

$$v_R(t) = A_R \cdot \cos(\omega_R t + \theta_R) = \operatorname{Re}\left\{A_R \cdot e^{j\theta_R}\right\} \cdot e^{j\omega_R t} = \operatorname{Re}\left\{i_{R-UL} \cdot e^{j\omega_R t}\right\} \quad (\text{V-3})$$

dove  $i_{R-UL}$  rappresenta l'involuppo complesso del segnale trasmesso in UL. Ovviamente si può definire:

<sup>10</sup> In effetti né  $P_{RH}$  né  $P_{RL}$  corrispondono alla potenza media irradiata dal Reader in DL. Il Reader trasmette infatti un segnale modulato in ampiezza e la potenza media associata al segnale modulato deve essere calcolata in maniera opportuna.  $P_{RL}$ ,  $P_{RH}$  rappresentano le potenze medie che il lettore irradierebbe se trasmettesse segnali puramente sinusoidali di ampiezza  $A_{RH}$  ed  $A_{RL}$ , rispettivamente. In particolare,  $P_{RH}$  corrisponde quindi alla cosiddetta "potenza di picco".

$$P_R = \frac{1}{2} \cdot \frac{(A_R)^2}{R_{AR}} \Rightarrow A_R = \sqrt{2 \cdot P_R} \cdot \sqrt{R_{AR}} \quad (\text{V-4})$$

Posto quindi:

$$i_R(t) = \begin{cases} a) & i_{R-DL}(t) \quad \text{nella fase di DL} \\ b) & i_{R-UL} \quad \text{nella fase di UL} \end{cases} \quad (\text{V-5})$$

Si può esprimere il segnale trasmesso dal lettore come:

$$v_R(t) = \text{Re} \left\{ i_R(t) \cdot e^{j\omega_R t} \right\} \quad (\text{V-6})$$

### V.2.1.2 Funzionamento in ambiente cooperativo

Un sistema RFID di tipo cooperativo prevede di attivare, oltre al Reader tradizionale, una o più “Boe radiantanti” che emettono una portante non modulata (*CW*) a frequenza  $f_B = \omega_B / 2\pi$  al fine di aiutare l’attivazione del Tag (il cui spegnimento, si sottolinea ancora una volta, è assunta come la principale causa che determina la massima distanza di lettura). Tale segnale è esprimibile come:

$$v_B(t) = A_B \cdot \cos(\omega_B t + \theta_B) = \text{Re} \left\{ \left( A_B \cdot e^{j\theta_B} \right) \cdot e^{j\omega_B t} \right\} \quad (\text{V-7})$$

Posto  $\Delta\omega = \omega_B - \omega_R$  si ha:

$$v_B(t) = A_B \cdot \cos(\omega_B t + \theta_B) = \text{Re} \left\{ \left( A_B \cdot e^{j(\Delta\omega t + \theta_B)} \right) \cdot e^{j\omega_R t} \right\} = \text{Re} \left\{ i_B(t) \cdot e^{j\omega_R t} \right\} \quad (\text{V-8})$$

dove  $i_B(t)$  indica evidentemente l’involuppo complesso del segnale trasmesso dalla boa<sup>11</sup>. La potenza di picco vale:

$$P_B = \frac{1}{2} \cdot \frac{(A_B)^2}{R_{AB}} \Rightarrow A_B = \sqrt{2 \cdot P_B} \cdot \sqrt{R_{AB}} \quad (\text{V-9})$$

dove  $R_{AB}$  rappresenta la resistenza di radiazione dell’antenna della Boa supposta risonante per semplicità.

### V.2.2 Analisi della comunicazione Reader → Tag in un sistema RFID cooperativo

È ben noto [24] che se si trasmette un segnale in un canale avente funzione di trasferimento  $H(f)$ , fra le trasformate di Fourier degli involuppi complessi del segnale trasmesso ( $i_{TX}$ ) e ricevuto ( $i_{RX}$ ) sussiste la seguente relazione:

<sup>11</sup> Nonostante la boa irradi un segnale *CW*, l’involuppo complesso  $i_B$  è tempo variante poiché si è considerata come “frequenza di riferimento”  $\omega_R$  e non  $\omega_B$ .

$$I_{RX}(f) = H_0(f) \cdot I_{TX}(f) \quad (\text{V-10})$$

dove  $H_0(f)$  rappresenta la cosiddetta “funzione di trasferimento passa-basso equivalente”.

Se si può supporre *fading* piatto in frequenza (banda del segnale  $\ll$  banda di coerenza del canale), allora  $H_0(f)$  è circa costante per tutte le armoniche dello spettro e quindi:

$$H_0 = H_0(0) = H_0(f_0) \quad (\text{V-11})$$

con  $f_0$  frequenza di centrobanda, rappresenta l’attenuazione complessa (modulo e fase) “subita” dall’involuppo nel dominio dei tempi, da cui:

$$i_{RX}(t) = H_0 \cdot i_{TX}(t) \quad (\text{V-12})$$

Ovviamente:

$$i_{RX}(t) = H_0 \cdot i_{TX}(t) \quad (\text{V-13})$$

e quindi [25]:

$$\alpha = |H_0| = |i_{RX}(t)| / |i_{TX}(t)| = A_{RX}(t) / A_{TX}(t) \quad (\text{V-14})$$

visto che per definizione il modulo dell’involuppo complesso coincide con l’ampiezza del segnale.

Il valore di  $\alpha$  descrive quindi l’attenuazione subita dal segnale. Nell’ipotesi infatti di *fading* piatto in frequenza (più che plausibile nei sistemi RFID) ciascun segnale trasmesso viene ricevuto indistorto e “semplicemente” ridotto (e cioè attenuato) di un “coefficiente di scala” di valore pari ad  $\alpha < 1$ <sup>(12)</sup>.

Nell’ipotesi di considerare “segnali di tensione” e supponendo l’antenna del trasmettitore risonante (impedenza puramente resistiva  $R_{TX}$ ) e carico di impedenza  $Z_L$  in ricezione<sup>13</sup>, l’attenuazione in potenza  $L$  può essere espressa come<sup>14</sup>:

$$L = \frac{P_{TX}}{P_{RX}} = \frac{\frac{|v_{TX}|^2}{R_{TX}}}{\frac{|v_{RX}|^2}{|Z_L|^2} \cdot R_L} = \frac{|Z_L|^2}{R_{TX} \cdot R_L} \frac{|v_{TX}|^2}{\alpha^2 \cdot |v_{TX}|^2} = \frac{|Z_L|^2}{R_{TX} \cdot R_L} \cdot \frac{1}{\alpha^2} \quad (\text{V-15})$$

Esplicitando rispetto ad  $\alpha$ , ecco la relazione che lega  $L$  ad  $\alpha$ :

<sup>12</sup> Per convenzione si usa definire attenuazione l’inverso di  $\alpha$  (cioè  $1/\alpha$ ) così che assuma valori  $> 1$

<sup>13</sup> Si suppone che l’impedenza sia approssimativamente costante nella banda del segnale (cioè che tutte le armoniche “vedano” lo stesso valore  $Z_L$ ), ipotesi che pare plausibile per sistemi RFID

<sup>14</sup> L’attenuazione viene formalmente espressa come rapporto fra potenze istantanee; tuttavia nel caso di canale piatto in frequenza l’attenuazione è un valore che può essere indifferentemente espressa come rapporto fra potenze istantanee, potenze medie o potenze di picco.

$$\alpha = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{TX} \cdot R_L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L}} = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{TX} \cdot R_L}} \cdot \sqrt{\frac{P_{RX}}{P_{TX}}} \quad (\text{V-16})$$

NOTA1: qualunque siano le condizioni di propagazione, l'attenuazione in potenza è certamente inversamente proporzionale al coefficiente di assorbimento (o di trasmissione) che quantifica l'adattamento fra antenna e carico ricevente:

$$\rho_T = \frac{4 \cdot R_{AR} \cdot R_L}{|Z_{AR} + Z_L|^2} \quad 0 \leq \rho_T \leq 1 \quad (\text{V-17})$$

dove il valore unitario si ha nel caso di perfetto adattamento (PM),  $Z_{AR} = Z_L^*$ .

Pertanto, è possibile fattorizzare  $L = L_{PM}/\rho_T$  e quindi:

$$\alpha = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{TX} \cdot R_L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L}} = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{TX} \cdot R_L}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_T}}{\sqrt{L_{PM}}} \quad (\text{V-18})$$

NOTA2: nel caso ideale (di usuale riferimento) di Spazio Libero, l'attenuazione  $L$  può essere espressa per mezzo della formula di Friis:

$$L = \frac{1}{g_{RX} \cdot g_{TX}} \cdot \underbrace{\left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2}_{L_{PM}} \cdot \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{\rho_T} \quad (\text{V-19})$$

Eguagliando quest'ultima alla (V-14):

$$\frac{|Z_L|^2}{R_{TX} \cdot R_L} \frac{1}{\alpha^2} \stackrel{FreeSpace}{=} \frac{1}{g_{RX} \cdot g_{TX}} \cdot \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{1}{\tau \cdot \rho_T} \quad (\text{V-20})$$

Esplicitando ancora rispetto ad  $\alpha$ , ecco l'espressione in condizioni ideali di propagazione (spazio libero):

$$\alpha \stackrel{FreeSpace}{=} \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{TX} \cdot R_L}} \cdot \sqrt{g_{RX} \cdot g_{TX} \cdot \tau \cdot \rho_T} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (\text{V-21})$$

Nel caso di un sistema RFID operante in ambiente cooperativo, il Tag riceve sia il segnale trasmesso dal Lettore, sia quello irradiato dalla Boa; alla luce di quanto introdotto in precedenza, indicate con  $H_{0R}$  e  $H_{0B}$  le funzioni di trasferimento passa-basso equivalente dei canali Reader→Tag e Boa→Tag rispettivamente, il segnale ricevuto dal Tag può essere espresso come:

$$v_T(t) = \text{Re} \left\{ [i_R(t) \cdot H_{0R} + i_B(t) \cdot H_{0B}] \cdot e^{j\omega_R t} \right\} = \text{Re} \left\{ i_T(t) \cdot e^{j\omega_R t} \right\} \quad (\text{V-22})$$

Come anticipato, è sempre possibile scrivere:

$$\begin{aligned} H_{0R} &= \alpha_R \cdot e^{j\beta_R} \\ H_{0B} &= \alpha_B \cdot e^{j\beta_B} \end{aligned} \quad (\text{V-23})$$

Pertanto, distinguendo fra DL ed UL e sostituendo le espressioni ottenute in precedenza:

$$i_T(t) = \begin{cases} (a) & m(t) \cdot \alpha_R \cdot e^{j(\theta_R + \beta_R)} + A_B \cdot \alpha_B \cdot e^{j(\Delta\omega t + \theta_B + \beta_B)} \text{ nella fase di DL} \\ (b) & A_R \cdot \alpha_R \cdot e^{j(\theta_R + \beta_R)} + A_B \cdot \alpha_B \cdot e^{j(\Delta\omega t + \theta_B + \beta_B)} \text{ nella fase di UL} \end{cases} \quad (\text{V-24})$$

Posto  $\Delta\phi = (\theta_B + \beta_B) - (\theta_R + \beta_R)$ , senza perdita di generalità si può supporre  $(\theta_R + \beta_R) = 0$  e pertanto:

$$i_T(t) = \begin{cases} (a) & m(t) \cdot \alpha_R + A_B \cdot \alpha_B \cdot e^{j(\Delta\omega t + \Delta\phi)} \text{ nella fase di DL} \\ (b) & A_R \cdot \alpha_R + A_B \cdot \alpha_B \cdot e^{j(\Delta\omega t + \Delta\phi)} \text{ nella fase di UL} \end{cases} \quad (\text{V-25})$$

NOTA: per quanto precedentemente illustrato si ha ovviamente:

$$\alpha_R = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{AR} \cdot R_L}} \cdot \sqrt{\frac{P_{TAG \leftarrow R}}{P_R}}_{FreeSpace} = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{AR} \cdot R_L}} \cdot \sqrt{g_R \cdot g_T \cdot \tau_R \cdot \rho_T} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d_R} \right) \quad (\text{V-26})$$

$$\alpha_B = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{AB} \cdot R_L}} \cdot \sqrt{\frac{P_{TAG \leftarrow B}}{P_B}}_{FreeSpace} = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{AB} \cdot R_L}} \cdot \sqrt{g_B \cdot g_T \cdot \tau_B \cdot \rho_T} \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d_B} \right) \quad (\text{V-27})$$

dove:

- $Z_L = R_L + jX_L$  indica l'impedenza di carico ai morsetti del Tag<sup>15</sup>;
- $R_{AB}$  e  $R_{AR}$  le resistenze di radiazione delle antenne del lettore e della boa;
- $P_{TAG \leftarrow R}$  e  $P_{TAG \leftarrow B}$  la potenza ricevuta dal Tag in presenza del solo Reader e della sola boa, rispettivamente;
- $P_R$  e  $P_B$  le potenze trasmesse da lettore e boa, rispettivamente<sup>16</sup>

OSSERVAZIONE: durante la fase di UL il meccanismo della *Load Modulation* determina variazioni dell'impedenza di carico ai morsetti del Tag fra i valori  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$ ; pertanto, in generale in tale fase  $\alpha_R$  e  $\alpha_B$  variano – al variare dei bit da trasmettere - fra i valori  $\{\alpha_{R1}, \alpha_{R2}\}$  e  $\{\alpha_{B1}, \alpha_{B2}\}$ , rispettivamente.

### V.2.3 Attivazione del Tag in ambiente cooperativo

Nel caso (frequente) di sistemi RFID passivi, durante la fase di UL occorre che il Tag assorba potenza sufficiente per “attivarsi”, cioè per alimentare correttamente i circuiti di controllo interno all'IC<sup>17</sup>.

<sup>15</sup> A rigore andrebbe distinto fra  $Z_L(f_R)$  e  $Z_L(f_B)$ ; tuttavia, le frequenze irradiate da lettore e boa devono necessariamente appartenere alla banda di funzionamento del Tag, la quale per sistemi RFID è di solito piuttosto stretta (al più qualche decina di MHz). Pare quindi lecito supporre  $Z_L$  approssimativamente costante alle due frequenze; ipotizzando che anche le impedenze di modulazione  $Z_{L1,2}$  mantengano lo stesso valore alle due frequenze in gioco, ne segue che il valore del coefficiente di assorbimento  $\rho_T$  è lo stesso per i due collegamenti (lettore  $\rightarrow$  Tag e boa  $\rightarrow$  Tag). Inoltre, si supporrà in seguito anche  $\lambda_R \approx \lambda_B$ .

<sup>16</sup> Come già accennato, ai fini del calcolo di  $\alpha$ ,  $P_{TAG}$ ,  $P_R$ ,  $P_B$  possono essere indifferentemente potenze medie, di picco o istantanee.

Detta  $v_T(t)$  la tensione ai terminali d'antenna all'istante  $t$  e  $R_L$  la resistenza di carico allora la potenza attiva assorbita dal Tag all'istante  $t$  vale:

$$P(t) = \frac{[v_T(t)]^2}{|Z_L|^2} \cdot R_L \quad (\text{V-28})$$

Per la sovrapposizione degli effetti, la tensione  $v_T(t)$  può essere scomposta nella somma di 2 contributi, uno indotto dalla  $CW$  ricevuta dal lettore, l'altro indotto dalla  $CW$  ricevuta dalla boa:

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{[v_{T \leftarrow R}(t) + v_{T \leftarrow B}(t)]^2}{|Z_L|^2} \cdot R_L = \\ &= \frac{[\alpha_R \cdot A_R \cdot \cos(\omega_R t) + \alpha_B \cdot A_B \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)]^2}{|Z_L|^2} \cdot R_L \end{aligned} \quad (\text{V-29})$$

Sostituendo l'espressione precedentemente ottenuta (ora per 2 sorgenti: Reader e Boa):

$$\alpha = \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{TX} \cdot R_L}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_T}}{\sqrt{L_{PM}}} \quad (\text{V-30})$$

Si ottiene:

$$P(t) = \frac{R_L}{|Z_L|^2} \left[ \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{AR} \cdot R_L}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_T}}{\sqrt{L_{R-PM}}} \cdot A_R \cdot \cos(\omega_R t) + \frac{|Z_L|}{\sqrt{R_{AB} \cdot R_L}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_T}}{\sqrt{L_{B-PM}}} \cdot A_B \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) \right]^2 \quad (\text{V-31})$$

$$P(t) = \left[ \frac{1}{\sqrt{R_{AR} \cdot R_L}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_T}}{\sqrt{L_{R-PM}}} \cdot A_R \cdot \cos(\omega_R t) + \frac{1}{\sqrt{R_{AB} \cdot R_L}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_T}}{\sqrt{L_{B-PM}}} \cdot A_B \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) \right]^2 \quad (\text{V-32})$$

Come già ricordato, in generale il valore di  $\rho_T$  non può essere considerato costante nella fase di UL, poiché la variazione di  $Z_L$  fra i valori di modulazione determina corrispondenti variazioni di  $\rho_T$  fra i valori  $\rho_{T1}$  e  $\rho_{T2}$ . Come noto, è tuttavia possibile progettare il Tag (cioè i valori  $Z_{AT}$ ,  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$ ) così che il coefficiente di assorbimento si mantenga costante ( $\rho_T = \rho_{T1} = \rho_{T2}$ ) durante la fase di modulazione<sup>18</sup> [17].

Assumendo qui verificata tale condizione per semplicità, la potenza media assorbita dal Tag può essere espressa come:

<sup>17</sup> Ciò ovviamente deve accadere anche nella fase di DL; tuttavia si può assumere che nella fase di DL l'impedenza di carico  $Z_L$  sia mantenuta al valore (fra  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$ ) che corrisponde al massimo adattamento, e dunque si può presumere che la potenza assorbita in DL sia certamente  $\geq$  di quella assorbita in UL. Per tale ragione è lecito concentrarsi solo sulla fase di UL.

<sup>18</sup> Ciò può essere ottenuto per modulazioni ASK e PSK, ovviamente non per la OOK, in cui nel caso OFF il Tag non assorbe potenza poiché  $Z_L = inf$ .

$$\begin{aligned}
 P_{TAG\_IN} = \langle P(t) \rangle = & \frac{1}{R_{AR} \cdot L_{R-PM}} \cdot A_R^2 \cdot \langle \cos^2(\omega_R t) \rangle + \\
 & + \frac{1}{R_{AB} \cdot L_{B-PM}} \cdot A_B^2 \cdot \langle \cos^2(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) \rangle + \\
 & + \frac{2}{\sqrt{R_{AR} \cdot R_{AB}} \cdot \sqrt{L_{R-PM} \cdot L_{B-PM}}} \cdot \rho_T \cdot A_R \cdot A_B \cdot \langle \cos(\omega_R t) \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) \rangle
 \end{aligned} \tag{V-33}$$

I primi 2 valori medi valgono ovviamente 0.5, mentre il terzo nel caso di interesse è nullo<sup>19</sup>, a condizione che lettore e boa non siano iso-frequenziali<sup>20</sup> (dimostrazione nell'appendice a fine capitolo).

In conclusione:

$$P_{TAG\_IN} = \frac{A_R^2}{2 \cdot R_{AR} \cdot L_{R-PM}} \rho_T + \frac{A_B^2}{2 \cdot R_{AB} \cdot L_{B-PM}} \rho_T = \frac{\overbrace{A_R^2}^{\langle P_R \rangle}}{2 \cdot R_{AR} \cdot L_{R-PM}} \frac{1}{L_R} + \frac{\overbrace{A_B^2}^{\langle P_B \rangle}}{2 \cdot R_{AB} \cdot L_{B-PM}} \frac{1}{L_B} \tag{V-34}$$

In sintesi, la potenza assorbita dal Tag in UL è pari alla somma delle potenze ricevute da lettore e boa separatamente. Pertanto, per quanto riguarda la fase di UL ed il supporto all'attivazione del Tag, la presenza della boa è certamente vantaggiosa ed il Tag assorbe tanta più potenza quanto maggiore è la potenza che essa irradia.

#### V.2.4 Demodulazione del Tag in fase di down link

Durante la fase di DL, per avere una lettura con esito positivo, occorre non solo che il Tag si attivi, ma anche che sia in grado di demodulare correttamente il segnale ASK ricevuto dal lettore.

La demodulazione prevista per un Tag passivo, è di tipo non coerente (ossia senza ricostruzione della portante, necessaria per la demodulazione armonica del segnale in banda-passante ricevuto): in tal modo, infatti, è possibile fare a meno dell'oscillatore (che andrebbe opportunamente alimentato), e degli stimatori dei parametri ausiliari richiesti da una demodulazione coerente, rendendo di conseguenza la struttura di questa porzione del transponder assai semplice.

In Figura V:3 se ne riporta lo schema a blocchi [20]: il segnale ricevuto  $r(t)$ , una volta *rettificato*, entra nel *rivelatore di involuppo* (semplice ed economico demodulatore AM che estrae l'involuppo del segnale modulante in ampiezza la portante) e di seguito in un filtro passa-basso (per eliminare eventuali residui di portante [20]). Infine il comparatore ad isteresi genera il segnale di uscita.

<sup>19</sup> Si fa qui riferimento al valor medio su di un intervallo di ampiezza  $T \rightarrow \infty$ . Poiché la fase di UL è certamente finita, può essere interessante valutare la potenza media assorbita considerando valori finiti di  $T$ .

<sup>20</sup> come sarà illustrato nel paragrafo successivo, tale condizione rappresenta una necessità del sistema per evitare che la boa determini distorsione del segnale ricevuto e dunque può certamente essere assunta come vera

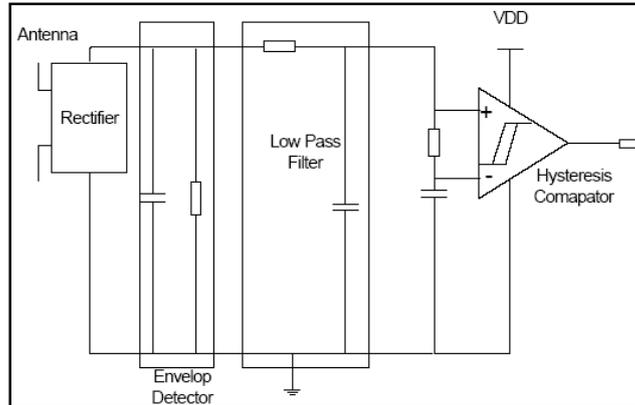


Figura V:3 – architettura tipica di demodulatore [26]

Il rivelatore di inviluppo per definizione restituisce in uscita il modulo dell'inviluppo complesso del segnale al suo ingresso:

$$r_e(t) = |i_T(t)| = \left| m(t) \cdot \alpha_R + A_B \cdot \alpha_B \cdot e^{j(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)} \right| \quad (\text{V-35})$$

$$\begin{aligned} r_e(t) &= \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R + A_B \cdot \alpha_B \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi))^2 + (A_B \cdot \alpha_B \cdot \sin(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi))^2} = \\ &= \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2 \cos^2(\Delta\omega t + \Delta\phi) + 2A_B \alpha_B m(t) \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) + (A_B \alpha_B)^2 \sin^2(\Delta\omega t + \Delta\phi)} \end{aligned} \quad (\text{V-36})$$

$$r_e(t) = \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2 + 2 \cdot A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)} \quad (\text{V-37})$$

$$r_e(t) = \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)}{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2}} \quad (\text{V-38})$$

Posto :

$$x = \frac{2 \cdot A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)}{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \quad (\text{V-39})$$

Utilizzando lo sviluppo in serie di Taylor  $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{1}{2} \cdot x - \frac{1}{8} \cdot x^2$  (si veda l'appendice a fine capitolo per giustificare l'applicabilità al caso in esame):

$$r_e(t) \approx \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \cdot \left[ 1 + \frac{A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)}{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{(A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R)^2 \cdot \cos^2(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)}{[(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2]^2} \right] \quad (\text{V-40})$$

Ricordando che  $\cos^2 x = (1 + \cos 2x)/2$ ,

$$r_e(t) \approx \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \cdot \left[ 1 + \frac{A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi)}{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{(A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R)^2}{[(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2]^2} \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\Delta\omega t + 2\Delta\phi)}{2} \right) \right] \quad (\text{V-41})$$

Se  $\Delta\omega < \omega_t$  (essendo  $\omega_t$  la pulsazione corrispondente alla frequenza di taglio del filtro passa basso che compare a valle del rivelatore di involuppo), allora in uscita dal filtro si ha  $r_{e\_LPF}(t) = r_e(t)$  (la presenza della boa distorce il segnale di interrogazione<sup>21</sup> e complica (se non impedisce) la corretta demodulazione e ricezione da parte del Tag).

Al contrario, se  $\Delta\omega > \omega_t$ , allora il segnale in uscita dal filtro è rappresentato dalla seguente espressione:

$$r_{e\_LPF}(t)_{\Delta\omega > \omega_{CUT-OFF}} \approx \sqrt{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{(A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R)^2}{[(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2]^2} \right] \quad (\text{V-42})$$

Con un semplice raccoglimento a fattore comune si ottiene:

$$r_{e\_LPF}(t)_{\Delta\omega > \omega_{CUT-OFF}} \approx (A_B \cdot \alpha_B) \cdot \sqrt{1 + \frac{(m(t) \cdot \alpha_R)^2}{(A_B \cdot \alpha_B)^2}} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{\frac{(m(t) \cdot \alpha_R)^2}{(A_B \cdot \alpha_B)^2}}{\left[ 1 + \frac{(m(t) \cdot \alpha_R)^2}{(A_B \cdot \alpha_B)^2} \right]^2} \right] \quad (\text{V-43})$$

Posto quindi  $x = (m(t) \cdot \alpha_R)^2 / (A_B \cdot \alpha_B)^2$  ( $x \geq 0$ ), si può tracciare l'andamento di  $r_{e\_LPF}$  al variare di  $x$ , ottenendo il risultato illustrato in Figura V.4.

<sup>21</sup> Infatti è ovvio che in condizioni standard l'uscita del rivelatore di involuppo riproduce l'ampiezza del segnale che il Tag riceve dal lettore e dunque è un segnale in banda base modulato in ampiezza (cioè un segnale "squadro" a due valori  $\alpha_R$   $A_{RH}$  ed  $\alpha_R$   $A_{RL}$ ). L'espressione generale ottenuta per  $r_e(t)$  non rappresenta invece evidentemente un segnale con tali caratteristiche.

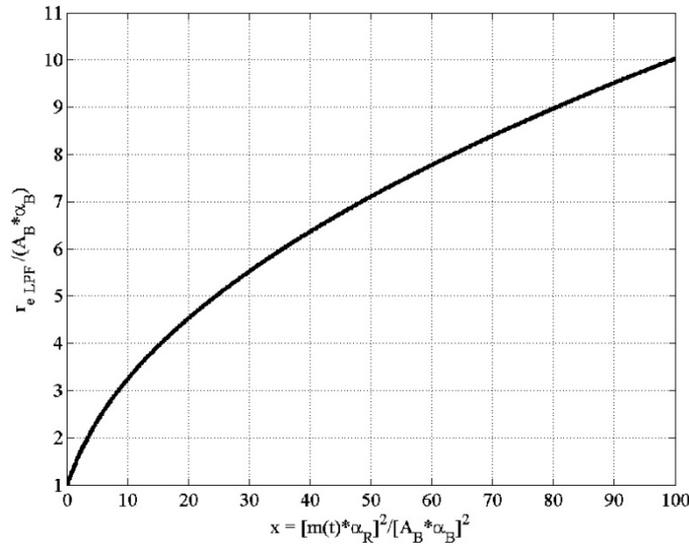


Figura V:4 – andamento di  $r_{e\_LPF}$  in funzione di  $x$

Come è evidente, si tratta di una funzione strettamente monotona crescente in  $x$ . Pertanto il valore di  $r_{e\_LPF}$  quando  $m(t)=A_{RH}$  è certamente maggiore del valore di  $r_{e\_LPF}$  quando  $m(t)=A_{RL}$ . Si può quindi porre:

$$r_{e\_LPF}^H \approx \sqrt{(A_{RH} \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{(A_B \cdot \alpha_B \cdot A_{RH} \cdot \alpha_R)^2}{[(A_{RH} \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2]^2} \right] \quad (\text{V-44})$$

$$r_{e\_LPF}^L \approx \sqrt{(A_{RL} \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{(A_B \cdot \alpha_B \cdot A_{RL} \cdot \alpha_R)^2}{[(A_{RL} \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2]^2} \right] \quad (\text{V-45})$$

e concludere che se  $\Delta\omega > \omega_{CUT\_OFF}$  allora il segnale in uscita dal filtro passa-basso risulta indistorto (e quindi modulato in ampiezza come quello in ingresso). Si farà tale assunzione nel seguito.

NOTA: per  $A_B = 0$  si ricade ovviamente nel caso di sistema RFID tradizionale.

Il valore effettivo delle “ampiezze ricevute”  $(r_{e\_LPF})^H$  e  $(r_{e\_LPF})^L$  dipende di volta in volta dai valori  $A_{RL}$ ,  $A_{RH}$  (cioè dal lettore che si utilizza), dal valore di  $A_B$  (cioè dalla potenza irradiata dalla boa) e da  $\alpha_R$  e  $\alpha_B$  (cioè dalle caratteristiche del canale e dalle impedenza delle antenne).

In generale, si usa definire per una modulazione di ampiezza la *Modulation Depth* (MD) come:

$$MD = \frac{r_{e\_LPF}^H - r_{e\_LPF}^L}{r_{e\_LPF}^H} = 1 - \frac{r_{e\_LPF}^L}{r_{e\_LPF}^H} \quad (0 \leq MD \leq 1) \quad (\text{V-46})$$

Affinché il decisore a valle del filtro passa-basso sia in grado di riconoscere correttamente i bit ricevuti, occorre che il valore di MD non sia troppo basso (lo Standard EPCglobal suggerisce una soglia  $MD_{th}=0.8$ ).

A partire dalle espressioni fin qui ottenute, è immediato valutare la profondità di modulazione  $MD_0$  in assenza della boa ( $A_B = 0$ ), e dunque del sistema RFID “tradizionale”:

$$MD_0 = 1 - \frac{r_{e\_LPF}^L}{r_{e\_LPF}^H} \Big|_{A_B=0} = 1 - \frac{\alpha_R \cdot A_{RL}}{\alpha_R \cdot A_{RH}} = 1 - \frac{A_{RL}}{A_{RH}} \Rightarrow A_{RL} = (1 - MD_0) \cdot A_{RH} \quad (\text{V-47})$$

La presenza della boa ( $A_B \neq 0$ ) altera il valore di  $(r_{e\_LPF})^H$  e  $(r_{e\_LPF})^L$  rispetto al caso tradizionale, e quindi modifica il valore di MD (il quale in un sistema cooperativo dipende dagli stessi parametri da cui dipendono i valori  $(r_{e\_LPF})^H$  e  $(r_{e\_LPF})^L$ ).

In particolare, sia:

$$\rho_H = \frac{(A_{RH} \cdot \alpha_R)^2}{(A_B \cdot \alpha_B)^2} \quad (\text{V-48})$$

Moltiplicando e dividendo per 2 e sostituendo le espressioni ottenute per  $\alpha_R$  ed  $\alpha_B$ :

$$\rho_H = \frac{\frac{A_{RH}^2}{2} \cdot \frac{|Z_L|^2}{R_{AR} \cdot R_L} \cdot \frac{1}{L_R}}{\frac{A_B^2}{2} \cdot \frac{|Z_L|^2}{R_{AB} \cdot R_L} \cdot \frac{1}{L_B}} = \frac{A_{RH}^2}{2 \cdot R_{AR}} \cdot \frac{1}{L_R} = \frac{P_{RH}}{L_R} \quad (\text{V-49})$$

Come già osservato,  $P_{RH}$  e  $P_B$  rappresentano le potenze di picco irradiate dal lettore e dalla boa<sup>22</sup>; pertanto,  $\rho_H$  rappresenta il rapporto fra la “potenza di picco ricevuta” dal lettore e la “potenza di picco ricevuta dalla boa”. Per sottolineare che si tratta di potenze di picco si porrà nel seguito  $\rho_H = \rho_p$ . Analogamente:

$$\rho_L = \frac{(A_{RL} \cdot \alpha_R)^2}{(A_B \cdot \alpha_B)^2} = (1 - MD_0)^2 \cdot \frac{(A_{RH} \cdot \alpha_R)^2}{(A_B \cdot \alpha_B)^2} = (1 - MD_0)^2 \cdot \rho_p \quad (\text{V-50})$$

Pertanto:

$$r_{e\_LPF}^H = (A_B \cdot \alpha_B) \cdot \sqrt{1 + \rho_p} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{\rho_p}{(1 + \rho_p)^2} \right] \quad (\text{V-51})$$

$$r_{e\_LPF}^L = (A_B \cdot \alpha_B) \cdot \sqrt{1 + (1 - MD_0)^2 \cdot \rho_p} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{4} \cdot \frac{(1 - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{[1 + (1 - MD_0)^2 \cdot \rho_p]^2} \right] \quad (\text{V-52})$$

e quindi:

<sup>22</sup> La boa irradia un segnale CW, e quindi la potenza di picco coincide con la potenza media; al contrario, il lettore trasmette in DL un segnale modulato, per cui potenza di picco e potenza media sono valori differenti.

$$MD = I - \frac{\sqrt{I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p} \cdot \left[ I - \frac{I}{4} \cdot \frac{(I - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{[I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p]^2} \right]}{\sqrt{I + \rho_p} \cdot \left[ I - \frac{I}{4} \cdot \frac{\rho_p}{(I + \rho_p)^2} \right]} \quad (\text{V-53})$$

$$MD = I - \frac{\sqrt{\frac{I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{I + \rho_p}} \cdot \left[ \frac{4 + 4 \cdot (I - MD_0)^4 \cdot \rho_p^2 + 8 \cdot (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p - (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{4 \cdot [I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p]^2} \right]}{\left[ \frac{4 + 4 \cdot \rho_p^2 + 8 \cdot \rho_p - \rho_p}{4 \cdot (I + \rho_p)^2} \right]} \quad (\text{V-54})$$

$$MD = I - \frac{\sqrt{\frac{I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{I + \rho_p}} \cdot \left[ \frac{4 + 4 \cdot (I - MD_0)^4 \cdot \rho_p^2 + 7 \cdot (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{(4 + 4 \cdot \rho_p^2 + 7 \cdot \rho_p)} \cdot \frac{(I + \rho_p)^2}{[I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p]^2} \right]}{\quad} \quad (\text{V-55})$$

$$MD = I - \frac{\left( \frac{I + \rho_p}{I + (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p} \right)^3 \cdot \left[ \frac{4 + 4 \cdot (I - MD_0)^4 \cdot \rho_p^2 + 7 \cdot (I - MD_0)^2 \cdot \rho_p}{(4 + 4 \cdot \rho_p^2 + 7 \cdot \rho_p)} \right]}{\quad} \quad (\text{V-56})$$

A partire dalla espressione ottenuta è facile verificare che:

$$\lim_{\rho_p \rightarrow \infty} MD = MD_0 \quad (\text{V-57})$$

$$\lim_{\rho_p \rightarrow 0} MD = 0 \quad (\text{V-58})$$

Il primo limite rappresenta un risultato noto e ovvio poiché in assenza della boa ( $\rho_p = \infty$ ) la profondità di modulazione è necessariamente quella del sistema tradizionale  $MD_0$ .

Il secondo limite suggerisce invece una considerazione piuttosto significativa, poiché al crescere della potenza irradiata dalla boa (e quindi della potenza che il Tag riceve da essa) la profondità di modulazione pare ridursi, fino ad annullarsi al limite.

Tale risultato è evidentemente confermato dal grafico in Figura V:5, in cui si mostra l'andamento di  $MD$  in funzione di  $\rho_p$  per diversi possibili valori di  $MD_0$ .<sup>23</sup>

<sup>23</sup> Per tali considerazioni si suppone che il Tag si trovi nella zona limite del suo funzionamento e che quindi che la rete di limitazione della tensione di alimentazione dell'IC non influenzi l' $MD_0$  all'ingresso del demodulatore del Tag ( $\geq 0.8$  in accordo a quanto specificato dallo standard).

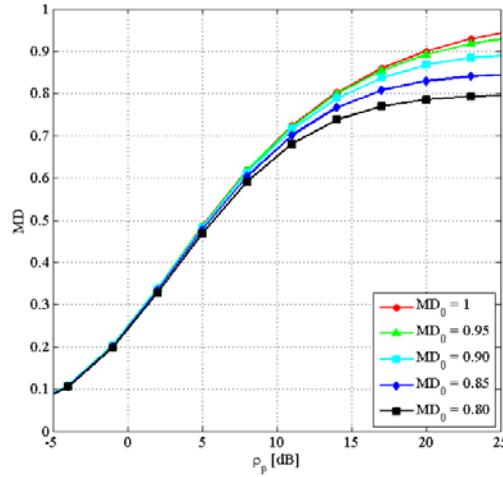


Figura V:5 – andamento di MD in funzione di  $\rho_p$  al variare di  $MD_0$

Pertanto, per quanto riguarda la fase di DL e la demodulazione da parte del Tag, la presenza della boa riduce inevitabilmente la profondità della modulazione e quindi è certamente dannosa poiché rende la demodulazione da parte del Tag tanto più difficoltosa quanto maggiore è la potenza che essa irradia.

I grafici in Figura V:5 mostrano inoltre chiaramente che la dipendenza di MD da  $MD_0$  è significativa solo per valori elevati di  $\rho_p$  (indicativamente  $\geq 10\text{dB}$ ); al di sotto di tale soglia, di fatto si può assumere che MD dipenda esclusivamente da  $\rho_p$ .

Inoltre, in condizioni ideali di Spazio Libero, si ottiene:

$$\rho_p = \frac{P_{RH}/L_R}{P_B/L_B} \stackrel{\text{FreeSpace}}{=} \frac{P_{RH} \cdot g_R \cdot g_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d_R}\right)^2 \cdot \tau_R \cdot \rho_T}{P_B \cdot g_B \cdot g_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d_B}\right)^2 \cdot \tau_B \cdot \rho_T} = \frac{P_{RH} \cdot g_R}{P_B \cdot g_B} \cdot \left(\frac{d_B}{d_R}\right)^2 \cdot \frac{\tau_R}{\tau_B} \quad (\text{V-59})$$

$$\rho_p = \frac{EIRP_{R-p}}{EIRP_{B-p}} \cdot \left(\frac{d_B}{d_R}\right)^2 \cdot \frac{\tau_R}{\tau_B} \quad (\text{V-60})$$

dove  $EIRP_{R-p}$  e  $EIRP_{B-p}$  rappresentano i valori di EIRP “di picco” irradiato dal lettore e dalla boa, rispettivamente. Nel caso particolare in cui i coefficienti di polarizzazione e le distanze di collegamento siano uguali ( $\tau_R = \tau_B$  e  $d_R = d_B$ ) allora  $\rho_p$  rappresenta anche il rapporto fra gli EIRP di picco irradiati, espressi in scala lineare.

$$\rho_p = \frac{EIRP_{R-p}}{EIRP_{B-p}} \quad (\text{se e solo se: } \tau_R = \tau_B, d_R = d_B) \quad (\text{V-61})$$

In sintesi, in fase di *downlink*, bisogna fare attenzione che la Boa non irradia (nell'intento di supportare l'attivazione del Tag) un segnale avente una potenza  $P_B$  eccessiva, ossia tale da ridurre l'indice di modulazione MD al di sotto del valore minimo che garantisce la corretta demodulazione del segnale ASK di

interrogazione; tale valore limite lo indichiamo con  $MD_{min}$ . In alternativa, si può, grazie alla relazione che lega  $\rho_p$  a  $MD$  valutare direttamente il valore limite  $\rho_{p\_lim}$  di  $\rho_p$ , vista la sua espressione particolarmente compatta nella particolare situazione di Reader e Boa equidistanti dal Tag, e con coefficienti di polarizzazione uguali.

### V.2.5 Effettiva applicabilità dell'ambiente cooperativo

Secondo quanto emerso nei due paragrafi precedenti, affinché l'ambiente cooperativo produca l'effetto benefico auspicato (aumento della *read-range*), è necessario che siano soddisfatti simultaneamente 2 vincoli:

$$P_{TAG\_IN} \geq P_{TAG\_min} \quad (\text{V-62})$$

$$MD \geq MD_{min} \quad (\text{V-63})$$

Il primo deriva dal fatto che al Tag deve arrivare un livello di potenza tale da garantire ai morsetti dell'antenna *almeno* la soglia minima (sensibilità) indicata nelle specifiche dell'IC. Ricordando quanto ottenuto in precedenza:

$$P_{TAG\_IN} = \langle P_{TAG \leftarrow B} \rangle + \langle P_{TAG \leftarrow R} \rangle = \frac{\langle P_{BOA\_TX} \rangle}{L_R} + \frac{\langle P_{READER\_TX} \rangle}{L_B} \quad (\text{V-64})$$

L'espressione sopra mostra che la prima disuguaglianza può essere soddisfatta aumentando la potenza emessa dalla Boa. La  $P_{BOA\_TX}$ , o in alternativa  $EIRP_{BOA}$ , risulta essere il parametro di sistema su cui agire in tal senso; il valore  $EIRP_{BOA\_min}$  è quello che garantisce l'uguaglianza (quindi è un limite inferiore).

Operando in questo modo, tuttavia, si rischia di non vedere soddisfatto il secondo vincolo; l'indice di modulazione  $MD$  (che cala all'aumentare del contributo della Boa) è un parametro di qualità per la corretta demodulazione, che non può scendere sotto una certa soglia.

Alla luce del legame tra  $MD$  e  $\rho_p$ , una formulazione del tutto equivalente per la seconda disuguaglianza è  $\rho_p \geq \rho_{p\_lim}$ ; assumendo per semplicità che  $\tau_R = \tau_B$  e  $d_R = d_B$ ,  $\rho_p$  guadagna la forma particolarmente compatta ed indipendente dalla distanza:

$$\rho_p = \frac{EIRP_{READER}}{EIRP_{BOA}} \quad (\text{V-65})$$

Si noti, appunto, come l'aumentare di  $EIRP_{BOA}$  per garantire la  $P_{TAG\_min}$ , faccia diminuire  $\rho_p$ ; in questo caso, il valore limite del vincolo,  $\rho_{p\_lim}$ , è in corrispondenza del valore  $EIRP_{BOA\_MAX}$ .

In sintesi: affinché l'ambiente cooperativo risulti essere una soluzione effettivamente efficace all'estensione della *read-range*, il valore di EIRP di emissione della Boa deve essere compreso nella "forbice" di valori limite, individuati dalle suddette disuguaglianze:

$$EIRP_{BOA\_min} \leq EIRP_{BOA} \leq EIRP_{BOA\_MAX} \quad (\text{V-66})$$

Risulta interessante a questo punto tracciare l'andamento delle curve che, in funzione della distanza "d" tra il Tag e il Reader (o la Boa, avendo qui assunto  $d_R=d_B$ ), definiscono il limite inferiore e superiore di tale *range* di possibili valori per  $EIRP_{BOA}$ , assumendo per semplicità condizioni di spazio libero.

Imponendo le condizioni limite dei due vincoli:

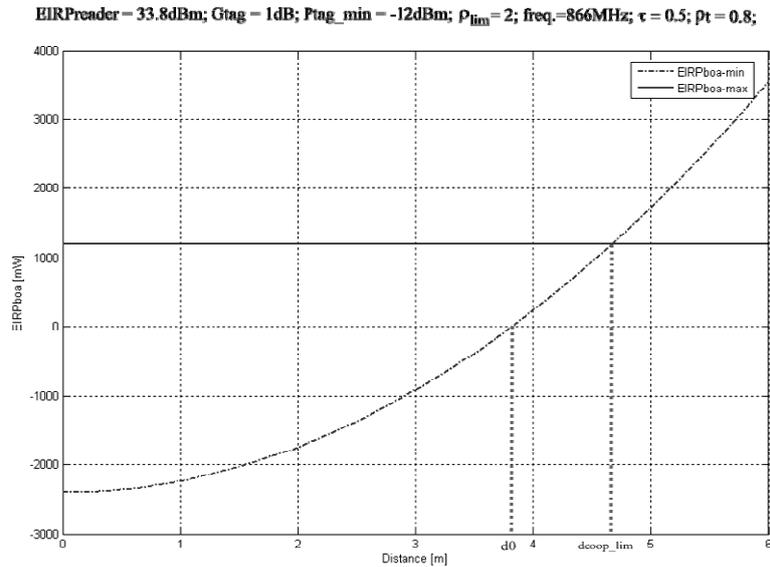
$$\rho_{p\_lim} = \frac{EIRP_{READER}}{EIRP_{BOA\_MAX}} \quad (\text{V-67})$$

$$P_{TAG\_min} = (EIRP_{READER} + EIRP_{BOA\_min}) \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T \quad (\text{V-68})$$

dove nella seconda si è ammesso di poter confondere le lunghezze d'onda di Boa e Reader, si ricavano le equazioni di tali "curve limite" e in Figura V:6 relativi andamenti:

$$EIRP_{BOA\_MAX} = \frac{EIRP_{READER}}{\rho_{p\_lim}} \quad (\text{V-69})$$

$$EIRP_{BOA\_min} = \frac{P_{TAG\_min} \cdot (4\pi)^2}{\lambda^2 \cdot G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T} \cdot d^2 - EIRP_{READER} \quad (\text{V-70})$$



**Figura V:6 – andamenti dei limiti inferiore e superiore di  $EIRP_{BOA}$  in funzione della distanza Reader-Tag**

Osservazioni:

Il valore  $EIRP_{BOA\_MAX}$  non dipende dalla distanza: questo è dovuto, si ribadisce ancora una volta, all'indipendenza di  $\rho_{p\_lim}$  da  $d$  e  $\tau$  nella particolare configurazione di Reader, Boa e Tag adottata. Il valore di  $EIRP_{BOA\_min}$ , d'altro canto, aumenta con l'aumentare della distanza Reader-Tag, in accordo con la necessità di contrastare gli effetti dell'attenuazione di tratta (supposta in questo quella della propagazione in spazio libero).

Nel complesso, il range di valori ammessi dall'ambiente cooperativo (nel senso più volte illustrato) per la potenza emessa dalla Boa subisce un restringimento con l'aumentare di " $d$ ". Tale range, in generale si ottiene, fissato un valore per  $d$ , dalle intersezioni delle curve di massimo e minimo con la retta parallela all'asse delle ordinate passante il valore scelto per le ascisse.

Si tenga presente che la porzione di grafico di Figura V:6 compresa tra  $d=0$  e l'inizio della regione di campo lontano ( $d \gg 2D^2/\lambda$ ), non ha ovviamente senso nel contesto RFID UHF, dunque tale grafico deve essere considerato solo per distanze almeno pari a  $2D^2/\lambda$ .

Fissato il valore dei parametri di collegamento e di sistema, il grafico di Figura V:6 permette di valutare l'effettiva e concreta possibilità dell'approccio cooperativo di migliorare le prestazioni del sistema (cioè incrementare la *read-range*) nelle condizioni considerate.

In particolare, per ogni valore di distanza Tag-Reader (e quindi Tag-Boa) minore del valore  $d_{coop\_lim}$ , esiste sempre un intervallo non nullo di valori di  $EIRP_{BOA}$  (compresi tra la parabola e la retta di Figura V:6) che permettono di soddisfare simultaneamente le due condizioni richieste ( V-62 ) e ( V-63 ); ciò significa che l'introduzione della Boa permette di garantire la potenza minima in ricezione senza degradare eccessivamente il valore di  $MD$ . L'ambiente cooperativo si rivela, quindi, effettivamente utile.

Si osservi, tuttavia, che al crescere di  $d$  l'intervallo utile di valori di  $EIRP_{BOA}$  si restringe progressivamente, e si annulla per  $d=d_{coop\_lim}$ . Per distanze superiori, si ottiene la condizione "assurda"  $EIRP_{BOA\_min}$  (parabola) >  $EIRP_{BOA\_MAX}$  (retta), il che significa che le due condizioni richieste non possono essere soddisfatte, e dunque l'introduzione della Boa non può in tal caso risultare vantaggiosa.

La distanza  $d_{coop\_lim}$  rappresenta, appunto, un limite, nel senso che per distanze Tag-Reader superiori ad essa l'introduzione della Boa è certamente dannosa e quindi inutile.

Ne consegue inoltre che, detta  $d_0$  la massima *read-range* del sistema RFID tradizionale, l'approccio cooperativo è utile solo se  $d_0 < d_{coop\_lim}$ , nel qual caso la *read-range* può essere incrementata (al più fino a  $d_{coop\_lim}$ , ovviamente).

Alla luce proprio di queste considerazioni, vale la pena sfruttare il modello analitico descritto per esplicitare le espressioni delle distanze  $d_0$  e  $d_{coop\_lim}$ . Dai loro valori, infatti, è possibile in linea teorica, valutare la eventuale efficacia dell'approccio cooperativo, e, in caso essa venga confermata, la misura in cui si concretizza (cioè di quanto si incrementa la *read-range*).

L'espressione della *read-range* del sistema tradizionale ( $d_0$ ), è ricavabile semplicemente imponendo la condizione di assenza della Boa ( $EIRP_{BOA} = 0$ ) nell'equazione ( V-68 ); il risultato è:

$$d_0 = \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \right) \cdot \sqrt{\frac{G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T \cdot EIRP_{READER}}{P_{TAG\_min}}} \quad (\text{V-71})$$

L'espressione della distanza limite  $d_{coop\_lim}$ , invece, è il risultato della situazione limite in cui  $EIRP_{BOA\_min} = EIRP_{BOA\_MAX} = EIRP_{BOA}$ ; si noti che il *range* ora si è compresso fino a divenire l'unico punto: si può verosimilmente supporre che tale particolarissima condizione risulti riproducibile assai difficilmente nella realtà, poiché bisognerebbe disporre di una Boa radiante dotata di una estrema precisione nell'indicare l'effettiva potenza con cui trasmette la portante non modulata.

Ponendo a sistema le equazioni ( V-69 ) e ( V-70 ) sotto tale condizione:

$$\begin{cases} EIRP_{BOA} = \frac{EIRP_{READER}}{\rho_{p\_lim}} \\ EIRP_{BOA} = \frac{P_{TAG\_min} \cdot (4\pi)^2}{\lambda^2 \cdot G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T} \cdot (d_{coop\_lim})^2 - EIRP_{READER} \end{cases} \quad (\text{V-72})$$

Risulta immediato ottenere:

$$d_{coop\_lim} = \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \right) \cdot \sqrt{\frac{G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T \cdot EIRP_{READER}}{P_{TAG\_min}}} \cdot \sqrt{\left( \frac{1}{\rho_{p\_lim}} + 1 \right)} \quad (\text{V-73})$$

Osservando l'equazione ( V-73 ), si nota immediatamente che essa contiene per intero l'espressione di  $d_0$  ( V-71 ), moltiplicata per il fattore  $\left( \sqrt{\frac{1}{\rho_{p\_lim}} + 1} \right) > 1$ , il che permette di giungere alla prima e significativa conclusione che secondo il modello analitico presentato, poiché  $d_{coop\_lim} > d_0$ , l'approccio cooperativo risulta sempre utile, nel senso che non si incorre mai nella situazione contraddittoria in cui  $EIRP_{BOA\_min} > EIRP_{BOA\_MAX}$ .

Assodato quindi che l'ambiente cooperativo garantisca comunque un miglioramento alla performance di un sistema RFID tradizionale (che si traduce nell'incremento della *read-range*), si definisce  $\Delta d$  come:

$$\Delta d = d_{coop\_lim} - d_0 \quad (\text{V-74})$$

Sostituendo a secondo membro le espressioni ( V-71 ) e ( V-73 ), dopo un raccoglimento a fattore comune si giunge a:

$$\Delta d = \left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \right) \cdot \sqrt{\frac{G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T \cdot EIRP_{READER}}{P_{TAG\_min}}} \cdot \left( \sqrt{\left( \frac{I}{\rho_{p\_lim}} + I \right)} - I \right) \quad (\text{V-75})$$

La ( V-75 ) esprime di quanto (unità di misura di lunghezza) aumenta, in contesto cooperativo, la massima distanza a cui il Reader può effettuare con successo l'operazione di lettura di un Tag, rispetto allo scenario standard.

Ancora più interessante risulta la sua forma, che si ottiene rapportandola alla *read-range* del sistema tradizionale:

$$\frac{\Delta d}{d_0} = \frac{\left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \right) \cdot \sqrt{\frac{G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T \cdot EIRP_{READER}}{P_{TAG\_min}}} \cdot \left( \sqrt{\left( \frac{I}{\rho_{p\_lim}} + I \right)} - I \right)}{\left( \frac{\lambda}{4 \cdot \pi} \right) \cdot \sqrt{\frac{G_{TAG} \cdot \tau \cdot \rho_T \cdot EIRP_{READER}}{P_{TAG\_min}}}} = \sqrt{\left( \frac{I}{\rho_{p\_lim}} + I \right)} - I \quad (\text{V-76})$$

$$\dots \frac{\Delta d}{d_0} = \sqrt{\left( \frac{I}{\rho_{p\_lim}} + I \right)} - I \quad (\text{V-77})$$

Il parametro  $(\Delta d)/d_0$  descritto nella ( V-77 ) è adimensionale, ha una forma particolarmente compatta, e si presta, pertanto, assai bene a quantificare, il potenziale aumento di *read-range* (in termini percentuali) raggiungibile in ambiente cooperativo.

In particolare, si osservi che dipende esclusivamente da  $\rho_{p\_lim}$ ; risulta ancora più evidente, quindi, la notevole importanza che il parametro  $\rho_p$  (tipico di ogni Tag) riveste nell'ambito delle considerazioni analitiche svolte finora: esso non viene esplicitamente riportato in letteratura scientifica (a maggior ragione nella forma particolare ( V-61 ) a cui ci si è riferiti), mentre invece vengono fatte considerazioni interessanti [25] su *MD*, ed in particolare sulla misura in cui ci si può spingere a degradarlo.

Per questo motivo, si sono svolte prove sperimentali finalizzate a caratterizzare i Tag dal punto di vista della "robustezza" al peggioramento della Modulation Depth, e, di conseguenza, a misurarne i relativi  $\rho_{p\_lim}$ , per stimarne l'incremento di *read-range* tipico. Ulteriore considerazione degna di nota è che bisogna ricordare che la dipendenza di  $\rho_{p\_lim}$  dalla potenza disponibile ai morsetti dell'antenna del Tag (Paragrafo II.3). Questo implica che il valore di  $\rho_{p\_lim}$  da inserire nella ( V-77 ) devono essere riferiti alla condizione di limite di funzionamento, ovvero alla situazione in cui la potenza disponibili ai morsetti dell'antenna del Tag sia prossima a quella di soglia. Considerare un  $\rho_{p\_lim}$  riferito ad un'altra potenza, infatti, porterebbe a sottostimare la capacità del Tag di "sopportare" un'interferente rispetto alla condizione in cui si troverà ad operare nella zona di estensione del *read-range*.

## V.2.6 Set-up di misura

### V.2.6.1 Strumenti

- *Reader RFID UHF commerciale* Intermec IF5 equipaggiato con antenna Intermec S8656X ( $G=6dBi$ ), polarizzazione circolare ( $AR_{MAX}=3dB$ ), banda: 865-870MHz;
- *Tag UHF passivi commerciali*: Rafsec "Dogbone", Texas Instruments "TI Gen2 Inlay", Alien Technology "ALN-9529 Squiggle SQ Inlay";

- *Generatore di segnale RF (Boa):* HP8663A equipaggiato con amplificatore di potenza Minicircuit TIA 1000-4 (guadagno  $19 \pm 1.5 \text{ dB}$ ,  $1 \text{ dB}$  di compressione a  $39 \text{ dBm}$  nella banda  $100\text{-}1000 \text{ MHz}$ ).

### V.2.6.2 Ambiente di misura

Nel corso delle prove sperimentali svolte per valutare il comportamento del sistema RFID UHF in *Ambiente Cooperativo*, le condizioni di propagazione che si è cercato (per quanto possibile) di riprodurre per il radio-collegamento sono sostanzialmente 2:

- condizioni di campo lontano;
- propagazione in spazio libero.

A tale scopo si sono seguiti alcuni accorgimenti suggeriti in particolare dagli Standard internazionali [38].

Nel radiocollegamento realizzato i valori di tali grandezze (si riporta il caso più critico da trattare, ossia quello relativo al Tag “TI Gen2 Inlay”, avente una *read-range*  $d_0$  inferiore al “Dog-bone”) sono:  $r=d_0=135 \text{ cm}$ ,  $\lambda \sim 34 \text{ cm}$ ,  $D \sim 28 \text{ cm}$  e, pertanto, risulta  $(2 \cdot D^2)/\lambda \sim 46 \text{ cm}$ .

I suggerimenti [38] che sono stati adottati nella realizzazione del radiocollegamento sono: situazione di campo lontano ( $r \sim 3 \cdot (2D^2)/\lambda$ ), collocazione in Outdoor test site (ossia all’aperto) in condizione di chiara visibilità tra le antenne (*Line Of Sight*), assenza di interferenza da sorgenti indesiderate (verifica costante tramite analisi di spettro), assenza di pareti o altri oggetti riflettenti in grado di generare il fenomeno di *multipath*.

Il radiocollegamento RFID pertanto può, in prima approssimazione, essere ricondotto allo schema riportato in Figura V:7 (ovviamente sia nel collegamento Reader-Tag che in quello Boa-Tag).

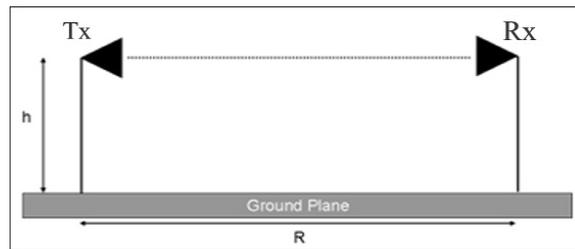


Figura V:7 – schema del test - site

L’unica possibile causa di *multipath* rimasta, secondo le premesse fatte, è la presenza del suolo; a tale proposito sono state fatte 2 tipi di valutazioni.

La prima è scaturita dopo avere considerato un semplice modello 2 raggi (quello diretto e quello riflesso) che grafica l’andamento dell’inverso attenuazione supplementare, in funzione della distanza, subito dal campo elettromagnetico a causata della riflessione al suolo. La formula che è stata implementata mediante il modello a 2 raggi è la seguente:

$$L = \left| 1 + \Gamma \cdot \frac{R_d}{R_r} \cdot i(\theta_R) \cdot e^{-j\beta \Delta R} \right| \quad (\text{V-78})$$

Essa contiene il coefficiente di riflessione al suolo  $\Gamma$ ,  $\Delta R = R_r - R_d$  (differenza tra la lunghezza del cammino riflesso e quello diretto), la funzione di radiazione  $i(\theta_R)$  dell’antenna trasmittente nella direzione del raggio riflesso (per semplicità si è considerata per  $i(\theta_R)$  l’espressione analitica tipica di un dipolo a  $\lambda/2$  avente apertura del lobo nel piano verticale circa uguale a quella dell’antenna usata in trasmissione ( $\sim 80^\circ$ ). Alle distanze tipicamente in gioco in ambito RFID UHF, ci sono fluttuazioni nel fading al massimo pari a  $1 \text{ dB}$ ;

parrebbe quindi lecito, secondo tale modello, considerare l'effetto della eco generata dalla presenza del suolo non molto influente nel bilancio complessivo dell'attenuazione di tratta.

La seconda valutazione, sempre riguardo la riflessione al suolo dell'onda trasmessa, è invece suggerita ancora una volta dalla Normative [38] in tal senso: considerando il cosiddetto *Half Power Beamwidth* dell'antenna trasmittente (la direzione in cui l'intensità di radiazione ha valore pari alla metà che ha nella direzione di massimo), individuata dall'angolo  $\alpha$  con il raggio diretto ( $\sim 40^\circ$  nel nostro caso), lo Standard fornisce l'espressione  $h_{min}$  per la altezza delle antenne:

$$h_{min} = R \cdot \tan(\alpha) \quad (\text{V-79})$$

Tale relazione garantisce che il punto di riflessione corrispondente alla semi-apertura si collochi esattamente alla base dell'antenna ricevente; in tal modo, secondo lo Standard l'effetto del *multipath* può considerarsi minimo.

Inoltre si è verificato il criterio (più lasco) che chiama in causa l'ellissoide di Fresnel, secondo cui l'altezza minima  $h_{min}$  delle antenne deve essere pari al semiasse minore  $\rho$ .

Pertanto, secondo questo suggerimento:

$$h_{min} = \sqrt{\frac{\lambda}{R}} \cdot \left( \frac{R}{2} + \frac{\lambda}{4} \right) \quad (\text{V-80})$$

In definitiva, il consiglio dello Standard è quello di effettuare sia il calcolo di equazione ( V-80 ) che quello di equazione ( V-79 ), e posizionare le antenne al valore massimo tra i due ottenuti in tal modo.

In conclusione, si osservi come all'aumentare della distanza "r" nel radiocollegamento, risultino meglio verificate le condizioni di campo lontano, ma, d'altro canto, diventi più critica la presenza del terreno per il *multipath* (e viceversa). Per questo motivo si è ricercato un giusto compromesso nel creare l'ambiente di misura RFID Cooperativo, per soddisfare il più possibile in modo equo le condizioni desiderate di campo lontano e di propagazione in spazio libero.

## V.2.7 Risultati

### V.2.7.1 Stima del frequency shift tra le frequenze portanti di Boa e Reader

Come illustrato precedentemente, il generico Tag UHF Passivo è dotato di un filtro passa-basso avente una certa frequenza di taglio  $f_t$  che ne definisce la banda passante (individuata nello spettro di frequenze dal tono corrispondente al "taglio" a  $3dB$  del segnale in ingresso). Ai fini della corretta demodulazione da parte del Tag del segnale di interrogazione inviato dal Reader in fase di Downlink, occorre che lo spettro di frequenze compreso tra il tono  $f_R$  della portante del Reader e quello della Boa  $f_B$ , sia maggiore di tale frequenza  $f_t$ . In simboli:

$$\mathcal{A} = |f_B - f_R| \geq f_t \quad (\text{V-81})$$

Alla luce di tali valutazioni analitiche, risulta quindi fondamentale, ai fini di garantire l'efficacia dell'Ambiente Cooperativo, individuare un valore minimo per lo shift in frequenza tra la portante utilizzata dalla Boa in trasmissione, e quella impiegata dal Reader.

Il criterio seguito per stimare empiricamente tale *shift* in frequenza è strettamente legato a quanto espresso dalla ( V-81 ): una Boa allocata in frequenza dentro tale banda passante (o, molto probabilmente, anche nelle immediate vicinanze) degrada, fino renderlo anche incomprensibile, il messaggio di interrogazione del Tag, anche a valori modesti di potenza in uscita.

Pertanto, si è effettuata una verifica sull’impatto dell’interferenza della boa sul Tag attraverso una scansione della frequenza di trasmissione del generatore RF adibito a Boa (50 KHz).

Tali valori sono rappresentati in Figura V:8 per il Tag “Dogbone” e in Figura V:9 per il “TI Gen2 Inlay”. I due grafici vanno così interpretati: alle varie distanze in frequenza Boa-Reader in ascissa (positive o negative, a seconda che  $f_B > f_R$  oppure  $f_B < f_R$ , rispettivamente), corrispondono relativi valori di  $P_{BOA}$  di potenza in uscita al generatore RF della Boa, tutti corrispondenti alla medesima situazione: lettura del Tag “inibita”.

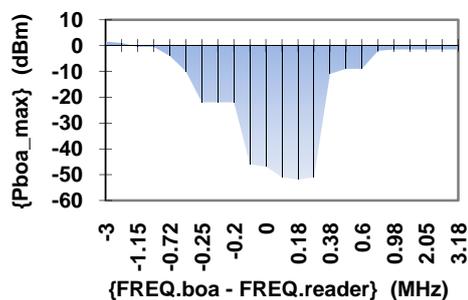


Figura V:8 – impatto dell’interferenza sul “Dogbone”

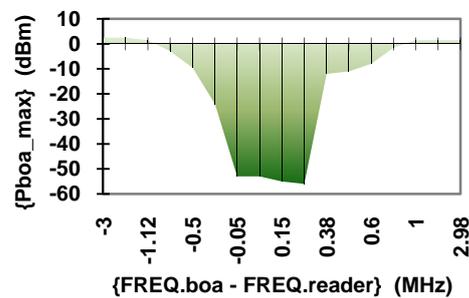


Figura V:9 – impatto dell’interferenza sul “TI Gen2 Inlay”

Queste valutazioni, benché ottenuti con metodi empirici, sono in grado sicuramente di fornire un’idea sufficientemente chiara della distanza in frequenza a cui allocare la Boa, rispetto al Reader, al fine di non rendere impossibile la lettura del Tag già a potenze minime in uscita alla Boa; in altre parole, essi consentono di evitare configurazione impropria l’Ambiente Cooperativo.

In virtù dei risultati ottenuti, durante le prove sperimentali effettuate, si è sempre mantenuta una distanza in frequenza tra Boa e Reader di almeno 1MHz.

#### V.2.7.2 Prove sperimentali su Tag “Dogbone”

In Tabella V-1 si riportano i risultati sperimentali relativi al Tag UHF passivo Rafsec “Dogbone”. Per prima cosa si è misurato il valore minimo del parametro  $\rho_p = EIRP_{Reader} / EIRP_{Boa}$ , in corrispondenza del quale il contributo della Boa è ancora benefico; esso è da considerarsi il confine invalicabile se si vuole che la presenza della Boa garantisca una effettiva cooperazione e non risulti invece dannosa; tale valore, per il Tag in esame, è risultato pari a  $\rho_{p\_lim} = EIRP_{Reader} / EIRP_{Boa\_max} = 3.2dB$ . Il corrispondente valore minimo per l’indice di modulazione è  $MD_{min} = 0.39$ .

Una volta ottenuto tale parametro caratteristico del Tag, sono stati ricavati per via analitica i valori di *read-range*  $d_0$  relativa al sistema RFID tradizionale, e di *read-range*  $d_{coop\_lim}$  del sistema RFID Cooperativo. Successivamente, i valori di tali parametri sono stati sperimentalmente misurati nelle condizioni ambientali specificate nel paragrafo V.2.6.2. Già a prima vista risulta chiaro come i valori ottenuti tramite modello analitico si discostino relativamente poco rispetto a quelli misurati nel sistema reale.

TAG	Modello Analitico		Misure	
	$d_0$	$d_{coop\_lim}$	$d_0$	$d_{coop\_lim}$
Rafsec "Dogbone"	214cm	260cm	210cm	269cm

Tabella V-1

Infine si riporta il grafico della “forbice” di valori utili di  $EIRP_{boa}$  (vedi Figura V:10), in cui si mette in evidenza la *read-range*  $d_{0\_USA}$  calcolata<sup>24</sup> per un ipotetico sistema RFID UHF tradizionale, operante secondo la meno restrittiva (in termini di potenza irradiata) Normativa Americana, sotto le medesime ipotesi descritte precedentemente.

L’Ambiente Cooperativo, secondo quanto calcolato, permetterebbe ad un sistema RFID “Europeo” (vincolato a non superare i  $3.28W$   $EIRP$ ) di colmare il divario prestazionale rispetto al sistema Americano ( $4W$   $EIRP$ ), addirittura garantendo prestazioni leggermente superiori.

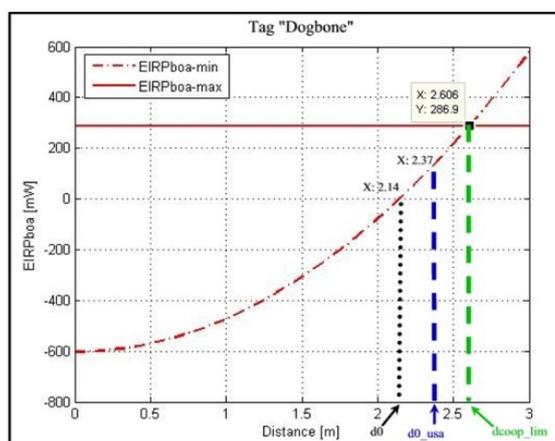


Figura V:10 – prestazioni “Dogbone”

### V.2.7.3 Prove sperimentali su Tag “TI Gen2 Inlay”

In modo del tutto analogo, si sono effettuate le prove sperimentali sul Tag UHF passivo: il “TI Gen2 Inlay” prodotto da Texas Instruments.

Il valore misurato del parametro  $\rho_{p\_lim}$  è risultato pari a  $1.7dB$ . Il corrispondente valore minimo per l’indice di modulazione è  $MD_{min}=0.32$ .

TAG	Modello Analitico		Misure	
	$d_0$	$d_{coop\_lim}$	$d_0$	$d_{coop\_lim}$
“TI Gen2 Inlay”	143cm	187cm	135cm	180cm

Tabella V-2

<sup>24</sup> Si è supposto che il software di controllo del Reader regoli secondo la stessa “percentuale” la potenza in uscita, pertanto è stata semplicemente operata una proporzione tra i valori di  $EIRP_{100\%}$  ed  $EIRP_{70\%}$  Europei e gli  $EIRP_{100\%}$  (nota da Normativa) ed  $EIRP_{70\%}$  (incognita).

Anche in questo secondo caso (Tabella V-2) quanto previsto per via analitica risulta sostanzialmente in linea con quanto misurato; in secondo luogo, si conferma la tendenza (che poteva essere prevedibile, vista l'ipotesi, mai completamente verificabile nella realtà, di propagazione in spazio libero) del modello a sovrastimare i *Read-range*  $d_0$  e  $d_{coop\_lim}$ .

Anche con il secondo Trasponder, l'Ambiente Cooperativo permette di conseguire (addirittura in misura maggiore rispetto al primo Tag) un significativo aumento della distanza di lettura. Infine, in Figura V:11 si riporta il grafico della “forbice” di valori utili di  $EIRP_{boa}$ ; anche in questo caso, si è messo in evidenza la *Read-range*  $d_{0\_USA}$  calcolata per un ipotetico sistema RFID UHF tradizionale, operante secondo la meno restrittiva (in termini di potenza irradiata) Normativa Americana, sotto le medesime ipotesi descritte precedentemente.

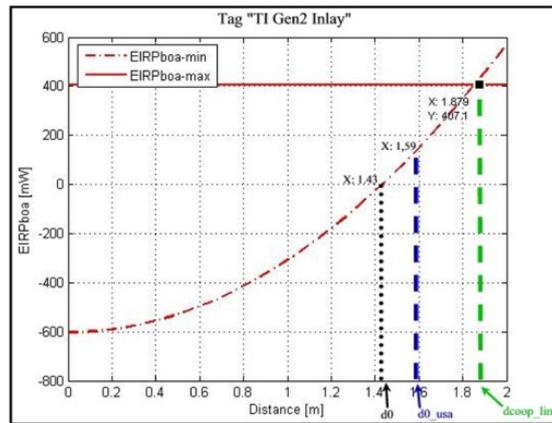


Figura V:11 – prestazioni “TI Gen2 Inlay”

Anche in questo caso, l'Ambiente Cooperativo permette di superare la performance offerta dal più potente Reader UHF tradizionale, in regola con le Normative Statunitensi, addirittura in misura maggiore, rispetto al contesto riguardante il Tag “Dogbone”.

V.2.7.4 Prove sperimentali su Tag “ALN-9529 Squiggle-SQ Inlay”

Si riportano infine i risultati (Tabella V-3) delle prove effettuate sul Tag passivo “ALN-9529 Squiggle-SQ Inlay” prodotto da Alien Technology, sebbene l'uso per cui è stato progettato (tagging di singoli oggetti di dimensioni contenute), e le conseguenti modeste prestazioni, già in prima analisi lo rendano probabilmente meno indicato ad operare in Ambiente Cooperativo.

Il valore misurato del parametro  $\rho_{p\_lim}$  è risultato pari a 9.7dB. Il corrispondente valore minimo per l'indice di modulazione è  $MD_{min} = 0.67$ .

Anche in questo caso, come da il modello analitico si dimostra ricalcare con sostanziale fedeltà la situazione realmente misurata. L'Ambiente Cooperativo, sebbene in modo meno efficace rispetto ai due casi precedenti, estende ancora una volta la *Read-range* del sistema RFID tradizionale.

TAG	Modello Analitico		Misure	
	$d_0$	$d_{coop\_lim}$	$d_0$	$d_{coop\_lim}$
Alien Tech. Squiggle”	107cm	115cm	100cm	105cm

Tabella V-3

### V.2.7.5 Validazione del modello analitico

Come già fatto notare nei tre paragrafi precedenti, il modello analitico di Ambiente Cooperativo sviluppato per sistemi RFID UHF, risulta sostanzialmente in linea con quanto verificato nelle prove sperimentali.

TAG	Modello Analitico			Misure		
	$d_0$	$d_{coop\_lim}$	$(Ad)/d_0$	$d_0$	$d_{coop\_lim}$	$(Ad)/d_0$
Rafsec “Dogbone”	21 cm	260cm	21%	210cm	269cm	28%
“TI Gen2 Inlay”	143cm	187cm	29%	135cm	180cm	33%
Alien Tech. “Squiggle”	107cm	115cm	5%	100cm	105cm	5%

**Tabella V-4**

Dalla Tabella V-4 si può apprezzare la misura percentuale in cui la soluzione Ambiente Cooperativo centra l’obiettivo prefissato (secondo il modello analitico, e nella realtà): quello di incrementare la *read-range* di un sistema RFID, senza apportare sostanziali modifiche ai dispositivi che lo compongono.

I risultati confermano una utilità non trascurabile della soluzione Ambiente Cooperativo applicata a sistemi RFID UHF passivi ai fini dell’estensione della *read-range*.

### V.2.8 Considerazioni finali

In questo capitolo è stata presentata l’idea originale di “Ambiente Cooperativo” (habitat in cui il sistema RFID UHF opera, equipaggiato di uno o più Boe radianti aventi il compito di supportare l’attivazione del Tag passivo) come possibile soluzione in grado di aumentare la performance (in particolare la *read-range*) dei dispositivi UHF tradizionali senza apportarne modifica alcuna.

Si è presentato un modello analitico, valido, per ora, in condizioni ideali di propagazione in spazio libero, in grado di fornire i valori a cui impostare alcuni parametri della Boa e di quantificare il teorico effetto benefico che tale soluzione apporterebbe ad un sistema RFID UHF tradizionale. Le previsioni del modello sono state confermate dai risultati delle prove sperimentali svolte, evidenziando l’utilità dell’Ambiente Cooperativo, applicato a sistemi RFID UHF passivi, ai fini di estenderne la *read-range*, fino a superare, nel caso di sistemi più vincolati in potenza dalle Normative, il divario rispetto a sistemi con meno restrizioni. Ulteriori studi e sviluppi saranno opportuni per estendere ulteriormente la generalità della trattazione e le prestazioni del sistema, tuttavia lo studio presentato mostra la correttezza dell’approccio analitico e l’effettiva realizzabilità dell’idea.

### V.3 APPENDICE

V.3.1.1 *Dimostrazione:*  $\langle \cos(\omega_R t) \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) \rangle = 0$

formule di prostaferesi:

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \quad (\text{V-82})$$

Si può osservare innanzitutto che:

$$\cos(\omega_R t) \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) = \sin\left(\omega_R t + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\omega_B t + \Delta\phi) \quad (\text{V-83})$$

Da cui:

$$\begin{cases} 2 \cdot \left(\omega_R t + \frac{\pi}{2}\right) = \alpha + \beta \\ 2 \cdot (\omega_B t + \Delta\phi) = \alpha - \beta \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \alpha = (\omega_R + \omega_B)t + \frac{\pi}{2} + \Delta\phi \\ \beta = (\omega_R - \omega_B)t - \frac{\pi}{2} - \Delta\phi \end{cases} \quad (\text{V-84})$$

Pertanto:

$$\begin{aligned} \langle \cos(\omega_R t) \cdot \cos(\omega_R t + \Delta\omega t + \Delta\phi) \rangle &= \langle \sin\left[\left(\omega_R + \omega_B\right)t + \frac{\pi}{2} + \Delta\phi\right] + \cos\left[\left(\omega_R - \omega_B\right)t - \frac{\pi}{2} - \Delta\phi\right] \rangle = \\ &= \langle \sin\left[\left(\omega_R + \omega_B\right)t + \frac{\pi}{2} + \Delta\phi\right] \rangle + \langle \cos\left[\left(\omega_R - \omega_B\right)t - \frac{\pi}{2} - \Delta\phi\right] \rangle = 0 + 0 = 0 \end{aligned} \quad (\text{V-85})$$

V.3.1.2 *Dimostrazione dell'applicabilità dello sviluppo in serie di Taylor ad  $r_e(t)$*

Posto:

$$x = \frac{2 \cdot A_B \cdot \alpha_B \cdot m(t) \cdot \alpha_R \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi)}{(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2} \quad (\text{V-86})$$

Si può osservare che:

$$\begin{aligned} [(m(t) \cdot \alpha_R) - (A_B \cdot \alpha_B)]^2 &\geq 0 \\ (m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2 - 2 \cdot (m(t) \cdot \alpha_R) \cdot (A_B \cdot \alpha_B) &\geq 0 \\ (m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2 &\geq 2 \cdot (m(t) \cdot \alpha_R) \cdot (A_B \cdot \alpha_B) \end{aligned} \quad (\text{V-87})$$

A maggior ragione, poiché certamente  $|\cos(\Delta\omega t + \Delta\phi)| \leq 1$

$$(m(t) \cdot \alpha_R)^2 + (A_B \cdot \alpha_B)^2 \geq 2 \cdot (m(t) \cdot \alpha_R) \cdot (A_B \cdot \alpha_B) \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t + \Delta\phi) \quad (\text{V-88})$$

e ciò significa evidentemente *che*  $|x| \leq 1 \leftrightarrow -1 \leq x \leq 1$ . Supponendo quindi di poter sviluppare  $\sqrt{1+x}$  in un intorno di  $x=0$ ,

$$\sqrt{1+x} \underset{x \approx 0}{\approx} 1 + \frac{1}{2} \cdot x - \frac{1}{8} \cdot x^2 \quad (\text{V-89})$$

***(c.v.d)***

## VI DESIGN DI TRANSPONDER AD-HOC PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

La possibilità di identificare e tracciare oggetti trova una delle sue applicazioni più promettenti nella filiera produttiva industriale. L'efficienza della catena di produzione ha un effetto diretto sul profitto di un'azienda, investimenti in infrastrutture tecnologiche per controllare gli inventari, tener traccia dei prodotti e controllare costi-profitti sono quindi di enorme interesse. E' ben chiaro, tuttavia, come l'ambiente industriale possa essere tra i più severi sia dal punto di vista tecnologico/meccanico che elettromagnetico a causa della possibili condizioni estreme a cui possono essere soggetti i Tag dal punto di vista degli stress meccanici e termici, sia della massiccia presenza di metalli e materiali "elettromagneticamente opachi". Per quanto detto sulla possibilità di avere un'elevata capacità di dati e notevoli distanze di lettura, la possibilità di utilizzo della tecnologia UHF potrebbe risultare di grande interesse e costituire una soluzione flessibile e versatile. La ben nota e ampiamente discussa sensibilità dei sistemi UHF alle condizioni di utilizzo richiede tuttavia l'adozione di un approccio che tenga conto di queste criticità nel progetto e nel dimensionamento del sistema.

L'antenna, come in qualsiasi sistema radio, negli RFID gioca un ruolo fondamentale nell'interazione tra i dispositivi. Tuttavia con la miniaturizzazione dell'elettronica essa costituisce spesso la parte più estesa nel dispositivo e per questo negli ultimi anni c'è una sempre più forte domanda verso il progetto di antenne elettricamente piccole (antenne la cui massima dimensione è una frazione della lunghezza d'onda in spazio libero). La miniaturizzazione dell'antenna costituisce senza dubbio una grossa sfida a causa delle limitazioni fondamentali che riducono le prestazioni dell'elemento radiante. Nel caso ideale tutta l'energia con cui viene alimentata l'antenna dovrebbe essere irradiata attraverso la resistenza di radiazione annullando l'energia (reattiva) immagazzinata nella struttura. Tuttavia anche nel caso ideale l'antenna include campi reattivi che la rendono un dispositivo *frequency dependent*. Particolarmente problematiche sono le antenne piccole, a causa dell'alto livello di campo reattivo e bassa resistenza di radiazione. Inoltre le antenne disegnate per operare vicino a superfici conduttive (piano di massa) soffrono di problemi simili visto che la radiazione dalle correnti impresse tangenti alla superficie tende ad essere cancellata dalle correnti superficiali indotte sul piano di massa. Nella pratica si hanno alti livelli di campi reattivi e bassi valori della resistenza di radiazione con conseguente banda di funzionamento molto stretta e bassi valori di efficienza dovuti al fatto che le perdite ohmiche sono comparabili con le perdite di radiazione. Sono state proposte alcune soluzioni a questo problema, specialmente nelle applicazioni relative a terminali mobili, spesso utilizzando risonatori esterni e/o il telaio del dispositivo per allargare la banda, ma solo pochi rimedi contro l'alto livello di energia immagazzinata e la bassa resistenza di radiazione. In più, antenne piccole tendono ad essere molto sensibili alla piattaforma, nelle comunicazioni mobili la piattaforma è l'involucro (telaio) del dispositivo e può essere considerato nel progetto (in molti casi può aiutare la radiazione). Tuttavia in applicazioni come l'RFID la piattaforma è, in generale, incognita perché costituita proprio dall'oggetto da identificare e risente molto delle condizioni ambientali. Per questo lo studio di antenne piccole e poco dipendenti dalla piattaforma costituisce un importante ambito di studio e ricerca al fine di aiutare la diffusione e migliorare le prestazioni dei sistemi RFID. In questi sistemi l'antenna è adattata direttamente all'impedenza reattiva d'ingresso dell'IC, quindi l'antenna non è un dispositivo risonante di per se. In più, essendo dispositivi da prodursi in grandi quantità e per le applicazioni più diverse, i materiali e i processi tecnologici giocano un ruolo importante e necessitano di essere considerati nel progetto. Non da ultimo, a causa delle piccole dimensioni e dell'impedenza reattiva, le antenne RFID sono difficili da

misurare con tecniche tradizionali e spesso la “misura” dell’antenna è fatta attraverso la verifica funzionale dell’intero dispositivo Tag.

## VI.1 ANTENNE PER RFID UHF

Per rendere un sistema RFID insensibile all’orientazione dell’etichetta, la maggior parte dei Reader sono polarizzati circolarmente con verso arbitrario, per questo si preferiscono Tag polarizzati linearmente in modo da funzionare in più orientazioni e con antenne del Reader differenti. La maggior parte dei Tag sul mercato oggi sono strutture planari, soprattutto dipoli stampati in molteplici forme (es. [39]) o strutture *slot* (es. [40]). Le configurazioni bidimensionali sono piccole, economiche ed adatte alla produzione di massa. L’impedenza desiderata è generalmente ottenuta facendo l’antenna più lunga di quella di risonanza ed alimentando l’antenna in modo asimmetrico o utilizzando trasformatori d’impedenza, come spire, attorno al punto di alimentazione. Tuttavia strutture planari sono molto sensibili al materiale su cui sono appoggiate essendo soggette a drammatici spostamenti in frequenza dell’impedenza e dell’efficienza. Si rende allora necessario uno studio approfondito delle specifiche di funzionamento e spesso è necessario prendere in considerazione un disegno *ad hoc* dell’antenna per la specifica applicazione.

In più, come già illustrato nella sezione I.2, le bande allocate per i sistemi RFID UHF sono diverse nel mondo ( Europa: *866-868MHz*, Nord America: *902-928MHz*, Giappone: *950-956MHz* ), il che spinge, per certe applicazioni, alla richiesta di antenne multi banda o a banda larga. Fortunatamente le bande operative sono piuttosto strette, permettendo l’utilizzo di elementi ad elevato fattore di merito *Q*. D’altro canto però, elementi con *Q* elevato hanno basse resistenze di radiazione, il che deve essere compensato con una forma più uniforme possibile e/o con substrati a basse perdite.

Nel seguito saranno illustrati i principi generali di progetto ed i risultati più rilevanti di alcuni dei transponder disegnati, omettendo volutamente maggiori dettagli per obblighi di riservatezza verso l’azienda con cui si è collaborato.

## VI.2 BOW TIE C-MATCHING

### VI.2.1 Specifiche

La prima delle antenne presentate deriva dalla richiesta di un Tag che sia in grado di operare ad alte temperature, quindi costruito con materiali ceramici, con distanze di lettura non inferiori ad i *2m* con Reader capace di emettere *1.6W EIRP*.

I vincoli progettuali sono dettati dalla tecnologia utilizzata per la produzione del Tag ceramico, in particolare il materiale utilizzato come substrato dell’antenna è il Polyimide e tutta la struttura planare deve essere immersa in un involucro di Ryton con dimensioni prestabilite dal costruttore. In particolare le specifiche costruttive meccaniche ed elettriche dell’antenne sono riportate sinteticamente nel seguente elenco:

- dimensioni dell’involucro di Ryton: *127x51x6.2mm*;
- substrato: Polyimide ( $\epsilon_r=3.95$ ; spessore: *0.82 mm*), forato in modo opportuno;
- metallizzazione: rame *17 $\mu$ m*;
- banda di funzionamento *860–950 MHz*;
- adattamento al chip NXP SL3ICS1002 G2XM:

- $Z_c = 22\Omega + 0.88pF @ 915MHz$  (bumped die);
- $P_{TAG\_MIN} = -12dBm$ ;
- diagramma di radiazione omnidirezionale *dipole-like* (possibilmente con guadagno dell'ordine di  $2/3dBi$ ) in Spazio Libero;
- il Tag deve essere in grado di funzionare anche quando è posto ad una distanza di  $25mm$  da un piano metallico, opportunamente distanziato con staffe ceramiche.

A partire dai vincoli di progetto è possibile ricavare le specifiche dell'antenna in termini di *Return Loss* rispetto alle impedenze di chip  $Z_c$ . Ipotizzando infatti che in prima approssimazione il *read range* sia limitato dall'*activation range*, è banale disegnare (per mezzo della formula di Friis) il minimo guadagno del Tag in funzione dell' $|S11|$  (al variare del guadagno del Reader), se si vincola la potenza assorbita dall'IC ad essere quella di soglia a  $2m$ .

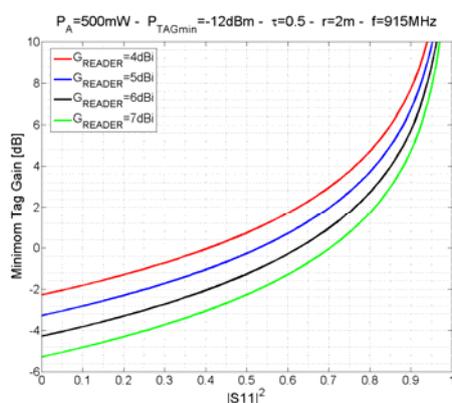


Figura VI:1 – dimensionamento di massima del Tag in FS

dalla Figura VI:1 è facile osservare che ipotizzando  $G_{READER} > 4dBi$  e  $G_{TAG} > 0dB$  (valori più che plausibili) è allora sufficiente garantire  $|S11|_{dB} \leq -3dB$  per ottenere il *range* di lettura richiesto.

### VI.2.2 Scelta dell'antenna e progetto

La banda larga richiesta per il Tag ha fatto optare per un'antenna planare di tipo *bow-tie*, a cui è stata aggiunta una rete di adattamento (chiamata C-MATCHING). Il layout dell'antenna è illustrato in Figura VI:2. In accordo a quanto richiesto, è stata inoltre considerata l'eventualità che il Tag sia collocato per mezzo di apposite staffe in prossimità di un piano perfettamente conduttore (Figura VI:3), il tutto fissato all'oggetto da identificare con viti metalliche. Le condizioni di progetto sono, in questo caso, tali da consentire l'utilizzo di un'antenna *dipole-like*, infatti il piano metallico è abbastanza distante ( $2cm$ ) da non influenzare l'efficienza di radiazione dell'antenna e le dimensioni del transponder sono piuttosto grandi. La sfida progettuale consiste nell'adattare un'antenna tipicamente risonante ad un'impedenza poco resistiva e molto capacitiva su una banda di circa  $100MHz$ . Proprio per questo è stata introdotta una rete di adattamento che è stata ottimizzata, in base all'impedenza della parte radiante, per raggiungere lo scopo.

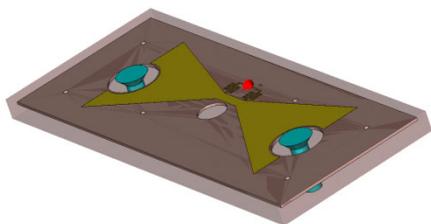


Figura VI:2 – Tag in spazio libero (FS)

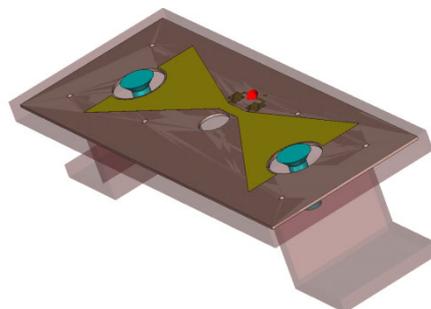


Figura VI:3 - Tag con staffe vicino a metallo (NM)

### VI.2.3 Risultati

L'ottimizzazione dell'intera antenna ha condotto a raggiungere i risultati sperati con ottimi risultati sia in termini di adattamento (Figura VI:4) che per efficienza di radiazione (guadagno nella direzione di massimo:  $3dBi(FS)$ ,  $6dBi(NM)$ ) con diagramma di radiazione *dipole-like*.

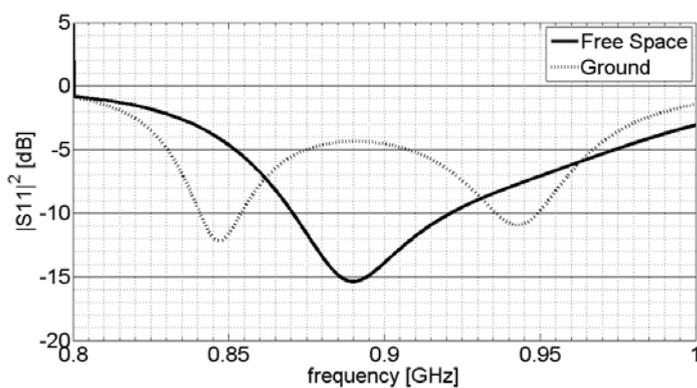


Figura VI:4 –  $|S_{11}|^2$  in spazio libero e vicino a piano metallico.

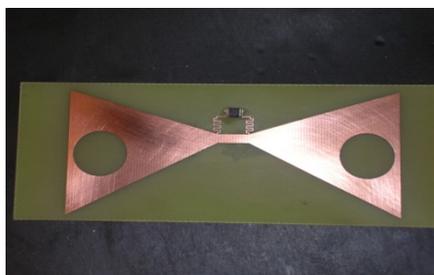


Figura VI:5 – esempio di prototipo stampato su PCB.



Figura VI:6 – Transponder completo.

Il prototipo è stato quindi misurato per mezzo del Tagformance[36] mostrando un ottimo accordo con i risultati attesi e con le specifiche richieste (Figura VI:7).

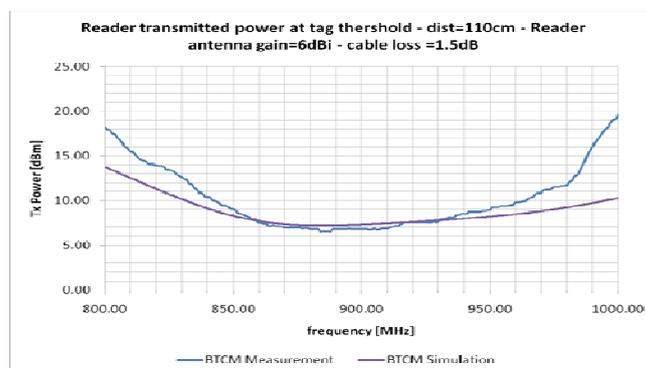


Figura VI:7 – potenza minima necessaria trasmessa dal Reader per accendere il Tag. Confronto tra le misure ed i valori calcolati dall'S11 simulata (caso FS).

### VI.3 CLEPSYDRA

#### VI.3.1 Specifiche

Il secondo dei transponder ha specifiche del tutto simili al precedente sia per quanto riguarda i materiali che l'IC utilizzato. Il funzionamento è richiesto in banda Europea e Americana. L'importante cambiamento riguarda le dimensioni complessive che devono essere  $47 \times 47 \times 6.2 \text{ mm}$ , con foro centrale del Polyimide di diametro  $23 \text{ mm}$ .

#### VI.3.2 Scelta dell'antenna e progetto

Il grande ridimensionamento ha richiesto lo studio di un'antenna non standard. Nel caso specifico è stato scelto di ispirarsi al *bow-tie* dell'antenna precedente introducendo opportuni cambiamenti per ottenere una buona qualità della radiazione e un buon adattamento alle frequenze di interesse (Figura VI:8). In questo caso il distanziatore dall'eventuale piano metallico (caso *NM*) è costituito da uno *spacer* ceramico.

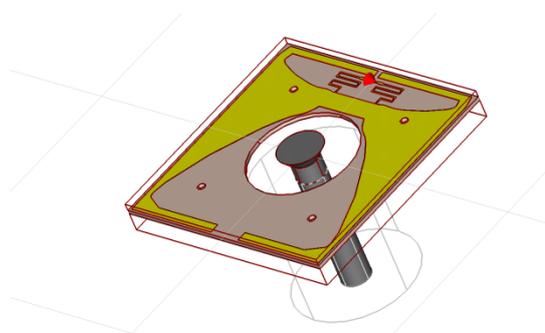


Figura VI:8 – layout dell'antenna progettata.



Figura VI:9 – Transponder completo.

### VI.3.3 Risultati

L'ottimizzazione dell'intera antenna ha condotto a raggiungere i risultati sperati con ottimi valori sia in termini di adattamento che di efficienza di radiazione (guadagno nella direzione di massimo:  $0.5\text{dBiFS}$ ,  $3\text{dBiNM}$  (Figura VI:13, Figura VI:14)).

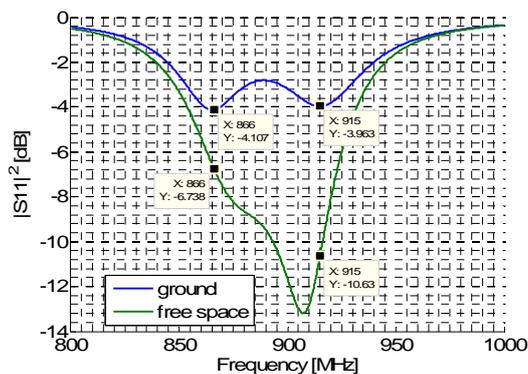


Figura VI:10 -  $|S_{11}|^2$  in spazio libero e vicino a piano metallico

L'obiettivo di  $S_{11} < -3\text{dB}$  è raggiunto, anche se con un margine minore nel caso di presenza del piano metallico. Misure sui prototipi hanno confermato le prestazioni di Figura VI:10.

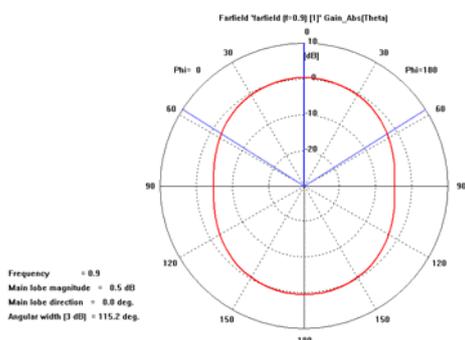


Figura VI:11 – diagramma di radiazione in spazio libero a  $900\text{MHz}$ .

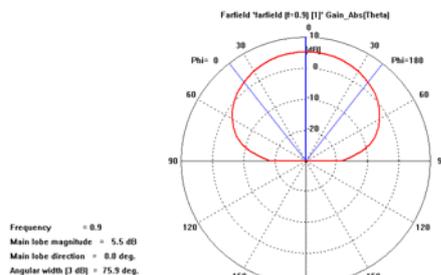


Figura VI:12 - diagramma di radiazione vicino a piano metallico  $900\text{MHz}$ .

## VI.4 PLATE

### VI.4.1 Specifiche

Un altro Transponder disegnato, e che si illustra in questa sezione, risponde ad esigenze diverse e dagli altri, in particolare si richiede un Tag molto economico che deve essere attaccato direttamente al metallo, seppur equipaggiato con il medesimo IC. In particolare il basso costo del processo tecnologico e dei materiali hanno condotto alla scelta di progettare il Tag su un comune substrato FR4 spesso  $2.3\text{mm}$ . La distanza di lettura minima garantita deve essere  $2\text{m}$  e le dimensioni del Transponder devono essere contenute in  $8 \times 5\text{cm}$ . Le frequenze di funzionamento sono quella Europea e quella Americana.

### VI.4.2 Scelta dell'antenna e progetto

Come illustrato nell'introduzione alla presente sezione, antenne particolarmente vicine al metallo soffrono tipicamente per ampiezza di banda ed efficienza. Lo spessore estremamente ridotto del substrato le sue perdite non trascurabili sono quindi un vincolo progettuale molto forte e che obbliga alla scelta di topologie diverse da quelle delle precedenti antenne. La scelta è stata orientata verso le antenne "slot" in modo da sfruttare la vicinanza del piano di massa e correnti di tipo magnetico parallele al metallo riflettore (analogia con l'antenna patch).

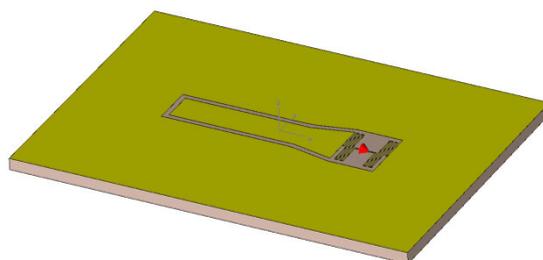


Figura VI:13 - *layout* dell'antenna progettata.

La fase di ottimizzazione dell'antenna ha portato al *layout* di Figura VI:13, in cui è stata introdotta, come per gli altri casi, una rete di adattamento per soddisfare l'esigenza di un'impedenza d'ingresso molto induttiva.

### VI.4.3 Risultati

In Figura VI:14 è stato raggiunto il risultato di adattare l'IC alle due frequenze di interesse, rispettando i vincoli di Figura VI:1. Più problematica è l'efficienza. I valori di guadagno massimo ottenuti oscillano tra 0 e -2dBi (DDR *patch-like*), nella banda di interesse, quando la struttura di Figura VI:13 è posizionata vicino ad un piano metallico di dimensioni almeno 20x10cm.

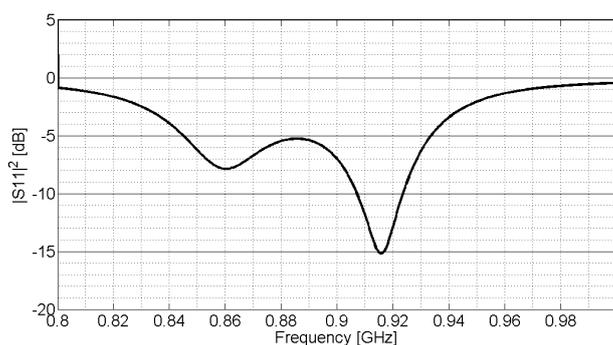


Figura VI:14 -  $|S_{11}|^2$  vicino a piano metallico.

## CONCLUSIONI

La rapida evoluzione tecnologica dei sistemi di identificazione a radiofrequenza ha rivolto l'attenzione verso la banda di frequenze UHF, che sembra essere oggi la più promettente. La diffusione di sistemi ad alta frequenza è in rapida espansione; la richiesta da parte del mercato di nuove applicazioni che siano più sicure, veloci e soprattutto a lungo raggio, trova risposta proprio nell'RFID in banda UHF. Se da un lato tale fascia di frequenze risponde perfettamente al paradigma dei sistemi di riconoscimento a RF, aggiungendo potenzialità al servizio, dall'altro introduce tutte le problematiche classiche relative all'utilizzo delle microonde, tra cui l'interazione con i materiali, dielettrici e metalli.

Parte del presente lavoro è stata mossa proprio dalla necessità di capire come un sistema RFID UHF si comporti una volta inserito in ambiente reale, vero banco di prova della tecnologia. L'individuazione delle cifre di merito caratterizzanti il progetto di un *link* Reader Tag, la ricerca di modelli rapidi, semplici ma allo stesso tempo affidabili, per l'analisi e il progetto di radiocollegamenti: sono entrambe motivazioni consistenti per definire il background conoscitivo di questi sistemi. Proprio a causa dei molteplici potenziali utilizzi e all'auspicata pervasività di questa tecnologia, forse più che di altre, sono necessarie intense campagne di misura per testarne l'affidabilità, ovvero modelli matematici del link sempre più accurati come ausilio al progetto delle etichette, dei lettori, ma anche delle modalità di "taggatura" e delle scelte sistemistiche.

Sono stati descritti differenti approcci di studio: analitici, numerici e sperimentali, derivati tutti dall'osservazione della criticità delle condizioni operative di un radiocollegamento che, per sua natura, è difficilmente descrivibile attraverso i canoni classici dei sistemi wireless. I parametri assunti a cifre di merito del radiocollegamento sono stati visti subire un forte degrado nell'impiego del sistema in ambiente reale: ma proprio i modelli proposti danno la possibilità di avere risposte di tipo quantitativo a tale penalizzazione. Per questo motivo la metodologie di analisi proposte possono essere elevate al grado di "strumenti di progetto" per radiocollegamenti RFID. Esempi dell'utilizzo dei concetti e dei modelli proposti sono certamente l'"ambiente cooperativo" e il progetto di Tag ottimizzati per operare in un dato contesto, due applicazioni dell'ottimizzazione di sistema che non può prescindere dall'ambiente operativo e dalle condizioni al contorno.

Proprio per questo gli studi presentati costituiscono non certo un punto d'arrivo, ma una base di partenza verso sviluppi futuri che potranno riguardare certamente l'utilizzo di sistemi RFID negli ambiti più diversi e ancora inesplorati. Ad esempio l'integrazione delle potenzialità di identificazione con quelle di *sensing* appaiono tra le prospettive più interessanti ed attuali. In particolare l'utilizzo dei transponder non già solo come veicolo per trasmettere un'informazione ricavata da un sensore, ma come sensori essi stessi, sfruttando parametri "analogici" come  $\rho_T$ ,  $\rho_S$ ,  $m$  ecc., può essere, tra le altre, una delle dirette applicazioni del Capitolo II. Il progetto di antenne studiate appositamente, in applicazioni particolari, per l'utilizzo del campo vicino quasi-stazionario, e quindi poco sensibili agli effetti ambientali, può derivare direttamente dal Capitolo IV, come l'automatizzazione dell'ottimizzazione di un intero sistema, anche di futura generazione, potrebbe derivare dal Capitolo III.

In sede conclusiva si ringrazia Datalogic S.p.a. per il supporto e la collaborazione fornita.

---

## LISTA DI PUBBLICAZIONI

- [i] F. Fuschini, C. Piersanti, F. Paolazzi, G. Falciasecca; “Analytical approach to the back-scattering from UHF RFID Transponder”, *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, Volume 7, 2008 Pages: 33 – 35;
- [ii] F. Fuschini, C. Piersanti, F. Paolazzi, G. Falciasecca; “On the efficiency of load modulation in RFID systems operating in real environment”, *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, Volume 7, 2008 Pages: 243 – 246;
- [iii] C. Piersanti, F. Fuschini, F. Paolazzi, V. Degli-Esposti, G. Falciasecca, “Electromagnetic Analysis of the RFID Link”, RFIDays, Roma, Università Tor Vergata, 12-13 Maggio 2008 – invited paper;
- [iv] F. Fuschini, C. Piersanti, F. Paolazzi, G. Falciasecca. “Electromagnetic and system level co-simulation for link modeling in real environment”, *Second European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. 11-16 November 2007;
- [v] C. Piersanti, F. Fuschini, G. Falciasecca, V. Degli Esposti; “Propagation impairments analysis in passive UHF RFID system”, *XVI Riunione Nazionale di Elettromagnetismo (RiNEm)*, Genova, Settembre 2006;
- [vi] F. Fuschini, C. Piersanti, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, G. Falciasecca, “Electromagnetic Analyses of UHF RFID systems operating in near-field conditions”, *Antennas and Propagation, IEEE Transaction on*, submitted to peer review;
- [vii] F. Fuschini, C. Piersanti, G. Falciasecca, “A low cost read range extension for RFID UHF systems”, *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, to be submitted to peer review.

**BIBLIOGRAFIA**

- [1] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons Inc., 1999;
- [2] International Standard ISO/IEC 18000-6:2004/FDAM 1:2006(E), July 2006;
- [3] European Standard (Telecommunications Series). *ETSI EN 302 208-1 V1.2.1*, <http://www.etsi.org>;
- [4] E.F. Knott, *Radar Cross Section*, 2nd edition, Artech House, Norwood, MA, 1993;
- [5] S.J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, revisited Edition, February 2008;
- [6] C.A. Balanis, *Antenna Theory, analysis and design*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons Inc., 1997;
- [7] R.C. Hansen, *Relationships between antennas as scatterers and radiators*, Proc. IEEE, vol. 77, No. 5, pp. 659-662, May 1969;
- [8] G. Conciauro, *Introduzione alle onde elettromagnetiche*, McGraw-Hill, 1993;
- [9] J.K. Shindler, R.B. Mack, P. Blacksmith Jr., "The control of electromagnetic scattering by impedance loading", *Proceedings of the IEEE*, Volume 53, Issue 8, August 1965 pp:993 – 1004;
- [10] K. Penttila, M. Keskilammi, L. Sydanheimo, M. Kivikoski, "Radar cross-section analysis for passive RFID systems", *IEE Proceedings Microwave, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 1, pp. 103-109, February 2006;
- [11] C. C. Yen, A. E. Gutierrez, D. Veeramani, "Radar Cross-Section Analysis of Backscattering RFID Tags", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, 2007;
- [12] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, "Theory and measurement of backscattering from RFID tags", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 6, pp. 212–218, 2006
- [13] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, R. D. Martinez, "Differential RCS of RFID tag", *Electronics Letters*, vol. 43, no. 8, April 2007;
- [14] R.E. Collin, "Limitations of the Thevenin and Norton equivalent circuits for a receiving antenna", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, No. 2, April 2003;
- [15] Computer Simulation Technology<sup>®</sup>, [www.cst.com](http://www.cst.com);
- [16] Intermec<sup>™</sup> IF5 Reader, [www.intermec.com](http://www.intermec.com);
- [17] U. Karthaus, M. Fischer, "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7- $\mu$ m minimum RF input power", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, No. 10, pp. 1602–1608, Oct. 2003;

- 
- [18] D. Dobkin, S. Weigand, "Environmental effects on RFID Tag antennas" 2005 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, paper TU3A-2;
- [19] L. Ukkonen, L. Sydänheimo, M. Kivikoski, "Effects of Metallic Plate Size on the Performance of Microstrip Patch-Type Tag Antennas for Passive RFID", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, 2005;
- [20] D. Kim, M. A. Ingram, W. Whit Smith, "Measurements of Small-Scale Fading and Path Loss for Long Range RF Tags", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, August 2003;
- [21] G. De Vita, G. Iannaccone, "Design Criteria for the RF Section of UHF and Microwave Passive RFID Transponders", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, September 2005;
- [22] Impinj Monza/ID, IC Datasheet. (<http://www.impinj.com/>);
- [23] K. Kurokawa, "Power Waves and Scattering Matrix", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, March 1964;
- [24] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Mc Graw Hill;
- [25] Hsin-Chin Liu, Yi-Fan Chen, Yung-Ting Chen. "A Frequency Diverse Gen2 RFID System with Isolated Continuous Wave Emitters", *IEEE Journal of Networks*, vol. 2, n° 5, September 2007;
- [26] Zheng Zhu, "RFID Analog Front End design tutorial". <http://autoidlabs.eleceng.adelaide.edu.au/tutorial/RFIDanadesign.pdf>;
- [27] STMicroelectronics<sup>®</sup>, [www.st.com](http://www.st.com);
- [28] V. Degli Esposti, D. Guiducci, A. de'Marsi, P. Azzi, F. Fuschini, "An advanced field prediction model including diffuse scattering", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 7, Pages:1717 - 1728, July 2004;
- [29] P. Nikitin, K. V. S. Rao, S. Lazar, "An Overview of Near Field UHF RFID", *IEEE International Conf. on RFID*, Grapevine (TX – USA), March 26-28 2007, pp. 167-174;
- [30] P. V.Nikitin, K.V.S.Rao, "Performance limitations of Passive UHF RFID Systems". *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, Issue , 9-14 July 2006 Page(s):1011 – 1014;
- [31] *UHF Gen 2 for Item-level Tagging* Impinj RFID technology series paper, available at [http://www.impinj.com/files/MR\\_GP\\_ED\\_00003\\_ILT.pdf](http://www.impinj.com/files/MR_GP_ED_00003_ILT.pdf);
- [32] L. Turner, M. H. Mickle, "Overview primer on near-field UHF versus near-field HF RFID Tags", *Int. J. Radio Frequency Identification Technology and Applications*, vol. 1, No. 3, 2007;
- [33] S. R. Aroor, D. D. Deavours, "Evaluation of the State of Passive UHF RFID: An Experimental Approach", *IEEE System Journal*, vol. 1, No. 2, December 2007;

- [34] S. Laybros, P. F. Combes, "On Radiating-Zone Boundaries of Short,  $\lambda/2$  and  $\lambda$  Dipoles", *IEEE Ant and Propagat. Magazine*, vol. 46, No. 5, October 2004;
- [35] J.H.Richmond, "A reaction theorem and its Application to Antenna Impedance Calculations", *IRE Trans. on Ant. and Propagat.*, vol. 9, No. 6, November 1961;
- [36] Voyantic Tagformance™ Lite : <http://www.voyantic.com>;
- [37] C. Ajluni, "Item-level RFID takes off," *RF Design magazine*, Sept. 2006;
- [38] ANSI/IEEE, Std 149-1979 *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*;
- [39] M. Keskilammi and M. Kivikoski, "Using text as meander line for RFID transponder antennas", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 372\_374, 2004;
- [40] S. K. Padhi, G. F. Swiegers and M. E. Bialkowski, "A miniaturized slot ring antenna for RFID applications", *Int. Conf. on Microwave, Radar and Microwave Communications*, May 2004.