



Politecnico di Torino

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

Design of an Ultra-Low-Power Wireless Sensor for Automotive Applications

Coordinatore:
Prof. Franco Fiori

Candidato:
Giulia Colonna
Matricola s253145

Alla mia famiglia

INDICE

1	Sistemi RFID operanti in banda UHF	13
1.1	Struttura del circuito integrato	16
1.1.1	Architettura interna tag	16
1.1.2	Architettura interna reader	27
1.2	Protocolli	37
1.2.1	Comunicazione da Reader a Tag	39
1.2.2	Comunicazione da Tag a Reader	42
1.2.3	Timing diagram per le comunicazioni reader - tag & tag - reader	45
1.2.4	Tag inventory e accesso da parte del reader	49
1.2.5	Diagramma stati implementati dal tag	51
1.3	Antenne	59
1.3.1	Antenne immerse nel dielettrico	66
1.3.2	Tipi di antenna utilizzati per i tag UHF	70
1.3.3	Antenna elicoidale	73
2	Progetto adattatore di impedenza	81
2.1	Teoria adattatori passivi	85

2.2	Identificazione della topologia ottima	93
2.3	Script in Matlab	96

Sommario

L'introduzione progressiva dell'elettronica nel settore automotive ha posto in evidenza un certo numero di problematiche relative ai materiali impiegati, al montaggio dei sistemi, alla trasmissione dei dati provenienti da sistemi di misura e alla gestione del budget di potenza.

La continua ricerca di nuove soluzioni che offrano vantaggi dal punto di vista delle prestazioni, ma mantenendo comunque un costo contenuto, ha indirizzato lo studio condotto in questo elaborato verso l'utilizzo della tecnologia RFID *Radio Frequency IDentification*, la quale viene ampiamente sfruttata nel settore logistico.

Viene proposta una panoramica dei sistemi RFID, composti da un blocco, il quale generalmente viene montato al di sopra dell'oggetto da monitorare, che prende il nome di *tag* e da un secondo blocco denominato *reader* il cui compito principale è quello di inviare i comandi e ricevere i dati provenienti dal lato tag. Entrambe le unità sono composte da un circuito integrato, o *chip*, e da un'antenna, si differenziano tra di loro per dimensioni e tipi di antenna utilizzati. Ovviamente, per quanto riguarda il tag, si cerca di impiegare per questo tipo di applicazione dei componenti tali da occupare la minor area possibile per facilitarne il montaggio.

A questo proposito, sono stati individuati diversi tipi di tag, divisi in categorie a seconda della presenza a bordo della batteria. Si possono avere tag *attivi* o *semi-passivi*, in cui è presente una forma di alimentazione primaria o un trasmettitore radio, oppure tag di tipo *passivo*, in cui non si ha la presenza né di una batteria né del trasmettitore.

Per il progetto corrente viene presa in considerazione quest'ultima categoria in cui l'alimentazione viene fornita contestualmente all'invio dei comandi tramite il segnale a radiofrequenza e la risposta del tag sfrutta parzialmente

l'energia inviatagli dal reader, tramite il meccanismo di *backscattering* dell'energia.

Dal momento che della potenza incidente proveniente dal reader, solo parte di essa viene effettivamente ricevuta dal tag a causa degli ostacoli presenti durante il percorso seguito dalle onde elettromagnetiche, quali presenza di superfici riflettenti oppure materiali con costante dielettrica e perdite elevate, si analizzano diversi tipi di antenna e il loro comportamento all'interno di sistemi in cui siano presenti i fattori sopraelencati.

Inoltre, una parte dell'energia ricevuta sarà necessaria per l'alimentazione del circuito integrato a bordo, mentre un'altra verrà riflessa in modo tale da modulare la trasmissione dati del tag.

Si vuole ricordare che, come indicato dagli enti di standardizzazione a cui si è fatto riferimento, i protocolli di comunicazione sono atti a massimizzare la potenza ricevuta durante la comunicazione reader-tag, ma è necessario che l'antenna sia adeguatamente adattata all'impedenza di carico, quale è il circuito integrato.

Pertanto viene proposta una metodologia per il progetto dell'adattatore di impedenza, valutando tutte le possibili soluzioni tra quelle elencate in letteratura. In particolare viene tenuto in considerazione il fatto che l'impedenza di antenna varia al variare della frequenza, pertanto il progetto è relativo ad una banda di frequenze in cui viene garantita la condizione di adattamento ideale o detta anche *conjugate matching*.

Il fine ultimo è permettere la realizzazione del circuito di adattamento data un'antenna e un circuito integrato, la cui topologia è interamente definita dal codice Matlab sviluppato per il progetto, studiato considerando l'utilizzo di componenti di tipo discreto.

Abstract

The progressive introduction of electronics in the automotive field has highlighted some issues concerning the materials involved, the placement of the systems, the transmission of data from the measuring systems and the management of the power budget.

The continuous research for new solutions which could offer benefits to the performance point of view, but still limiting costs, have redirected this study through the use of the RFID technology *Radio Frequency IDentification*, which is already widely employed in logistics.

An outline of RFID systems is proposed, which are characterized by a block named *tag*, which is placed in general on the item that has to be monitored, and by a second one named *reader* which its main goal is to send commands and receive data coming from the tag. Both these units are composed by an integrated circuit, a *chip*, and an antenna, different between each other for dimensions and types exploited. Obviously, for this specific application for the tag point of view, we are trying to use components which require the minimum area to ease of placing.

Different types of tag have been identified, divided by categories based on the presence of a battery. There are *active* or *semi-passive* tags, where a form of power supply or a radio transmitter is present, on the other hand, there are the *passive* tags where they have none of these.

For the current project, the last category is taken into consideration where the supply is provided within the radiofrequency signal contextually with the commands and the tag reply utilizes part of this energy given by the reader, though the backscattering mechanism of the waveform.

Since only part of the power coming from the reader is actually received by the tag, due to the presence of obstacles along the path followed by the

waveforms, like highly reflecting surfaces or materials characterized by high dielectric constants and losses, different types of antenna are studied concerning the behaviour inside systems where these factors are present.

Moreover, only part of the energy received will be employed for the turn-on of the chip while the other part will be scattered back to modulate the tag answer.

As indicated by the standardization bodies, the communication protocols are designed to maximize the received power during the reader-tag link, but is still necessary that the antenna is properly matched to the load impedance, which is the integrated circuit on board.

Therefore a method is proposed to realize the impedance matching, considering all the possible solutions found in literature. In particular, the fact that the antenna impedance is a function of frequency is taken into account, hence the project is computed for a bandwidth where the *conjugate matching* condition is guaranteed.

The aim of this work is to manufacture the matching network provided an antenna and a chip, where the topology is completely defined by the Matlab code developed for the project, specifically using discrete passive components.

ELENCO DELLE FIGURE

1.1	Schema di principio di sistema RFID.	14
1.2	Schema a blocchi Tag RFID.	18
1.3	Schema elettrico principio di funzionamento pompa di carica Dickson.	20
1.4	Dispositivi in conduzione e in carica durante le due fasi del segnale a radiofrequenza.	21
1.5	Risultati da simulazione di pompa di carica a singolo stadio con <i>LTspice</i>	22
1.6	Topologia utilizzata per il limitatore di tensione [7].	23
1.7	Blocco modulatore e demodulatore [7].	26
1.8	Schema a blocchi trasmettitore reader RFID.	27
1.9	Schema a blocchi ricevitore reader RFID.	36
1.10	Simboli e nomenclatura utilizzati nella codifica PIE [8, p.22]. .	39
1.11	Preambolo e frame di sincronizzazione durante la comunica- zione reader - tag [8, p.25].	41
1.12	Diagramma a stati, codifica FM0 [8, p.28].	43
1.13	Sequenze codifica FM0 [8, p.28].	43

1.14	Diagramma a stati codifica Miller-Modulated subcarrier [8, p.29].	44
1.15	Sequenze codifica Miller-Modulated subcarrier [8, p.29].	45
1.16	Timing diagram per la risposta del tag di tipo immediato [8, p.39].	46
1.17	Timing diagram per la risposta del tag di tipo ritardato [8, p.39].	47
1.18	Timing diagram per la risposta del tag di tipo in esecuzione [8, p.39].	49
1.19	Operazioni eseguite dal reader e stati possibili in cui può trovarsi il tag [8, p.57].	50
1.20	Esempio accesso e inventario dei tag [8, p.142].	52
1.21	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>ready</i>	53
1.22	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>arbitrate</i>	54
1.23	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>reply</i>	55
1.24	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>acknoweledged</i>	56
1.25	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>open</i>	57
1.26	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>open</i>	58
1.27	Diagramma a stati a partire dallo stato <i>killed</i>	59
1.28	Timig diagram per un <i>inventory round</i> a partire dall'esempio in figura 1.20, considerando anche lo stato presente del tag (t_stat), i tempi di risposta (t_aswr) e di invio di un nuovo comando (r_cmd).	59
1.29	Diagramma a traliccio, cambiamenti subiti dalla potenza inviata dal reader in trasmissione.	66
1.30	Sezione generalizzata pneumatico U.S. Tire Manufacturers Association [15].	68

1.31 Risultati dalla simulazione dell'antenna in configurazione di- polo ad elica <i>Antenna designer</i> in <i>Matlab</i>	76
2.1 Equivalente elettrico serie antenna [2, p.310] con circuito di adattamento e circuito integrato come carico.	83
2.2 Network ad L.	88
2.3 Network a T.	92
2.4 Network a Pi	92
2.5 Circuito elettrico equivalente linearizzato a RF, tag chip <i>Mon- za R6</i>	94
2.6 Impedenza di antenna ad elica, in funzione della frequenza, parte reale (rosso) e parte immaginaria (blu).	95
2.7 Topologia ottima network di adattamento di impedenza an- tenna ad elica - chip monza R6.	96
2.8 ASM chart riassuntivo, relativo alla verifica condotta sulla banda desiderata Bw_{proj} rispetto alla banda del network ad L Bw_L , al fine di ottenere una topologia preliminare.	98
2.9 Rappresentazione a 866 MHz del percorso seguito durante l'adattamento di impedenza, con evidenziati il punti iniziale Z_s^* , il punto finale Z_t e l'impedenza di ingresso effettivamente ottenuta $Z_{in,eq}$	100
2.10 Coefficiente di trasferimento di potenza nominale τ in funzione della frequenza.	101
2.11 ASM chart riassuntivo, relativo alla verifica sul valore del coefficiente di trasferimento di potenza τ	102

2.12	ASM chart riassuntivo, relativo alla verifica sul valore dei componenti discreti necessari rispetto ai range di ammissibilità. Se il numero N dei componenti fuori range è diverso da 0, si procede con una modifica alla topologia.	106
2.13	ASM chart riassuntivo, relativo alla parte di algoritmo utilizzato per la scelta della topologia finale tra le topologie valide disponibili.	107
2.14	Rappresentazione su <i>Carta di Smith</i> delle curve relative all'impedenza di ingresso in funzione della variazione di uno solo dei componenti del circuito.	108
2.15	ASM chart riassuntivo, relativo alla parte di algoritmo per realizzare il <i>component tuning</i> , con val_{min} e val_{max} gli estremi dell'intervallo di ammissibilità di induttori e condensatori e <i>stop cmd</i> il comando che termina l'algoritmo.	109

SISTEMI RFID OPERANTI IN BANDA UHF

Si desidera progettare un sistema in grado di misurare un certo numero di parametri, il quale può essere sfruttato per applicazioni all'interno del settore automotive.

L'ambiente in cui deve operare il dispositivo è critico per molteplici aspetti, per questo è necessario un approccio *ad hoc* sfruttando la comunicazione di tipo wireless.

La soluzione adottata e descritta in questo lavoro fa riferimento alla tecnologia RFID, *Radio Frequency IDentification*, la quale ha avuto uno sviluppo notevole negli ultimi anni, anche se presente sin dalla Seconda Guerra Mondiale [1].

I sistemi RFID sfruttano un tipo di tecnologia che permette di identificare wireless qualsiasi oggetto, utilizzando la trasmissione dati per mezzo di onde

a radiofrequenza.

Un sistema RFID è composto da due moduli: il *reader* o *interrogator* e il *transponder* o, più comunemente chiamato, *tag*.

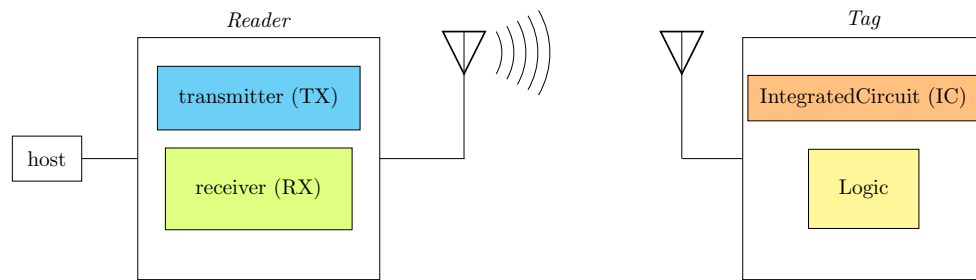


Figura 1.1: Schema di principio di sistema RFID.

Uno schema di principio è mostrato in figura 1.1, il quale evidenzia i componenti fondamentali del sistema.

Il reader costituisce il lato trasmettitore, il cui compito è quello di inviare i comandi al tag e recepire la risposta che viene prodotta in seguito alla comunicazione, mentre il tag può solo rispondere a seguito della richiesta da parte del reader, attraverso la quale tipicamente invia il codice identificativo dell'oggetto su cui è montato, dato che in passato questa tecnologia è stata utilizzata principalmente in applicazioni di tipo logistico.

L'informazione ricevuta dal reader verrà ulteriormente processata da un host computer il quale avrà il compito di interrogare e ricevere dati dal tag.

Le condizioni operative sotto le quali si dovrà sviluppare il progetto richiedono l'utilizzo di un sistema *RFID passivo*, ovvero, privo di batteria o di fonte indipendente di alimentazione dal lato tag. La tensione di alimentazione, in questo caso, è resa disponibile tramite il segnale a radiofrequenza proveniente dal reader, il quale fornirà contemporaneamente la potenza necessaria al

funzionamento e i comandi per il tag.

Come riportato in [1], si individuano diverse categorie di sistemi RFID a seconda della frequenza di lavoro. La scelta della frequenza operativa dipende dalle specifiche legate allo sviluppo del sistema e alle proprietà delle onde elettromagnetiche a quella specifica frequenza.

Inizialmente i sistemi RFID operavano a basse frequenze, ovvero in banda *LF*, compresa tra 100 kHz e i 500 kHz. Il principale vantaggio legato alle onde elettromagnetiche di questa categoria è il comportamento poco influenzato dalla presenza di metallo; tuttavia lo scambio di informazioni avviene a bitrate bassi.

Per le frequenze più elevate, la cui banda è indicata come *HF*, si considerano frequenze comprese tra 10 MHz e i 15 MHz. I tag appartenenti a questa categoria, rispetto a quelli per *LF*, possono essere fabbricati con un costo minore, anche se la presenza di acqua e metallo impatta decisamente di più sulla propagazione delle onde. I dispositivi realizzati sfruttando queste categorie operano ad una sola frequenza.

Per l'applicazione di interesse, si è scelto di operare tra gli 800 MHz e i 900 MHz, range di frequenza corrispondente alla banda *UHF - Ultra High Frequency*. L'utilizzo di questa banda permette di abbattere i costi durante la produzione grazie allo sviluppo tecnologico della microelettronica, operare in una *banda* di frequenze anziché una specifica come succedeva nei casi precedenti, leggere e scambiare informazioni contenute nei tag a velocità e in quantità più elevate.

Per la banda *UHF* viene effettuata una suddivisione su scala globale definita dall'organo *GSI* [2], che si occupa di fornire uno standard di riferimento per

le interfacce dei vari sistemi e per i protocolli.

Il documento indicato in [3] assegna per l' Italia un intervallo di frequenze tra gli 865.6 – 867.6 MHz, perciò si concentra la trattazione e lo sviluppo del progetto per questi valori, facendo riferimento per le caratteristiche elettriche e di segnale quelle indicate nei rapporti tecnici ETSI [4] , *European Telecommunications Standards Institute*, per la banda sopra citata .

1.1 Struttura del circuito integrato

I due componenti del sistema, reader e tag, sono entrambi composti da un' antenna e un circuito integrato [5].

In questa sezione verranno approfonditi gli aspetti riguardanti i circuiti integrati e i vari blocchi interni presenti, in seguito verranno approfondite le antenne utilizzate nella sezione 1.3.

1.1.1 Architettura interna tag

In questa sezione si desidera trattare la parte relativa al tag e ai suoi componenti principali, partendo da una descrizione generale e ad alto livello per poi passare ad una più approfondita includendo alcuni esempi di soluzioni. Dobkin [5] indica come funzione primaria del tag quella improntata all'identificazione di oggetti.

Ci sono fondamentalmente tre tipologie di tag : attivi, semi - passivi e passivi. La suddivisione si basa sulla presenza o meno di una sorgente di alimentazione primaria e di un trasmettitore.

I tag di tipo attivo possiedono una batteria per alimentare il chip e hanno un trasmettitore convenzionale per la comunicazione da tag a reader. I tag semi - passivi possiedono a loro volta una batteria, ma per trasmettere informazione al reader utilizzano una riflessione parziale dell'energia incidente proveniente dal reader. Questo tipo di tecnica prende il nome di *backscattering* dell'energia e verrà approfondita in seguito.

Infine, i tag passivi sono privi sia di fonte di alimentazione primaria sia di trasmettitore, quindi si basano anch'essi sul principio del backscattering.

L'aver scelto un tag di tipo passivo per il progetto corrente è motivato da un costo minore per questa tipologia rispetto ad un tag attivo, inoltre, si può realizzare in questo modo un dispositivo più compatto in quanto le batterie sono dispositivi attualmente ancora onerosi in termini di area e di conseguenza hanno costi elevati.

Come mostrato in figura 1.2, il lato tag è diviso prima di tutto in due parti :

- una sezione definita come *front - end analogico* [1] che opera a radio frequenza, la quale ha in ingresso il segnale proveniente dal reader ricevuto attraverso l'antenna e restituisce in uscita una tensione continua e regolata tale da poter accendere e permettere il corretto funzionamento del circuito integrato a bordo;
- una sezione necessaria alla demodulazione del comando ricevuto e alla modulazione della risposta da inviare, la quale lavora in banda base.

Per ottimizzare il range di lettura del tag è necessario progettare l'antenna in condizioni di *adattamento*, ovvero, in modo tale che si verifichi il massimo trasferimento della potenza incidente al circuito integrato.

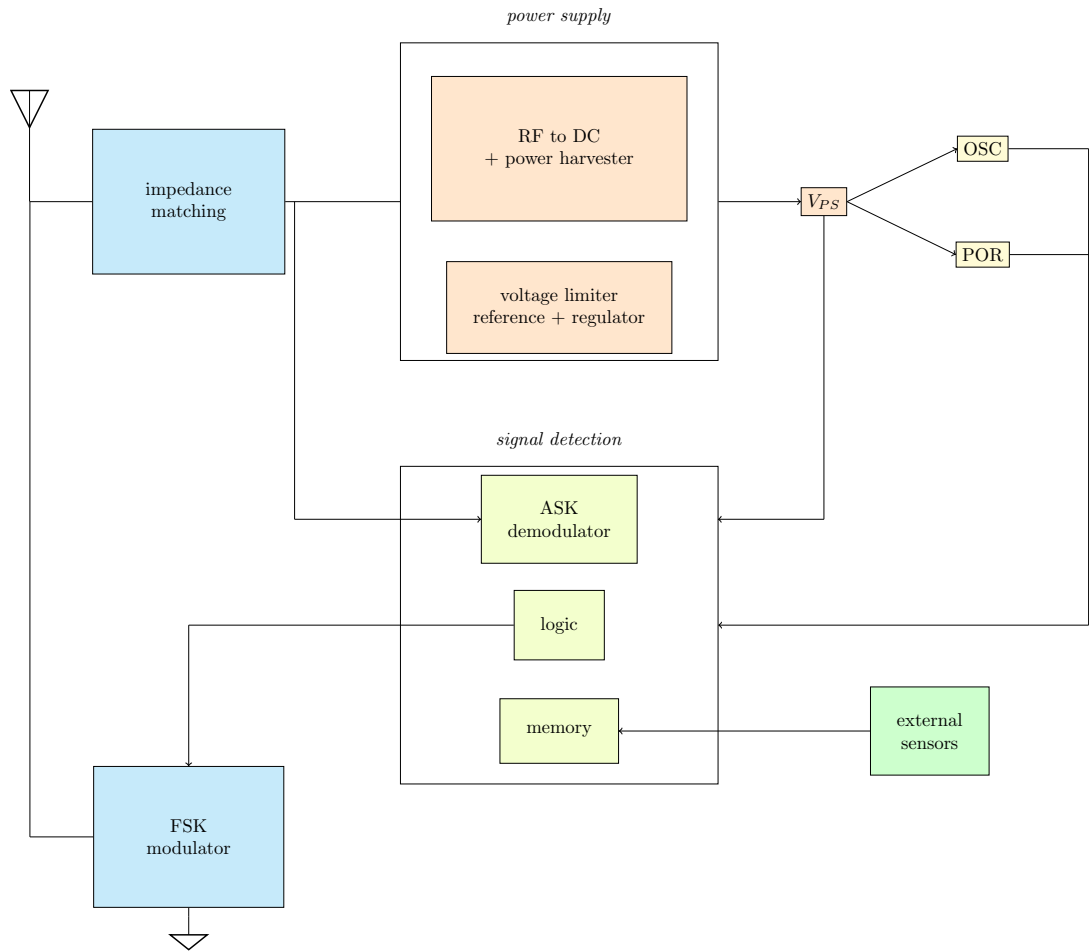


Figura 1.2: Schema a blocchi Tag RFID.

Per questo si inserisce un blocco, indicato come *impedance matching*, che si occupi di adattare l'impedenza di antenna, la quale è caratterizzata da un comportamento tipicamente induttivo, con quella del chip che si vuole alimentare, il quale a sua volta ha un'impedenza di ingresso di carattere capacitivo.

La tecnica adottata in generale è quindi quella del *conjugate matching*, ovvero si realizza l'adattamento imponendo un'impedenza di valore pari al complesso coniugato dell'impedenza di antenna e del chip.

L'adattamento di impedenza è un aspetto cruciale e critico, motivo per cui si approfondisce la teoria, le diverse tecniche, motivando le scelte progettuali nel capitolo 2.

Il segnale a radiofrequenza viene riportato in ingresso ad entrambi i blocchi indicati come *power supply* e *signal detection* a dimostrazione di quanto detto per i tag di tipo passivo, ovvero che il segnale in ingresso contiene sia l'informazione sia la potenza necessaria per alimentare il tag.

Finché la tensione di alimentazione non è stabile e sufficiente, tale da garantire il corretto funzionamento del chip, il blocco dedicato alla demodulazione del segnale non è disponibile, pertanto i tempi necessari all'operazione vengono presi in considerazione dai protocolli che regolano la comunicazione reader - tag.

La tensione di alimentazione richiesta dal circuito integrato ha come ordine di grandezza il volt e deve essere fornita in continua, mentre il segnale ricevuto dall'antenna è una sinusoide a radiofrequenza la cui potenza dipende dal segnale trasmesso dal reader, il quale è al massimo di 33 dBm e.r.p. come indicato in [6]. Tuttavia si deve tenere conto di quanto il segnale risultante venga corrotto e ridotto a causa delle riflessioni a cui è sottoposto durante il suo percorso.

Al fine di convertire la tensione sinusoidale in ingresso in una tensione in DC, di valore sufficiente all'alimentazione del circuito integrato, si ricorre all'utilizzo di una pompa di carica, in particolare al *duplicatore di tensione Dickson*. In figura 1.3 si propone uno schema elettrico per spiegare il principio di funzionamento.

In ingresso al duplicatore si ha il segnale a radiofrequenza, quando esso as-

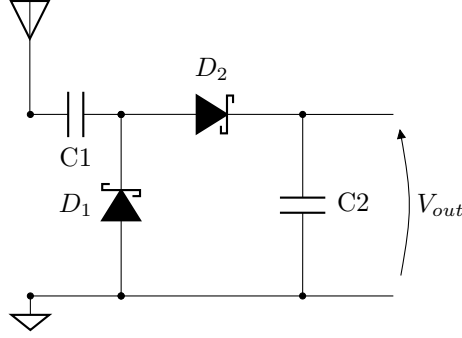


Figura 1.3: Schema elettrico principio di funzionamento pompa di carica Dickson.

sume valori negativi il diodo contrassegnato come $D1$ è in conduzione, permettendo al primo condensatore di essere caricato ad una tensione pari a $V_{RF} - V_\gamma$, viceversa, quando il segnale a radiofrequenza è nella fase positiva il diodo $D2$ entra in conduzione permettendo la carica del secondo condensatore a $2(V_{RF} - V_\gamma)$.

La figura 1.5 riporta le tensioni ai nodi di ingresso e uscita del circuito, considerando i dispositivi in conduzione nelle due diverse fasi indicate come Φ_1 e Φ_2 .

Da un punto di vista teorico, la tensione in uscita avrà solo la componente continua e un valore pari al doppio dell'ampiezza della tensione in ingresso, a meno della tensione di soglia dei diodi fatta l'assunzione che i diodi siano tutti uguali *i.e.* fabbricati durante lo stesso processo.

Per raggiungere una tensione di uscita più elevata si potrebbero aggiungere N stadi in cascata [5], in modo da ottenere

$$V_{out} = 2N(V_{RF,pk} - V_\gamma) \quad (1.1)$$

Vengono impiegati dei diodi *Schottky*, per migliorare l'efficienza di conversio-

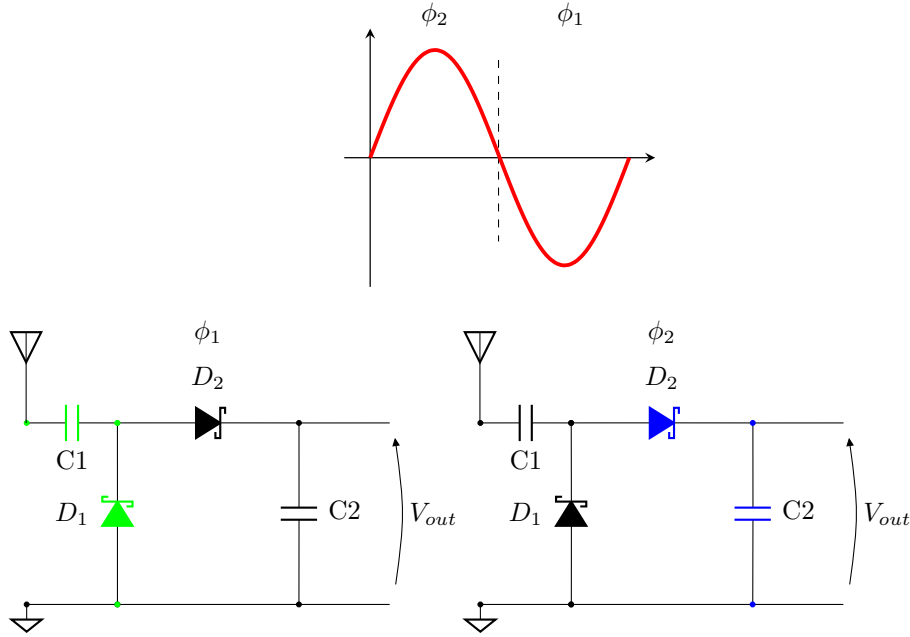


Figura 1.4: Dispositivi in conduzione e in carica durante le due fasi del segnale a radiofrequenza.

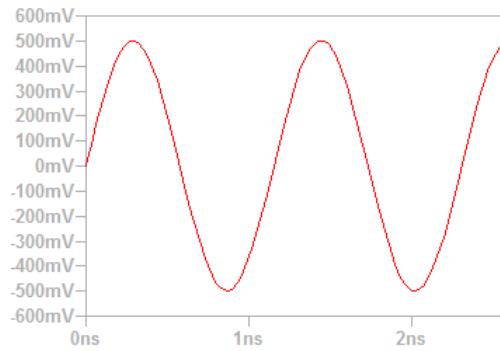
ne data da

$$\eta_{cp} = \frac{P_{load}}{P_{total}} \quad (1.2)$$

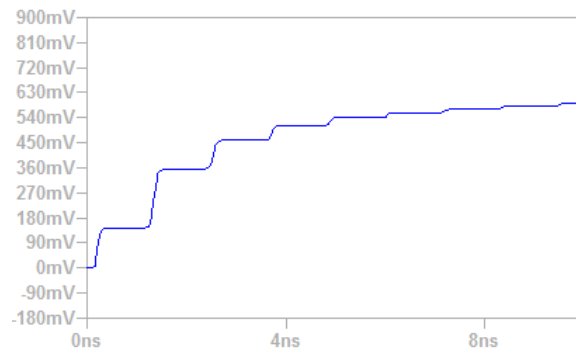
dove P_{load} indica la potenza in uscita dalla pompa di carica e trasferita al carico, che in questo caso corrisponde con il circuito integrato, mentre P_{total} è la potenza data dalla somma di P_{load} e quella dissipata per accendere i diodi, P_{diode} . Si ha che

$$\eta_{cp} = \frac{V_{out} I_{load}}{V_{out} I_{load} + 2NV_{\gamma} I_{load}} \quad (1.3)$$

si ricava che l'efficienza della pompa di carica diminuisce all'aumentare del numero di stadi, indicato con N , inoltre la caduta di tensione sui diodi deve essere il più piccola possibile pertanto risulta impraticabile l'utilizzo di transistori MOS connessi in configurazione a diodo per via della tensione ne-



(a) *Tensione a radiofrequenza in ingresso alla pompa di carica.*



(b) *Tensione in continua in uscita dalla pompa di carica.*

Figura 1.5: Risultati da simulazione di pompa di carica a singolo stadio con *LTspice*.

cessaria per la loro accensione.

Nel dimensionamento dei circuiti che si occupano di fornire l'alimentazione al tag bisogna tenere in considerazione la dipendenza della potenza dalla distanza, meglio approfondita nella sezione 1.3. La distanza tag - reader non è costante, pertanto la potenza ricevuta al tag varia, di conseguenza il valore della tensione in uscita alla pompa di carica può subire alterazioni considerevoli. Viene inserito un limitatore di tensione con lo scopo di fissare la tensione in continua, in figura 1.2 indicato come *voltage limiter*, quando tag e reader sono molto vicini, mentre i blocchi *voltage regulator* e *voltage reference* vengono utilizzati per fornire un'alimentazione e un riferimento stabili.

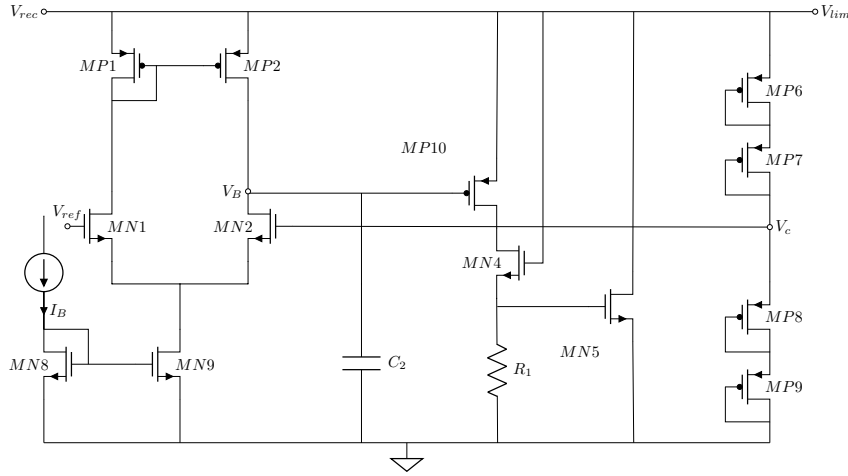


Figura 1.6: Topologia utilizzata per il limitatore di tensione [7].

In [7] viene proposta una soluzione per il limitatore di tensione con l'obiettivo di evitare possibili danni causati da picchi tensione, nel momento in cui reader e tag sono troppo vicini, fornendo un'uscita in tensione stabile e poco sensibile a tolleranze dovute al processo e alla temperatura.

Si prenda in considerazione un circuito basato su una catena di transistor

MOS di tipo P connessi a diodo e uno stadio differenziale, figura 1.6. In ingresso si ha la tensione in uscita dallo stadio moltiplicatore V_{rec} , una tensione di riferimento V_{ref} e l'uscita del limitatore è indicata come V_{lim} . Nel momento in cui la tensione in ingresso supera la somma delle tensioni di soglia dei transistor connessi a diodo, quest'ultimi iniziano ad assorbire corrente e la protezione è attiva.

Considerando uguali i quattro pMOS impiegati e che dunque assorbono la stessa corrente, si può notare che V_{lim} è pari a $2V_c$.

La tensione al nodo C viene confrontata con la tensione di riferimento dallo stadio differenziale, se V_c risulta essere maggiore di V_{ref} allora l'uscita dello stadio permette l'accensione dell'erogatore di corrente MP10 e dell'assorbitore MN5 per impedire a V_{lim} di aumentare.

Viceversa, quando V_c è minore del riferimento la protezione non è attiva in modo tale da non degradare il range massimo di comunicazione quando tag e reader sono più distanti. Con questa topologia e con $V_{ref} = 960$ mV si ottiene V_{lim} pari a circa 1.92 V, quando la tensione in uscita dallo stadio moltiplicatore varia da 2 a 5 V [7].

Una volta ottenuto un valore stabile della tensione, questa viene riportata in ingresso al circuito per la generazione del clock e del reset, necessari per il corretto funzionamento della parte digitale, indicati rispettivamente come *oscillator* e *power on reset*.

E' stato anticipato come il segnale a radiofrequenza oltre a recapitare la potenza necessaria al tag per funzionare trasporta anche l'informazione, la quale viene demodulata e decodificata dalla logica interna al tag.

Per la comunicazione reader - tag, indicata spesso anche come *forward link*, in [7] viene utilizzato nuovamente un circuito raddrizzatore a due stadi per

rilevare l'inviluppo del segnale a radiofrequenza presente in ingresso. Successivamente, l'inviluppo viene riportato all'ingresso di un comparatore il quale lo confronta con la media del segnale per produrre in uscita il segnale demodulato, figura 1.7.

Per quanto riguarda la risposta che il tag deve inviare al reader, sfruttando parte della potenza incidente, è necessario un circuito di modulazione che lavori in banda base e permetta di cambiare l'impedenza di ingresso del tag vista dall'antenna. Questa tecnica sfruttata dai tag di tipo passivo, in cui non viene impiegato un trasmettitore, ma una modulazione della potenza riflessa prende il nome di *backscatter radio link*.

Il principio su cui si basa il funzionamento è quello della *reciprocità* [5], ovvero, la corrente che scorre in un'antenna in trasmissione induce una tensione in quella in ricezione. Se quest'ultima è chiusa su di un carico molto piccolo (*e.g.* un corto circuito) allora scorrerà a sua volta una corrente che porterà alla generazione di un'onda riflessa la quale potrà essere rilevata dal trasmettitore. Se, invece, l'antenna in ricezione è chiusa su di un carico non trascurabile (*e.g.* un circuito aperto) è ragionevole pensare che non venga indotta alcuna corrente pertanto non sarà presente alcun segnale riflesso al trasmettitore.

Il tipo di comunicazione tra tag e reader, indicato spesso come *reverse link*, è di tipo *half - duplex*, in quanto gli standard in [8] non richiedono al tag di demodulare i comandi durante la fase di backscattering dell'energia.

In [7] viene proposto un modulatore basato sulla modulazione *ASK* sfruttando sostanzialmente un buffer e uno switch realizzato con un transistor MOS, per variare l'impedenza del chip del tag, figura 1.7. Il problema è che non sono note a priori né l'ampiezza né la fase del segnale riflesso in quan-

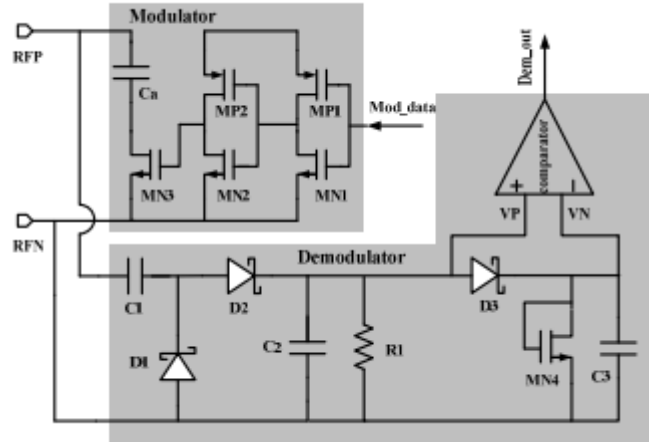


Figura 1.7: Blocco modulatore e demodulatore [7]

to oltre al segnale desiderato, contiene anche i contributi dovuti al disturbo proveniente dall'ambiente e legati alle perdite del sistema, i quali possono essere di entità paragonabili o superiori a quella del segnale.

Pertanto in [5] viene suggerito di utilizzare un approccio con codifica dei dati il quale prende il nome di *FM0*, basato sul conteggio da parte del reader del numero di variazioni del segnale riflesso in un determinato intervallo di osservazione, coerente anche con quanto indicato negli standard globali riportati da GS1 in [8]. Le caratteristiche e le varie tipologie di codifica per la comunicazione verranno esposte più nel dettaglio nella sezione 1.2.

1.1.2 Architettura interna reader

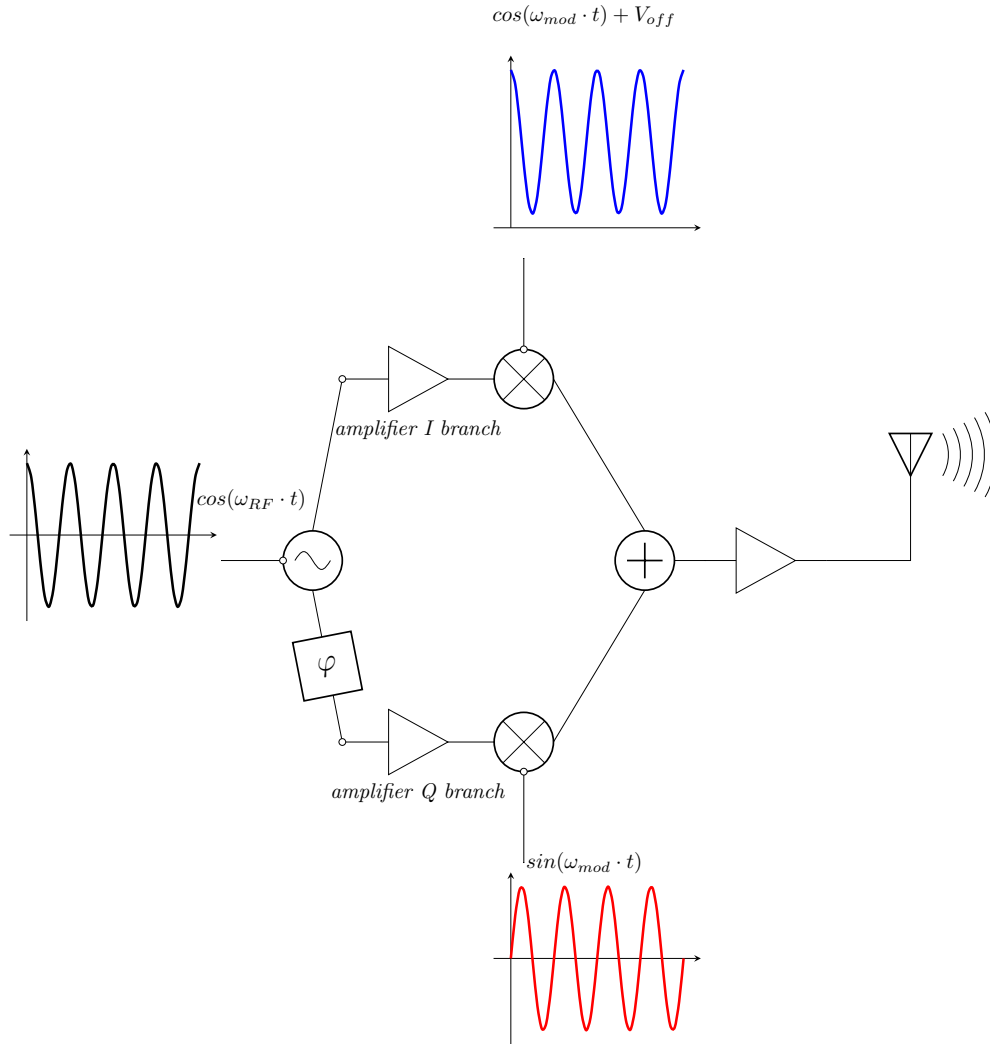


Figura 1.8: Schema a blocchi trasmettitore reader RFID.

Un reader, contrariamente a quanto avviene per il tag, è un vero e proprio sistema radio composto da un trasmettitore e un ricevitore.

Un reader RFID deve soddisfare requisiti particolari, riportati in [9] e [6], in quanto la maggior parte opera "senza licenza", ovvero, un utente non ha bisogno di alcun certificato dagli organi regolatori per utilizzarlo, nè un pro-

duttore possiede delle frequenze dedicate per i propri dispositivi [5]. D'altra parte i reader devono sottostare alle restrizioni imposte per qualsiasi altro dispositivo, ma dato che la banda UHF viene ancora suddivisa in diversi *canali*, gli standard vengono studiati per guidare la progettazione ad un utilizzo ottimale dello spettro disponibile.

In Europa, si seguono generalmente le indicazioni rilasciate dall' European Telecommunications Standards Institute (ETSI), il quale facendo riferimento alla suddivisione globale delle frequenze ammessa dagli standard EPCglobal, per l'Italia individua un intervallo di frequenze compreso tra 865.6 e 867.6 MHz il quale rientra nell'intervallo 865–868 MHz, anche indicato come *lower band* in [6].

Per la banda appena indicata viene ammesso un massimo di 2 W e.r.p. (33 dBm) irradiato dal reader, ma tale limite non può essere applicato a tutte le frequenze appartenenti alla lower band, bensì solo a quattro canali, denominati *high power channels* (HP), mentre a tutti gli altri canali adiacenti vengono attribuite potenze più basse per rilevare la risposta del tag, *low power channels* (LP) .

Questa scelta è legata alla presenza crescente di sistemi RFID in un ambiente e in particolare alla possibilità di operare nella modalità indicata come *dense interrogator mode*, la quale prevede che il tag una volta attivato dal reader attraverso uno dei canali HP si serva poi dei canali LP, opportunamente separati dai suddetti, per trasmettere la risposta, con il beneficio di poter permettere a più reader di condividere lo stessa banda, migliorando le prestazioni del sistema.

Si pensi come, ad esempio per questa applicazione, vi siano più reader posti in stretta vicinanza, se un solo dispositivo per volta dovesse occupare uno dei

canali disponibili, come avveniva quando vi era l'imposizione dell'uso della tecnica *listen before talk* (LBT), i canali tenderanno a saturare velocemente, rendendo la comunicazione e la sincronizzazione richiesta dalla LBT estremamente inefficiente.

Nel rapporto tecnico [9] viene dunque proposto un modello alternativo per l'organizzazione dello spettro rimuovendo la tecnica LBT dai canali a potenza più elevata, riducendo i suddetti da dieci a quattro, in modo da ottimizzare l'uso della banda nel caso del dense interrogator mode.

Per questa applicazione, il reader deve essere di tipo full - duplex, in quanto deve essere in grado di continuare ad illuminare il tag a radio frequenza nello stesso momento in cui ascolta la risposta.

La banda indicata per ogni canale HP è di 200 kHz, mentre la risposta del tag deve avvenire all'interno dei 600 kHz messi a disposizione a separazione dei canali a potenza più elevata per un massimo di 10 μ W e.r.p. (-25 dBm).

Un limite alla sensibilità del ricevitore è costituito dalle perdite provenienti dal trasmettitore. Questo può essere minimizzato in maniera esterna alla radio, utilizzando una *configurazione bistatica* ovvero due antenne separate di cui una per trasmettere e una per ricevere il segnale.

Ad ogni modo, l'uso di due antenne aggiunge ulteriore area utilizzata, complessità e costi, tali per cui potrebbe risultare poco pratico in alcune applicazioni soprattutto quelle portatili. Una configurazione alternativa è quella *monostatica*, dove viene utilizzata una sola antenna per ricezione e trasmissione, ma utilizzando questa soluzione è più probabile che l'ingresso del ricevitore venga esposto al disturbo proveniente dal trasmettitore, dovuto come minimo alla riflessione del segnale dall'antenna. Il ricevitore deve essere dunque

progettato in modo tale da rilevare il segnale del tag nonostante la presenza di parte del segnale spurio proveniente dal trasmettitore.

In particolare secondo quanto indicato in [6] la misura della capacità del ricevitore di identificare un tag in presenza di un segnale non desiderato ad una frequenza pari a quella dei canali adiacenti prende il nome di *blocking* o *desensitization*.

Uno dei compiti di una radio è quella di imporre la frequenza di modulazione desiderata sul segnale da trasmettere e estrarre il segnale in banda base da quello ricevuto.

Vi sono due architetture che vengono impiegate per la conversione in frequenza del segnale, di cui la prima prende il nome di *conversione diretta* o *homodyne* mentre l'altra è la *conversione multipla* o indicata anche come *heterodyne*.

La conversione di tipo diretto effettua una conversione banda base - radiofrequenza e viceversa, senza il passare per frequenze intermedie.

Mentre i metodi che impiegano un'architettura di tipo heterodyne sfruttano una frequenza intermedia per la conversione, tra la portante e la frequenza di modulazione, indicata come IF.

Col il termine *downconversion* si fa riferimento al passaggio dal segnale a radiofrequenza a quello in banda base, mentre l'operazione analoga inversa viene chiamata *upconversion*.

La conversione diretta sono di gran lunga i più utilizzati, in quanto permettono di evitare passaggi intermedi complicati, ottenendo in generale sistemi più compatti, più semplici da progettare e meno costosi.

Uno svantaggio della conversione diretta è legata al filtraggio : è meno com-

plesso e dispendioso in termini di potenza filtrare rumore e componenti spurie del segnale durante la fase di trasmissione ad una frequenza intermedia anzichè a radiofrequenza.

Il ricevitore di tipo diretto più semplice basa il suo funzionamento sull'utilizzo di un blocco per rilevare l'involuppo di un segnale, il quale sfrutta un diodo e un condensatore per produrre una tensione in uscita proporzionale al valore di picco della tensione a radiofrequenza in ingresso, simile a quanto visto in [1.1.1](#) per la demodulazione del segnale in ingresso al tag. E' un metodo poco costoso in quanto non è coinvolto alcun oscillatore.

Altri convertitori diretti usano, invece, un oscillatore locale a radiofrequenza per convertire il segnale ricevuto in banda base.

Durante la fase di ricezione sfruttando la conversione diretta gli offset devono essere eliminati, sia tramite un'operazione di filtraggio che di compensazione per permettere ai segnali di venir amplificati e ricostruiti. Vengono causati, *e.g.* in un sistema monostatico dai segnali generati dalle riflessioni sull'antenna, i quali causano la riduzione della dinamica di uscita degli amplificatori inducendo il fenomeno del *clipping*.

Bisogna tenere in considerazione il fatto che a frequenze più basse, rispetto alla radiofrequenza, alcuni dispositivi elettronici sono sorgenti di disturbi non trascurabili, pertanto rumore a bassa frequenza può trovare un modo per intaccare il funzionamento del sistema. Per questo in [\[6, p.22\]](#) vengono indicati dei limiti in funzione della frequenza i quali devono essere garantiti dal ricevitore di un reader per poter rilevare il tag correttamente.

Trasmettitore

Un trasmettitore RFID deve assolvere due compiti fondamentali: il primo è quello di fornire potenza sufficiente al tag durante la fase di *trasmissione*, modulando il segnale per inviare comandi e dati; il secondo consiste nel fornire un segnale ad onda continua tale che possa essere sfruttato dal tag durante la fase di backscattering nella fase di *ricezione*.

Il trasmettitore deve essere in grado di operare su tutti i canali di trasmissione con una certa accuratezza, assicurando la possibilità di cambiare il canale velocemente, con un errore sulla frequenza nominale relativa al centro del canale, indicato anche come *frequency drift*, pari e non superiore alle ± 10 ppm [6, p.15].

Per massimizzare la distanza in lettura il trasmettitore deve fornire il massimo della potenza concessa dalle linee guida, tenendo conto dei limiti sull'ampiezza del lobo principale del diagramma di irradiazione [6, p.16].

Lo spettro di un segnale modulato è più largo di quello di un segnale non sottoposto a modulazione e tipicamente i protocolli vengono studiati per ottimizzare la potenza inviata al tag e non per minimizzare la banda occupata. In particolare, gli standard forniscono delle bande adiacenti ai canali in cui è sconsigliato l'uso per ridurre interferenze reciproche, introducendo degli insiemi di valori definiti empiricamente da applicare ai livelli di potenza trasmessa all'interno del canale e nelle bande adiacenti, i quali prendono il nome di *maschere*. Nel caso specifico del trasmettitore si parla quindi di *transmitter spectrum masks* [6, p.17], differenti dai limiti imposti sulle emissioni spurie le quali riguardano segnali prodotti dal reader che ricadono al di fuori della banda in cui dispositivo è supposto operare.

Il trasmettitore più semplice possibile consiste in un oscillatore, il quale fornisce il segnale a radiofrequenza, e un interruttore per la modulazione. Lo spettro risultante è molto ampio, con elevata potenza nei canali adiacenti, tale per cui potrebbe causare interferenza con altri reader.

Un approccio migliore è utilizzare un attenuatore per far variare il segnale meno bruscamente rispetto che al caso con l'interruttore.

Per realizzare un attenuatore possono essere utilizzati componenti discreti, come suggerito in [5], realizzati sfruttando dei diodi p-i-n, i quali richiederebbero dei circuiti aggiuntivi per la polarizzazione, ma risultano preferibili all'utilizzo di transistori in quanto questi ultimi potrebbero causare distorsione del segnale, allargamento dello spettro e il degrado dei risultati ottenuti dal filtraggio.

Da protocolli vi sono tre possibili approcci per la modulazione, di cui si elencano brevemente le caratteristiche, i quali sfruttano sempre una variazione di ampiezza in quanto il tag può rilevare esclusivamente questo tipo di cambiamenti.

Il primo approccio prende il nome di *phase - reversal amplitude shift keying* (PR-ASK) in cui viene invertita la fase quando vengono rilevati due '1' successivi. Per implementarla può essere utilizzato un mixer o uno switch anziché un attenuatore, in modo da preservare il segno del segnale in banda base.

La modulazione del segnale a radiofrequenza porta alla creazione di due bande laterali, una a frequenza maggiore e una minore della portante.

Gli altri due approcci cercano di minimizzare la larghezza dello spettro utilizzato, pur garantendo la possibilità di essere demodulati correttamente dal tag, i quali prendono il nome di *single sideband modulation* (SSB) e *double*

sideband modulation (DSB).

Con la modulazione DSB si ottiene uno spettro troppo ampio pertanto è preferibile la soluzione con la modulazione SSB, ovvero mantenendo solo una delle due frequenze laterali.

Con la modulazione SSB l'ampiezza del segnale, sfruttando una rappresentazione sul piano I/Q come in [5], è fissa, ma varia la fase e un tag non può demodulare questo tipo di differenze, pertanto viene utilizzata ma con delle modifiche. In particolare si vuole arrivare ad una soluzione in cui vari l'ampiezza del segnale, riducendo il più possibile la larghezza dello spettro, questa viene ottenuta aggiungendo un offset in DC ad uno dei due segnali utilizzati per la modulazione [5] come indicato in figura 1.8.

Il tipo di architettura più immediata e flessibile impiegata prende il nome di architettura I/Q, da gli omonimi assi utilizzati nella rappresentazione grafica *quadrature - inphase*.

Come evidenziato in figura 1.8 sono necessari due mixer, uno per il segnale I e l'altro per il segnale Q, producendo due segnali sfasati di 90° . Il segnale in uscita è la somma dei segnali provenienti dai due rami durante la fase di trasmissione. Per produrre un'uscita con modulazione SSB, la tensione di ingresso del ramo I ha una componente continua per produrre il contributo della portante e un segnale con andamento cosinusoidale alla frequenza di modulazione, mentre il ramo Q riceve in ingresso il segnale sinusoidale.

Ricevitore

La modulazione e la sensibilità dei ricevitori non è così critica, il problema principale riguarda il segnale proveniente da trasmettitore il quale interferi-

sce con il lato di ricezione, come discusso in precedenza, quest'ultimo prende il nome di *blocker*.

Dato che il *blocker* si trova alla stessa frequenza del segnale proveniente dal tag, non può essere filtrato, pena la perdita di informazione utile.

Inoltre, il segnale interferente varia in maniera sostanziale durante la fase di trasmissione dei dati, pertanto il ricevitore deve compensare velocemente i disturbi imposti per poter rilevare la risposta del tag.

In questo progetto, la modalità di normale funzionamento del sistema prevede di effettuare le misure durante il moto del veicolo, quindi si avrà uno spostamento della frequenza della portante dovuto all'effetto doppler, ma questo può essere utile per distinguere segnale rispetto alla frequenza dell'oscillatore durante l'operazione di ricezione.

L'architettura base per un ricevitore RFID sfrutta la conversione diretta e un demodulatore I/Q, come mostrato in figura 1.9.

Il segnale ricevuto è diviso e reindirizzato verso due mixer, di cui uno eccitato direttamente con il segnale proveniente dall'oscillatore e l'altro con lo stesso, ma ruotato di 90°.

Richiamando all'attenzione che non è possibile conoscere a priori nè la fase nè l'ampiezza del segnale proveniente dal tag, si definisce *adjacent channel selectivity* [6] la misura della capacità del ricevitore di identificare un tag operante in uno dei canali LP mentre rigetta un segnale non voluto, tipicamente proveniente dal trasmettitore in uno dei canali HP adiacenti, la quale deve essere uguale o maggiore a circa $2.5 \mu\text{W}$ (-26 dBm).

Tutti i segnali provenienti da riflessioni dovute all'ambiente e interne alla reader, una volta riportati all'ingresso del mixer, contribuiscono all'aumento dell'offset che si sovrappone al segnale ricevuto.

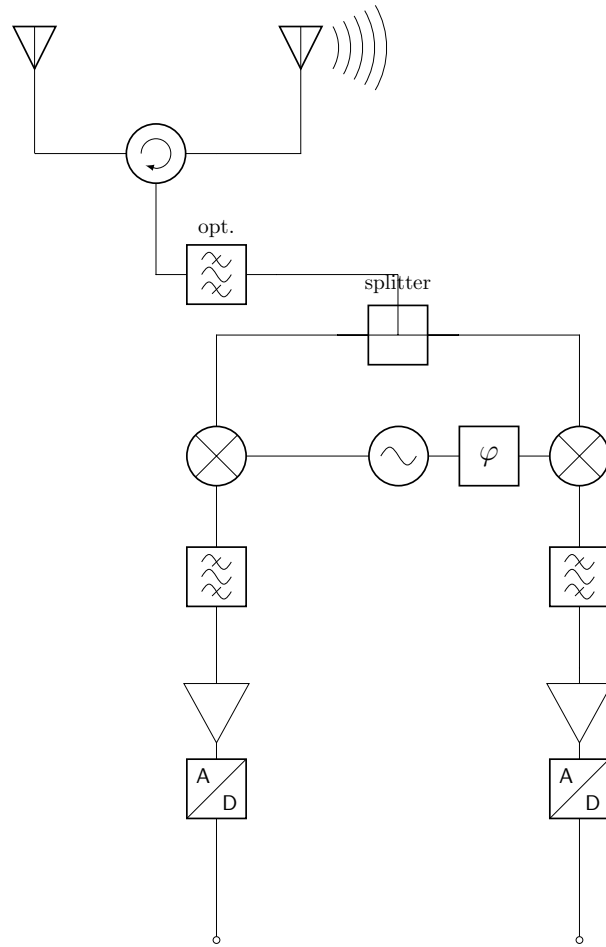


Figura 1.9: Schema a blocchi ricevitore reader RFID.

Un sistema radio convenzionale fa uso di amplificatori a basso rumore anche indicati con la sigla LNA, per poter aumentare l'ampiezza del segnale prima del divisore e dei mixer. Dato che di solito in un sistema con reader RFID che interagisce con un tag di tipo passivo viene impiegata una configurazione monostatica dell'antenna, l'uso di questo tipo di amplificatori è sconsigliato, in quanto il contributo dovuto alla riflessione causata dall'antenna presente all'ingresso del ricevitore potrebbe eccedere gli estremi indicati dalla dinamica di ingresso dell'amplificatore, causando una riduzione della sensibilità.

1.2 Protocolli

In questa sezione si vogliono approfondire le modalità con cui avviene la comunicazione all'interno del sistema RFID, in particolare l'interfaccia utilizzata, il protocollo, le tipologie di modulazione e di codifica.

Si fa riferimento agli standard EPCglobal, *Electronic Product Code/global*, realizzati per supportare l'uso dei sistemi RFID e fornire una classificazione di tipo funzionale in cui vengono identificate diverse generazioni e classi.

Le classi e i protocolli indicati da *GS1* sono stati approvati dall' *International Standards Organization (ISO)*, in particolare i tag RFID UHF fanno riferimento indicato all'interno dello standard ISO 18000-6C.

La prima generazione, anche indicata con *Gen 1*, utilizza delle interfacce nei tag per la trasmissione dei dati di tipo privato, *i.e.* i tag appartenenti a questa generazione possono essere interrogati solo da reader dello stesso produttore.

In contrapposizione vi è la seconda generazione o *Gen 2*, quella di interesse, la quale è stata studiata appositamente per dare la possibilità ai tag di essere letti da reader appartenenti a produttori diversi, pertanto sono stati introdotti ulteriori gradi di flessibilità [5].

Si utilizzano dunque agli standard EPCglobal riportati in [8] i quali a loro volta rimandano ai regolamenti locali per alcuni parametri e specifiche tecniche, ovvero gli standard ETSI per quanto concerne la zona europea.

Si vogliono riassumere gli aspetti necessari alla realizzazione pratica di questo progetto nello specifico, con l'esposizione delle varie possibilità messe a disposizione dagli enti regolatori.

La procedura indica i requisiti per un sistema RFID che opera tra 860 – 960 MHz in cui il reader deve essere il primo dispositivo che inizializza la comu-

nicazione, *reader talks first*.

Come visto nella sezione 1.1.2 la pratica LBT non è più necessaria, ma si devono intendere i protocolli come uno strumento efficace per massimizzare l'energia trasferita al tag.

Per la gestione delle collisioni, nel caso più comune in cui ci si trovi in un ambiente in cui sono presenti più tag e che essi rispondano contemporaneamente, viene sfruttato un arbitraggio che prende il nome di *Q-Algorithm* oppure *Adaptive Q-Algorithm*, presente nei tag appartenenti alla *classe 1 Gen 2*.

Questo tipo di algoritmo viene utilizzato per prevenire le collisioni durante le comunicazioni reader-tag, indicate come *inventory counts*, in cui il reader esegue una suddivisione in sottoparti, indicate come *frame*, durante le quali viene richiesto al tag di scegliere un numero appartenente ad un certo intervallo, detto *set*, per esempio da 0 a 15.

Pertanto, i tag selezionano un numero casuale su 16 bit, indicato come *RN16*, le ultime cifre del quale rappresentano il numero, o *Q-value*, richiesto. Nel frattempo il reader inizia a contare, decrementando a partire dal massimo del set.

Quando il tag rileva che il numero indicato dal conto alla rovescia del reader corrisponde con il proprio Q-value, risponde inviando RN16 completo. Ci sono tre possibili scenari : ci può essere una risposta da parte di un singolo tag (*tag reply*), più tag rispondono al conteggio (*collision*) oppure può non esserci alcuna risposta (*no reply*).

Nel primo caso, l'unico in cui si ha successo nella comunicazione, il reader invia un segnale di *acknowledge (ACK)* ripetendo il numero casuale su 16 bit che gli è stato inviato. Quando il tag riceve ACK, invia a sua volta l' EPC,

venendo riconosciuto all'interno dell'inventario dei tag.

In tutti gli altri casi, il reader sfrutterà un round aggiuntivo finchè ogni tag non ha risposto.

1.2.1 Comunicazione da Reader a Tag

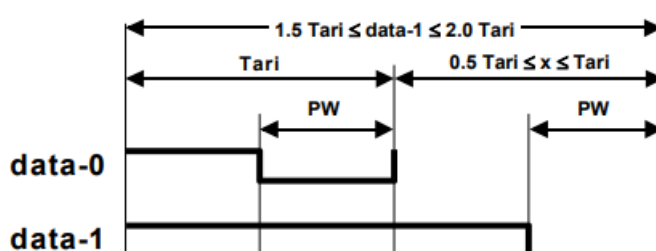


Figura 1.10: Simboli e nomenclatura utilizzati nella codifica PIE [8, p.22].

Un reader comunica con uno o più tag adottando un certo tipo di modulazione unitamente alla codifica PIE, *pulse interval encoding*. La codifica PIE adotta per il simbolo 0 un periodo di tempo indicato in [8] come T_{ari} , ovvero l'unità di tempo di riferimento per il link diretto, in cui si ha una transizione da alto a basso a metà periodo. Invece, per quanto riguarda il simbolo 1 questo viene rappresentato utilizzando una finestra temporale variabile di durata compresa tra $1.5 T_{ari}$ e $2 T_{ari}$ in cui si ha una transizione alto - basso dopo un tempo pari alla differenza tra la durata del simbolo e la durata dell'impulso di potenza nulla, la quale viene indicata in figura 1.10 con *pulse width*.

Questo tipo di codifica è necessaria per un tag di tipo passivo e alternativa ad una codifica di tipo OOK, *On - Off Keying*, in quanto anche durante la trasmissione di una stringa di zeri deve essere garantito il trasferimento della potenza necessaria al tag per il suo funzionamento e per la riflessione

di parte dell'energia durante la fase di risposta. In questo modo, anche nella caso peggiore, si riesce a inviare al tag almeno il 50% della potenza.

Il valore dell'intervallo T_{ari} varia da $6.25\mu s$ a $25\mu s$ e la tolleranza di tutti i parametri specificati in funzione di quest'ultimo deve essere pari a 1%. Il valore dell'unità T_{ari} e della durata del periodo di massima trasmissione vanno scelti unitamente con quanto indicato negli standard ETSI [6, p.20], per cui la durata massima di un impulso di potenza non nulla è pari a 4 secondi e non può essere ripetuto prima di 100 ms.

L'involuppo della forma d'onda a radiofrequenza inviata dal reader al tag dipende dal tipo di modulazione scelta e in ogni caso deve essere conforme a quanto indicato in [8, p.22 - 23] per durata e tempi, oltre che rispettare tutti i parametri per la transizione da livello basso a livello alto, *power up*, e viceversa, *power down*.

La modulazione del segnale può essere di tre tipi, ma sostanzialmente viene adottata una modulazione d'ampiezza per permettere al tag di demodulare il segnale in maniera più semplice : double - sidedband amplitude shift keying (*DSB - ASK*), single - sidedband amplitude shift keying (*SSB - ASK*) oppure phase - reversal amplitude shift keying (*PR - ASK*), come descritto nella sezione 1.1.2.

Un reader gestisce un sistema in cui sono presenti più tag contemporaneamente effettuando tre operazioni in sequenza:

- *Selezione* di un insieme di tag, tramite apposito comando, *select* [8, p.74], in base al valore presente all'interno della memoria tag (*storedPC* e *storedCRC*). I tag non rispondono attivamente a questo co-

mando, pertanto durante questa fase viene semplicemente effettuata un'operazione di lettura a seguito della quale vengono asseriti/negati i flag relativi alla selezione del tag da parte del reader;

- *Identificazione* individuale dei tag, attraverso un'operazione indicata come *inventario*, richiedendo successivamente l'EPC, *Electronic Product Code* di ognuno di essi, ovvero il codice identificativo dell'oggetto sopra cui sono montati, il quale differisce dall' *ID tag*.
- *Comunicazione* con il tag una volta identificato, in cui il reader può effettuare un'operazione di lettura, scrittura, blocco o cancellazione.

La comunicazione reader - tag deve iniziare con un preambolo oppure un lasso di tempo in cui si effettua la sincronizzazione, *frame - sync*.

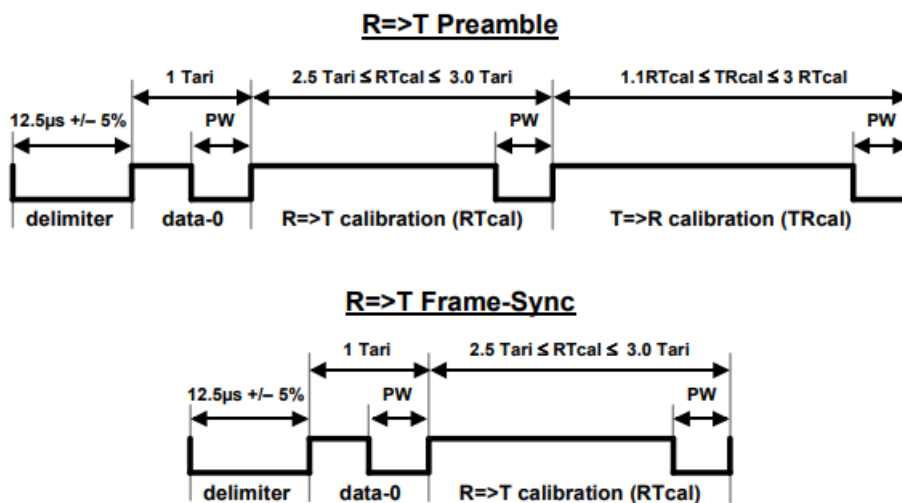


Figura 1.11: Preambolo e frame di sincronizzazione durante la comunicazione reader - tag [8, p.25].

Come evidenziato in figura 1.11, il preambolo deve precedere il comando di *query* il quale indica l'inizio dell'operazione di interrogazione, mentre tutti

gli altri comandi devono essere inviati a seguito del periodo di sincronizzazione.

L'intervallo utilizzato come preambolo è strutturato come segue. Con il termine *delimiter* viene indicato un intervallo di durata fissa pari a $12.5\mu\text{s} \pm 5\%$, seguito dal simbolo 0 nel formato PIE spiegato precedentemente, infine due fasi di calibrazione reader - tag, indicate rispettivamente con i simboli *RTcal* e *TRcal*.

Viene definito il termine *pivot* come il valore di soglia temporale utilizzato per differenziare un simbolo ricevuto durante questo tipo di comunicazione. L'intervallo *RTcal* deve essere pari alla durata del simbolo 0 unitamente a quella del simbolo 1, quindi il tag calcola il valore di pivot come la metà del suddetto intervallo, per interpretare correttamente i simboli inviati dal reader: se hanno durata minore di pivot il simbolo è pari a 0, se maggiore è pari a 1, altrimenti se la durata è $4RTcal$ il simbolo viene considerato invalido. Per quanto riguarda l'intervallo *TRcal*, la sua durata viene utilizzata dal tag per calcolare la frequenza con cui avverrà la comunicazione inversa durante la fase backscattering, *backscattering link frequency* [8, p.24].

1.2.2 Comunicazione da Tag a Reader

Il tag comunica a sua volta con il reader variando il coefficiente di riflessione della propria antenna tra due stati, a seconda del codice da inviare.

Durante la fase di backscattering o riflessione, il tag può utilizzare una modulazione di tipo ASK oppure PSK a scelta del costruttore, ma il reader deve poter essere in grado di demodulare entrambi.

Il tipi di codifica dei dati utilizzata dal tag durante la fase risposta sono due, la *FM0 baseband* oppure la *Miller modulation*.

La codifica FM0 inverte la fase di ogni simbolo in corrispondenza della fi-

ne del periodo di rappresentazione di ciascuno di essi, per il simbolo 0 vi è un'ulteriore variazione a metà periodo, come illustrato in figura 1.13.

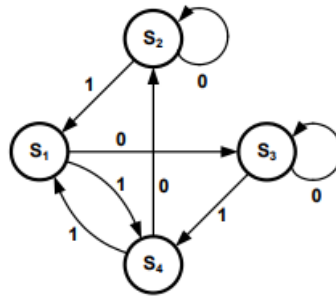


Figura 1.12: Diagramma a stati, codifica FM0 [8, p.28].

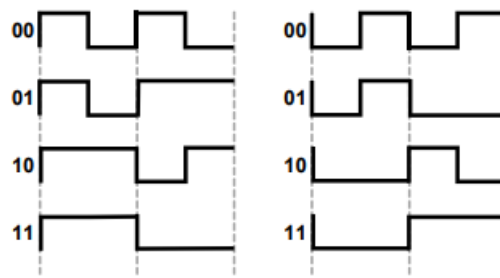


Figura 1.13: Sequenze codifica FM0 [8, p.28].

In figura 1.12, [8, p.28] viene riportato il diagramma a stati per la codifica con le quattro possibili combinazioni. In pratica, ogni qual volta debba essere trasmesso un simbolo diverso dal precedente questo viene tradotto in un'inversione di fase, un esempio di ciò viene riportato nella figura 1.13 la quale rappresenta le sequenze che possono essere ottenute considerando il simbolo trasmesso in precedenza e quello corrente.

Questo tipo di codifica viene definita come *dotata di memoria*, di conseguenza le sequenze dipendono da quelle trasmesse in precedenza.

La comunicazione tag - reader dovrebbe sempre iniziare con uno dei due

preamboli possibili indicati in [8, p.29] a seconda del valore del bit contrassegnato come *TRext* nel comando di query, mentre dovrebbe sempre finire con un simbolo a 1, indicato come *dummy data - 1*.

La codifica di tipo Miller, invece, inverte la fase tra due 0 trasmessi in sequenza, inoltre contrariamente alla codifica FM0, impone una transizione a metà per la trasmissione del simbolo 1, ma anche questo tipo è una codifica definita come *dotata di memoria*.

Vengono riportate anche per la modulazione Miller il digramma a stati in figura 1.14 e un esempio di sequenza in figura 1.15.

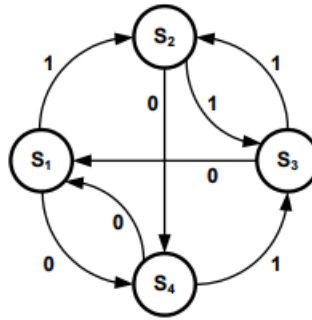


Figura 1.14: Diagramma a stati codifica Miller-Modulated subcarrier [8, p.29].

La risposta deve iniziare con uno dei preamboli indicati in [8, p.31] e definiti ancora una volta a seconda dal valore assunto dal bit *TRext* nel comando query, mentre esattamente come per la codifica FM0 la fine della trasmissione è identificata con l'invio del dummy data-1.

La forma d'onda trasmessa è in banda base moltiplicata per una forma d'onda quadra a M volte il symbol rate, dove M è un parametro contenuto all'interno del comando query. Quindi, una sequenza deve contenere esattamente due,

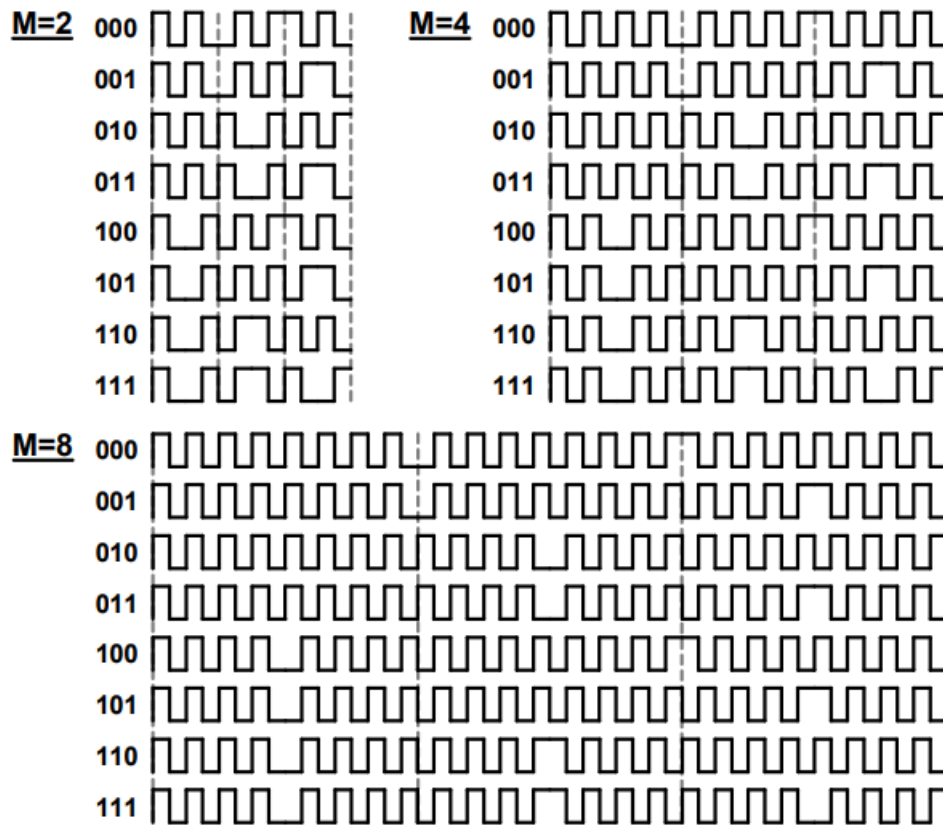


Figura 1.15: Sequenze codifica Miller-Modulated subcarrier [8, p.29].

quattro o otto cicli per bit.

Vengono indicate [8, p.32] le frequenze, i data rate supportati e le tolleranze da rispettare durante la comunicazione tag - reader.

1.2.3 Timing diagram per le comunicazioni reader - tag & tag - reader

Si definisce *inventory round* un intervallo temporale iniziato da un comando query e terminato dallo stesso comando, da un comando *select* oppure uno di *challenge*.

Vengono illustrati tre tipi di risposte da parte del tag : *immediate*, *delayed* e *in - process*.

Una risposta del tag del tipo immediata è caratterizzata dal rispetto dei parametri temporali riportati nella tabella in [8, p.40], in particolare il tempo di risposta deve rientrare nell'intervallo di valori indicati per T_1 , ovvero, il tempo che intercorre dal fronte di salita dell'ultimo bit trasmesso dal reader e il fronte di salita del primo bit della risposta del tag, misurato ai terminali dell'antenna del tag.

In figura 1.16 viene riportato il timing diagram rappresentativo della risposta immediata da parte del tag.

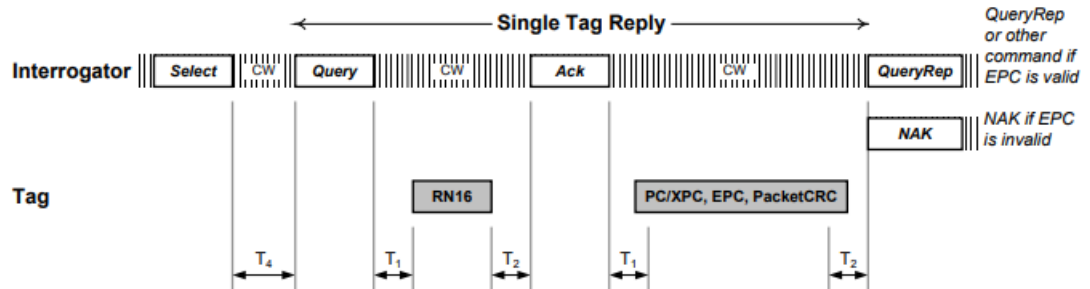


Figura 1.16: Timing diagram per la risposta del tag di tipo immediato [8, p.39].

La risposta del tag è di tipo ritardato, dopo un massimo di 20 ms dal fronte di salita dell'ultimo bit trasmesso dal reader e quello del primo bit della risposta del tag.

A seconda dell'attività interna del tag, il reader può avere diversi riscontri dall'uso di questo tipo di risposta. Il tag può eseguire correttamente il comando inviato dal reader, pertanto il reader osserverà una risposta entro 20

ms, composta da un header contenente 0, 16 bit contenenti il codice identificativo del tag e un codice da 16 bit per il *cyclic redundancy check* - CRC-16. Vi è la possibilità in cui il tag riscontri un errore nell'esecuzione del comando, pertanto debba ritrasmettere un codice opportuno durante il periodo in cui il reader attende un' eventuale risposta.

Infine, il reader può rilevare la situazione in cui il tag fallisca nell'esecuzione di un comando se non viene ricevuta una risposta da parte del tag entro un massimo di 20 ms.

In generale, il reader invia un comando successivo al fallimento contenente l'identificativo del tag per verificare se esso è ancora presente nell'area illuminata a radiofrequenza e si ha la possibilità di inviare ulteriori comandi.

Durante le risposte di tipo ritardato il tag dovrebbe ignorare il reader nel caso in cui esso invii nuovi comandi oppure, nell'applicazioni in cui vi è una potenza disponibile limitata, il tag potrebbe eseguire un power-on reset.

Un esempio di una comunicazione avvenuta con successo è riportato in figura 1.17, unitamente viene riportato il timing diagram relativo ad una risposta di tipo delayed in cui il tag riscontra un errore.

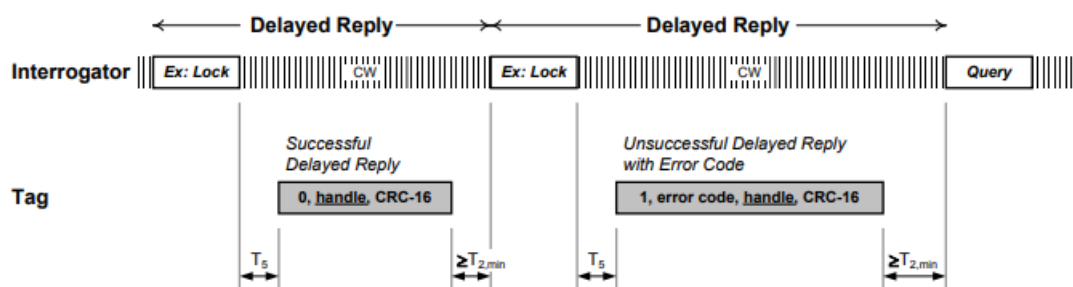


Figura 1.17: Timing diagram per la risposta del tag di tipo ritardato [8, p.39].

Una risposta di tipo in-process, figura 1.18, ha nuovamente una durata massima di 20 ms dal fronte di salita dell'ultimo bit trasmesso dal reader a quello del primo tag che risponde, indice del fatto se quest'ultimo stia continuando a lavorare oppure abbia terminato.

In questo caso il reader può procedere in due modi, specificando se il tag debba inviare la risposta una volta terminata l'esecuzione interna oppure inserirla all'interno del *tag response buffer*, attraverso opportuni comandi.

Il tipo di risposta può avere due formati possibili. Entrambi sono costituiti da un *Barker code* da 7-bit, un bit per indicare se il tag stia lavorando o abbia terminato, un bit di header a cui viene attribuito il valore 1 in caso di errore, la risposta oppure il codice di errore di lunghezza variabile (*response*), 16-bit per l'identificativo e 16 bit per la parte di CRC.

Può essere inserito un ulteriore campo a 16-bit contenente la lunghezza della risposta (*length*), indipendentemente dal fatto che il tag la invii o la trattienga nel buffer, in ogni caso tutte le risposte devono essere consistenti tra di loro nel formato.

Quando il tag esegue correttamente il comando, i campi di *done* e *header* devono essere 0, *response* è nulla se il tag memorizza la risposta anziché inviarla altrimenti a seguito si hanno i due byte per il campo *length*.

Se il tag riscontra un errore durante l'esecuzione del comando, header e done in questo caso assumono un valore pari a 1.

In caso di fallimento durante la risposta in-process, si adottano le stesse operazioni viste per la modalità delayed.

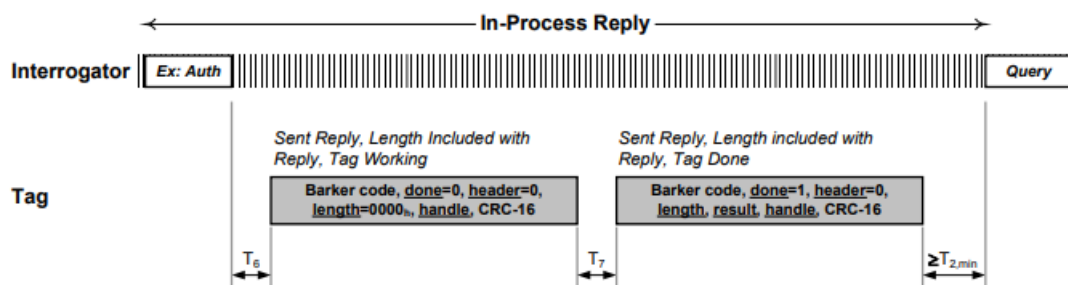


Figura 1.18: Timing diagram per la risposta del tag di tipo in esecuzione [8, p.39].

1.2.4 Tag inventory e accesso da parte del reader

Di seguito vengono elencati, seguendo l'esempio riportato in [8, p.142], i passi seguiti dal reader durante un'operazione di inventario e accesso ad un singolo tag.

Per comprendere la comunicazione reader-tag durante questa fase è necessario approfondire il funzionamento della macchina a stati interna al tag, da cui dipendono le risposte inviate.

Un'operazione di inventario viene eseguita dal reader successivamente all'operazione di *Select*, come mostrato in figura 1.19, la quale avviene a seguito dell'invio dei comandi *Select* o *Challenge* da parte del reader, influenzando il valore del *selected flag (SL)* il quale indica se il tag è stato selezionato e potrà partecipare all'operazione di inventario [8, p.58].

I seguenti passaggi sono riassunti in figura 1.20, si noti che per semplicità non viene riportato il CRC-16 per ogni passo:

1. Il reader invia un comando di *Query*, *QueryAdjust* oppure *QueryRep*, tramite i quali si inizia un'operazione di inventario. In generale, il comando query contiene il parametro Q , il quale rappresenta un intero

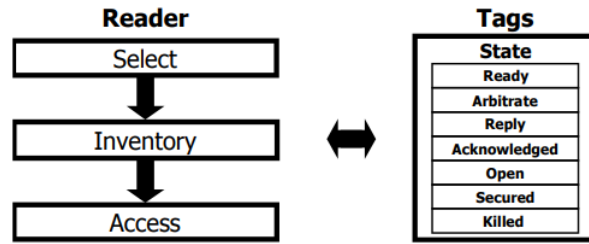


Figura 1.19: Operazioni eseguite dal reader e stati possibili in cui può trovarsi il tag [8, p.57].

compreso tra $0 \leq Q \leq 15$ necessario per determinare l'intervallo entro cui il tag sceglie un numero casuale RN16, $[0, 2^Q - 1]$.

Per realizzare l'algoritmo anti-collisione spiegato precedentemente in 1.2, l'unità indicata come *random number generator (RNG)* [8, p.57] appartenente al tag sceglie un numero che verrà caricato all'interno del *slot counter* [8, p.54], il quale inizia a decrementare questo valore;

2. Il tag riceve uno dei comandi sopracitati e vi sono due possibili scenari : il primo in cui il conteggio *slot*= 0, pertanto il tag risponde con RN16, mentre nel secondo caso in cui *slot*>< 0 non si ha una risposta. Per questo esempio si assume di trovarsi all'interno del primo caso, in cui si ha una risposta e il reader riceverà il numero casuale generato su 16 bit;
3. Il reader riconosce il tag attraverso il segnale ACK e rinvia RN16 che ha appena ricevuto. In [8, p.45] viene descritto nel dettaglio come il tag risponda in seguito all'invio del comando *ACK*;
4. Se il numero nuovamente trasmesso corrisponde con RN16 allora è valido e il tag risponde inviando PC/XPC (*protocol-control word* [8, p.44]/ *extended protocol-control word* [8, p.48]) e l'EPC (numero identificati-

vo dell'oggetto su cui il tag è montato [8, p.43]), altrimenti qualora il numero non risulti valido il reader non riceverà una risposta;

5. Se RN16 ricevuto dal tag è valido, il reader richiede nuovamente RN16 tramite il comando *Req_RN* unitamente a RN16;
6. Nel caso di validità del numero casuale ripetuto per la seconda volta il tag risponde inviando l'*handle*, ovvero il valore corrispondente a RN16 che il reader dovrà ripetere durante l'invio di tutti i successivi comandi della sessione e il tag durante le risposte, altrimenti nuovamente in caso di non validità non si ha alcuna risposta;
7. Il reader accede al tag [8, p.60] e per ogni comando di accesso utilizza il valore di handle inviato come parametro;
8. Il tag deve sempre verificare il valore di handle.

1.2.5 Diagramma stati implementati dal tag

Gli stati in cui si può trovare un tag durante una risposta ad un comando del reader sono riassunti in figura 1.19, si deve notare però che è comune che un tag presente in commercio implementi più stati di quelli elencati [8, p.52].

Una trattazione approfondita di tutte le possibili transizioni di stato effettuate dal tag dato uno specifico comando in ingresso sono riportate in [8, p.113].

Ready state

Lo stato denominato come *ready* può essere considerato come uno stato di attesa per i tag che sono stati alimentati, i quali non sono stati né eliminati né partecipano ad una sessione di inventario [8, p.52]. Pertanto, un tag

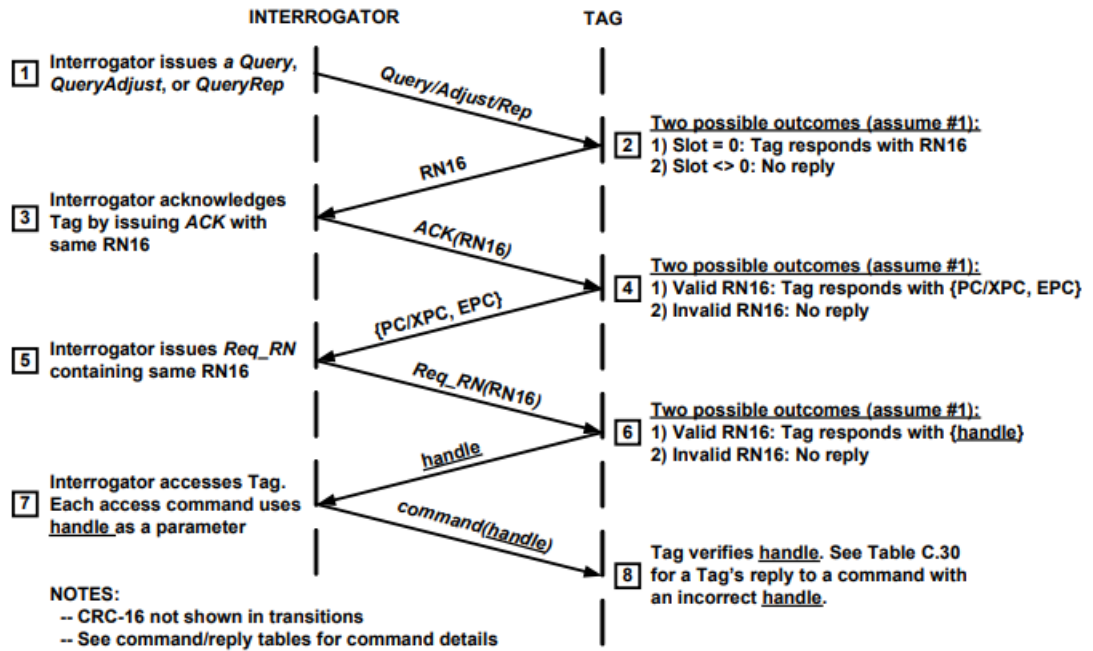


Figura 1.20: Esempio accesso e inventario dei tag [8, p.142].

che si trova all'interno di una zona in cui è presente un campo magnetico a radiofrequenza, si troverà nello stato *ready*.

Come indicato in figura 1.21, un tag deve rimanere in *ready* finché non riceve un comando *query* e i parametri indicati all'interno del comando combaciano con i valori assunti dai flag appartenenti al tag. Se quest'ultima condizione risulta verificata allora il RNG produce in uscita il numero casuale RN16, successivamente viene caricato nello slot counter. Se RN16 è non nullo lo stato passa ad *arbitrate*, altrimenti passa a *reply*.

Arbitrate state

Questo stato è uno stato di attesa per tutti i tag che stanno attualmente partecipando ad una sessione di inventario, ma di cui i relativi slot counters hanno in uscita $slot \neq 0$ [8, p.53].

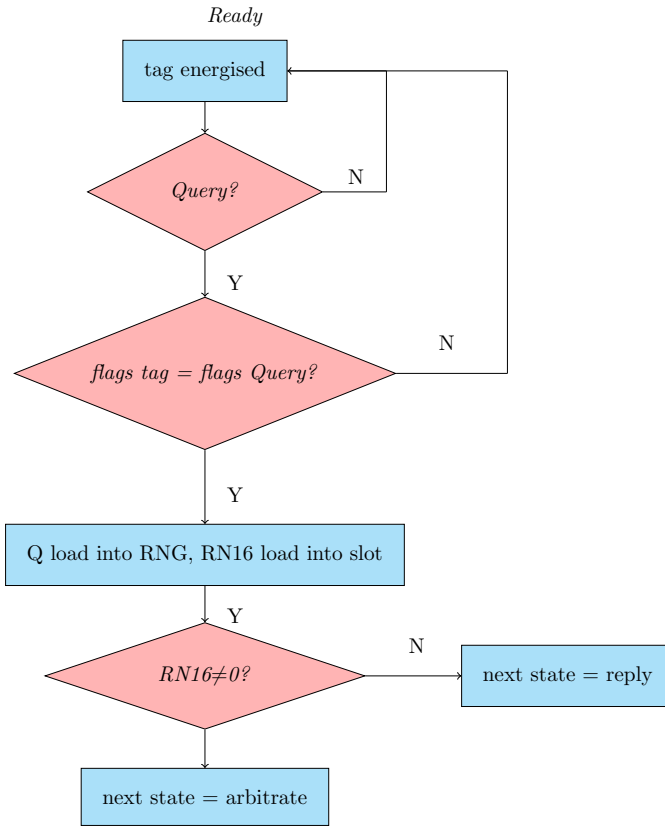


Figura 1.21: Diagramma a stati a partire dallo stato *ready*.

Quando il tag si trova in questo stato, deve decrementare il valore dello slot counter ogni qual volta riceva il comando *QueryRep*. Quando il valore di *slot* raggiunge lo zero allora avviene la transizione verso lo stato di *reply*. Se dopo quest'ultima transizione viene ricevuto un ulteriore comando di *QueryRep*, il tag deve ritornare in *arbitrate*, figura 1.22.

Reply state

Nel momento in cui avviene una transizione verso lo stato *reply*, il tag dovrebbe trasmettere il valore relativo a RN16 [8, p.53].

Se il tag riceve un segnale di *ACK* valido allora passa da *ready* a *acknowe-*

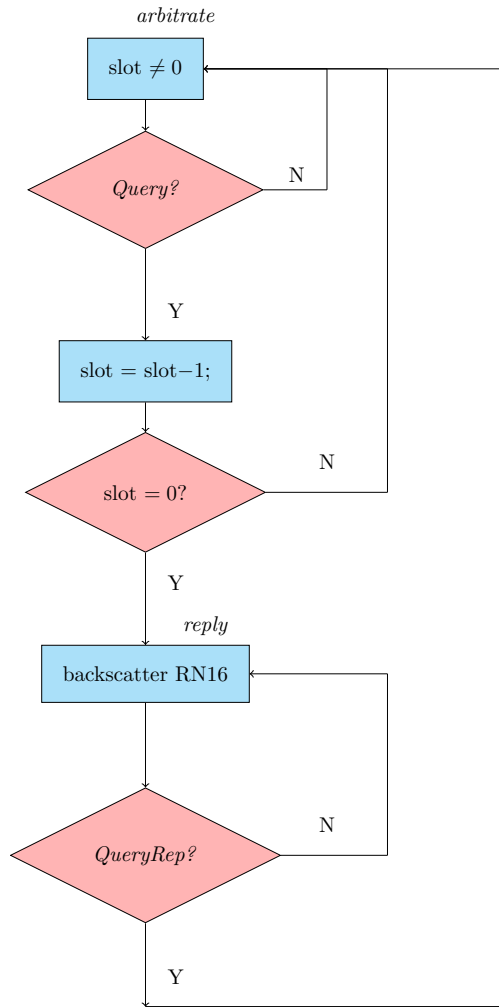


Figura 1.22: Diagramma a stati a partire dallo stato *arbitrate*.

ledged, altrimenti se il segnale non arriva entro i tempi prestabili ritorna in *arbitrate*, figura 1.23.

Acknowledgeled state

Un tag che si trova in questo stato può effettuare una transizione in qualsiasi altro, eccetto verso lo stato *killed* a seconda del comando ricevuto [8, p.54]. Qualora il tag ricevesse un comando valido entro i tempi stabiliti dal proto-

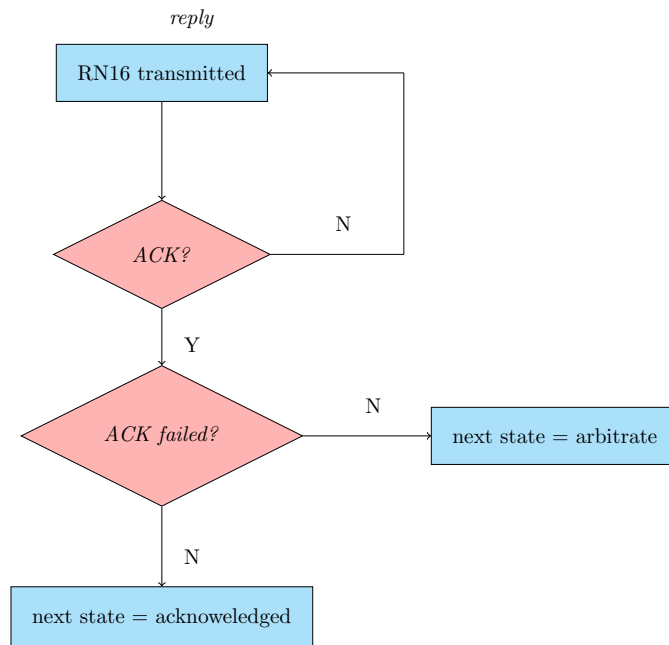


Figura 1.23: Diagramma a stati a partire dallo stato *reply*.

collo, deve ritornare ad *arbitrate*, figura 1.24.

Open state

Durante lo stato *open* il massimo ritardo che può intercorrere tra il comando trasmesso dal reader e la risposte inviata dal tag non ha restrizioni secondo il protocollo [8, p.54].

La transizione in questo stato avviene se, a partire da *acknowledgeled* si riceve il comando *Req_RN*. Se lo stato attuale corrisponde a *open*, il tag deve ritrasmettere un nuovo RN16 che da questo punto in poi prenderà il nome di *handle* e diventerà un parametro necessario per la comunicazione.

Da questo stato è possibile andare in un altro qualsiasi stato, esclusa la transizione verso *acknowledgeled*, figura 1.25.

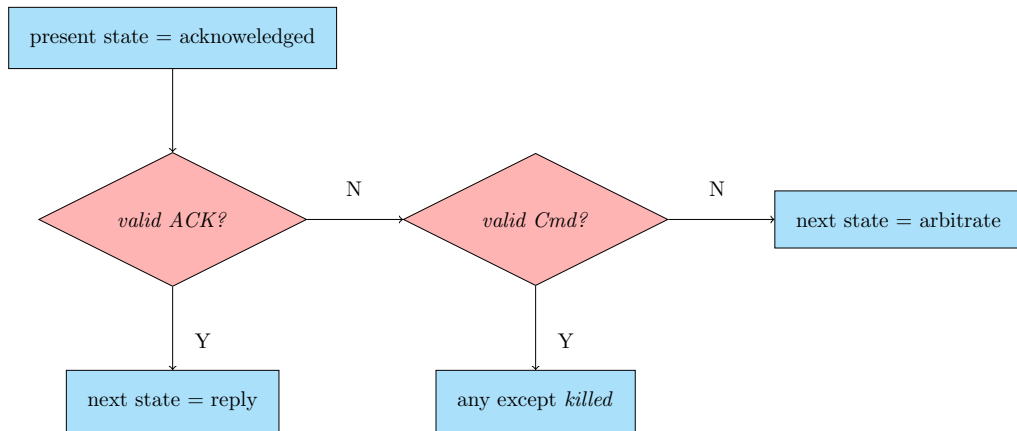


Figura 1.24: Diagramma a stati a partire dallo stato *acknowledgeled*.

Secured state

Analogamente allo stato *open*, anche durante lo stato *secured* il tempo impiegato dal tag per rispondere a seguito di un comando inviato dal reader non ha particolari restrizioni.

E' possibile arrivare in questo stato in due modi. Il primo è il caso in cui stato attuale sia *acknowledgeled* con *access password* nulla e viene ricevuto il comando *Req_RN* da parte del reader, pertanto verrà ritrasmesso un nuovo valore per RN16, ovvero, *handle*.

Oppure, come seconda possibilità, a partire dallo stato *open* qualora si ricevesse la sequenza di comandi corretta per l'accesso o l'autenticazione del reader, si passa in *secured* in cui viene mantenuto e riinviato RN16, che nuovamente viene assegnato come valore del parametro *handle*.

A seconda del comando specificato da *secured* ci si può spostare in qualsiasi stato, eccetto *acknowledgeled*.

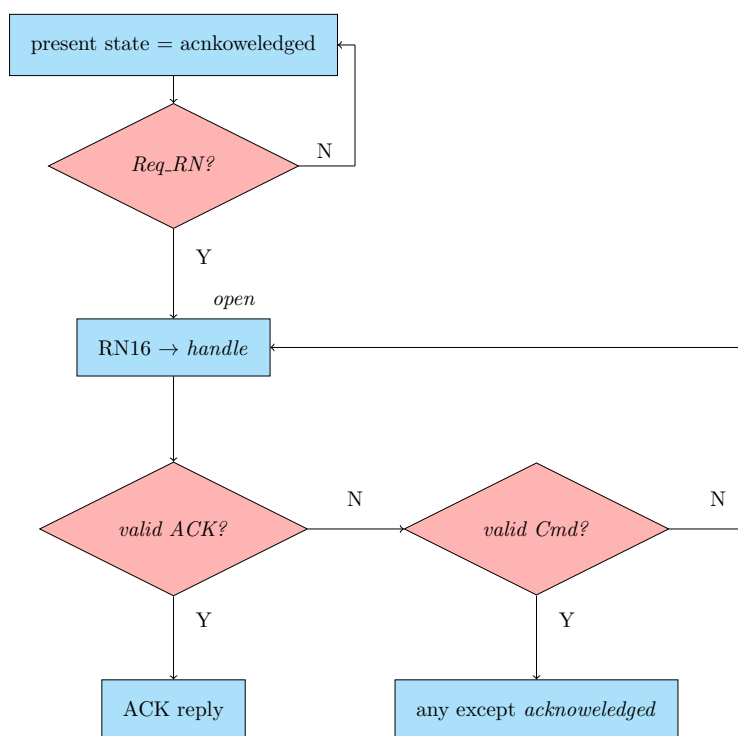


Figura 1.25: Diagramma a stati a partire dallo stato *open*.

Killed state

Il comando *kill*, il quale caratterizza l'ingresso in questo stato, serve per disabilitare un tag in maniera permanente. Un tag dovrebbe sempre effettuare una transizione di stato in *killed* quando vengono effettuati più power-up successivi.

Entrando in questo stato il tag deve indicare al reader che l'operazione di disabilitazione è avvenuta con successo, da questo punto non dovrebbe più essere in grado di rispondere [8, p.54].

A partire dallo stato *open/secured* è possibile passare in *killed* se la sequenza dei comandi necessari, unitamente alla password apposita (*kill password*) e handle risultano corretti.

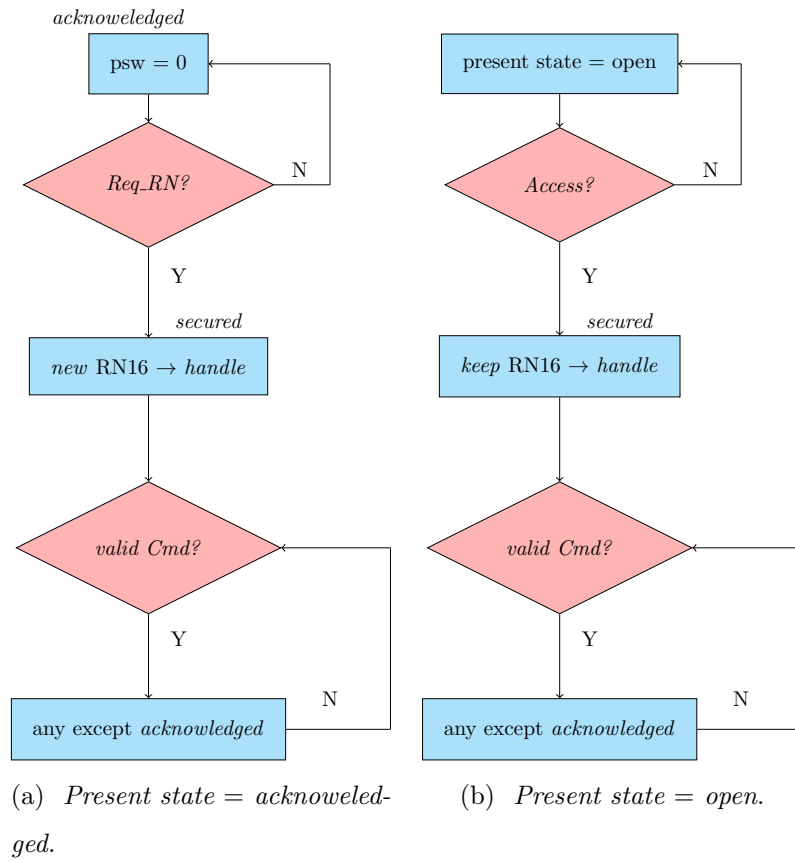


Figura 1.26: Diagramma a stati a partire dallo stato *open*.

A partire dall'esempio in figura 1.20 e sfruttando le informazioni riportate in 1.2.3, supponendo che le risposte del tag siano tutte del tipo *immediato*, si è tracciato il timing diagram riportato in figura 1.28, dove viene indicato con $T1$ il tempo che in questo tipo di risposta intercorre dal comando del reader all'invio della risposta da parte del tag e con $T2$ il tempo che divide la risposta del tag dall'invio di un nuovo comando da parte del reader.

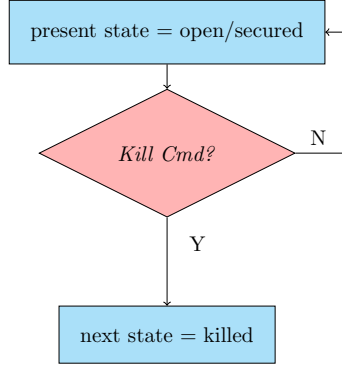


Figura 1.27: Diagramma a stati a partire dallo stato *killed*.

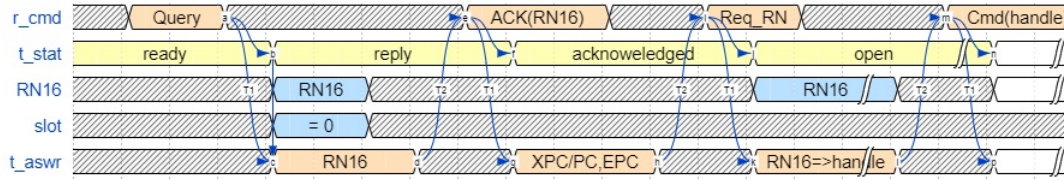


Figura 1.28: Timig diagram per un *inventory round* a partire dall'esempio in figura 1.20, considerando anche lo stato presente del tag (t_stat), i tempi di risposta (t_aswr) e di invio di un nuovo comando (r_cmd).

1.3 Antenne

In questa sezione si desidera esporre brevemente alcuni concetti di base fondamentali riguardanti i parametri d'antenna per poi approfondire i requisiti del sistema in cui dovranno lavorare le antenne tag e reader.

In seguito, le criticità relative alla propagazione in un ambiente caratterizzato da una costante dielettrica elevata e in presenza del metallo, in quanto le onde elettromagnetiche appartenenti alla banda UHF ne risentono in maniera non trascurabile pertanto il progetto dovrà essere volto ad ottimizzare

questi aspetti critici.

In [10] definisce il *pattern di irradiazione* come una funzione matematica o un rappresentazione grafica delle proprietà di irradiazione, le quali comprendono il flusso di potenza, l'intensità di radiazione, l'intensità del campo, la direttività e la polarizzazione.

Una delle proprietà più importanti è la distribuzione spaziale dell'energia irradiata in funzione del punto di osservazione lungo una direzione o superficie costante, a seconda se si tratti di distribuzione bidimensionale o tridimensionale. In ogni caso, le rappresentazioni in tre dimensioni vengono misurate e ricavate dalla serie di più pattern bidimensionali.

Si identificano le varie parti di un pattern di irradiazione come *lobi*, definiti come porzioni del pattern di irradiazione delimitate da regioni in cui l'intensità è relativamente debole. Vengono suddivisi in principali, laterali e posteriori.

Viene definito *antenna beam-width* l'angolo compreso tra i due punti associati alla metà del valore assunto dal picco del lobo principale del pattern di potenza.

Un' antenna di tipo isotropico è un elemento teoricamente senza perdite, caratterizzato dall'assenza di una direzione preferenziale della radiazione. Non essendo fisicamente realizzabile, viene utilizzata come riferimento per la descrizione di antenne direttive, ovvero, le quali ricevono o irradiano in maniera più efficace in alcune direzioni.

Si definisce quindi la *direttività* di un'antenna come il rapporto tra l'intensità della radiazione lungo una certa direzione e l'intensità di radiazione facendo una media lungo tutte le direzioni. Dove, in questa definizione, l'intensità di

radiazione media è la potenza irradiata totale diviso 4π .

La direttività è quindi espressa come

$$D = \frac{U}{U_{avg}} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.4)$$

se non indicato diversamente, D è riferito alla direzione di massima irradiazione.

Un altro importante parametro d'antenna per quanto riguarda la descrizione delle prestazioni è il *guadagno* associato ad essa lungo una direzione specifica, il quale viene definito come il rapporto tra l'intensità lungo tale direzione e l'intensità di radiazione che verrebbe ottenuta se la potenza presente in ingresso all'antenna fosse irradiata isotropicamente.

Noto il valore del guadagno e della potenza trasmessa ad un'antenna, si può calcolare la potenza che bisognerebbe fornire ad un'antenna isotropica per avere la stessa potenza di picco che si otterrebbe dal lobo principale di un'antenna direzionale, ovvero l' *effective isotropic radiated power* indicato anche come

$$EIRP_{dBm} = P_{TX}(dBm) + G_{TX}(dBi) \quad (1.5)$$

spesso viene utilizzato come riferimento anche il dipolo, in questo caso si parla di *effective radiated power* indicato con ERP a cui fanno riferimento gli standard in [9] e in [6].

Di particolare interesse è la polarizzazione per cui Balanis in [10] distingue tra la polarizzazione di un'antenna e quella di un'onda elettromagnetica.

La polarizzazione di un'antenna è definita come quella dell'onda elettromagnetica trasmessa dall'antenna, *i.e.* la polarizzazione cambia con il variare della distanza dal centro dell'antenna, pertanto parti differenti della struttura possono avere polarizzazioni diverse.

La polarizzazione assunta dall'onda elettromagnetica è definita come la curva tracciata dal vettore del campo elettrico istantaneo. La variazione nel tempo può essere di tipo lineare, circolare o ellittica.

Le onde elettromagnetiche si trovano normalmente sul piano trasversale, ovvero, l'effetto associato ad essere è perpendicolare alla direzione di propagazione.

L'importanza della polarizzazione per un tag RFID, come spiegato in [5], è dovuta al fatto che le antenne per questi dispositivi sono realizzate solitamente con dei materiali conduttori e successivamente organizzati in strutture di dimensioni molto sottili.

Considerando per semplicità un conduttore di lunghezza L e diametro ϕ dove $L \gg \phi$, con una polarizzazione di tipo lineare, il campo deve essere incidente lungo l'asse longitudinale per innescare il movimento degli elettroni lungo esso, inducendo una corrente che verrà tradotta in tensione e utilizzata per alimentare il circuito integrato a bordo. Invece, se il campo fosse perpendicolare all'asse longitudinale del conduttore verrà prodotta una corrente trascurabile a causa delle dimensioni minime della sezione, dunque non verrà generata sufficiente tensione.

Per quanto riguarda una polarizzazione di tipo circolare o più in generale ellittica si deve tener conto del fatto che solo una componente, ovvero quello lungo l'asse longitudinale dell'antenna, è efficace quindi solo una parte della potenza trasmessa verrà ricevuta.

L'interazione delle onde elettromagnetiche lungo il percorso che collega reader a tag con l'ambiente in cui il sistema è inserito può portare alla riflessione di parte di esse.

Tutti i sistemi radio sono sottoposti al fenomeno del *fading* [5], ovvero una

variazione non trascurabile dell'intensità del segnale ricevuto a seguito di una piccola variazione di posizione o di frequenza.

Nella sezione 1.3.1 verrà approfondita la propagazione nel caso reale considerando i materiali e l'ambiente in cui opera l'antenna, per ora si vuole esporre la problematica da un punto di vista teorico.

Considerando la tensione totale in ingresso al tag indicata come V_t questa presenta una componente utile al funzionamento e una spuria dovuta alle riflessioni che subisce il campo durante il percorso. Indicando con $V_{r,i}$ i valori di tensione indotti dalle riflessioni, si può scrivere un'espressione generale

$$V_t(t) = V_d \cos(\omega t) + V_{r,1} \cos(\omega t + \delta_1) + V_{r,2} \cos(\omega t + \delta_2) \quad (1.6)$$

dove la differenza di fase dipende dalla lunghezza del percorso seguito dalle onde elettromagnetiche, richiamando il fatto ogni volta che viene percorsa una distanza pari a $\lambda/4$ si ha una rotazione di fase di 90° .

Si analizzano i due casi estremi considerando i contributi di riflessione uguali e pari a V_r . Nel caso in cui i due contributi siano in fase *i.e.* $\delta_1 = \delta_2 = 0^\circ$, si ottiene un termine additivo dato da

$$V_t = V_d + 2V_r\Gamma \quad (1.7)$$

dove Γ è il coefficiente di riflessione. In questo caso la tensione risulta maggiore di quella che si otterrebbe considerando la sola componente V_d .

In contrapposizione a quanto appena detto si ha il caso in cui i due contributi siano in contro fase *i.e.* $\delta_1 = \delta_2 = 180^\circ$. Con le stesse assunzioni fatte precedentemente si può scrivere

$$V_t = V_d - 2V_r\Gamma \quad (1.8)$$

notando come in questa situazione si ottenga un termine di perdita della tensione ricevuta dal tag, il quale può essere significativo.

Questo fenomeno è inasprito nei sistemi in cui viene impiegata una trasmissione con spettro molto stretto, verosimilmente una sola frequenza, per cui il fenomeno di cancellazione può essere molto probabile, ma avendo scelto di operare nella banda UHF si ha il vantaggio di avere a disposizione più canali in un determinato intervallo di frequenze anzichè una sola.

Per analizzare i requisiti riguardanti la potenza necessaria alla comunicazione reader - tag, e viceversa, si introducono alcune definizioni.

Viene definito con il termine *link budget* la potenza che viene richiesta al tag per il funzionamento e la distanza dal reader che è possibile raggiungere pur continuando a ricevere la potenza minima ammissibile.

Per ogni antenna può essere definita l'area efficace o *apertura efficace* come il rapporto tra la potenza disponibile ai terminali connessi al carico P_L e la densità di potenza dell'onda incidente W_i .

Mentre, con *path loss* viene definito come la differenza tra la potenza ottenuta dal tag, $P_{RX,tag}$ e quella inviata dal reader, $P_{TX,rd}$, dove per un'antenna isotropica di apertura efficace pari a $A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi}$ si ha

$$P_{RX,tag} = P_{TX,rd} \frac{A_e}{4\pi r^2} \quad (1.9)$$

dalla quale si può notare come la potenza ricevuta diminuisca all'aumentare del quadrato della distanza, indicata con r .

La potenza effettivamente trasferita dall'antenna del tag al carico dipende ovviamente dal circuito di adattamento, ma si deve tener conto di tutti i fattori esposti fino a questo punto : la polarizzazione dell'onda, la propagazione, l'ambiente circostante e l'apertura efficace dell'antenna del tag.

La potenza necessaria al funzionamento del tag dipende anche fortemente dal consumo circuito integrato utilizzato, in quanto una parte della potenza ricevuta verrà impiegata per alimentarlo e la restante verrà riflessa indietro

durante la fase di backscattering.

Per quanto riguarda la comunicazione tag - reader è necessario capire qual è la potenza minima tale da permettere al reader di demodulare i dati provenienti dal tag correttamente.

Da un punto di vista teorico, è possibile calcolare la potenza attesa al reader a seguito della riflessione sul tag tramite l'equazione di Friis [5].

La potenza utile incidente sul tag, indicata come $P_{RX,tag}$ che può essere utilizzata per la riflessione è:

$$P_{RX,tag} = P_{TX,reader} G_{tag} G_{reader} \cos(\theta_{pol})^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 T_b \quad (1.10)$$

dove G_{tag} e G_{reader} sono i rispettivi guadagni delle due antenne, T_b è la quantità di potenza ricevuta che verrà utilizzata durante la fase di backscattering dell'onda e θ_{pol} tiene conto della polarizzazione, la quale nelle considerazioni seguenti verrà assunto pari a $\theta_{pol} = \theta_{pol,max} = 2\pi$.

Sostituendo nell'espressione della potenza ricevuta dal reader a seguito della riflessione, ovvero

$$P_{RX,reader} = P_{TX,tag} G_{reader} G_{tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (1.11)$$

si ottiene la seguente equazione

$$P_{RX,reader} = P_{TX,reader} G_{reader}^2 G_{tag}^2 T_b \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 \quad (1.12)$$

la quale evidenzia come la potenza ricevuta indietro dal reader è inversamente proporzionale alla distanza elevata alla quarta.

Sempre sfruttando l'equazione Friis si possono ottenere due espressioni significative per la distanza a cui si può far lavorare il sistema pur garantendo la potenza minima al tag per il funzionamento, indicata come $R_{max,tag}$ e al reader per la demodulazione, $R_{max,reader}$, le quali possono essere scritte

rispettivamente come

$$R_{max,tag} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt{\frac{P_{reader} G_{reader} G_{tag}}{P_{min,tag}}} \quad (1.13)$$

$$R_{max,reader} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \sqrt[4]{\frac{P_{reader} T_b G_{reader}^2 G_{tag}^2}{P_{min,reader}}} \quad (1.14)$$

si può osservare dalle equazioni 1.13 e 1.14 che il tipo di comunicazione che limita la massima distanza a cui possono operare gli elementi del sistema è quella tag - reader, in quanto a parità di distanza la potenza ricevuta dal reader decresce con un andamento maggiore.

In figura 1.29 viene riportato un diagramma in cui si evidenziano i cambiamenti a cui è sottoposta la potenza inviata dal reader per la comunicazione.

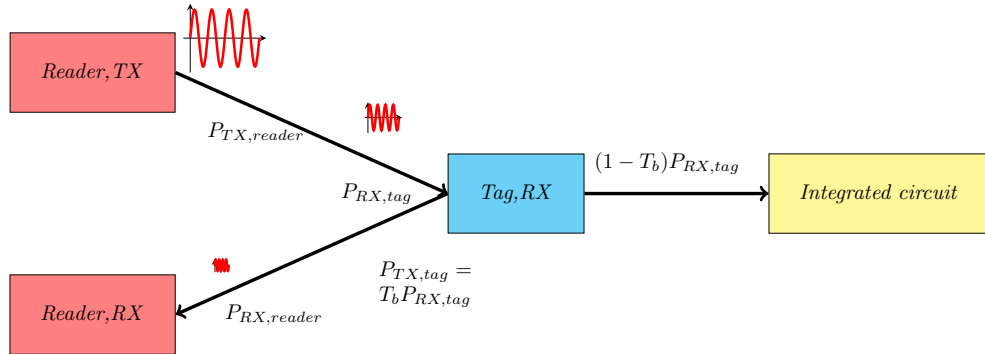


Figura 1.29: Diagramma a traliccio, cambiamenti subiti dalla potenza inviata dal reader in trasmissione.

1.3.1 Antenne immerse nel dielettrico

Le prestazioni del sistema in lettura diminuiscono quando il tag viene posizionato in prossimità di oggetti con un'elevata costante dielettrica, in quanto le caratteristiche elettriche vengono degradate.

Lo studio di questo tipo di scenario è fondamentale in questa applicazione

in quanto il sistema può risultare in prossimità di elementi i cui materiali sono caratterizzati da un' elevata costante dielettrica, perdite e il montaggio potrebbe essere effettuato in prossimità di superfici metalliche le quali sono causa di riflessioni.

In [13] viene fornito un equivalente elettrico elementare per rappresentare il tag, composto da chip e antenna, come un generatore di segnale e due impedenze complesse relative rispettivamente alla sorgente e al carico, indicate con Z_S e Z_L .

Viene definito il rapporto di riflessione, indicato con Γ come

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_S^*}{Z_L + Z_S} \quad (1.15)$$

sfruttando l'equazione 1.15 appena fornita, si può scrivere un'espressione per il *rapporto di trasmissione della potenza* indicandolo con τ

$$\tau = 1 - |\Gamma|^2 \quad (1.16)$$

si può quindi dedurre che il rapporto è massimizzato quando le due impedenze sono complesse coniugate, verificando la condizione necessaria per l'adattamento.

A causa della presenza del dielettrico nell'ambiente circostante al sistema, il trasferimento di potenza peggiora in quanto il carico non risulta più adattato alla sorgente. In particolare, in [13] viene dimostrato sperimentalmente come all'aumentare della costante dielettrica l'impedenza di un dipolo diminuisca. Una delle soluzioni proposte dagli autori, Chen *et al.*, per realizzare un'antenna elettricamente piccola, ma aumentando comunque l'impedenza in presenza di dielettrico è quella di realizzare un dipolo i cui rami vengono ripiegati molte volte su loro stessi, da cui il nome *meandered dipole* [5].

Sperimentalmente offre un' impedenza minore rispetto al caso del dipolo classico per valori bassi di costante dielettrica, $\epsilon_r < 5$, mentre per valori maggiori

l'impedenza aumenta, ottenendo un comportamento migliore in quanto più stabile al variare di ϵ_r .

In [14] viene esposto un metodo per progettare tag RFID UHF il cui montaggio verrà effettuato su diversi tipi di materiali con costante dielettrica variabile compresa tra $3 \leq \epsilon_r \leq 13$. Di solito l'antenna viene studiata facendo riferimento ad un solo materiale, ma questo renderebbe il progetto non applicabile a tutti i materiali appartenenti ad una stessa gamma di oggetti, *e.g.* come in questo caso gli pneumatici, a seconda dell'applicazione, sono disponibili in commercio con diversi tipi di miscele per la gomma e dimensioni. Il progetto deve essere abbastanza flessibile, ma garantire allo stesso tempo robustezza e affidabilità.

La figura 1.30 viene utilizzata per sottolineare la presenza di un certo numero di strati di spessore e composizione variabile all'interno della struttura dello pneumatico, motivo per cui la progettazione deve tenere conto anche di questi aspetti, in particolare per realizzare il circuito di adattamento.

L'effetto dovuto alla presenza di diversi materiali sarà quello di spostare il

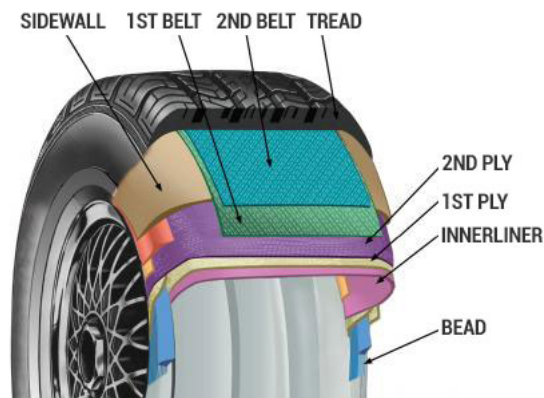


Figura 1.30: Sezione generalizzata pneumatico U.S. Tire Manufacturers Association [15].

valore di frequenza per cui si ha il minimo di coefficiente di riflessione, a causa della dipendenza dell'impedenza di ingresso di antenna, indicata come Z_a , dalla frequenza e dalle costanti dielettriche relative ad ogni materiale [14].

I risultati delle simulazioni riportati da Shao *et al.* dimostrano come il minimo del coefficiente di riflessione subisca uno spostamento verso frequenze minori all'aumentare del valore della costante dielettrica relativa ε_r del substrato, mantenendo lo stesso tipo di trend quando viene aumentato lo spessore di quest'ultimo. Il coefficiente di riflessione risulterà, quindi, scalato in ampiezza, assumendo valori maggiori in scala lineare, e spostato in frequenza di quasi 200 MHz.

In [14] vengono riportati i test eseguiti montando tre diversi tipi di antenne, di cui una disponibile in commercio, sopra o all'interno di pneumatici per camion.

Vengono misurate le proprietà della gomma (ε_r , $\tan\delta$) e la potenza minima richiesta per assicurare che il tag venga rilevato correttamente al variare dello spessore del substrato, variando la potenza inviata dal reader ad una distanza mantenuta costante. Per le misure relative allo pneumatico, invece, vengono impiegati sei diversi punti in cui vengono montate le antenne indicati con P_i [14], per far emergere la dipendenza dalla posizione in cui avviene il montaggio in quanto per ogni punto cambia la stratificazione dei materiali e le proprietà dei tali variano ulteriormente a causa dell'usura.

Le antenne per cui vengono dimostrate prestazioni migliori, in termini di minore soglia di potenza richiesta per il rilevamento, sono quelle progettate per operare su una banda larga.

1.3.2 Tipi di antenna utilizzati per i tag UHF

La maggior parte delle antenne per applicazioni RFID in banda UHF sfruttano la topologia del *dipolo* [1], [5].

Per procedere con una classificazione delle varie tipologie di antenne impiegate si definisce la *resistenza di irradiazione* come la parte reale dell'impedenza di ingresso di antenna, grazie alla quale si ha il meccanismo tale per cui l'onda si propaga nello spazio libero dopo aver attraversato la struttura metallica propria dell'antenna.

La resistenza di irradiazione viene spesso indicata come R_r oppure R_{rad} e può essere valutata analiticamente con la formula seguente [10]

$$R_{rad} = \eta \frac{2\pi}{3} \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \quad (1.17)$$

dove l è la dimensione geometrica longitudinale dell'antenna, λ è la lunghezza d'onda e η è la resistenza del mezzo, la quale per lo spazio libero assume un valore pari a $\eta = 120\pi \approx 377 \Omega$.

In generale la potenza irradiata P_{rad} lungo la componente radiale r , adottando un sistema di coordinate sferiche, è direttamente proporzionale al valore assunto da R_{rad} .

Una delle antenne più semplici e più diffuse è il *dipolo a mezz'onda* o *dipolo* $\lambda/2$, il quale presenta una R_{rad} di 73Ω , semplificando l'operazione di adattamento dell'antenna in quanto si avvicina ai 75Ω , valore tipico di impedenza caratteristica delle linee di trasmissione.

Per valutare l'impedenza di ingresso di un' antenna Z_{in} si deve tenere conto anche della parte immaginaria, la quale è in funzione della lunghezza, in particolare per $l = \lambda/2$ si ha $Z_{in} = 73 + j42.5$ [10].

Per rendere trascurabile la componente immaginaria si utilizzano tecniche di

adattamento oppure si riduce la lunghezza dell'antenna finchè la reattanza è circa zero. Si cerca quindi di aumentare il più possibile R_{rad} , ma cercando di realizzare un'antenna elettricamente piccola ripiegando i rami del dipolo su loro stessi in modo da ottenere delle strutture rettangolari di spessore s , con $s \ll \lambda$. Questa soluzione prende il nome di *folded/meandered dipole* o *dipolo a meandri*, la quale fornisce diversi valori di impedenza a seconda di quanti elementi vengono introdotti, in generale si può stimare che

$$Z_{in} \approx N^2 Z_{in,d} \quad (1.18)$$

in cui $Z_{in,d}$ rappresenta l'impedenza del dipolo classico di lunghezza l di partenza prima di ripiegare la struttura N volte.

I dipoli a meandri offrono un comportamento in frequenza migliore rispetto ad un dipolo classico in quanto la geometria di queste antenne conferisce un comportamento tale da minimizzare la reattanza al di fuori della frequenza di risonanza, semplificando il circuito di adattamento.

Della sezione 1.3.1 si può evincere come sia reso necessario l'impiego di un'antenna operante in banda larga se posizionata su materiali con elevata costante dielettrica. In letteratura si possono trovare delle antenne con tale caratteristica le quali prendono il nome di *fat tags*, contraddistinte da una struttura in metallo molto spessa.

Si vogliono analizzare due modelli appartenenti a questa classe di antenne per tag realizzate da [Alien Technology](#), le cui schede tecniche sono disponibili sul sito del produttore. In particolare il modello [ALN-9770 “Bat” RFID inlay](#) [11] viene proposto per applicazioni di tipo automotive per garantire elevate prestazioni anche una volta inserito in ambienti circondati da materiali dielettrici o caratterizzati dalla presenza di metallo.

Il secondo modello preso in esame, [Alien “G” Inlay](#) [12], esattamente come il primo opera su banda larga 840 – 960 MHz, ma presenta una sensibilità in-

feriore all'orientamento angolare tale per cui la distanza in lettura è migliore rispetto al modello *BAT*, per cui viene preferita per applicazioni in cui sono coinvolte superfici con elevata costante dielettrica.

Riassumendo le specifiche di progetto si desidera ottenere una resistenza di radiazione elevata, ma comunque prossima ai valori di impedenza caratteristica tipici per facilitare l'adattamento, dimensioni contenute e un buon comportamento in frequenza in banda UHF in seguito al montaggio. Dal punto di vista formale queste caratteristiche sono soddisfatte dall' *antenna ad elica*, la quale verrà utilizzata in configurazione dipolo.

Le sue caratteristiche di irradiazione possono essere controllate tramite l'ottimizzazione dei parametri geometrici, in particolare l'impedenza di ingresso dipende dalla sezione del conduttore e dall'angolo di inclinazione α ottenuto come

$$\alpha = \arctan\left(\frac{S}{\pi D}\right) \quad (1.19)$$

dove S è il passo degli avvolgimenti e D è il diametro.

Questa tipologia può operare fondamentalmente in due modalità: quella definita come *normale*, dove il pattern di irradiazione presenta un massimo nel piano perpendicolare all'asse dell'antenna, ricordando quello di un dipolo in cui lungo l'asse la radiazione è nulla, oppure in modalità *assiale*, dove il massimo si trova lungo l'asse dell'elica. In questo caso si ha una modalità di lavoro normale in quanto soddisfa la condizione per cui le dimensioni dell'antenna devono essere piccole paragonate alla lunghezza d'onda, in particolare $N L_0 \gg \lambda$, dove N è il numero di avvolgimenti.

$$R_{rad,dh} = 2R_{rad,mph} \approx 640 \cdot 2 \cdot \left(\frac{L_0}{\lambda}\right)^2 \quad (1.20)$$

	valore
N	130
L_0	46 mm
f	885 MHz

Tabella 1.1: Parametri utilizzati per verificare la modalità di operazione. Si considera il caso in cui λ è maggiore tenendo conto dell'estremo inferiore per il range di frequenza UHF.

$$FNBW \approx \frac{115\lambda^{\frac{3}{2}}}{\pi D\sqrt{NS}} \quad (1.21)$$

Le equazioni 1.20 e 1.21 stimano rispettivamente la resistenza di irradiazione del dipolo ad elica $R_{rad,dh}$ e la larghezza del lobo principale in gradi, utilizzando solo i parametri geometrici [10].

La resistenza R_{rad} risulta essere pari al doppio della resistenza di un monopolo ovvero 25Ω .

1.3.3 Antenna elicoidale

Viene introdotta un'antenna di tipo dipolo elicoidale sia per le caratteristiche elettriche appena introdotte sia per la resistenza offerta in seguito a deformazioni di tipo elastico.

Dato che la geometria di questo tipo di antenna è molto più complessa di un dipolo classico, il quale richiederebbe più tempo per le simulazioni a causa delle superfici curve presenti, è utile la derivazione di un equivalente elettrico. In [16] vengono proposti due metodi per ricavare il modello circuitale, uno basato sulla geometria e un altro sfruttando un'approssimazione della rispo-

sta in frequenza dell'antenna. Inoltre, vengono effettuate delle simulazioni di un dipolo ad elica disponibile in commercio per valutare l'andamento del coefficiente di riflessioni in seguito a deformazioni di trazione dei due rami, causandone un allungamento. Dalle simulazioni, è possibile notare come all'aumentare dell'estensione il picco del coefficiente di riflessione *scattering* S_{11} , calcolato con l'equazione 1.22, subisca uno spostamento verso frequenze minori

$$S_{11} = 20\log_{10}\left(\frac{Z_a - Z_{ref}}{Z_a + Z_{ref}}\right) \quad (1.22)$$

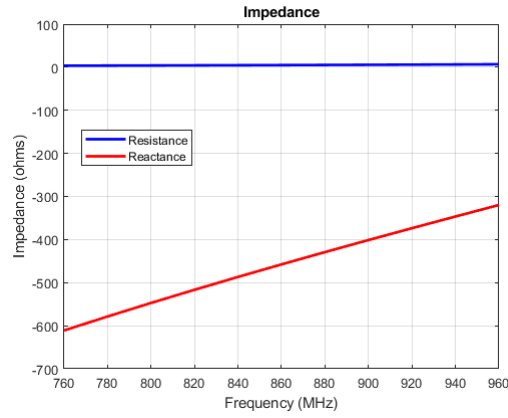
dove Z_{ref} indica l'impedenza di riferimento per l'adattamento, tipicamente 50Ω , ma nel caso di tag RFID è pari al valore dell'impedenza di ingresso del circuito integrato associato all'antenna.

Si considera una geometria di riferimento per l'antenna, i cui parametri vengono riportati in tabella 1.2, per simularne inizialmente il comportamento elettromagnetico. Viene utilizzata l'applicazione *Antenna designer* [17], disponibile su Matlab, per valutare impedenza d'antenna, coefficiente S_{11} e pattern di irradiazione a partire dalla geometria dell'antenna. La figura 1.31 riporta i risultati della simulazione rappresentati in funzione della frequenza nel range di interesse $865 - 868$ MHz, ma per una migliore rappresentazione grafica si considera da 760 MHz a 960 MHz.

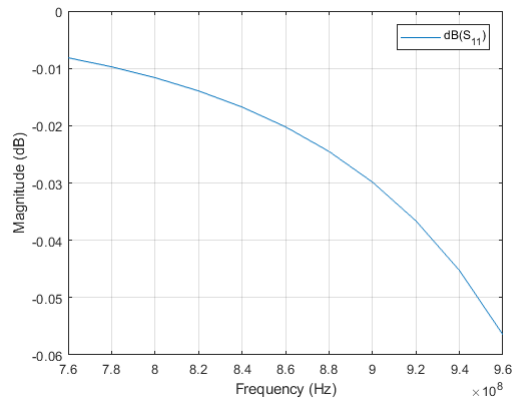
Per la simulazione è stata considerata un'antenna ad elica alimentata al centro e operante in modalità normale, nel vuoto. Si può notare la similitudine tra il pattern di irradiazione del dipolo classico, a conferma di quanto riportato dalla letteratura.

f	R	D	N	S
866 MHz	0.5 mm	0.099 mm	70	0.743 mm

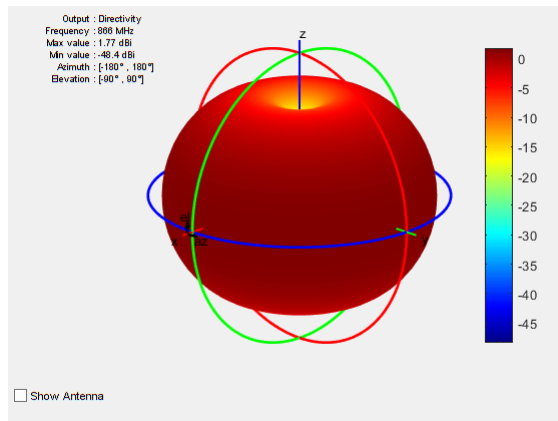
Tabella 1.2: Parametri geometrici (R raggio del cilindro lungo il quale si sviluppa l'elica, D diametro del conduttore cilindrico con cui si realizza la struttura, N numero di avvolgimenti considerando entrambi i rami) e frequenza di progetto per il dipolo ad elica f .



(a) Impedenza di ingresso del dipolo ad elica in funzione della frequenza.



(b) Coefficiente S_{11} del dipolo ad elica in funzione della frequenza.



(c) Pattern di irradiazione del dipolo ad elica, operante in normal mode.

Figura 1.31: Risultati dalla simulazione dell'antenna in configurazione dipolo ad elica *Antenna designer* in *Matlab*.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Lozano - Nieto, Albert (2011), *"RFID design fundamentals and applications"*, Taylor and Francis Group, New York, USA.
- [2] GS1 EPCglobal, <https://www.gs1.org/epcglobal>.
- [3] GS1, EPCGlobal standards, *"UHF Frequency Regulations - overview of frequency allocations"* <https://www.gs1.org/standards/epc-rfid/uhf-air-interface-protocol>.
- [4] European Telecommunications Standards Institute, <https://www.etsi.org/standard>.
- [5] Dobkin, Daniel M. (2007), *"The RF in RFID, passive UHF RFID in practice"*, Elsevier, USA.
- [6] ETSI, ETSI European Standard (Telecommunication series) " (Draft) *Radio Frequency Identification Equipment operating in the band 865 MHz to 868 MHz with power levels up to 2 W and in the band 915 MHz to 921 MHz with power levels up to 4 W; Harmonised Standard for access to radio spectrum"*, ETSI EN 302 208 , V3.2.0, <http://www.etsi.org>, (2018-02).

- [7] Shen J. et al., *"Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with a sensitivity of -12 dBm"* , 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Beijing, 2013, pp. 289-292. doi: 10.1109/ISCAS.2013.6571839
- [8] GS1, EPCGlobal standards, *"EPC UHF Gen2 Air Interface Protocol - EPC Gen2 v 2.1"* <https://www.gs1.org/standards/epc-rfid/uhf-air-interface-protocol>.
- [9] ETSI, ETSI Technical Report *"Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Technical characteristics of RFID in the UHF Band; System Reference Document for Radio Frequency Identification (RFID) equipment;"*, ETSI TR 102 649-1, V1.1.1, <http://www.etsi.org>, (2007-04).
- [10] Balanis, Constatine A. (2016), *"Antenna theory, analysis and design "*, Wiley, Hoboken, USA.
- [11] ALN-9770 "Bat" RFID inlay, <https://www.alientechnology.com/products/tags/bat/>, Alien Technology.
- [12] Alien "G" Inlay, <https://www.alientechnology.com/products/tags/g/>, Alien Technology.
- [13] Chen K., Chen Q., Sawaya K., *"Closely located RFID tag antennas on high dielectric objects"* , 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Sendai, 2016, pp.998-999.
- [14] Shao S., Burkholder R. J., Volakis J. L., *"Design Approach for Robust UHF RFID Tag Antennas Mounted on a Plurality of Dielectric Surfaces"*

- [Antenna Designer's Notebook]*" , 2014 IEEE Antennas and Propagation Magazine, Columbus, 2014, volume 56, number 5, pp.158-166, doi: 10.1109/MAP.2014.6971931
- [15] *U.S. Tire Manufacturers Association*, <https://www.ustires.org/whats-tire-0>.
- [16] Benouakta S., Koley S., Hutu F., Duroc Y., "*Considerations on the Equivalent Electric Models of a UHF RFID Helical Antenna Yarn*" ,2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), 2019, pp.1-4, doi:10.1109/ISSCS.2019.8801787
- [17] *Antenna Designer*, <https://it.mathworks.com/help/antenna/gs/antenna-design-and-analysis-using-antenna-designer-app.html>, MathWorks.
- [18] *Protocols and standards of UHF RFID*, <http://trace-id.com/en/protocols-and-standards-of-uhf-rfid/>.

PROGETTO ADATTATORE DI IMPEDENZA

Lo scopo principale dell'antenna del tag è quello di ricevere e trasmettere il segnale a radiofrequenza in ingresso per poi successivamente, per mezzo del blocco di adattamento e di quello di alimentazione, trasferire potenza al circuito integrato per poterlo accendere.

A causa della dipendenza della potenza dalla distanza tra reader e tag, fenomeni di cancellazione legati alla loro posizione reciproca, riflessioni causate dall'ambiente in cui è inserito il sistema e altri fattori i quali compromettono in maniera rilevante le prestazioni e il funzionamento del sistema, risulta fondamentale garantire in condizione di normale funzionamento la corretta alimentazione del dispositivo.

Questo può essere assicurato tramite il progetto di un opportuno *adattatore di impedenza*, il cui scopo è quello di ottenere il massimo trasferimento di potenza tra antenna e carico.

In [1] è stata introdotta la possibilità di sfruttare un modello elettrico equivalente per l'antenna ad elica, in quanto i tempi richiesti dalle simulazioni sono notevoli a causa della presenza di superfici curve e dell'elevato numero di elementi richiesto per realizzare le reti *mesh* per coprire correttamente la geometria dell'antenna, inoltre per procedere è necessario disporre di un numero elevato di risorse di calcolo.

Queste motivazioni rendono la simulazione un approccio poco conveniente per il progetto, ma pur sempre un mezzo potente e efficace per lo studio e la verifica del sistema.

Per semplicità al fine di valutare la topologia opportuna per il circuito di adattamento, dunque, si può rappresentare l'antenna per mezzo di un equivalente circuitale come in figura 2.1 [2], trattando anche il circuito integrato come un'impedenza complessa e lineare. Questo approccio differisce da quanto si verifichi nella realtà in quanto l'impedenza di ingresso del tag è influenzata principalmente dalla caratteristica dei diodi della pompa di carica, i quali sono dispositivi non lineari, pertanto i valori assunti da Z_L dovrebbero cambiare al variare della frequenza.

Tuttavia, il progetto corrente viene realizzato per un range ristretto e specifico di frequenze, pertanto si assume la validità del modello.

Si osserva nella configurazione riportata in figura l'antenna rappresentata come un generatore indipendente di segnale a radio frequenza in serie con un'impedenza, la quale viene inserita in quanto qualsiasi sorgente ha dei limiti legati alla quantità di tensione o corrente che può effettivamente fornire, questa deviazione dall'idealità viene spesso rappresentata, ricorrendo ad un

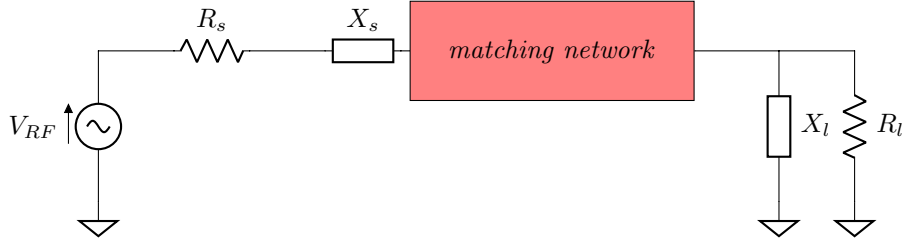


Figura 2.1: Equivalente elettrico serie antenna [2, p.310] con circuito di adattamento e circuito integrato come carico.

modello equivalente, come una resistenza in serie ad un generatore.

Tipicamente i produttori di circuiti integrati RFID, come ad esempio [Alien Technology](#) [3] oppure [Texas Instruments](#) [4], forniscono nei *datasheet* dei circuiti integrati un modello elettrico del tag, rappresentato come il parallelo tra un condensatore e un resistore di cui vengono riportati i valori tipici, pertanto per questo progetto si farà riferimento a questo tipo di equivalente per il tag come viene riportato nel datasheet del circuito integrato *Higgs-4 SOT* di Alien Technology [5].

Viene inoltre riportata la presenza del circuito di adattamento di antenna, tra i terminali di antenna e del carico.

Si analizza il caso più generale possibile considerando gli elementi del sistema come caratterizzati da impedenze di tipo complesso. La corrente può essere scritta come

$$I = \frac{V}{Z_s + Z_L} = \frac{V}{(R_S + jX_S) + (R_L + jX_L)} \quad (2.1)$$

dove Z_S e Z_L sono rispettivamente i valori di impedenza relativi alla sorgente e al carico i quali possono essere ulteriormente scritti come la somma di una parte reale e una immaginaria.

La potenza trasferita al carico P_L , *i.e.* la potenza resa disponibile per il funzionamento del circuito integrato, sfruttando l'equazione 2.1 è quindi

$$P_L = \frac{|I|^2 R_L}{2} = \frac{V^2 R_L}{2 \left| (R_S + jX_S) + (R_L + jX_L) \right|^2} = \frac{V^2 R_L}{2 |Z_S + Z_L|^2} \quad (2.2)$$

da cui si può notare che la potenza viene massimizzata quando il denominatore assume i valori più piccoli possibili, in particolare quando le due impedenze risultano essere *complesse coniugate* le reattanze si elidono e la potenza trasferita risulta essere pari a

$$P_{L,ideal} = \frac{V^2}{8R_L} \quad (2.3)$$

la condizione tale per cui viene verificata questa uguaglianza viene indicata con *conjugate matching*.

E' utile definire il *coefficiente di trasferimento di potenza*, indicato con τ , come il rapporto tra la potenza effettivamente trasferita al carico P_L e quella che si otterrebbe in condizioni ideali di adattamento, dall'equazione 2.3 $P_{L,i}$, espresso come

$$\tau = \frac{P_L}{P_{L,i}} = \frac{4R_L R_S}{|Z_S + Z_L|^2} \quad (2.4)$$

Si definisce inoltre *read range* il valore più piccolo tra la massima distanza a cui il tag riceve potenza sufficiente per il funzionamento e la massima distanza a cui il reader può ancora rilevare la risposta del tag [12].

La potenza trasferita al circuito presente a bordo del tag e la distanza a cui può avvenire correttamente la comunicazione risultano massimizzate se $\tau = 1$. Quando non si verifica la condizione di adattamento e quindi τ assume valori inferiori all'unità allora il range di lettura diminuisce.

Per stimare la potenza incidente sull'antenna del tag si far riferimento all'equazione di Friis per la propagazione nello spazio libero 1.11, da cui si può calcolare il range di lettura r noto il valore di potenza ricevuta minima necessaria al funzionamento del tag P_{th} , si ricava che

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{TX,reader}}{P_{th}} G_{TX} G_{RX} \tau} \quad (2.5)$$

da cui si può osservare come r dipenda dalla radice quadrata del coefficiente di trasferimento.

2.1 Teoria adattatori passivi

In questa sezione si vuole analizzare come due terminali aventi diversa impedenza, possano essere adattati inserendo degli elementi reattivi, seguendo una serie di passaggi meccanici che verranno giustificati di seguito. Inoltre, verrà analizzato il caso in cui l'adattamento debba essere assicurato per una banda di frequenze e non per una sola, analizzando l'influenza della variabilità dei componenti sul progetto finale e della dipendenza della topologia scelta dalla frequenza.

Si definisce *circuito di adattamento di tipo passivo* un circuito costituito da soli resistori, induttori e condensatori, *i.e.* da soli elementi in grado di ricevere energia ed eventualmente immagazzinarla.

Si definisce a questo proposito il *fattore di qualità* Q relativo ad un elemento passivo, il quale indica l'idealità del componente nell'accumulare energia [6]. Questo fattore viene ridotto in presenza di perdite, solitamente rappresentate inserendo un resistore in serie o in parallelo ad un induttore o condensatore ideale.

Per il progetto in analisi, facendo riferimento alla figura 2.1, è necessario definire e considerare due fattori di qualità, ovvero, il fattore di qualità indicato come Q_s relativo alla configurazione ottenuta come la *serie* tra un induttore con reattanza X_s e un resistore R_s

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} = \frac{L\omega}{R_s} \quad (2.6)$$

e il fattore di qualità indicato come Q_p associato al parallelo tra un condensatore di reattanza X_p e un resistore R_p .

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} = \frac{R_p}{\frac{1}{C\omega}} \quad (2.7)$$

In generale, riassumendo si può affermare che, per la definizione data di Q , al numeratore si tiene conto della componente desiderata, mentre al denominatore delle perdite che fanno sì che il fattore di qualità si riduca.

Si fa riferimento solo ai casi indicati nella equazioni 2.6 e 2.7 in quanto, il comportamento in frequenza dell'antenna è tipicamente induttivo, il quale verrà esposto ed analizzato nella sezione 2.3, mentre come già annunciato in precedenza la caratteristica di ingresso del chip relativo al tag è capacitiva, rappresentata comunemente con un modello parallelo.

Le formule appena indicate possono essere utilizzate per realizzare le trasformazioni necessarie al fine di ottenere adattamento di impedenza, ma prima occorre definire la relazione che lega una configurazione serie con la rispettiva in parallelo [6]. In particolare, si vogliono trovare le condizioni per cui le due configurazioni sono equivalenti ed interscambiabili, ovviamente l'impedenza non sarà sempre uguale, si ma si può ottenere un'approssimazione per un intervallo finito di frequenze.

Considerando un condensatore ideale in serie con una resistenza e il rispettivo caso, ma in parallelo con quest'ultima, si può scrivere l'uguaglianza tra

le due impedenze equivalenti come

$$R_s + \frac{1}{sC_s} = \frac{R_p}{s(R_p C_p) + 1} \quad (2.8)$$

dove i pedici s indicano gli elementi appartenenti alla configurazione serie, viceversa i pedici p quelli relativi al parallelo.

Dall'equazione 2.8 si ottiene una relazione in funzione di ω del secondo ordine che lega gli elementi delle due configurazioni. Ricordando i fattori di qualità per un condensatore $Q_s = X_s/R_s$ e $Q_p = R_p/X_p$, rispettivamente serie e parallelo utilizzando la stessa notazione delle eq. 2.6 e 2.7, si può ottenere che Q_s deve essere uguale a Q_p affinché l'uguaglianza 2.8 venga verificata.

Dopo una serie di passaggi aritmetici riportati in [6], si possono accettare le seguenti approssimazioni

$$R_p = (Q_s^2 + 1)R_s \approx Q_s^2 R_s \quad (2.9)$$

$$C_p = \frac{Q_s^2}{Q_s^2 + 1} C_s \approx C_s \quad (2.10)$$

se l'ipotesi che $Q_s^2 \gg 1$ è verificata, quindi si ha che R_p deve essere maggiore di R_s .

Concludendo, è stato ottenuto un modo per legare analiticamente il fattore di qualità Q con le resistenze dei due terminali, le quali impedenze risultano uguali ad una certa frequenza pertanto anche i rispettivi coefficienti di qualità, definendo un fattore di qualità *circuitale* a partire dai fattori di qualità *nodali* relativi ai vari elementi reattivi facenti parte del circuito [7]

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = \sqrt{\frac{R_{max}}{R_{min}} - 1} \quad (2.11)$$

dove R_p e R_s vengono sostituite rispettivamente con R_{max} e R_{min} per poter rendere l'eq. 2.11 più generale possibile, adattabile al caso in questione in

cui è necessario adattare il carico (*chip*) con il complesso coniugato dell'impedenza di antenna.

Il tipo di adattamento più semplice, ottenuto con degli elementi di tipo discreto, è realizzato con due elementi reattivi componenti un circuito tipicamente definito *network ad L*, riportato in figura 2.2, in quanto si ha la combinazione di un elemento serie e un elemento parallelo [8], anche detta *sezione LC*.

Tuttavia, sia per questa topologia che per quelle più complesse viene seguito

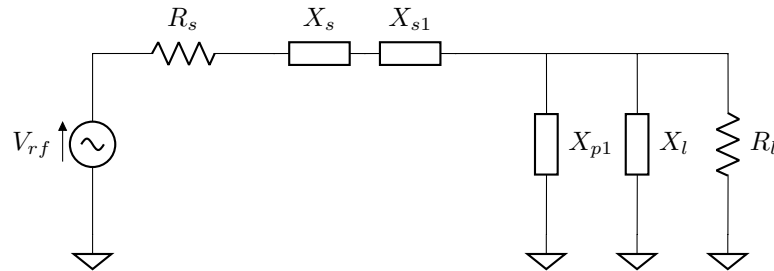


Figura 2.2: Network ad L.

un metodo analogo e intuitivo, supportato in seguito dai calcoli, per determinare la configurazione che devono avere gli elementi inseriti immediatamente dopo i terminali di antenna o prima dei terminali del carico.

In generale, trascurando per il momento la parte complessa inclusa nelle impedenze, viene inserito un elemento reattivo *in serie* ai terminali caratterizzati dalla resistenza minore, viceversa, si aggiunge un elemento *in parallelo* alla resistenza maggiore, come riportato in [7].

Questa operazione viene eseguita al fine di effettuare una riduzione iniziale del mismatch presente ai due terminali, il tipo di questi due elementi può essere scelto a discrezione del progettista considerando il tipo relativo alla reattanza di antenna e del chip, l'importante è che gli elementi inseriti siano

diversi tra di loro affinché le reattanze si elidano [8].

Per fornire un esempio esplicativo, qualora venga inserito un elemento in serie all'antenna in quanto avente parte reale dell'impedenza minore, unitamente ad un elemento in parallelo al carico, se come elemento serie viene scelto un induttore allora l'elemento *shunt* dovrà essere un condensatore.

Aggiungendo questi elementi, in serie o in parallelo, si formano due sotto circuiti in cui si possono riconoscere le configurazioni i cui coefficienti Q sono stati analizzati nelle equazioni 2.6 e 2.7. E' utile ricordare che l'adattamento di impedenza viene sempre realizzato per una sola frequenza specifica, in quanto il progetto tiene conto delle reattanze coinvolte all'interno del circuito, per cui tali valori cambieranno in funzione della frequenza [8]. Come verrà spiegato in seguito e come spesso avviene in molte applicazioni, anche se si ha adattamento di impedenza idealmente per una sola frequenza si deve comunque garantire un certo intervallo di frequenze tale per cui il circuito continui a ricevere una quantità di potenza accettabile per il suo funzionamento.

Tenuto conto di queste considerazioni si procede prima di tutto al calcolo della reattanze necessarie per realizzare il circuito, a seguito della scelta della topologia determinata in base ai valori reali dell'impedenza di antenna e del carico.

Dato che anche i network più complessi vengono descritti come una sovrapposizione di più network ad L, si forniscono delle formule generali, le quali possono essere applicate una volta che vengono identificati il sotto circuito in configurazione cosiddetta *serie* e in configurazione *parallelo*, per qui

rispettivamente si ha

$$Q_{ser} = \frac{X_{ser}}{R_{ser}} \quad (2.12)$$

dove il pedice *ser* indica il tipo di morfologia a cui si fa riferimento all'interno del circuito, analogamente si ha

$$Q_{par} = \frac{R_{par}}{X_{par}} \quad (2.13)$$

da cui si possono trovare i valori X_{ser} e X_{par} necessari al progetto, noto il valore di Q , calcolato utilizzando l'eq. 2.11, in quanto i coefficienti di qualità dei due sotto circuiti devono essere uguali alla frequenza per cui viene eseguito l'adattamento.

Per il momento si è quindi trascurato un aspetto fondamentale del problema, ovvero che le impedenze da adattare sono di tipo *complesso* pertanto presentano una parte immaginaria che dovrà essere presa in considerazione, in aggiunta al mismatch della parte resistiva di antenna e carico.

Sono stati individuati due modi per gestire le reattanze indicate come *spurie*, ovvero:

- *Metodo dell'assorbimento* o anche indicato come *absorbance* [8, 7], il quale è sempre il primo metodo che si cerca di applicare in quanto è quello che permette di realizzare il circuito con il minor numero di componenti.

Si considera la reattanza ottenuta tramite le formule indicate in eq. 2.12 e 2.13 e la configurazione reciproca della reattanza spuria con quella di progetto. Se soddisfatte alcune condizioni, risulta possibile l'inserimento di un elemento aggiuntivo il cui valore è *minore* rispetto a quello richiesto dal progetto. Ad esempio, l'impedenza di antenna è caratterizzata da una reattanza di carattere induttivo e richiede l'inserimento

di un elemento serie, pertanto verrà calcolata X_{ser} dall'eq. 2.12. Il valore di X_{ser} necessario è relativo ad un induttore che viene indicato come L_{prog} . Se l'induttanza associata all'antenna, indicata come L_{ant} , risulta minore dell'induttanza L_{prog} allora anziché inserire quest'ultima ne viene utilizzata una di valore minore pari a $L_{prog} - L_{ant}$.

In questo modo si sfrutta il valore di reattanza associato alla caratteristica dell'antenna e lo si rende utile all'adattamento. Analogamente viene eseguito lo stesso ragionamento, ma ovviamente con condizioni da soddisfare differenti, per tutti i casi in cui si hanno due elementi dello stesso tipo posti vicini, che si trovino rispettivamente in serie o in parallelo.

- *Metodo della risonanza o resonance* [8], il quale mira ad *eliminare* il contributo non desiderato dato dalla reattanza di antenna con l'inserimento di un elemento del tipo opposto, ma con la stessa configurazione. Pertanto, se l'elemento spurio è un'induttanza serie, verrà inserito un condensatore in serie a quest'ultima, in modo che le due reattanze si cancellino a vicenda.

Questo metodo viene utilizzato quando non risultano verificate le condizioni per realizzare l'assorbimento del componente all'interno del network.

Il valore dell'elemento inserito risulta essere pari a

$$C_{res} = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 \cdot L} \quad (2.14)$$

nel caso in cui l'elemento da compensare sia un induttore di induttanza pari ad L , alla frequenza di risonanza f_r

$$L_{res} = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 \cdot C} \quad (2.15)$$

il discorso è analogo per l'inserimento di un induttore di valore pari a L_{res} .

In [7] Besser analizza la possibilità di effettuare una risonanza *parziale*, ovvero cancellando solo parte della reattanza spuria, mantenendo la quantità necessaria all'adattamento pari ad X_{ser} o X_{par} . Questa soluzione non viene utilizzata all'interno di questo progetto perché come si vedrà nella sezione 2.2 si ha una variabilità elevata della reattanza di antenna in funzione della frequenza, pertanto risulta impossibile assicurare l'adattamento facendo esclusivamente riferimento alle caratteristiche di antenna.

Quanto appena detto vale sia per i network ad L che per quelli più complessi quali i *network a T* in figura 2.3 e i *network a Π* in figura 2.4.

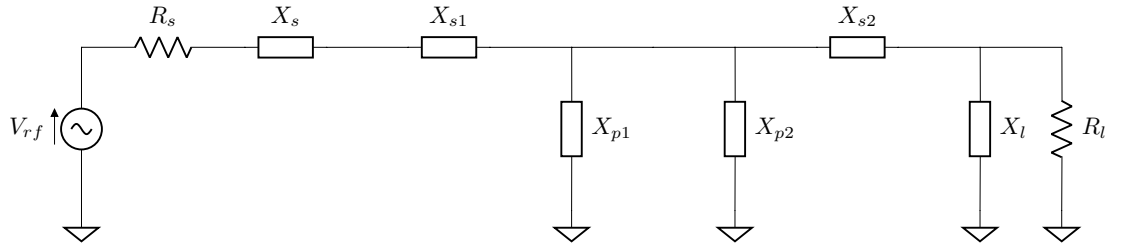


Figura 2.3: Network a T.

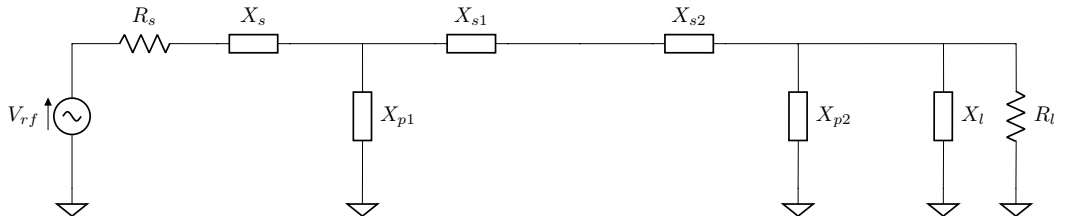


Figura 2.4: Network a Pi.

Vengono sfruttate queste topologie nel caso in cui la banda ottenuta da una sola sezione ad L non risulti sufficiente, la quale può essere valutata come

$$BW_{3dB} = \frac{f_r}{Q} \quad (2.16)$$

dove f_r è la frequenza per cui si realizza l'adattamento e Q è il fattore di qualità del circuito.

Come detto in precedenza questi possono essere scomposti in più network a L elementari, se viene inserita una resistenza indicata come *resistenza virtuale*, indicata come R_{virt} [8]. In base alla scelta effettuata per il valore attribuito a R_{virt} , in generale, si ha un miglioramento complessivo della banda in quanto l'obiettivo perseguito è quello di diminuire il mismatch tra le resistenze di antenna e di carico.

Per un risultato ottimale il valore della resistenza virtuale dovrebbe essere la media geometrica tra le due resistenze interessate, in modo tale da isolare due network ad L in cui vengono individuati i rami serie e parallelo, adattando prima la resistenza di antenna R_{ant} a R_{virt} e poi successivamente R_{virt} a R_{load} . Questo significa considerare l'uguaglianza

$$\frac{R_{ant}}{R_{virt}} = \frac{R_{virt}}{R_{load}} \rightarrow R_{virt} = \sqrt{R_{ant} \cdot R_{load}} \quad (2.17)$$

In conclusione, per ogni network elementare ad L si otterrà un fattore di qualità Q minore in quanto l'inserimento di R_{virt} permette di diminuire il rapporto tra le resistenze, di conseguenza la banda aumenta secondo quanto riportato nell'eq. 2.16.

2.2 Identificazione della topologia ottima

Viene scelto per questo progetto come chip per il tag il modello *MONZA R6* di *IMPINJ* [11], caratterizzato dall'equivalente circuitale riportato in 2.5

avente resistenza equivalente di ingresso pari a $1.2 \text{ k}\Omega$, capacità relativa alla presenza dell'adesivo e ai parassiti di montaggio dell'antenna C_{mount} pari a 0.21 pF , la quale viene sommata alla capacità intrinseca del chip posta in parallelo di 1.23 pF .

Vengono inoltre riportate i valori minimi tali per cui il chip può essere scritto e comunicare a sua volta con il reader, rispettivamente pari a -20 dBm e -16.7 dBm , misurate a temperatura ambiente.

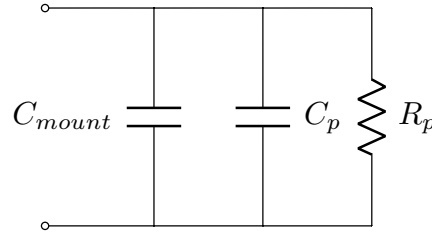


Figura 2.5: Circuito elettrico equivalente linearizzato a RF, tag chip *Monza R6*.

Come viene indicato in [11] il tag è EPCglobal e ISO 18000-63 compliant, pertanto per la codifica dati, il tipo di modulazione e i protocolli eseguiti durante la comunicazione si può fare riferimento a quanto indicato nella sezione 1.2.

Una volta scelto il circuito integrato e descritto l'andamento dell'impedenza di ingresso in funzione della frequenza si vuole realizzare l'adattamento rispetto ad un'antenna, in questo esempio si considera la configurazione del dipolo ad elica, descritto nel capitolo 1. Quest'ultima in particolare viene caratterizzata tramite simulazione, i cui risultati vengono riportati in figura 2.6 in cui si hanno due curve evidenziate in rosso e blu, le quali rappresentano rispettivamente la resistenza e la reattanza di antenna.

Si può notare dalla figura 2.6 che per ogni valore della frequenza è sempre

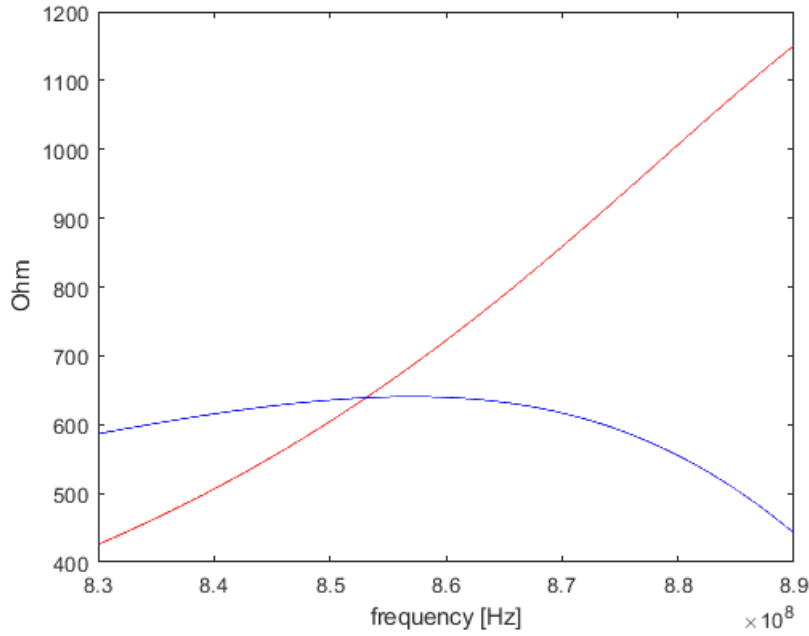


Figura 2.6: Impedenza di antenna ad elica, in funzione della frequenza, parte reale (rosso) e parte immaginaria (blu).

verificato che la parte reale dell'impedenza di antenna, *i.e.* la resistenza, è minore della resistenza R_p del chip Monza R6. Pertanto la soluzione iniziale con cui si desidera realizzare il network di adattamento viene riportato in figura 2.7, senza considerare ancora eventuali elementi risonanti i quali verranno confermati dai calcoli eseguiti con il codice riportato nella sezione 2.3. Si avrà un elemento reattivo posto in serie all'antenna, in quanto avente resistenza minore rispetto al carico per ogni valore di frequenza considerato, e un elemento in parallelo al carico.

Pertanto in figura 2.7 viene riportata la topologia ottima iniziale, ovvero quella che risulta in grado di garantire l'adattamento utilizzando il minor numero di elementi possibili.

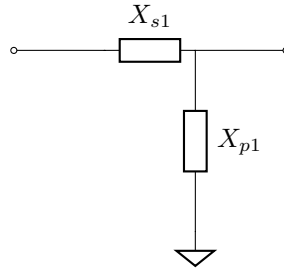


Figura 2.7: Topologia ottima network di adattamento di impedenza antenna ad elica - chip monza R6.

2.3 Script in Matlab

Viene di seguito giustificato e spiegato lo script indicato come `match.m`, utile al fine di trovare la topologia ottima per il circuito di adattamento di impedenza e i valori degli elementi necessari corrispondenti.

Il progetto richiede come input un file in formato touchstone contenente i *parametri* Z oppure un file di testo, dal quale vengono letti i valori di impedenza di antenna e i rispettivi valori di frequenza per cui è stata condotta la simulazione elettromagnetica nella fase di studio.

Successivamente è necessario inserire i valori relativi alla resistenza e capacità indicate all'interno del datasheet del chip del tag scelto per il progetto.

Entrambe le impedenze verranno salvate sia come vettori, in cui ogni elemento corrisponde ad un valore differente in funzione della frequenza, sia separando la parte reale dalla parte immaginaria, necessarie per la scelta della topologia ottima da parte dello script.

Il codice è diviso sostanzialmente in due sezioni dove la prima si occupa semplicemente di scegliere il circuito di adattamento che meglio soddisfa le

specifiche, in particolare, viene richiesto di inserire la banda desiderata per il progetto. In questa applicazione, si fa quindi riferimento a quanto indicato da *GS1* [9] per la suddivisione delle frequenze dedicate alla banda UHF, trovando che la banda per l'Italia è di 2 MHz.

Si cerca di realizzare il progetto sfruttando il minor numero di elementi possibile, pertanto il network ad L è la prima scelta da verificare. Viene calcolato il fattore di qualità per ognuna delle frequenze considerate, in quanto si deve assolutamente tenere in conto la variazione che subisce l'impedenza di antenna. A questo punto si può ottenere un vettore di valori per la stima della banda massima che può essere ottenuta utilizzando un network ad L, indicati come Bw_L , i quali vengono confrontati punto per punto con il valore di banda indicata dal progetto.

Si vuole evidenziare che Bw_L indica la banda che si otterrebbe se il circuito fornisse una risposta simmetrica ideale di tipo *passa banda*. La risposta di un circuito rappresentato da una sezione LC è simmetrica solo nell'intorno della frequenza per cui l'adattamento viene realizzato [7].

Se il valore i -esimo risulta maggiore della banda desiderata, allora si può procedere con il calcolo degli elementi necessari per il network ad L e la successiva verifica, altrimenti significa che il *mismatch* delle resistenze è troppo elevato pertanto è necessario aggiungere un'ulteriore sezione LC per poter adattare la sorgente e il carico ad un valore intermedio di resistenza.

Questo primo passaggio relativo alla progettazione è riassunto all'interno della figura 2.8 contenente un diagramma per la prima parte dell'algoritmo.

Per il calcolo degli elementi necessari ai network e alle loro configura-

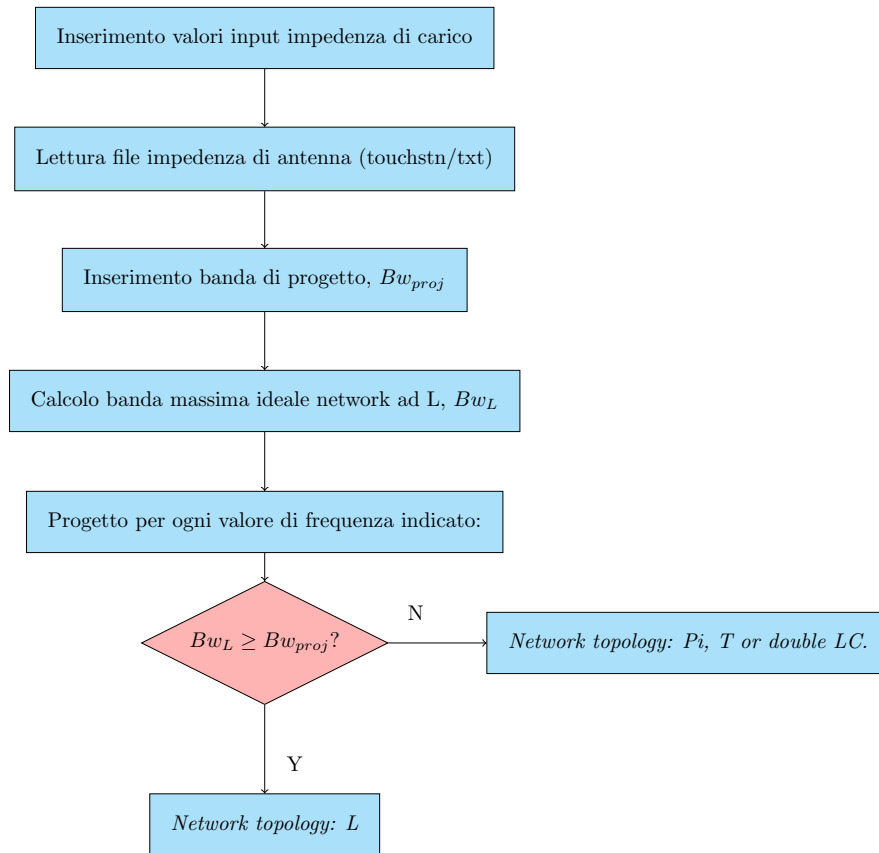


Figura 2.8: ASM chart riassuntivo, relativo alla verifica condotta sulla banda desiderata Bw_{proj} rispetto alla banda del network ad L Bw_L , al fine di ottenere una topologia preliminare.

zioni (serie/parallelo) sono state realizzate delle funzioni. In particolare, un insieme di funzioni si occupa del calcolo delle reattanze necessarie all'adattamento, *e.g.* `Lnetwork.m`, mentre altre, *e.g.* `LC_simple.m`, forniscono come output una matrice di valori, in cui ogni colonna ha un significato differente:

- `elementsVal`: vettore di valori relativi agli elementi calcolati a partire dalle reattanze;
- `elementsTyp`: vettore di caratteri il quale indica se l'elemento è un condensatore 'C' oppure un induttore 'L';

- `elementsConf`: vettore di celle le quali ognuna indica se l'elemento in questione è in parallelo `'parallel'` o serie `'series'`;

Il metodo secondo cui la funzione `LC_simple.m` fornisce tutte le informazioni sopracitate in uscita è basato sui valori reciproci di resistenza di antenna e carico. In particolare, verrà inserito un elemento in serie alla resistenza minore tra le due indicate, per aumentare l'impedenza complessiva, con un elemento in parallelo alla resistenza maggiore [7].

Il metodo appena esposto non serve per determinare la tipologia degli elementi, ma semplicemente la loro configurazione, mentre per questo fine si deve tener conto anche della reattanza di antenna e di carico. Quello che si cerca di fare è di sfruttare il valore di reattanza presente, indicativa di un'induttanza o di una capacità, per realizzare il valore prodotto in uscita dai calcoli, con il metodo dell'assorbimento esposto nella sezione 2.1.

Si procede in maniera del tutto analoga in tutte le funzioni realizzate per computare le topologie più complesse quali quelle a Pi, T o doppio LC, decomponendole nella sovrapposizione di più network ad L.

I risultati ottenuti all'interno di questa prima sezione vengono raccolti all'interno di una struttura dati indicata come `Results`, in cui si specifica per ogni valore di frequenza gli elementi e la configurazione del circuito necessaria.

Successivamente, scegliendo una frequenza, è possibile visualizzare graficamente sulla *Carta di Smith* il percorso seguito con il numero e l'ordine di elementi necessari all'adattamento a partire dalla sezione del carico, figura

2.9. Si vuole ricordare che:

- L'inserimento di un elemento in parallelo causa il movimento lungo una circonferenza a conduttanza normalizzata costante. A partire dal punto relativo all'impedenza normalizzata di partenza si ha una rotazione

antioraria se viene inserita un'induttanza, mentre la rotazione è oraria se si sta considerando una capacità [10];

- Analogamente nella situazione inversa in cui si stia considerando un elemento in serie, le rotazioni saranno tutte su una circonferenza a resistenza normalizzata costante, ruotando in senso orario qualora si tratti di un'induttanza e in senso antiorario nel caso di una capacità [10].

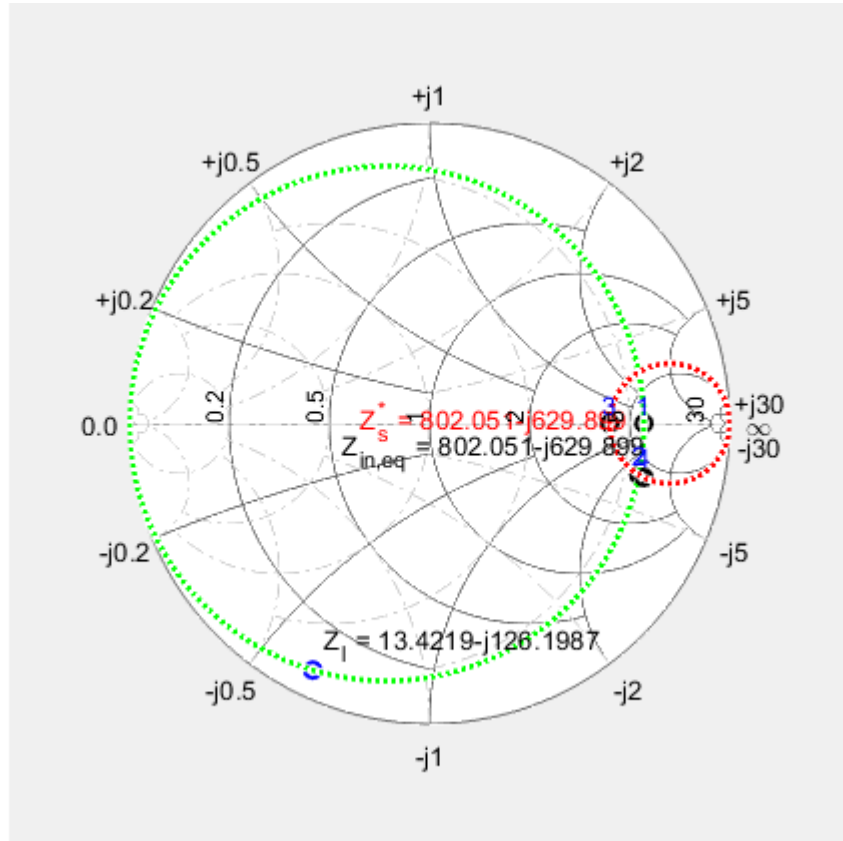


Figura 2.9: Rappresentazione a 866 MHz del percorso seguito durante l'adattamento di impedenza, con evidenziati il punti iniziale Z_s^* , il punto finale Z_l e l'impedenza di ingresso effettivamente ottenuta $Z_{in,eq}$.

Una volta visualizzati graficamente i risultati è possibile inserire i limiti superiore e inferiore della banda desiderata, in modo tale che il codice possa calcolare il centro della banda, estrapolare i risultati relativi a tale frequenza e la topologia ottimale dalla struttura dati in cui è salvata, verificando l'adattamento computando il coefficiente di trasferimento di potenza τ , come riportato nell'equazione 2.4, per poi rappresentarlo in funzione della frequenza facendo sempre variare le impedenze di antenna e di carico, figura 2.10. Idealmente, τ dovrebbe essere pari a 0 dB, indice del fatto che l'adattamen-

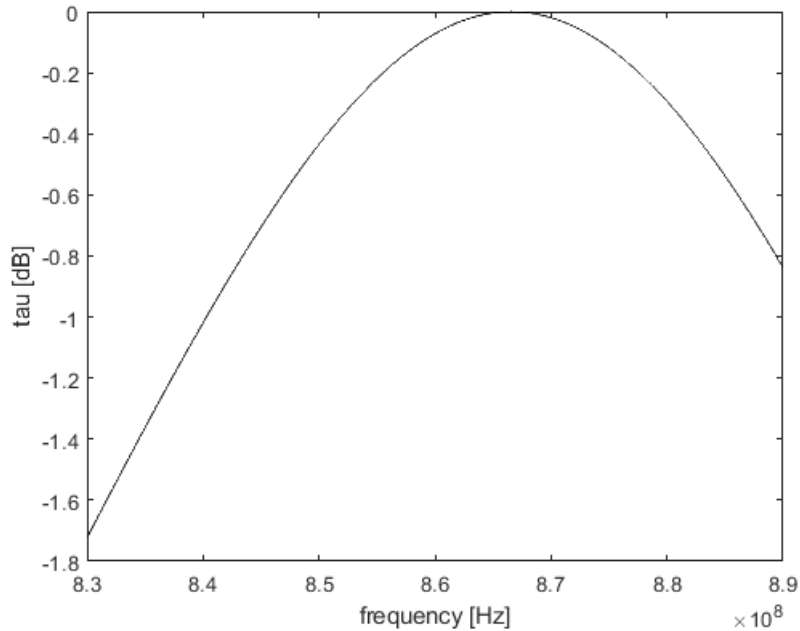


Figura 2.10: Coefficiente di trasferimento di potenza nominale τ in funzione della frequenza.

to realizza la condizione di *complex conjugate matching*, ma facendo variare la frequenza e con molti parametri dipendenti da essa, potrebbe non essere così. Si fissa pertanto un valore ammissibile pari a 3 dB e si verifica se con il progetto corrente per la banda desiderata il valore di $|\tau|$ ricade all'interno di

questo limite. Se $|\tau| < 3$ dB per tutta la banda indicata, allora il progetto è verificato, altrimenti, vengono ripetuti i calcoli aggiungendo un'altra sezione LC per poter aumentare la banda di adattamento, figura 2.11.

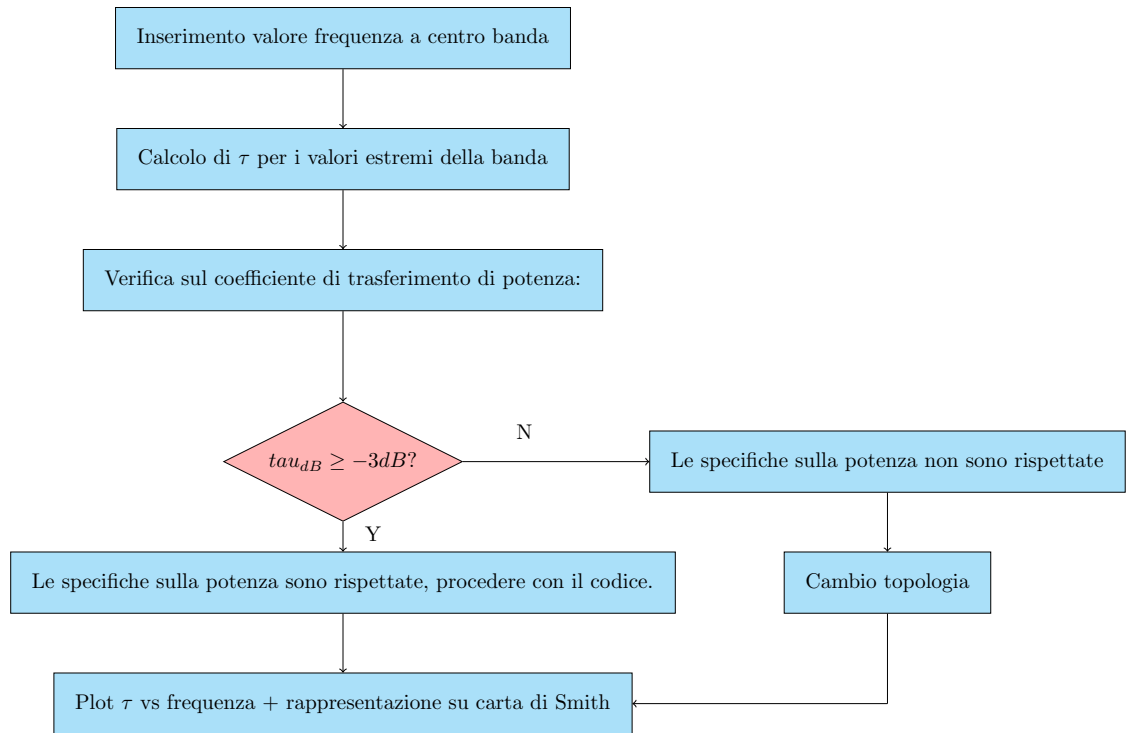


Figura 2.11: ASM chart riassuntivo, relativo alla verifica sul valore del coefficiente di trasferimento di potenza τ .

E' importante notare che i valori assunti dai risultati durante questa fase non sono quelli definitivi, in quanto potrebbero non essere fisicamente realizzabili utilizzando dei componenti discreti a montaggio superficiale, *SMD*. Viene richiesto all'utente l'inserimento di un *intervallo di ammissibilità* dei valori rispettivamente per induttori e condensatori, a seconda delle informazioni fornite dal produttore. In generale, per questa applicazione è stato indicato per gli induttori un intervallo pari a $[1; 10]$ nH, mentre per i conden-

satori $[0.1; 10]$ pF.

Se i valori dei componenti utilizzati nella topologia scelta inizialmente dall'algoritmo risultano fuori range si esegue una variazione della topologia, altrimenti si procede con quella attuale, figura 2.12.

In particolare, vengono valutate le 4 topologie restanti, quali L, T, Pi, più sezioni a LC dritto o rovesciato, esclusa ovviamente la topologia corrente.

Si verifica per ognuna delle topologie la validità dei valori assunti dai componenti, qualora venisse superata questa fase la topologia viene salvata come *valida*.

In seguito, analizzando le topologie valide disponibili, si possono verificare 3 situazioni differenti:

- Il numero delle topologie valide è pari a $N = 1$, pertanto la scelta risulterà unica e verrà utilizzata questa topologia durante la fase finale della progettazione;
- Il numero delle topologie valide è $N > 1$, quindi risultano esserci più scelte disponibili, ognuna delle quali soddisfa il criterio imposto sui range di ammissibilità dei valori. La scelta della topologia finale viene effettuata tra le topologie disponibili e in particolare si valuta quale tra queste risulta quella avente τ massimo, ovvero quello il cui valore a centro banda è prossimo a 0 dB;
- Il numero delle topologie valide è pari a $N = 0$, pertanto nessuna delle topologie disponibili ha riportato dei valori compresi negli intervalli indicati. Viene stampato un messaggio di **Warning** per richiamare l'attenzione dell'utente, segnalando il problema e successivamente viene proposta la topologia che presenta una valore di τ_{max} rispetto alle altre topologie. Si da inoltre, in questa fase, la possibilità all'utente di

scegliere, qualora non si volesse procedere con l'opzione presentata, selezionando da linea di comando un numero per ogni topologia. Si vuole ricordare che all'interno di questo script sono state utilizzate le lettere 'd' e 'D' per indicare i network con più sezioni LC identiche, rispettivamente ad *L dritto* (shunt-serie a partire dalla sezione di antenna) e *L rovesciato* (serie-shunt a partire dalla sezione di antenna).

I casi appena elencati vengono riportati in figura [2.13](#).

Vengono stampati su linea di comando gli elementi necessari per il network di adattamento, a partire dalla sezione di antenna verso il carico, comprensivi dei seguenti campi : valore, tipo e configurazione del componente. A questo punto, viene richiesto l'inserimento dall'utente dei valori che meglio approssimano i risultati, a seconda della disponibilità e della presenza dei componenti discreti sui cataloghi dei fornitori.

Viene ricalcolata nuovamente l'impedenza di ingresso del network che risulterà ovviamente diversa dal complesso coniugato dell'impedenza di antenna alla frequenza di progetto. Si sfruttano allora le tecniche esposte in [\[7\]](#) per il *component tuning*, ovvero, si ricerca numericamente quale dei componenti debba essere modificato in modo tale che l'impedenza ottenuta dal circuito a componenti discreti risulti prossima all'impedenza del *target*, ovvero al complesso coniugato dell'impedenza di antenna.

Questa fase è fondamentale soprattutto se precedentemente è stata scelta una topologia finale da un insieme in cui nessuna delle quali rientri all'interno dei range di valori fisicamente realizzabili, in quanto in questo modo si può nuovamente ottenere un network con valori dei componenti ammissibili. Dal momento che il numero di elementi, quindi di variabili, all'interno del circuito è contenuto, è stato preso in considerazione un elemento per volta

e variato entro i limiti indicati rispettivamente per gli induttori e i condensatori. Ovviamente, per ogni nuovo valore si avrà una j -esima impedenza associata, il quale viene salvata e utilizzato per rappresentare graficamente su Carta di Smith il percorso seguito dal punto rappresentate l'impedenza normalizzata in funzione dell' i -esimo elemento.

Successivamente si trova qual è l'elemento per cui la differenza tra l'impedenza complessa coniugata di antenna, indicata come $Z_{s,target}$ e l'impedenza ottenuta sostituendo il j -esimo valore $Z_{in_{i,j}}$, è minima. Idealmente, si dovrebbe ottenere che la curva relativa all'elemento selezionato congiunge i due punti $Z_{s,target}$ e $Z_{in_{i,j}}$, come riportato nell'esempio in figura 2.14, in generale comunque seguendo questo metodo la distanza risulterà minima.

Graficamente, si cerca di ottenere i due punti il più possibile sovrapposti.

Il procedimento è stato studiato come *iterativo* dal momento in cui è stata fatta l'ipotesi relativa al numero contenuto di componenti appartenenti al network. Pertanto il codice e il processo di ottimizzazione potrà essere ripetuto finchè l'impedenza di ingresso ottenuta con i componenti discreti non approssimi al meglio l'impedenza desiderata, figura 2.15.

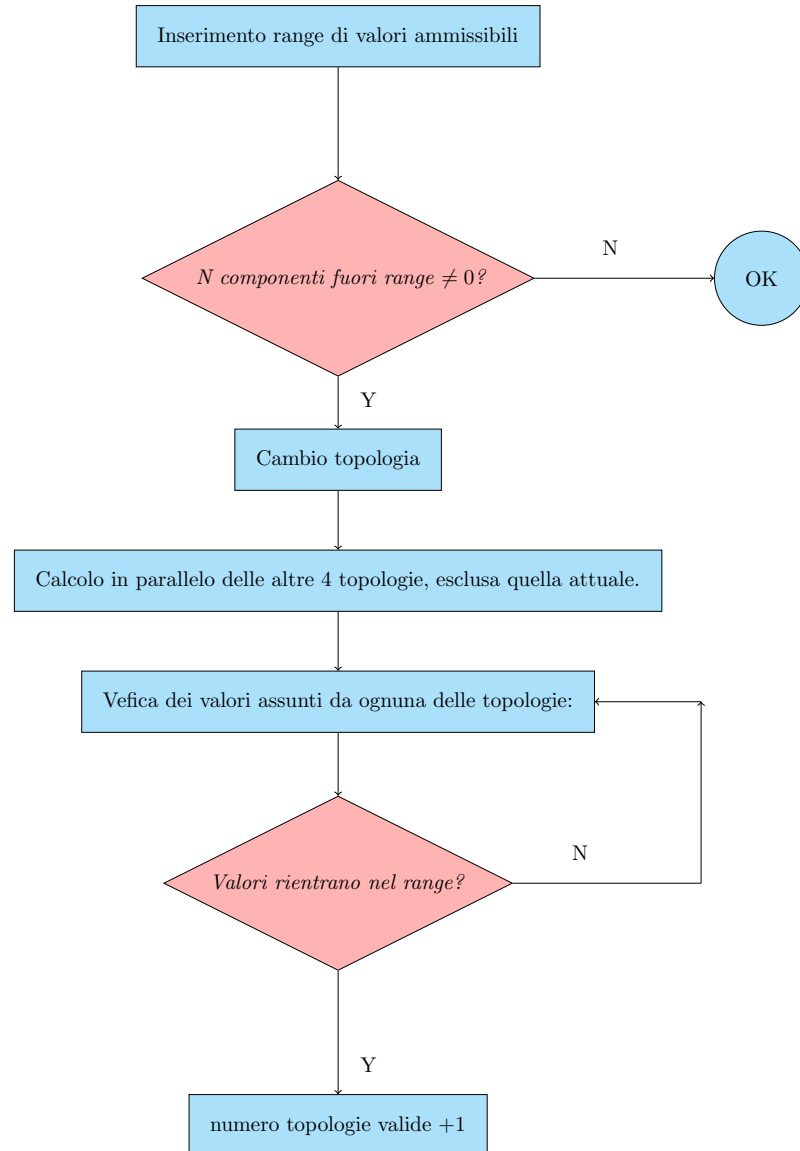


Figura 2.12: ASM chart riassuntivo, relativo alla verifica sul valore dei componenti discreti necessari rispetto ai range di ammissibilità. Se il numero N dei componenti fuori range è diverso da 0, si procede con una modifica alla topologia.

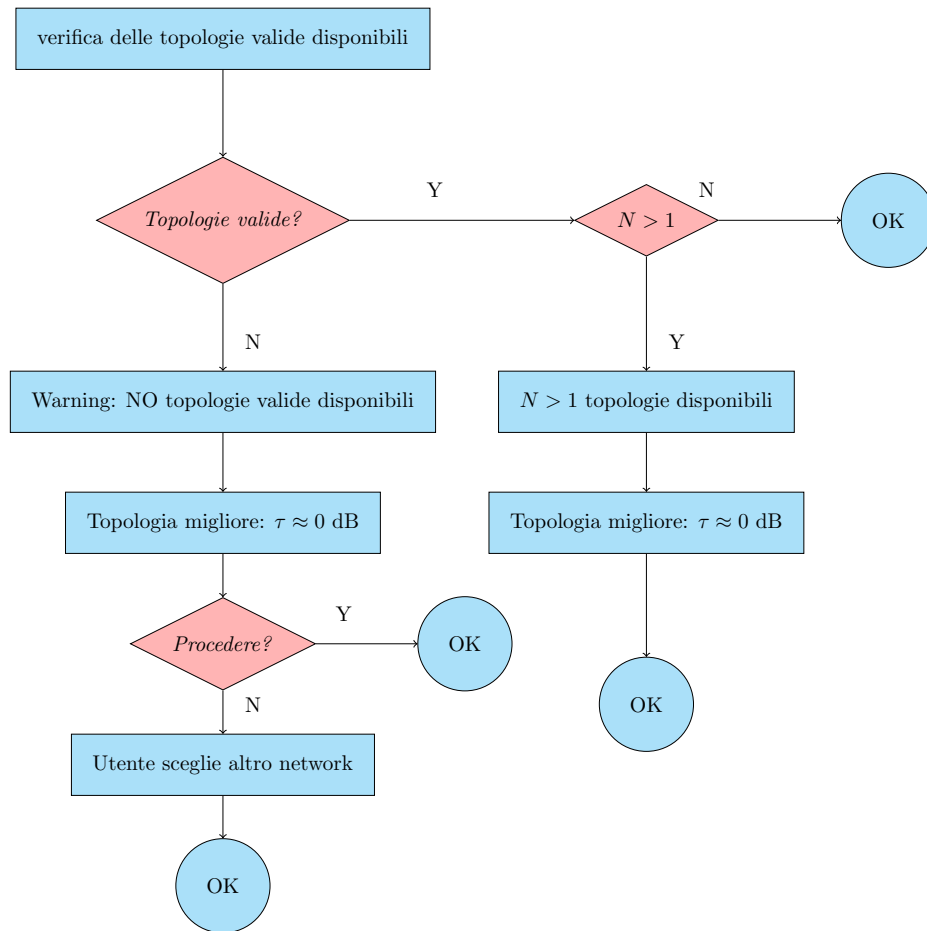


Figura 2.13: ASM chart riassuntivo, relativo alla parte di algoritmo utilizzato per la scelta della topologia finale tra le topologie valide disponibili.

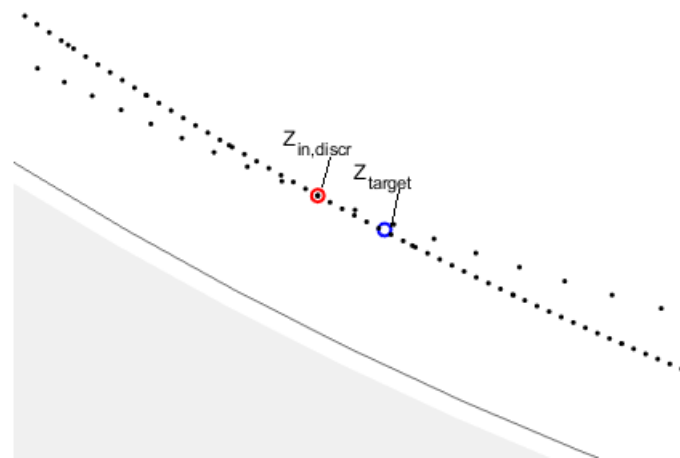


Figura 2.14: Rappresentazione su *Carta di Smith* delle curve relative all'impedenza di ingresso in funzione della variazione di uno solo dei componenti del circuito.

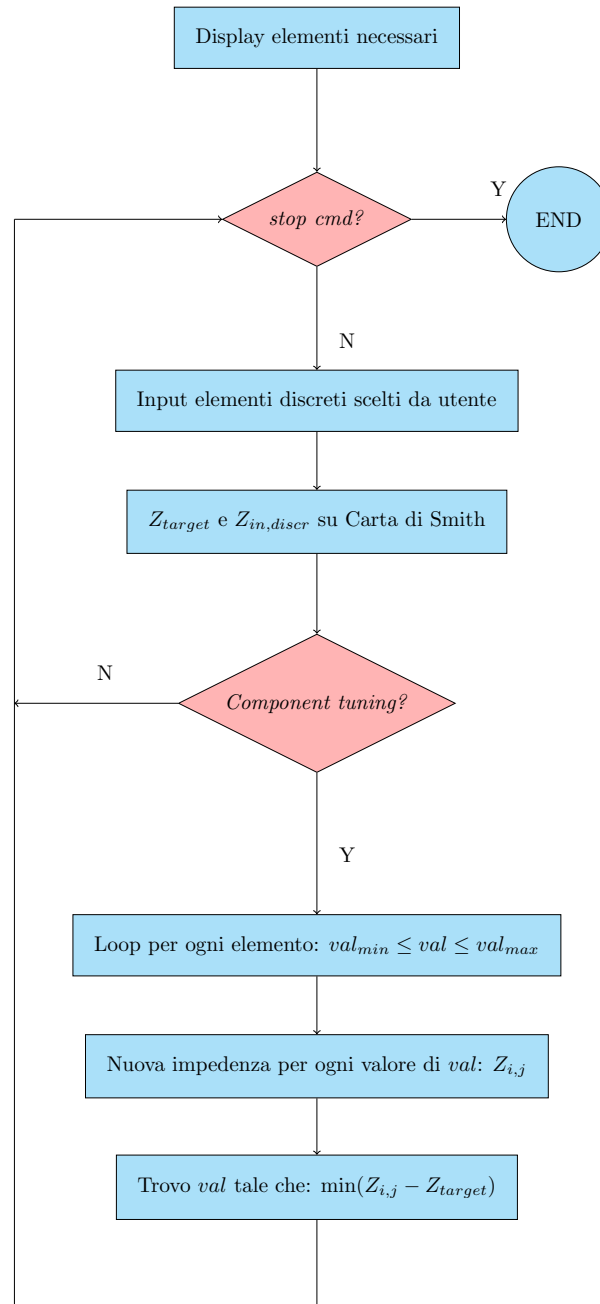


Figura 2.15: ASM chart riassuntivo, relativo alla parte di algoritmo per realizzare il *component tuning*, con val_{min} e val_{max} gli estremi dell'intervallo di ammissibilità di induttori e condensatori e *stop cmd* il comando che termina l'algoritmo.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Benouakta S., Koley S., Hutu F., Duroc Y., "*Considerations on the Equivalent Electric Models of a UHF RFID Helical Antenna Yarn*", 2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), 2019, pp.1-4, doi:10.1109/ISSCS.2019.8801787
- [2] Dobkin, Daniel M. (2007), "*The RF in RFID, passive UHF RFID in practice*", Elsevier, USA
- [3] Alien Technology - Tag products, <https://www.alientechnology.com/products/tags/>.
- [4] Texas Instruments-RFID products, <http://www.ti.com/wireless-connectivity/other-wireless-technologies/overview/nfc-rfid.html>.
- [5] Alien Technology - products, Integrated circuit - Higgs 4 , <https://www.alientechnology.com/products/ic/higgs-4/>, 2017/02/10.
- [6] Razavi B. (2012), "*RF Microelectronics, 2nd Edition*", PRENTICE HALL, USA.

- [7] Besser L., Glimore R. (2003), *"Practical RF circuit design for modern wireless syestems - Volume I, Passive circuits and systems"*, ARTECH, USA.
- [8] Bowick C., Blyler J., Ajluni C. (2008), *"RF Circuit Design, 2nd Edition"*, Newnes, USA.
- [9] GS1, EPCGlobal standards, *"UHF Frequency Regulations - overview of frequency allocations"* <https://www.gs1.org/standards/epc-rfid/uhf-air-interface-protocol>.
- [10] Caspers F., *RF Engineering Basic Concepts: The Smith Chart*, CERN, Geneva, Switzerland.
- [11] *MONZA R6 tag chip datasheet, IPJ-W1700*, <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202765328-Monza-R6-Product-Brief-Datasheet>, 2017.
- [12] Rao K. V. S., Nikitin P. V. and Lam S.F, *"Impedance matching concepts in RFID transponder design"* , 2005 Fourth IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies (AutoID'05), Everett, 2005, pp. 39-42. doi:10.1109/AUTOID.2005.35

LIST OF SYMBOLS

Il seguente elenco specifica alcune sigle utilizzate durante la stesura del documento:

ASK Amplitude shift keying;

EPC Electronic Product Code;

ETSI European Telecommunications Standards Institute;

FNBW First null beamwidth;

FSK Frequency shift keying;

GS1 Global standards one;

HF High frequency;

IF Intermediate frequency;

LF Low frequency;

LNA Low noise amplifier;

OSC Oscillator;

POR Power on reset;

RN16 Random Number on 16 bit;

RNG Random Number Generator;

SMD Surface mount device;

UHF Ultra high frequency;