UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI ROMA TOR VERGATA

Corso di dottorato di ricerca in
"Ingegneria delle Telecomunicazioni e Microelettronica"
XIX ciclo

TESI DI DOTTORATO

Realizzazione di un beamforming analogico per sistemi RFID

Piero Cambriani

Relatore: Prof. Marcello Salmeri

Anno Accademico 2006/2007

A mia figlia Francesca e mia moglie Gilda

Ringraziamenti

Per lo svolgimento di questa tesi ringrazio in modo particolare il Prof. Gian Carlo Cardarilli del Dipartimento di Ingegneria Elettronica che mi ha seguito e sostenuto, con i suoi preziosi suggerimenti, per tutto il periodo di lavoro; ringrazio il Prof. Marcello Salmeri del Dipartimento di Ingegneria Elettronica per la sua disponibilità, nonché mio relatore, e il Prof. Gaetano Marrocco del Dipartimento di di Informatica Sistemi e Produzione, per aver contribuito allo svolgimento del mio lavoro.

Indice

1 Introduzione ai sistemi RFID 5
2 Sistemi RFID 6
2.1 Classificazione dei sistemi RFID 7
2.2 Tecnologie di comunicazione 10
2.2.1 Accoppiamento induttivo 10
2.2.2 Accoppiamento elettromagnetico 15
2.3 Codifiche e modulazioni 24
2.3.1 Codifica Manchester 25
2.3.2 Pulse Pause coding 25
2.3.3 Miller 26
2.3.4 modulazione ASK (Amplitude Shift Keying) 26
2.3.5 Modulazione 2 FSK (Frequency shift Keying) 28
2.3.6 Modulazione 2 PSK (Phase Shift Keying) 29
2.4 Sistemi RFID LF 29
2.5 Sistemi RFID HF 30
2.6 Sistemi RFID UHF 31
2.7 Sistemi RFID SHF 33
3 Il Beamforming 34
3.1 Beamforming digitale 38
3.2 Beamforming analogico 40
4 Progetto beamforming analogico in ricezione per sistemi RFID UHF 42
4.1 Valutazione qualitativa della tensione indotta su un dipolo come antenna ricevente 46
4.2 Realizzazione circuitale 50
4.2.1 Voltage multiplier 55
4.2.2 Rete ritardatrice 58
4.2.3 Filtro passa basso 61
4.2.4 Rete anticipatrice 63
4.2.5 La simulazione 63
4.2.6 Consumo di potenza 68
4.3 Conclusioni 69

4.3.1 Caso λ/2 70
4.3.2 Caso λ/4 73
Appendice 75
BIBLIOGRAFIA 80

1 Introduzione ai sistemi RFID

In questi anni abbiamo assistito ad un notevole sviluppo della identificazione automatica degli oggetti. L'identificazione implica l'assegnazione di un'identità univoca ad un oggetto che consenta di distinguerlo in modo non ambiguo. Il fine principale di questa tecnologia, quindi, è quello di assumere informazioni su oggetti, animali o persone per mezzo di piccoli dispositivi associati ai medesimi. Uno dei sistemi di identificazione attualmente piú diffusi è senza dubbio l'etichetta barcode, questa può essere estremamente conveniente, ma ha alcuni punti deboli come la bassa capacità di memorizzazione dei dati e soprattutto il fatto che non può essere un elemento riprogrammabile. In molte applicazioni, quindi, la tecnica barcode risulta inadeguata. In genere, i codici a barre sono la soluzione migliore per raccogliere dati all'interno di processi altamente strutturati e ingegnerizzati, come per esempio quelli di magazzino. Con tutta probabilità, continueranno a esserlo per i prossimi cinque o sette anni. Questo ha spinto alla ricerca di sistemi alternativi che ovviassero i punti deboli del codice a barre citati precedentemente. La soluzione tecnicamente ottimale sarebbe memorizzare i dati su silicio. Questo è stato realizzato con le smart card (vedi la scheda telefonica intelligente, bancomat, ecc.), dispositivi elettronici che hanno un chip a bordo e sono basati, per il trasferimento dati, su un contatto di tipo meccanico. Anche in questo caso però, si ha poca flessibilità nell'uso dovendo per forza strisciare la smart card sul lettore, si va incontro ad usura dell'etichetta e comunque il contatto con il lettore per il trasferimento dei dati può essere un elemento molto vincolante. L'ideale quindi sarebbe l'uso di una tecnologia senza contatto, per il trasferimento dati con il lettore. Questo ha portato a sviluppare un sistema chiamato RFID (Radio Frequency IDentification). Essi sono ideali per la raccolta di informazioni legate a oggetti e persone in continuo movimento o facenti riferimento a processi che, difficilmente standardizzabili, risultano caotici e destrutturati. L'assunzione di informazioni è relativa ad operazioni di ricerca, identificazione, selezione, localizzazione spaziale e tracciamento. Le applicazioni che possono fornire tali sistemi è in continua espansione e possono essere diverse. Ad esempio nell'ambito della logistica. In questo caso la gestione degli approvvigionamenti e della produzione, l'analisi delle vendite e i servizi ai clienti sono quattro aree

strategiche per il settore manifatturiero in cui, non a caso, si vanno concentrando gli investimenti tecnologici delle imprese. Un impegno cospicuo sia in termini di risorse economiche sia di tempo, che punta all'ottimizzazione dei processi, alla piena operatività delle linee di produzione, al soddisfacimento delle richieste di mercato evitando sprechi di materiale e di ore lavorative.

Nell'ambito medicale di recente è stato messo a punto un chip impiantabile che misura automaticamente i livelli di glucosio nel sangue. Il sistema trasmette i dati a uno scanner senza fili. Tale chip sfrutta, appunto, la tecnologia RFID. Il monitoraggio costante dei livelli di glucosio è fondamentale per i pazienti diabetici e il metodo tradizionale, che consiste in ripetute punture sulle dita, è invasivo, doloroso e spesso poco accurato.

Tanti sono i settori d'interesse dove è possibile ed utile sfruttare la tecnologia RFID come nei trasporti pubblici, nell'ambito della sicurezza e nuove applicazioni si stanno concretizzando avendo la possibilità di integrare l'RFID con altri sistemi di comunicazione.

2 Sistemi RFID

Il sistema RFID è un sistema di comunicazione wireless costituito sostanzialmente da due oggetti reader e transponder o tag. Il reader una volta entrato nel range operativo rivela il transponder e lo interroga, il trasponder risponde trasmettendo al reader i dati contenuti nella sua memoria (Figura 1.1).

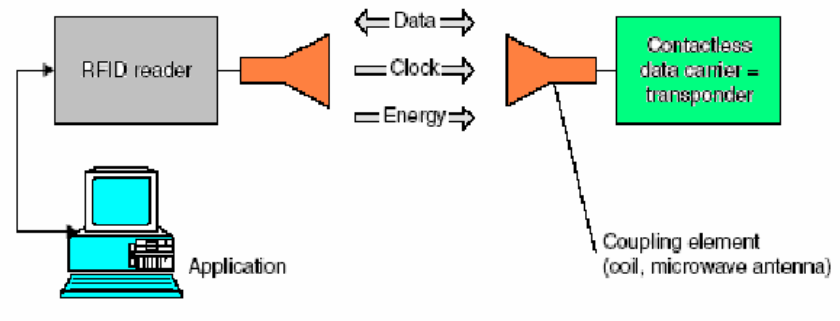


Figura 2.1

Il reader è formato da un modulo a radio frequenza, trasmettitore e ricevitore, una unità di controllo e un elemento che serve per la propagazione del segnale, che a

secondo del tipo di accoppiamento che si vuole realizzare con il transponder, in funzione della frequenza di lavoro, può essere un avvolgimento in filo di rame, piastre conduttrici o un antenna. La maggior parte dei reader hanno un interfacciamento seriale RS232 per comunicare i dati con altri sistemi. Il transponder è il componente che ci permette di identificare l'oggetto sul quale è applicato quest'ultimo. È costituito anch'esso da un elemento che serve per la propagazione del segnale, dello stesso tipo del reader ma di dimensioni molto ridotte in funzione del tipo di applicazione, ed un microchip contenente una memoria (EEPROM, FRAM o SRAM), un eventuale macchina a stati che gestisce l'indirizzamento e la logica di sicurezza dei dati, come le procedure di autenticazione, o una struttura ancora più complessa costituita anche da un microprocessore.

2.1 Classificazione dei sistemi RFID

Diversi sono i tipi di sistemi RFID che si trovano attualmente in commercio e la loro distinzione è fatta in base alle caratteristiche del dispositivo. La prima è la frequenza operativa. Quattro sono le bande di frequenze in cui operano i sistemi RFID, come mostra la figura sottostante, e sono:

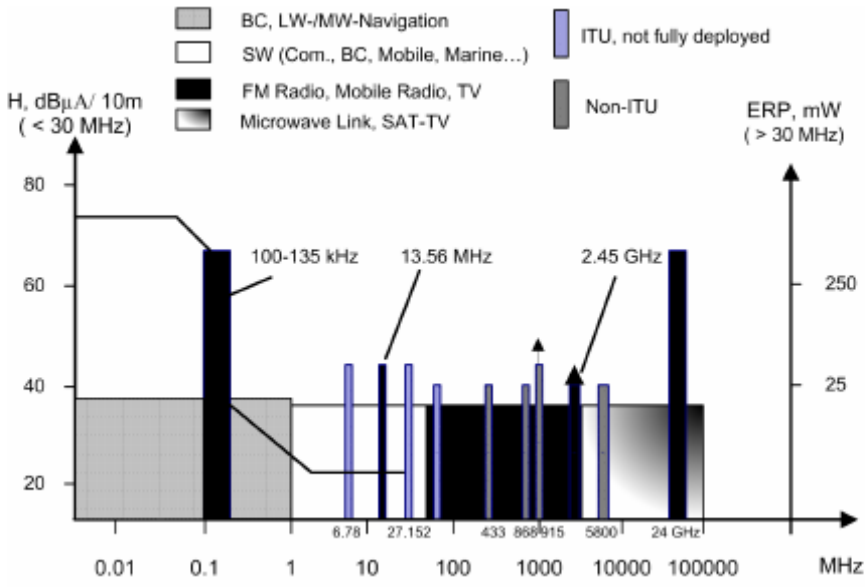


Figura 2.2

- **LF** (Low Frequencies) 120÷145 KHz

- **HF** (High Frequencies) 13.56 MHz
- **UHF** (Ultra High Frequencies) 865÷870 MHz in Europa, 902÷928 MHz in America e 950 MHz in Asia
- **SHF** (Super High Frequencies) 2.45 GHz.

La seconda distinzione può essere fatta in base ai tipi di tag. Essi possono essere di tre specie:

- **Attivi** forniti di una propria batteria che solitamente serve per alimentare tutta la circuiteria compreso il ricetrasmettitore di bordo, analogo a quello del reader;
- **Semi-passivi** dotati di batteria utilizzata solo per alimentare la memoria di bordo o apparati ausiliari, come i sensori, ma non per alimentare il trasmettitore;
- **Passivi** se l'alimentazione per il funzionamento di tutte le parti del tag è presa totalmente dall'energia trasmessa dal reader, senza alcun tipo di batteria a bordo.

A loro volta ogni tag può essere distinto in base alla seguente caratteristica:

- **Read only**, cioè i dati nella memoria del tag vengono scritti una sola volta e non possono essere cambiati se non cambiando il tag stesso.
- **Read and write**, in questo caso il reader può trasmettere i dati e scriverli nella memoria del tag, ovviamente più costosi dei read only.

Una terza distinzione può essere fatta in base alla capacità di memoria ed al tipo di memoria a bordo se EEPROM o RAM. Tipicamente la prima ha una capacità che va dai 16 bytes a 8 Kbytes, mentre la seconda va dai 256 bytes ai 64 Kbytes che però necessitano di una batteria a bordo. Nel seguente grafico, figura 2.3, viene mostrata una comparazione tra dimensioni di memoria e funzionalità del tag.

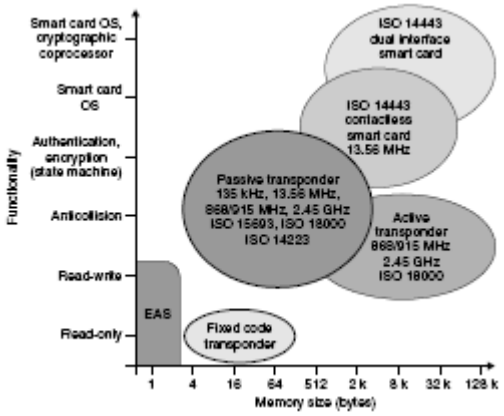


Figura 2.3

Una quarta classificazione, che è anche una diretta conseguenza della frequenza operativa usata dal sistema, è il range d'azione. Questo significa selezionare il tipo di RFID in base alla massima distanza in cui è possibile instaurare una comunicazione tra reader e tag per la trasmissione dei dati.

La comunicazione tra reader e tag può essere half-duplex o full-duplex. Nel primo caso (HDX), il trasferimento dei dati da tag a reader è alternata con i dati trasferiti da reader a tag, cioè abbiamo bisogno di un canale per la trasmissione ed uno per la ricezione. Quando il reader trasmette il tag può solo ricevere, viceversa quando trasmette il tag il reader riceve solamente. Questo tipo di comunicazione è spesso usato a frequenze inferiori a 30 MHz con la procedura di modulazione del carico con o senza sottoportante, poiché coinvolge circuiti molto semplici. Nel caso del full-duplex (FDX), abbiamo un solo canale per la ricezione e la trasmissione e sia il reader che il tag possono trasmettere contemporaneamente. Questo concerne una procedura nel quale il dato è trasmesso dal tag ad una frazione della frequenza portante del reader, cioè una subarmonica od una armonica completamente indipendente. Comunque entrambe le procedure hanno in comune il fatto il trasferimento di energia da reader a tag è continua, cioè è indipendente dalla direzione del flusso dati. Mentre in sistemi sequenziali (SEQ), il trasferimento di energia da tag a reader avviene solo per un periodo limitato di tempo ed il trasferimento dati da tag a reader avviene tra le pause dell'energia fornita al tag. Nella figura qui sotto è indicato il timing delle tre procedure.

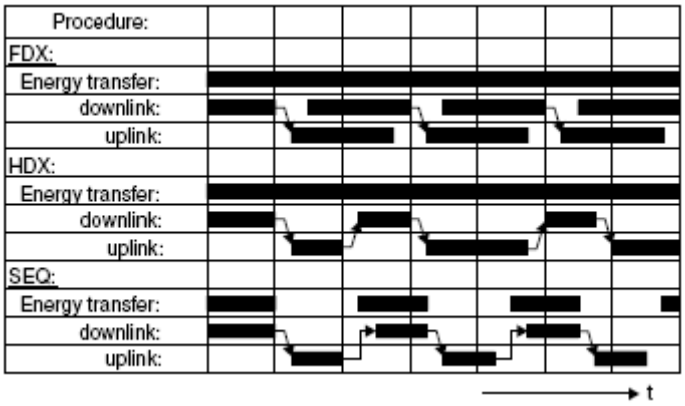


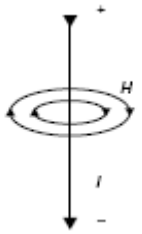
Figura 2.4

2.2 Tecnologie di comunicazione

Il tipo di tecnologia usata per la comunicazione tra reader e tag è quella che sostanzialmente classifica i tag passivi, semipassivi o attivi poiché ne determina il campo d'azione e quindi il loro utilizzo in base alle esigenze del progetto. Due sono le tecnologie usate: accoppiamento induttivi ed accoppiamento elettromagnetico.

2.2.1 Accoppiamento induttivo

L'accoppiamento induttivo si basa sul fenomeno dell'induzione elettromagnetica. Questa tecnologia di comunicazione è usata per per le bande LF (λ≤2400 m) ed HF (λ=22.1 m). Qui siamo in una situazione i cui la distanza tra reader e tag è molto inferiore alle relative lunghezze d'onda. Siamo nella regione del cosiddetto campo vicino dell'onda elettromagnetica dove siamo in presenza sostanzialmente del solo campo magnetico. Sappiamo che un circuito percorso da corrente crea un campo magnetico che obbedisce alla legge di Ampere, considerando un mezzo lineare isotropo ed omogeneo, ricavata sperimentalmente ed ha la seguente espressione:



$$H(r) = \int \frac{I(r) \cdot \overline{dl} \times \overline{r}}{4\pi \cdot |r|^3}$$

Figura 2.5

dove r rappresenta la distanza tra l'elemento dl del circuito in cui scorre corrente ed il punto dove si vuole calcolare il campo magnetico. Se la corrente è variabile si crea un campo magnetico variabile ed un conduttore posto nelle vicinanze del circuito viene investito da tale campo magnetico che a sua volta induce nel conduttore una corrente elettrica variabile. Per la precisione induce una forza elettromotrice, la quale causa corrente solo se il conduttore indotto viene chiuso

per formare un circuito. il valore di questa *f.e.m.* obbedisce alla legge di Faraday e vale:

$$f.e.m = -\frac{\partial \phi(\overline{B})}{\partial t}$$

Tale legge, scoperta sperimentalmente, dice che qualora il flusso concatenato con un circuito vari, per una qualsiasi ragione, si induce in quel circuito una tensione proporzionale al tasso di variazione di tale flusso.

Quello che a noi interessa è il flusso concatenato del campo magnetico prodotto dal circuito percorso da corrente. Tale flusso è dato da:

$$\phi(\overline{H}) = \int_S (\overline{H} \cdot \overline{n}) dS$$

introducendo la legge d'Ampere si ha:

$$\phi(\overline{H}) = \int_S \frac{I \cdot (\overline{dl} \times \overline{r})}{4\pi \cdot r^3} \cdot dS = \overline{B} \cdot \overline{S}$$

dove B è il vettore induzione magnetica ed S la superficie sulla quale si calcola il flusso.

Nei sistemi RFID ad accoppiamento induttivo si sfruttano proprio queste leggi e l'accoppiamento avviene per mezzo di spire, ossia avvolgimenti di filo conduttore, sostanzialmente circolari o bobine. Quindi sia reader che il tag in questo caso sono muniti di bobine con una certa induttanza, che determinerà la frequenza di risonanza dei rispettivi circuiti, per realizzare l'accoppiamento quando queste ultime sono avvicinate tra loro. In questo caso siamo in presenza di un conduttore avvolto N volte per formare una bobina con determinate caratteristiche e la legge di Faraday risulterà in questo caso pari a:

$$f.e.m = -N\frac{\partial \phi(\overline{B})}{\partial t}$$

La presenza di due bobine, che creano un campo magnetico, causano due fenomeni:

- l'auto-induttanza, ossia la variazione del flusso magnetico induce una tensione nello stesso conduttore;
- La muta-induttanza, ossia la variazione del flusso magnetico induce una tensione nel conduttore adiacente ed entrambe i circuiti sono accoppiati dalla mutua-induttanza, ossia dall'influenza reciproca dovuta alle tensioni che l'uno induce sull'altro e viceversa dovuto al flusso concatenato.

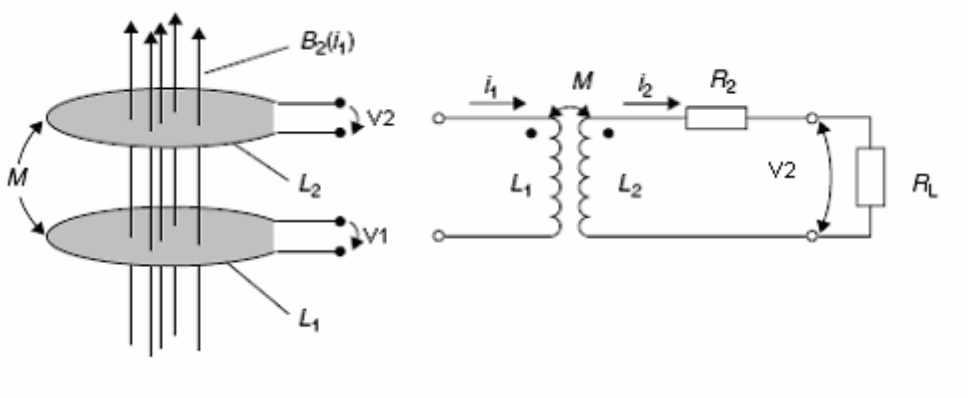


Figura 2.6

La situazione è quella della Figura2.6, in cui abbiamo riportato anche il circuito equivalente sostanzialmente analogo a quello di un trasformatore[1].

il valore della tensione V_2 sarà data dalla seguente espressione che tiene conto dell'influenza reciproca dei due circuiti:

$$V_2 = M_{12}\frac{di_1}{dt} - L_2\frac{di_2}{dt} - R_2 i_2$$

I sistemi RFID che utilizzano questo tipo di accoppiamento sono quelli che hanno i tag passivi o semipassivi, quindi la tensione indotta V_2 sulla bobina del tag è sfruttata per alimentare tutta o parte della circuiteria dello stesso. Per migliorare l'efficienza del trasferimento di energia trasmessa dal reader al tag oltre alla bobina si aggiunge una capacità in entrambe i dispositivi del sistema RFID. Questo permette di massimizzare l'efficienza e non disperdere potenza in trasmissione lavorando alla frequenza di risonanza del circuito che sarà un risonante serie o parallelo. Nel caso serie ad esempio il circuito equivalente è il seguente:

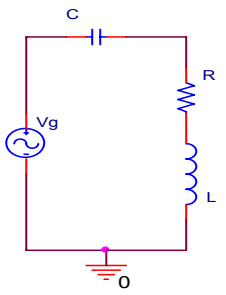


Figura 2.7

Sappiamo che alla risonanza il circuito è come se fosse resistivo poiché l'energia che viene accumulata dall'induttanza e dalla capacità, si compensano. Scriviamo l'equazione del circuito risonante serie:

$$I = \frac{V}{(R + \frac{1}{sC} + sL)} =$$

$$= \frac{sCV}{1 + sRC + s^2 LC} =$$

Siccome si opera con correnti e tensioni sinusoidali a regime, possiamo sostituire s=jω ottenendo:

$$= \frac{j\omega CV}{-\omega^2 LC + j\omega RC + 1}$$

alla risonanza, ossia alla frequenza per cui si annulla la parte immaginaria dell'espressione precedente si ha:

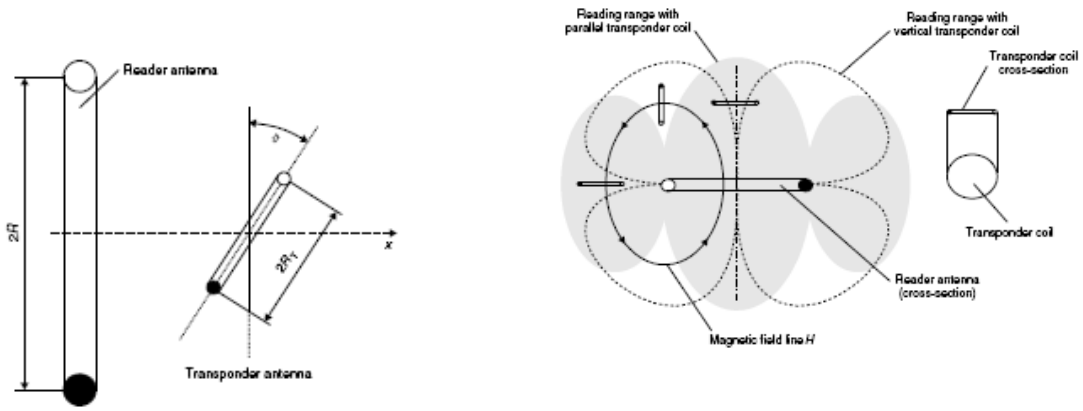
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$$

ottenendo:

$$I = \frac{V}{R}$$

quindi si ottiene in questo modo il massimo della corrente che scorre nella bobina e quindi anche il massimo del campo magnetico prodotto. È anche chiaro che l'accoppiamento dipende dalla distanza tra le bobine e da come sono posizionate le rispettive bobine, del reader e del tag. Infatti dalle leggi fisiche l'andamento del campo magnetico in funzione della distanza va come $1/r^3$. Per quanto riguarda

l'angolazione da questa dipende il massimo concatenamento del flusso del campo magnetico ovvero la massima tensione indotta. Quindi V_2 dipende dall'angolo che l'antenna del tag forma con quella del reader come mostrato nella figura.



$$V_2(\theta)=V_2\cos(\theta)$$

Figura 2.8

Angolo e distanza tra i due avvolgimenti determinano il coefficiente di accoppiamento K che ha valori compresi tra zero e uno. La situazione ottima è quella data da $\theta=0$ e $X=0$ ossia quella di massima tensione indotta sul tag, in questo caso il coefficiente di accoppiamento K vale 1.

Nell'accoppiamento induttivo la procedura di trasmissione dati più comune tra reader e tag è quella chiamata load modulation. Accenno brevemente come funziona questa tecnica. Permette di variare i parametri del circuito risonante del tag per mezzo dei dati da trasmettere al reader. Sostanzialmente si modula l'impedenza del circuito, quindi facendo variare o l'ampiezza o la fase, con i dati. Ovviamente i parametri che 1possono essere variati nel circuito risonante sono la resistenza e la capacità. Due sono quindi i modi in cui possono essere alterati i dati da trasmettere o variando la resistenza di carico (ohmic load modulation) quindi l'ampiezza del segnale o la capacità in parallelo (capacitive load modulation) quindi la fase del segnale. Il reader avrà a bordo, quindi una circuiteria adatta per riconoscere i due tipi di variazione del segnale associata al dato trasmesso per la sua ricostruzione.

Per quanto riguarda l'alimentazione del tag abbiamo detto che questa viene fornita dal campo magnetico prodotto dal reader. Il circuito preposto a questo compito, nei tag, è un raddrizzatore ed un limitatore di tensione. Alla risonanza infatti le tensioni indotte raggiungono valori di centinaia di Volt, ed il circuito per avere la giusta tensione di alimentazione per il resto dei dispositivi costituenti il tag, è formato semplicemente da un diodo ed un condensatore come mostra la figura sottostante, i quali rettificano la tensione indotta sinusoidale.

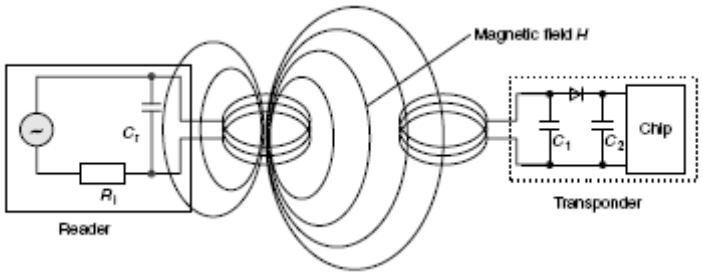


Figura 2.9

2.2.2 Accoppiamento elettromagnetico

Tale tecnologia basa la trasmissione dei dati per mezzo della propagazione delle onde elettromagnetiche. Questa tecnica è utilizzata per sistemi RFID nelle bande di frequenze UHF e SHF.

Abbiamo già accennato precedentemente come un campo magnetico variabile crei un campo elettrico variabile e viceversa secondo quanto descritto dalle equazioni di Maxwell. Questo duplice effetto crea la propagazione delle onde elettromagnetiche il quale, come, sappiamo hanno une velocità di propagazione finita data dalla velocità della luce (c≈300000 Km/s). In questo caso l'elemento di propagazione è un antenna a dipolo le cui dimensioni devono essere paragonabili con la lunghezza d'onda della frequenza operativa. Il dipolo è in generale costituito da un fili conduttore di lunghezza opportuna. Sappiamo, infatti, che i fili conduttori hanno la caratteristica di avere cariche libere al loro interno ed il movimento di cariche creano quindi una corrente. Supponiamo di avere una densità di carica di volume q_v, uniformemente distribuita iu un filo circolare di materiale conduttore di sezione A e volume V. Inoltre ipotizziamo che la totale carica, all'interno del volume, si muova in direzione z, in un sistema di riferimento come quello di figura 2.10, con velocità uniforme v_z. Possiamo scrivere per la densità di corrente:

$$J_z = q_v v_z$$

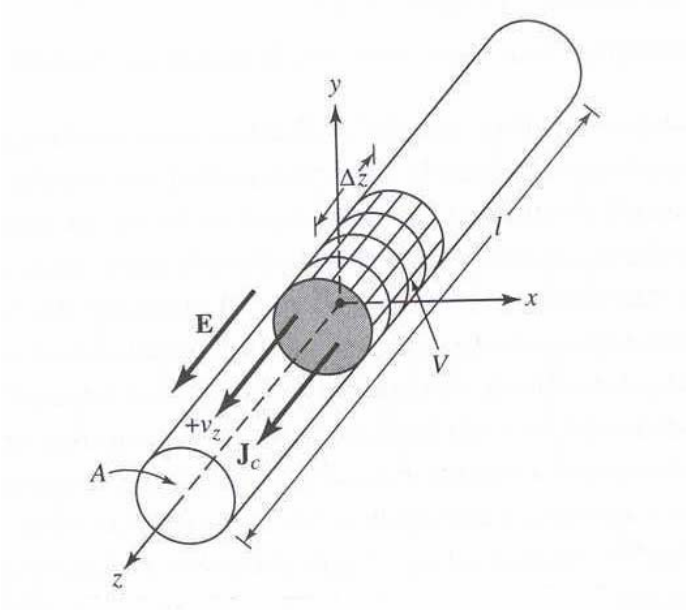


Figura 2.10

Se il filo è molto sottile la corrente nel filo può essere data da[9]:

$$I_z = q_l v_z$$

e la corrente è tempo varante, possiamo ancora scrivere:

$$\frac{dI_z}{dt} = l \cdot q_l \cdot \frac{dv_z}{dt} = l \cdot q_l \cdot a_z$$

dove a_z è l'accelerazione della carica in questione ed l è la lunghezza del filo. Quindi per creare una radiazione ci deve essere una corrente che varia nel tempo oppure una accelerazione di carica. Per creare ciò il filo deve essere curvato, piegato terminato o troncato. Accelerazioni o decelerazioni periodiche della carica o correnti tempo-varianti, si formano anche quando la carica oscilla con movimento armonico nel tempo.

La creazione del campo elettromagnetico sull'antenna a dipolo è illustrato nelle figura 2.11, sottostante.

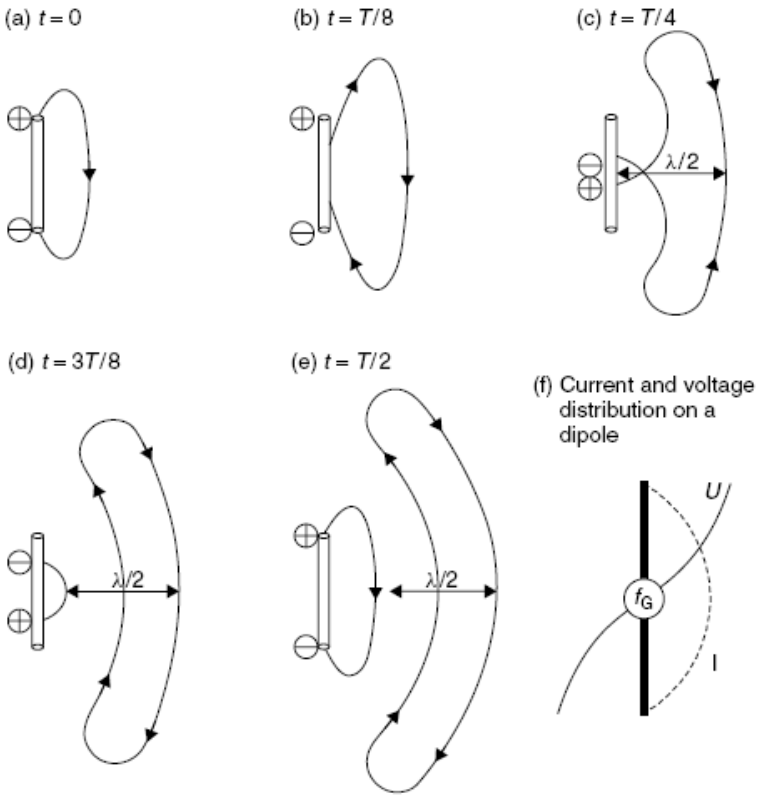


Figura 2.11

Un tale elemento radiante emetterà un'onda elettromagnetica, misurata in un punto lontano, che risulterà essere la somma delle radiazioni provenienti da ogni singola parte del filo. Infatti ogni singola parte irradia nello spazio libero onde che viaggiano con ampiezze e fasi differenti. In alcune direzioni queste onde si sommano costruttivamente dando luogo ad un guadagno, essendosi l'onda rafforzata rispetto al punto di partenza, in altre sono sommano distruttivamente creando zone in cui la radiazione non esiste.

Se la lunghezza dell'antenna è molto maggiore di λ, l'effetto dell'interferenza distruttiva che si crea dovuta al contributo di ogni singola parte dell'antenna è importante aumentando di molto il guadagno in alcune direzioni ma avendo anche ampie aree dove non c'e radiazione, come mostra il diagramma di antenna di *Fig.2* riguardante un dipolo la cui lunghezza è $d=125\lambda$.

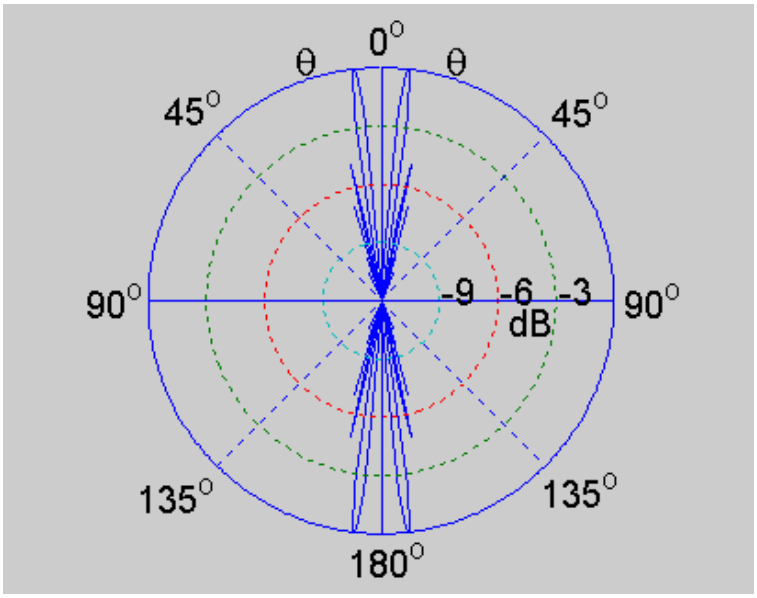


Figura 2.12

Mentre un dipolo di lunghezza $d=\lambda/2$, figura 2.13 la radiazione investe aree molto ampie che determinano il suo raggio d'azione.

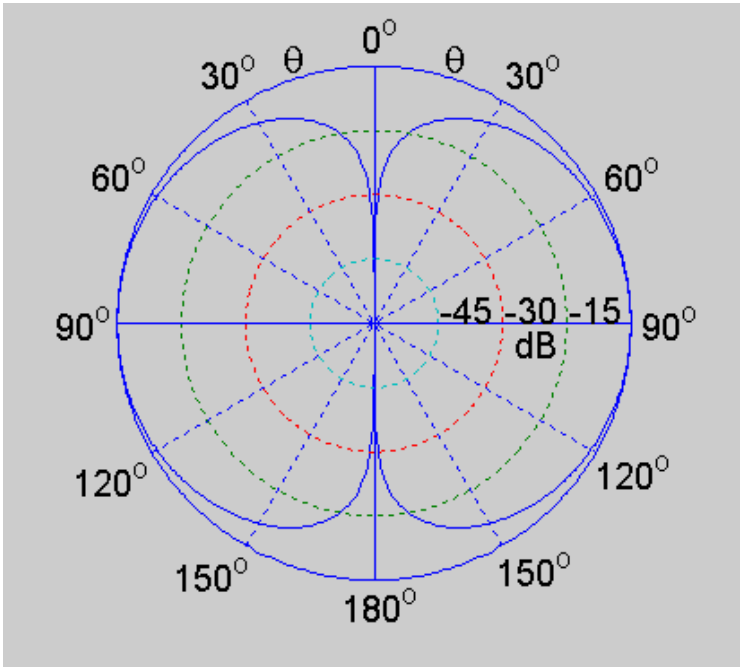


Figura 2.13

Per quanto riguarda un sistema ricevente, quando la tensione applicata nasce dal campo di un'antenna remota tale tensione dipende in modo specifico dalla forma del circuito e può essere diversa a seconda della grandezza, orientazione e

posizione dello stesso. Quindi un elemento ricevente le cui dimensioni sono grandi rispetto alla lunghezza d'onda, può perdere energia dato che i campi indotti da correnti e cariche sinusoidali possono risultare sfasati rispetto alla sorgente. Un elemento che deve assolvere il compito di antenna ricevente, nel caso di un dipolo oscillante, deve essere anch'esso di dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda.

Le espressioni con cui vengono calcolati i campi elettromagnetici del dipolo, nel caso in questione, sono quelle di campo lontano. Ossia in quella zona in cui, se *d*

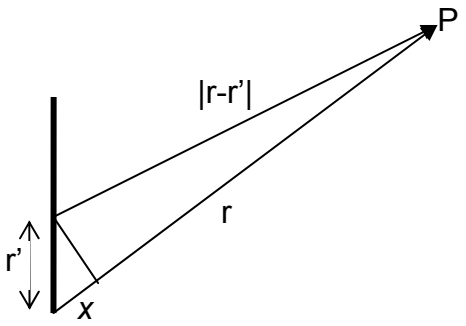


Figura 2.14

è la lunghezza del dipolo, *r(P)>>d/2=r'* ed ancora *r>>r'*, ne consegue che possiamo scrivere:

$$| r - r' | \cong r + x \cong r$$

essendo

$$r >> x$$

in questo caso le equazioni che governano i campi sono semplificate ed assumono le seguenti espressioni

$$H_\varphi = \frac{jk_0 \cdot I_z \cdot d}{4\pi \cdot r} \cdot e^{-jkr} \sin\theta$$

$$E_\theta = \frac{j30 \cdot k_0 \cdot I_z \cdot d}{r} \cdot e^{-jkr} \sin\theta$$

$$\eta = \frac{E_\theta}{H_\varphi} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\Omega$$

A grande distanza, ogni porzione di superficie dell'onda sferica può essere assimilata ad un'onda piana, per cui il campo deve presentare le caratteristiche tipiche delle onde piane uniformi. I campi E_θ ed H_φ sono in fase tra loro, il loro rapporto vale η, e sono a loro volta ortogonali rispetto alla direzione di propagazione. Quindi il vettore di *poynting* è diretto radialmente.
Si può passare all'espressione della potenza, calcolata ad una determinata distanza dal dipolo elementare, che rispetti le approssimazioni fatte, tramite il flusso del vettore di Poynting su una sfera di raggio r, che avrà la seguente espressione:

$$P = R_e\left[\frac{1}{2}\cdot\int_S \overline{E}\times\overline{H}^{*}\cdot z_0\cdot ds\right] = \frac{1}{2}\oint E_\theta\cdot H_\varphi\cdot\sin(90)\cdot ds =$$
$$= \frac{1}{2}\int_0^\pi E_\theta\cdot H_\varphi\cdot 2\pi\cdot r^2\cdot\sin\theta\cdot d\theta = \frac{\eta k^2 {I_z}^2 d^2}{16\pi}\cdot\int_0^\pi \sin^3\theta\cdot d\theta =$$
$$= 40\pi^2 {I_z}^2\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2$$

dove z_0 è il versore della direzione di propagazione dell'onda e I_z è il valore massimo della corrente con cui è alimentato il dipolo. Si può definire una *resistenza di radiazione* come la resistenza che da luogo ad una dissipazione di potenza uguale a quella irradiata, a pari corrente di sorgente, ed è data dall'espressione:

$$R_r = \frac{2\cdot P}{{I_z}^2} = 80\pi^2\cdot\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2$$

In tutti questi calcoli si è trascurata la sezione del dipolo, cioè il diametro del conduttore che costituisce l'antenna, avendo preso in considerazione, appunto, il dipolo elementare ossia raggio tendente a zero.
Per quanto riguarda il guadagno di una antenna esso viene calcolato rispetto all'antenna isotropica, ossia quella che irradia il campo elettromagnetico uniformemente in tutte le direzioni. La potenza irradiata è data da:

$$P = \int_S D\cdot dS = [watt]$$

ossia densità di potenza per la superficie. Per una antenna isotropica abbiamo che

$$P_{is}=D_{is}\cdot 4\pi\cdot r^2 =D_{is0}\cdot 4\pi)$$

Mentre per un elemento d'antenna lineare infinitesimo si ha:

$$P_d = \int_0^{2\pi} d\varphi \cdot \int_0^{\pi} D_d \cdot r^2 \cdot sen\theta \cdot d\theta = \frac{8}{3}\cdot \pi \cdot D_{dm}$$

dove

$$D_d = \frac{|E|^2}{2\cdot\eta} = \frac{\left(30\cdot k_0 \cdot |I_z| \cdot d \cdot \sin\theta\right)^2}{2\cdot\eta\cdot r^2} = D_{dm}\cdot sen^2\theta$$

uguagliando le (38) e (39), ossia le rispettive potenze otteniamo:

$$G = \frac{D_{dm}}{D_{is0}} = 1.5$$

D_{dm}=densità massima di radiazione

D_{is0}=densità di radiazione della sorgente

Data un'antenna reale, con un determinato guadagno *G*, possiamo scrivere per la potenza irradiata ad una distanza *r* la seguente espressione:

$$P = \frac{1}{G} 4\cdot\pi\cdot r^2 \frac{|E|^2}{2\cdot\eta} = \frac{4\cdot\pi\cdot r^2}{G}\cdot D$$

Per una antenna ricevente ri può dimostrare, facendo i calcoli dei campi irradiati tra coppie di antenne *RX* e *TX*, che per una qualsiasi antenna ricevente vale la seguente espressione:

$$\frac{|I_r| \cdot |Z_{tot}|}{E_r \cdot \sqrt{R_A \cdot G_r}} = \text{costante}$$

I_r: la corrente sul carico dell'antenna

Z_{tot}: l'impedenza Z_L+Z_A, in cui Z_L è l'impedenza di carico (dell'utilizzatore) dell'antenna ricevente e Z_A l'impedenza d'ingresso dell'antenna ricevente considerata come trasmittente;

E_r: campo elettrico nelle vicinanze dell'antenna ricevente;

G_r: guadagno dell'antenna;

La relazione scritta è una costante caratteristica dell'antenna ricevente, il cui numeratore rappresenta la *f.e.m.* indotta nel centro di essa.
Ricavando la corrente indotta sull'antenna ricevente si ha:

$$I_r = \frac{|V_r|}{|Z_L + Z_A|}$$

tale relazione stabilisce il rapporto tra intensità della corrente che circola su Z_L e l'intensità del campo elettrico vicino all'antenna ricevente le cui caratteristiche sono considerate però come trasmittente. Dove Z_A, come già detto, è l'impedenza d'ingresso dell'antenna considerata come trasmittente la cui parte reale è la resistenza di radiazione, Z_L l'impedenza di carico dell'antenna ricevente. Quindi il circuito equivalente di un'antenna ricevente può essere schematizzato come in figura 2.16.

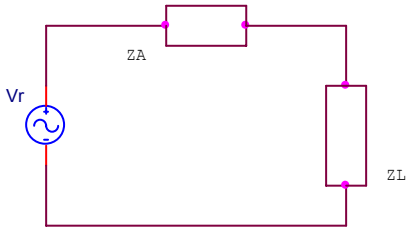


Figura 2.16

La potenza captata dall'antenna è uguale a quella dissipata sulle componenti resistite delle impedenze Z_L e Z_A, solo la porzione consumata sulla resistenza R_L, del carico, costituisce la potenza utile ricevuta.

Osserviamo ancora che il comportamento dell'antenna, dal punto di vista delle distribuzioni delle correnti, è differente se è usata per la trasmissione o per la ricezione. Infatti nel primo caso la tensione viene applicata al centro in un solo punto, mentre nel caso dell'antenna ricevente, come detto precedentemente, le *f.e.m.* agiscono su tutti i punti dell'antenna quindi le distribuzioni delle correnti sulle antenne *TX* ed *RX* sono diverse.

Nei sistemi RFID operanti con questa tecnologia e soprattutto nei tag passivi l'antenna, cioè il dipolo, e dello stesso e del reader, gioca un ruolo molto importante. Le antenne infatti sono la fonte primaria di energia ed i problemi di orientamento e di polarizzaizione influiscono significativamente sulle prestazioni. È chiaro che il collocamento del tag che non tiene conto della polarizzazione del campo generato dal reader provoca significative riduzioni nella distanza operativa.

La comunicazione tra reader e tag avviene per mezzo del fenomeno di backscatter, ossia sulla parte dell'onda riflessa dall'antenna del tag, la quale viene modulata dai dati da trasmettere al reader, relativamente all'oggetto da identificare. Nella figura viene illustrato come funziona tale fenomeno e come viene modulato il segnale riflesso.

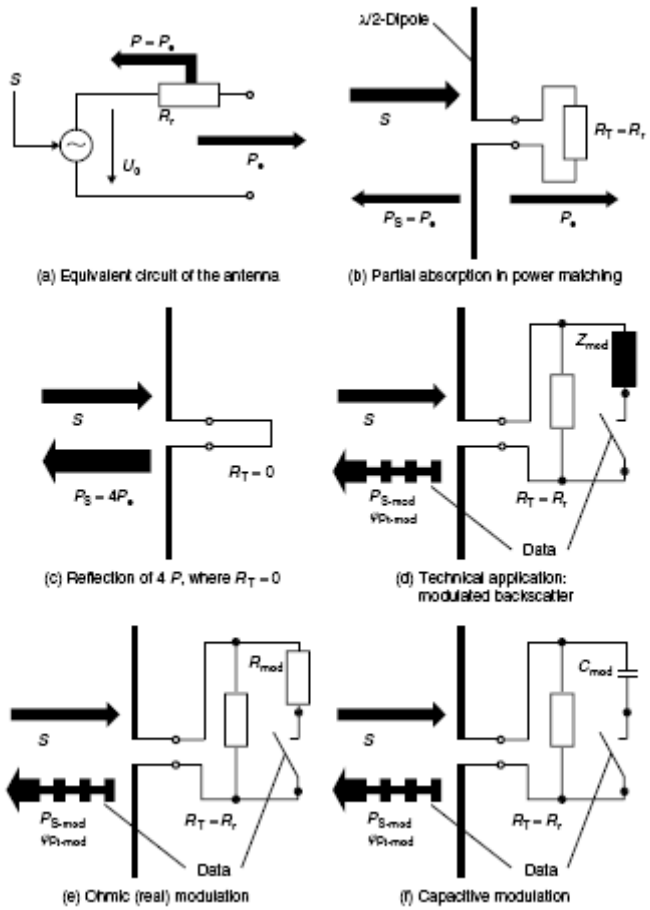


Figura 2.17

2.3 Codifiche e modulazioni

In generale il trasferimento dati tra reader e tag avviene in modo simile a quello di un sistema di comunicazione digitale rappresentato nello schema a blocchi mostrato qui sotto.

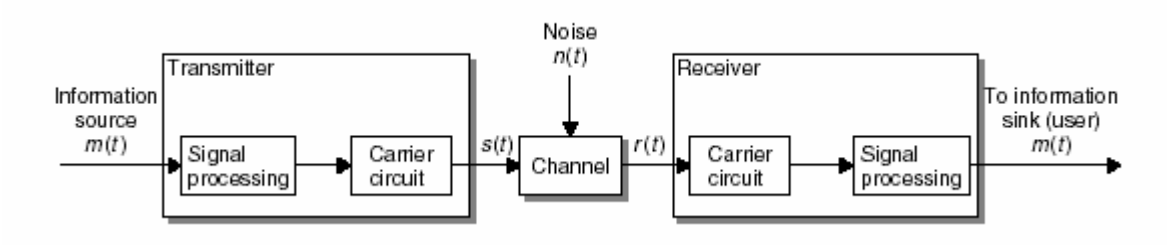


Figura 2.18

Nel caso dei sistemi RFID il trasmettitore è il reader nel quale c'è una circuiteria per il processamento del segnale, come la loro codifica per la protezione contro

interferenze collisioni o modifiche intenzionali, un modulatore che genera la portante del segnale e poi il mezzo di trasmissione dei dati, cioè il canale di comunicazione. I dati raggiungono quindi il ricevitore che nel nostro caso è il tag, anch'esso munito di un circuito di demodulazione per riportare il segnale in banda base ed uno per il processamento dati ovvero la loro decodifica.
Diverse sono le codifiche implementabili ed i tipi di modulazione, ne citerò di seguito le più utilizzate.

2.3.1 Codifica Manchester

Ogni bit viene segnalato da una transizione e lo zero è rappresentato dalla transizione positiva. Questo tipo di codifica è spesso usata per la trasmissione dati basata su load modulation con l'uso di una sottoportante. Questa codifica fornisce inoltre un modo semplice per codificare sequenze binarie arbitrarie senza mai avere lunghi periodi di tempo privi di transizione del segnale. Il che permette di prevenire la perdita della sincronizzazione del clock oppure errori di bit causativa derive del livello del segnale ricevuto.

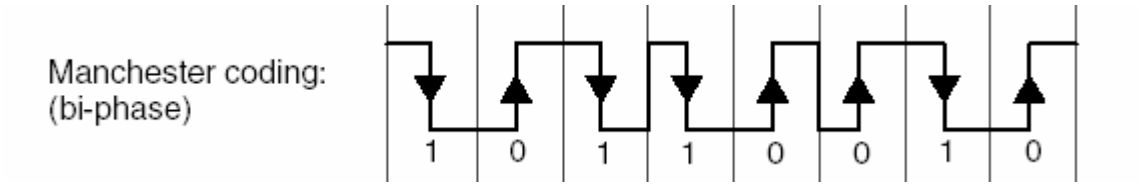


Figura 2.19

2.3.2 Pulse Pause coding

Questa codifica si basa sull'ampiezza dell'impulso and esempio l'uno è rappresentato da una pausa *t* mentre lo zero da una pausa *2t*. questa codifica è spesso utilizzata nei sistemi RFID ad accoppiamento induttivo.

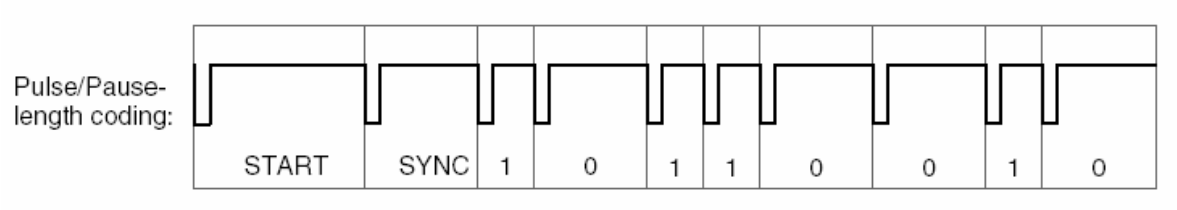


Figura 2.20

2.3.3 Miller

L'uno binario è rappresentato dalla transizione mentre lo zero dalla continuità. Questa codifica ha la caratteristica di avere una componente spettrale a frequenza zero nulla o con energia molto bassa tale da non interferire con il segnale ricevuto e da minimizzare l'emissione di energia da parte del tag.

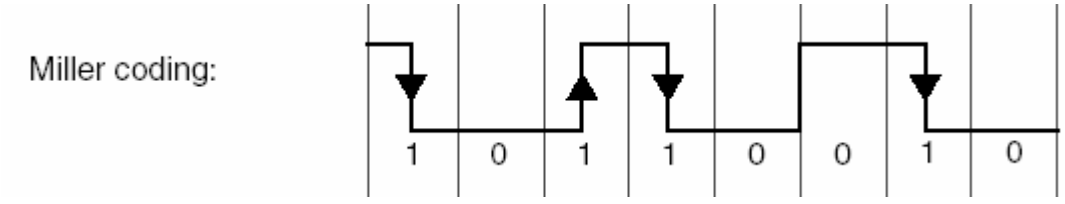


Figura 2.21

2.3.4 modulazione ASK (Amplitude Shift Keying)

È una modulazione d'ampiezza e quella della portante viene modificata dal dato binario. L'ampiezza è quindi portata ad assumere due valori una corrispondente allo zero ($\hat{u}_1$) l'altra all'uno ($\hat{u}_0$).

Si definisce duty factor *m*, con riferimento alla figura, prendendo in considerazione la media dei due valori:

$$\hat{u}_{\mathrm{m}} = \frac{\hat{u}_0 + \hat{u}_1}{2}$$

e la differenza facendone il rapporto si ottiene per *m* si ha la seguente espressione:

$$m = \frac{\Delta\hat{u}_{\mathrm{m}}}{\hat{u}_{\mathrm{m}}} = \frac{\hat{u}_0 - \hat{u}_{\mathrm{m}}}{\hat{u}_{\mathrm{m}}} = \frac{\hat{u}_0 - \hat{u}_1}{\hat{u}_0 + \hat{u}_1}$$

Nel caso di figura questo abbiamo una modulazione al 50% dell'ampiezza della portante.

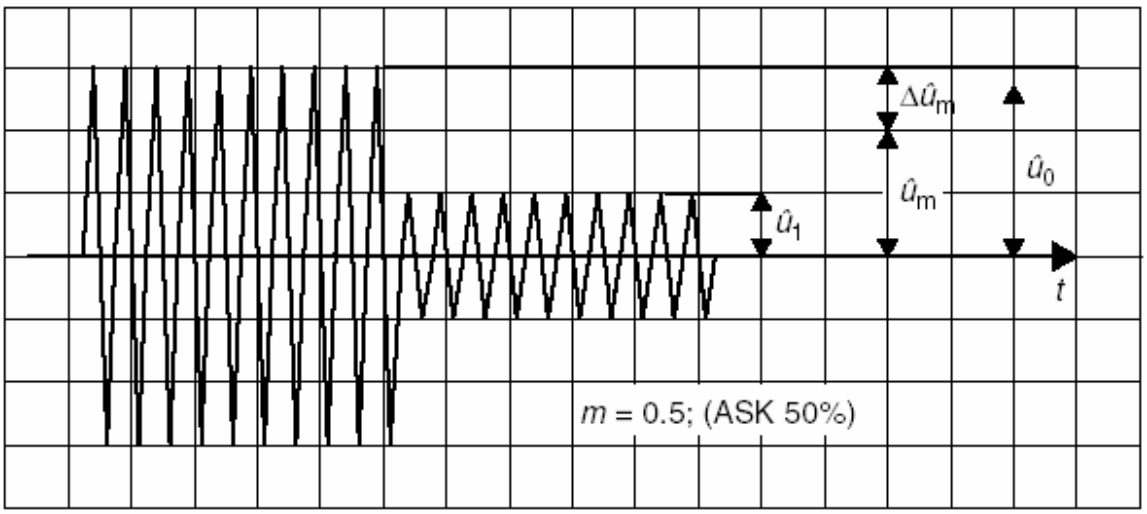


Figura 2.22

Nel caso in cui la modulazione è del 100% ossia l'ampiezza della portante ha una escursione tra $2\hat{u}_m$ e 0 tale modulazione è denominata OOK (On Off Keying), come illustrato dalla figura sottostante.

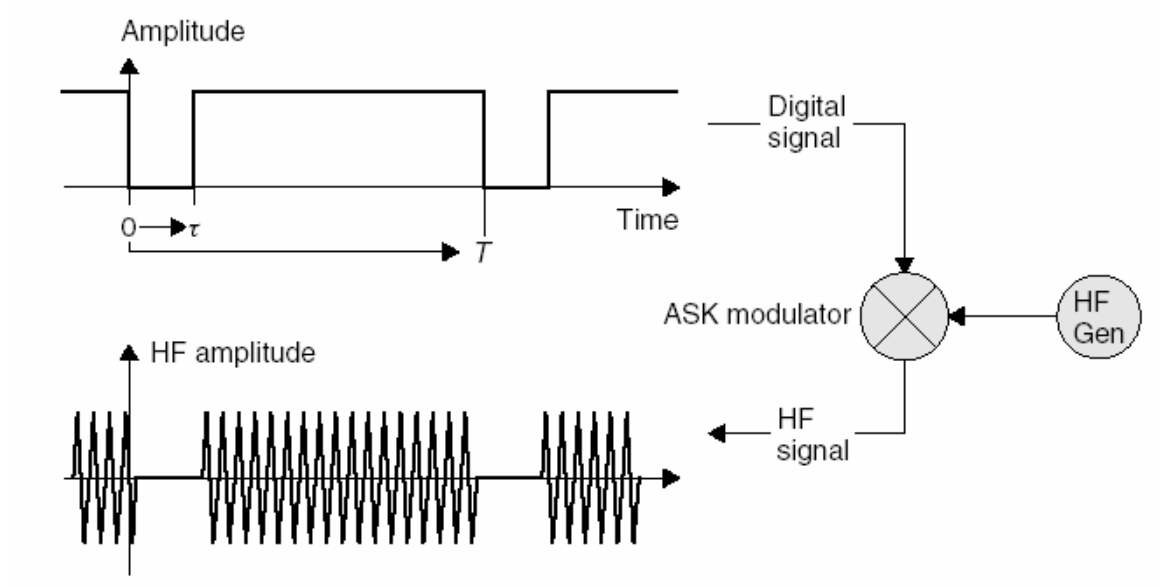


Figura 2.23

2.3.5 Modulazione 2 FSK (Frequency shift Keying)

In questo tipo di modulazione è la frequenza che viene cambiata, generalmente si adottano due valori f_1 ed f_2 che rappresentano rispettivamente il bit 0 e 1 o viceversa. Lo spettro del segnale complessivo è ottenuto sovrapponendo quello delle singole frequenze con le relative ampiezze.

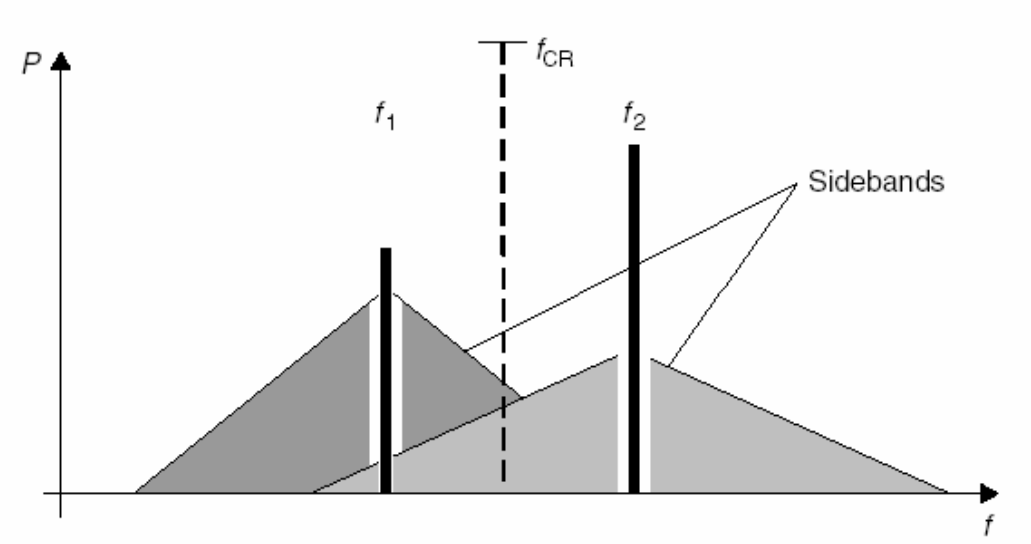


Figura 2.24

dove f_{CR} è il valore della frequenza medi $(f_1+f_2)/2$. Di seguito, invece, viene mostrato uno schema di principio di tale modulazione e l' andamento temporale del segnale modulato.

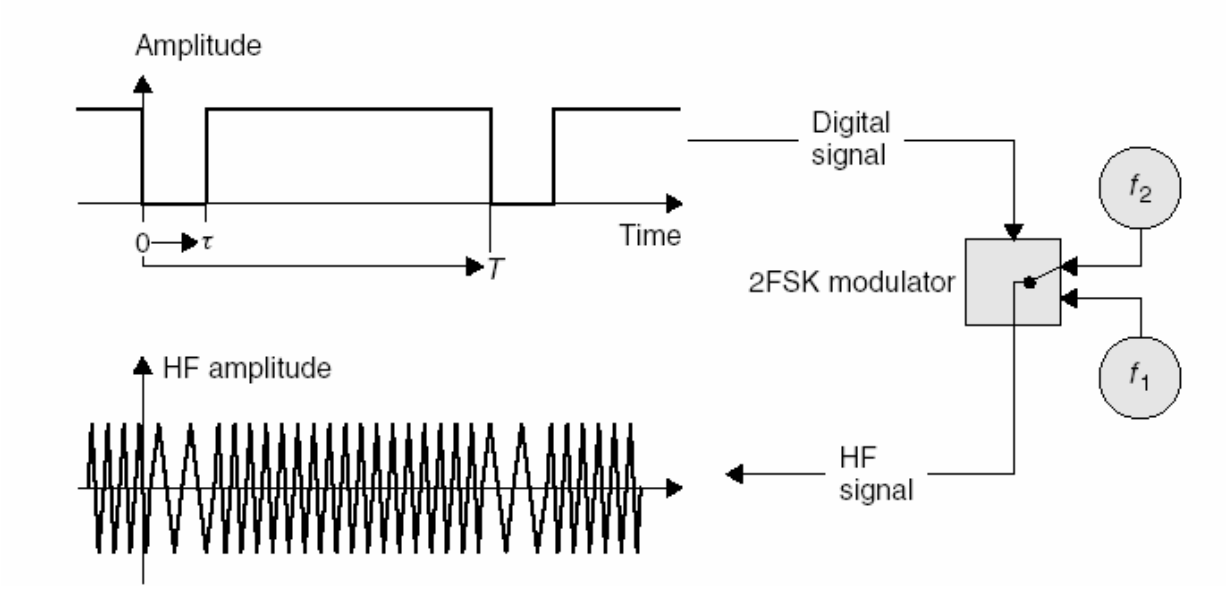


Figura 2.25

La codifica in banda base usata nei sistemi RFID, produce una modulazione FSK asimmetrica.

2.3.6 Modulazione 2 PSK (Phase Shift Keying)

In questo tipo di modulazione i bit 0 e 1 vengono convertiti nel corrispondente stato di fase in cui viene fatta oscillare la frequenza portante. In questo caso specifico la portante ha due oscillazioni di fase, 0° e 180° a seconda che il bit sia 0 o 1.
La figura sottostante, mostra uno schema di principio di tale modulazione e l' andamento temporale del segnale modulato.

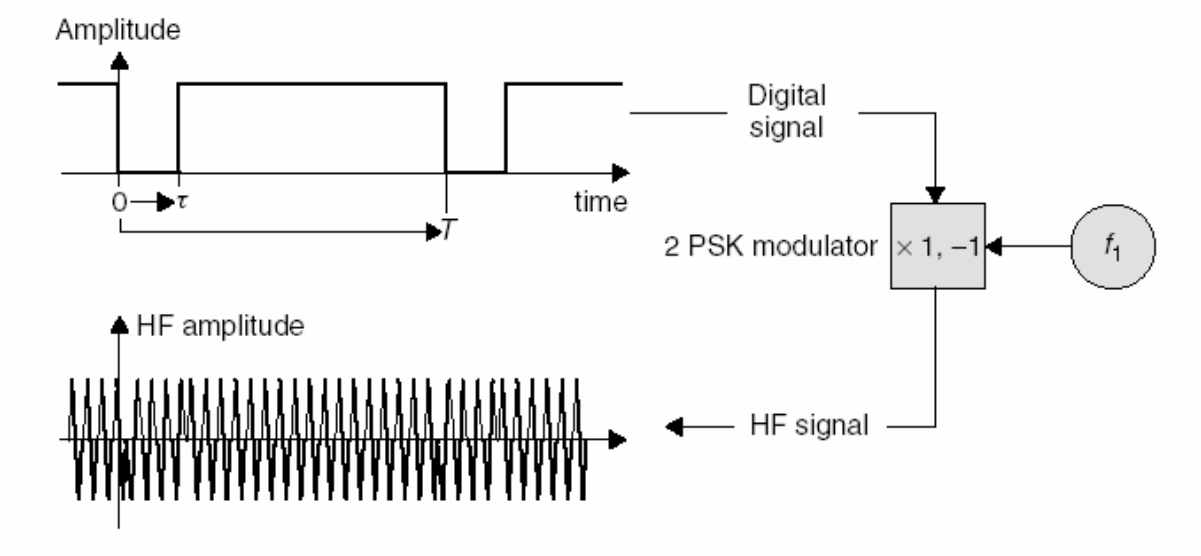


Figura 2.26

2.4 Sistemi RFID LF

In questo tipo di sistemi l'accoppiamento tra reader e tag è di tipo induttivo. Nel caso di tag passivi la distanza operativa è all'incirca pari al diametro dell'antenna, essendo in questo caso degli avvolgimenti di spire sostanzialmente circolari, e varia dai 30 cm al metro al di là della quale il campo decade molto rapidamente e non è più possibile stabilire una comunicazione tra reader e tag. In questa banda di frequenze due sono le frequenze operative utilizzate:

- 125.5 KHz principalmente nel settore automotive
- 134.2 nella tracciabilità degli animali

Mostriamo nella figura alcuni tipi di tag usati in questa banda, prima di essere incapsulati.

Figura 2.27

La frequenza 125 KHz relativamente bassa consente velocità massime di trasmissione dei dati dell'ordine del migliaio di bit al secondo. A questa frequenza è meno diffuso il supporto di letture multiple ovvero di più tag contemporaneamente presenti nel campo del lettore.

2.5 Sistemi RFID HF

Anche in questa banda, come avviene per la LF, l'accoppiamento tra reader e tag è di tipo induttivo. Le forme ed il tipo di packaging dei tag sono di diverso tipo cilindriche, label, circolari ecc. Nella figura sono riportati alcuni esempi di tag.

Figura 2.28

L'antenna è, anche in questo caso, generalmente formata da un avvolgimento di rame e la dimensione ed il numero di spire determinano la sensibilità e la distanza operativa a parità di caratteristiche del reader. Questa tipologia di tag supportano come funzionalità i meccanismi di anticollisione che consentono la lettura/scrittura di più tag contemporaneamente presenti nel campo d'azione del reader.

Questa banda è quella più usata, attualmente, per le etichette intelligenti (smart card) impiegate nella logistica e nella gestione degli oggetti. Le funzionalità offerte spaziano dalla capacità di memoria che può raggiungere anche il megabyte, alla disponibilità di algoritmi crittografici per effettuare transazioni sicure. Le smart card, quasi unicamente di tipo passivo, sono coperte da standard ben assestati quali l'ISO/IEC 14443 che copre range d'azione tra i 10 e 30 cm, e l'ISO/IEC 15693 per distanze operative che4 vanno da 30 a 90 cm.

Diffuse nel settore del ticketing, del controllo accessi del personale, della tracciabilità dei bagagli nei sistemi aeroportuali, stanno epr diventare comuni come sostitutivi intelligenti ed inviolabili delle schede magnetiche per le transazioni bancarie (bancomat) e come carte di credito. Diversi stati stanno facendo le prime prove per introdurli come passaporto elettronico.

2.6 Sistemi RFID UHF

L'evoluzione tecnologica dei semiconduttori ha portato alla realizzazione di chip a basso consumo energetico, ciò ha consentito la realizzazione di etichette RFID operanti a questa frequenza e con distanze operative decisamente più estese rispetto a quelle delle bande LF e HF.

L'accoppiamento tra reader e tag è di tipo elettromagnetico, le distanze operative sono dell'ordine di qualche metro per i tag passivi e oltre i 10m per quelli attivi. Questo dipende anche dalle leggi dei singoli stati sulle emissioni elettromagnetiche. Di seguito riporto una tabella che indica le potenze di trasmissione permesse nei vari stati ed i range d'azione.

FREQUENCY RANGE	REGION	AVAILABLE POWER	CALCULATED READ DISTANCE SINGLE ANTENNA[8,9]
869.4 – 869.65 MHz (UHF)	Europe[1]	0.5 W ERP	4.0 m
865.5 – 867.6 MHz (UHF)	Europe[2]	2 W ERP	8.0 m
902 – 928 MHz (UHF)	America[3]	4 W EIRP	8.4 m
860 – 960 MHz (UHF)	Others[4]		
2.400 GHz – 2.4835 GHz	Europe[5]	0.5 W EIRP outdoor	0.6 m
2.400 GHz – 2.4835 GHz	Europe[5]	4 W EIRP indoor	1.8 m
2.400 GHz – 2.4835 GHz	America[6]	4 W EIRP	1.8 m
2.400 GHz – 2.4835 GHz	Others[7]		

tab.2.1

Ricordo che la ERP (Equivalent Radiated Power) è la potenza equivalente in ingresso ad un dipolo λ/2 per generare una definita potenza emessa a distanza r. Si ha la seguente relazione con la EIRP, riferita all'antenna isotropica

$$P_{EIRP} = P_{ERP} \cdot 1.64$$

il raggiungimento di range d'azione molto maggiori rispetto alla tecnologia nella banda LF ed HF fa si che i sistemi RFID UHF saranno sicuramente destinati a fare la parte del leone nella logistica e nella gestione degli oggetti. Tuttavia alcune problematiche, oggi in via di risoluzione, ne hanno rallentato l'introduzione. Queste problematiche si possono riassumere nelle seguenti tipologie:

- Frequenze operative: come mostrato nella tabella precedente, USA, ASIA ed Europa si trovano a dover gestire frequenze diverse, ossia le frequenze già occupate dalla telefonia cellulare, quindi ormai immutabili, non consentono alle tre aree di utilizzare le stesse bande per i sistemi RFID. Tuttavia i tag passivi vengono spesso costruiti con accorgimenti che ne esaltano la capacità di rispondere a larga banda, consentendo l'operatività su bande differenti al costo di una degradazione delle prestazioni. Per i tag attivi, invece se necessario, gli apparati ricetrasmittenti vengono tarati su più frequenze a scapito dei costi;
- Standard di comunicazione: sono necessari standard accettati dalla comunità internazionale per i protocolli di comunicazione tra reader e tag. Il problema è stato superato in tempi recentissimi dalla definizione del protocollo ECP "Class1/generation2" e dalla relativa inclusione nello standard ISO/IEC 18000-6 Type C avvenuta nel luglio 2006. Potenze di trasmissione dei reader: in Usa ed in Europa esistono differenti limitazioni per la massima potenza di trasmissione permessa, si veda sempre la tabella riportata sopra. Come si può evincere questo si traduce in un vantaggio per le nazioni che ammettono potenze maggiori. Il discorso italiano è ancora più restrittivo rispetto a quello europeo infatti il decreto legge sulle emissioni elettromagnetiche del 8 luglio 2003, in base alla quale sono ammessi i seguenti valori massimi dei campi elettrico e magnetico ***E***=6 V/m ed ***H***=0.016 A/m, quindi una potenza ancora minore di quella massima fissata dall'Europa. È chiaro che a potenze trasmissive minori

corrispondono range d'azione minori e di conseguenza un diverso costo dei servizi. Questo provoca differenti costi operativi tra i diversi contesti nazionali.

A queste frequenze inoltre ci si scontra con i problemi classici della propagazione elettromagnetica come le riflessioni. Infatti le strutture metalliche in prossimità dell'antenna possono riflettere le onde elettromagnetiche le quali possono interferire distruttivamente con l'onda diretta dell'antenna e creare spazi in cui il campo risulta nullo di conseguenza i tag posti in questa area risultano illeggibili. L'assorbimento delle onde elettromagnetiche da parte dei liquidi è un altro problema. Infatti la lettura dei tag in ambienti particolarmente umidi o con tag applicati a contenitori di liquidi può diventare difficoltosa.

La velocità di trasmissione risulta maggiore di quelli operanti a frequenze più basse. Tali sistemi inoltre sono in grado di gestire letture multiple contemporanee (con algoritmi di anticollisione) arrivando a leggere anche 100 tag al secondo. Con le nuove specifiche ISO/IEC Class1/gen2, le caratteristiche (tecnologiche e dell'algoritmo di anticollisione) dovrebbero consentire, in linea teorica, la lettura di 600 tag/sec in Europa e di 1500 tag/sec in America, contemporaneamente.

2.7 Sistemi RFID SHF

Questa banda opera ad una frequenza di 2.4 GHz, dove già troviamo le tecnologie wireless WiFi, Bluetooth e ZigBee con cui è necessario programmare la convivenza. Queste bande sono già riconosciute a livello mondiale come frequenze dedicate anche alla tecnologia RFID. Anche in questo caso, ovviamente, si opera con campi elettromagnetici e la lunghezza d'onda inferiore rispetto all'UHF. Questo consente di ridurre la dimensione del tag permettendo una ulteriore miniaturizzazione dello stesso. In questo caso la lunghezza d'onda più piccola consente una maggiore direzionalità dell'onda elettromagnetica con antenne molto compatte ottenendo aree di lettura molto più limitate. Le funzionalità sono simili a quelle descritte nella banda UHF.

3 Il Beamforming

Per introdurre efficacemente il concetto di beamforming, è opportuno descrivere lo scenario in cui si trovano a dover lavorare gli apparati di ricezione nella maggior parte delle applicazioni dei tradizionali sistemi di telecomunicazione (comunicazioni radiomobili, sistemi radar, comunicazioni satellitari, ecc…).
Spesso, infatti, si è di fronte alla situazione in cui una molteplicità di segnali, provenienti da direzioni spaziali distinte, ma sovrapposti tra loro sia nel tempo che nella frequenza, vengono ricevuti da una schiera (array) di antenne. L'obiettivo naturalmente è stimare, il più accuratamente possibile, un determinato segnale proveniente da una certa direzione dello spazio (segnale di interesse), il quale però è immerso in vari segnali interferenti e nel rumore (figura 3.1).

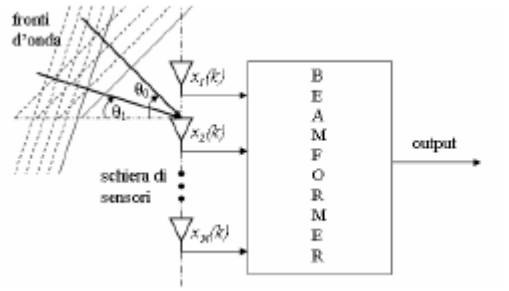


Figura 3.1

Quando il segnale desiderato ed i segnali interferenti occupano contemporaneamente la stessa banda di frequenze, non è certamente possibile sfruttare il solo filtraggio temporale per isolare il segnale utile. Tuttavia, dal momento che il segnale voluto e quelli interferenti hanno solitamente origine da regioni spaziali differenti, questa diversità spaziale può essere sfruttata per il sopra citato scopo, utilizzando in questo modo un filtro spaziale in ricezione.
La parola beamforming deriva dal fatto che, in origine, i filtri spaziali venivano progettati per generare dei pencil beams, cioè dei diagrammi di radiazione che ricevessero nel miglior modo possibile il segnale irradiato da un punto specifico dello spazio, ed attenuassero il più possibile eventuali segnali provenienti da altri punti (figura 3.2).

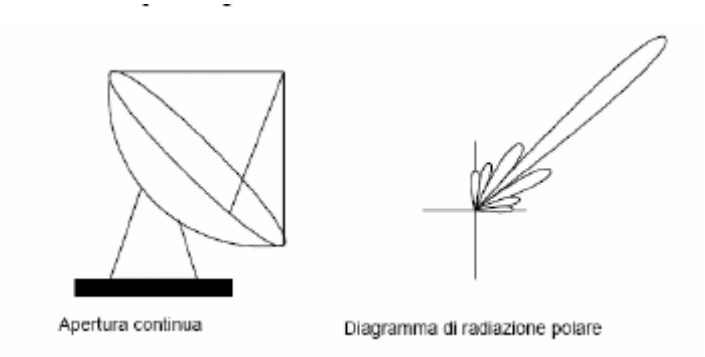


Figura 3.2

Con il termine beamforming si indica quindi la tecnica mediante la quale si realizza di fatto una forma versatile di filtraggio spaziale, per separare segnali che si sovrappongono spettralmente ma che provengono da direzioni diverse dello spazio in ricezione, ed una direttività molto maggiore di quello che si può fare con una singola antenna nel caso della trasmissione. Occorre a questo punto fare un'ulteriore precisazione: un beamformer è, in generale, un sistema utilizzato in combinazione con una schiera di antenne che, come si è detto, compie un filtraggio di tipo spaziale e può essere, a seconda di come viene implementato, digitale o analogico. Se da una parte l'implementazione di un filtro temporale richiede l'elaborazione dei dati raccolti in una finestra temporale, dall'altra, in maniera del tutto analoga, l'implementazione di un filtro spaziale richiede l'elaborazione dei dati raccolti in una finestra spaziale.

Il sistema costituito dalla combinazione tra array di antenne e beamformer presenta due vantaggi molto importanti, di cui verrà dato un breve accenno di seguito.

Abbiamo già parlato precedentemente dei dipoli ed i relativi diagrammi d'antenna. La direzionalità di un'antenna è progettata per avere un guadagno in una direzione ed una perdita in altre. Sappiamo anche che un'antenna al crescere delle sue dimensioni, in rapporto alla lunghezza d'onda aumenta la usa direzionalità, vedi figura 3.3, ovvero il lobo di radiazione è più stretto in una direzione.

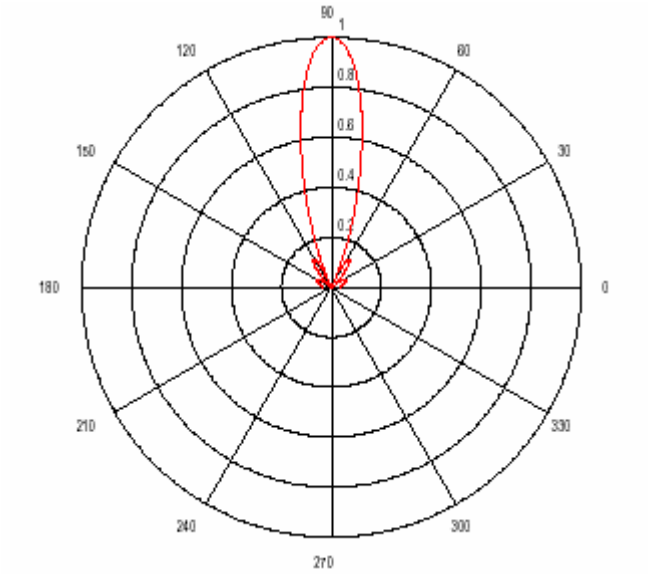


Figura 3.3

Un'antenna direzionale può essere costituita da un array lineare di piccole antenne ad ognuna delle quali arriva lo stesso segnale (ampiezza e fase) dal trasmettitore. Se la grandezza dell'array cresce avremo una maggiore direzionalità ossia un lobo di radiazione più stretto. Questo perché è come se aumentassimo le dimensioni dell'antenna totale equivalente.

Un esempio di array lineare è rappresentato nella figura sottostante, è formato da quattro antennine spaziate tra di loro di λ/2 (figura 3.4).

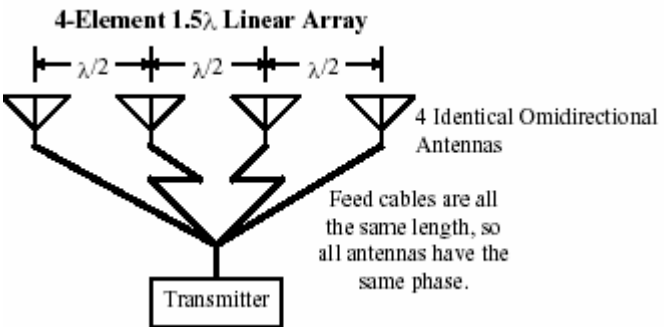


Figura 3.4

C'è da notare che se aumentassimo la distanza tra le antenne, quindi maggiore di λ/2, i lobi laterali diventano più importanti ma il fascio centrale del diagramma di radiazione si restringe. Questo perché abbiamo aumentato la lunghezza totale dell'antenna, e sappiamo che questo porta ad una maggior focalizzazione del fascio centrale.

È possibile gestire la direzionalità del lobo centrale dell'array d'antenne, quindi effettuare un puntamento della stessa, giocando sulle fase del segnale che arriva alla singola antenna. Questo cambiamento di fase può essere realizzato elettronicamente, per via analogica o digitale. L'antenna viene direzionata programmando lo shift della fase per ogni elemento.

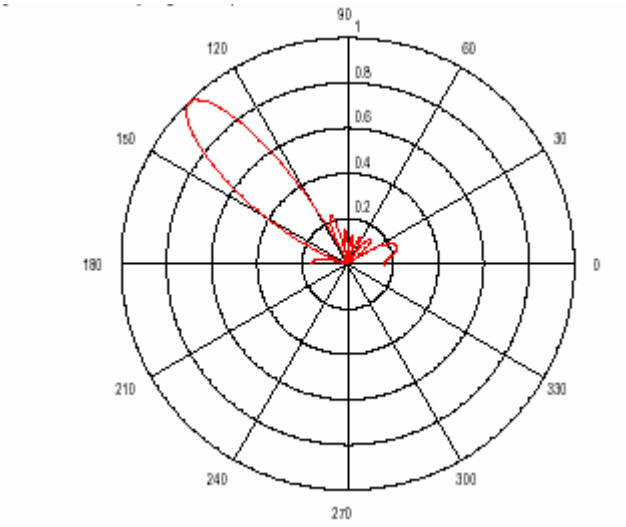


Figura 3.5

Come mostra la figura 3.5 il fascio dell'antenna è stato guidato di circa 45° verso sinistra. Un array no deve essere necessariamente lineare, spesso le antennnine sono arrangiate in modo circolare così da poter irradiare in ugual modo in tutte le direzioni. In generale, quindi in un beamforming sono controllate ampiezza e fase in modo tale da guidare meglio l'antenna e aggiustare i lobi laterali, ottenedo così meglio i nulli ossia quelle zone in cui il campo è nullo. Un grande vantaggio, questa volta valido ad ogni frequenza, è la versatilità del filtraggio spaziale offerta dal campionamento spaziale discreto.

In molti settori applicativi è spesso necessario aggiornare la funzione di filtraggio spaziale in tempo reale per mantenere efficace la soppressione dei segnali interferenti. Questo aggiornamento può essere implementato facilmente in un sistema campionato discretamente, cambiando semplicemente il modo in cui il beamformer combina linearmente i dati provenienti dalle antenne.

3.1 Beamforming digitale

In questo caso le operazioni di shift di fase e lo scalamento dell'ampiezza per ogni elemento d'antenna, sono elaborati digitalmente. In questi casi per effettuare le operazioni necessarie è possibile utilizzare dispositivi come DSP general purtpose, FPGA o chip dedicati. Focalizziamo la descrizione del beamforming digitale dal lato del ricevitore. Il lato trasmettitore si avranno operazioni analoghe ma in senso inverso.

In generale il segnale in ingresso alle antenne deve essere digitalizzato usando A/D converter, ovviamente prima di effettuare tale conversione vi sarà un filtraggio ed una traslazione in frequenza (in genere se siamo al di sopra dei 30 MHz come portante) che permette di operare a frequenze più basse.

Lo schema di principio è mostrato nella figura qui sotto, che illustra le operazioni effettuate sul segnale citate precedentemente.

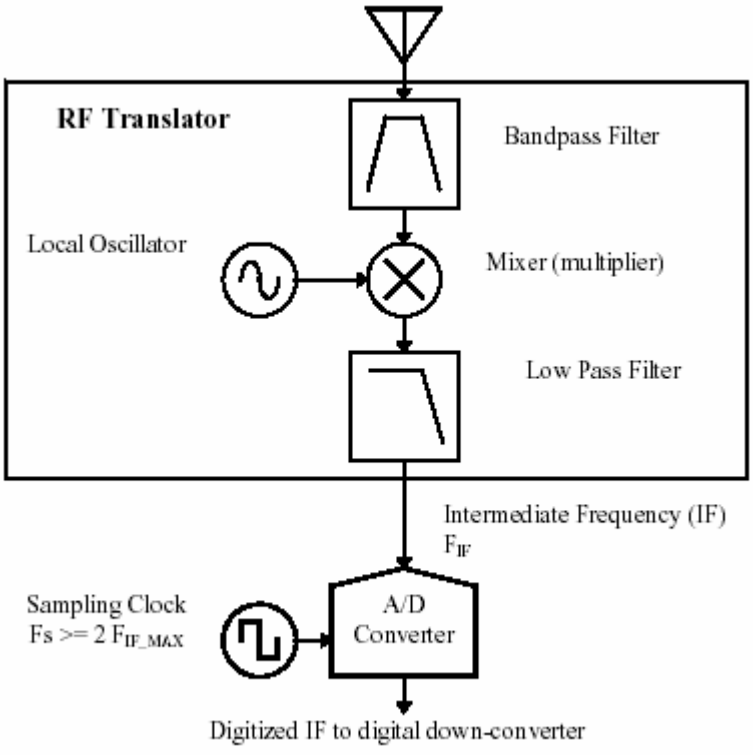


Figura 3.6

Ora è possibile usare le componenti in fase ed in quadratura per rappresentare il segnale come un vettore complesso, con parte reale ed immaginaria. Le due componenti sono richieste cosicché da rappresentare sia le frequenze positive che quelle negative.

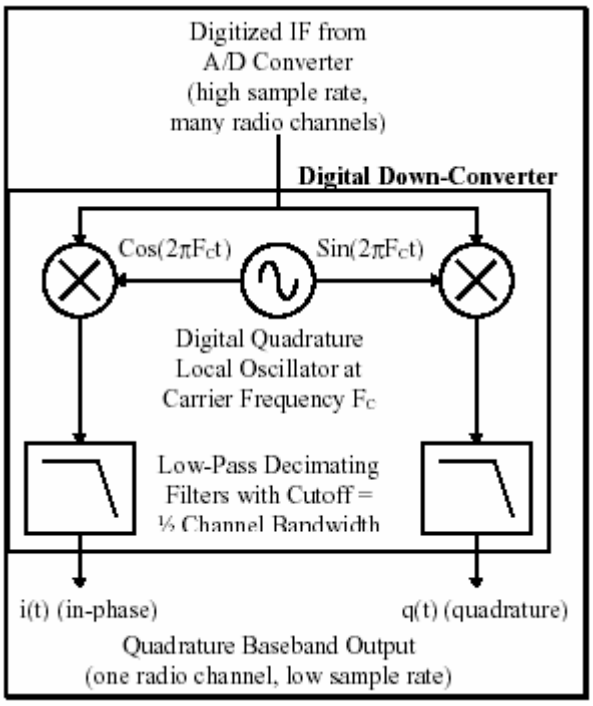


Figura 3.7

In base alla figura 3.7 otteniamo quindi le seguenti espressione:

$$s(t)=x(t)+jy(t)=i(t)- jq(t)$$

Dove s(t) è il segnale complesso in banda base, x(t) è la parte reale ed y(t) è quella immaginaria.

Per il beamforming i segnali complessi in banda base sono moltiplicati per dei pesi complessi per ottenere lo shift di fase e lo scalamento dell'ampiezza richiesto per ogni antenna ottenendo le seguenti espressioni.

$$w_K = a_K e^{j\sin(\theta_K)} = a_K \cos(\theta_K) + ja_K \sin(\theta_K)$$

dove w_K rappresenta il peso complesso a_K quello relativo all'ampiezza mentre θ_K quello relativo alla fase.

In un DSP general purpose, può essere implementata la seguente moltiplicazione per ogni antenna.

$$s_k(t)\, w_k = a_k\{ [x_k(t) \cos(\theta_k) - y_k(t) \sin(\theta_k)] + j\, [x_k(t) \sin(\theta_k) + y_k(t) \cos(\theta_k)] \}$$

questa operazione quindi permette di realizzare i beamforming digitale nel ricevitore programmando gli opportuni pesi come mostrato nello schema seguente

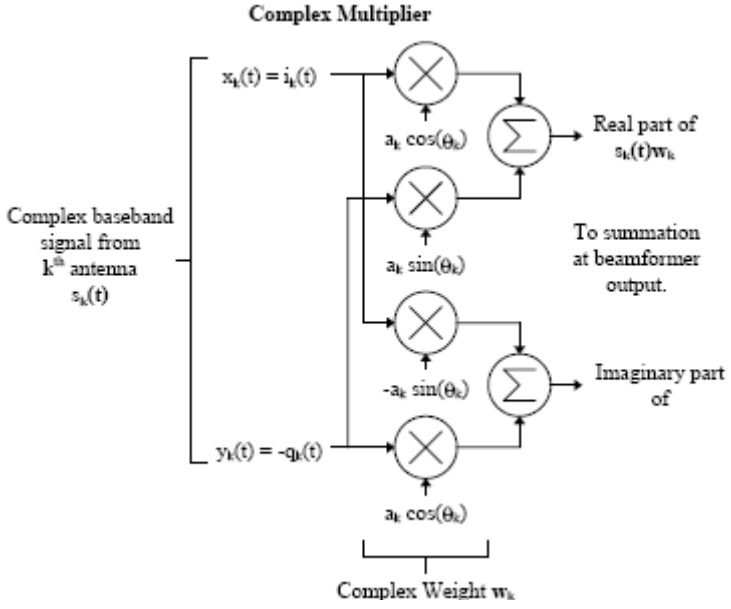


Figura 3.8

3.2 Beamforming analogico

Per quanto riguarda questo tipo di beamforming allo stato attuale non esistono implementazioni. Questo è spiegato dal fatto che la gestione digitale è molto più semplice da realizzare, mentre il grosso problema dell'analogico puro è costituito dalla difficoltà di programmare i pesi di ampiezza e fase da applicare al circuito per il rifasamento dei segnali provenienti dalle antenne. Bisognerebbe adottare dei condensatori ad esempio controllati in tensione, come i diodi varicap o i mos varactor, con cui far variare la loro capacità in modo continuo in base al livello di tensione ad essi applicato. A questo punto una volta annullato lo sfasamento il sistema deve permanere in tale condizione. Un altro problema è costituito dalle piccole capacità variabili che si possono realizzare con i componenti citati prima. In questo caso il bemforming in questione si potrebbe realizzare solamente da una determinata banda in poi dove è possibile realizzare lo sfasamento con piccole capacità senza scalare di frequenza. È chiaro che molto complesso progettare tutto ciò per un array di antenne e la gestione digitale diventa imprescindibile.

Nel caso del progetto in questione che sarà descritto nel capitolo successivo è stato possibile realizzare questo tipo di beamforming, anche se in simulazione, per diversi motivi. Per primo siamo ad una banda di frequenze dei sistemi RFID, quella che va dagli 865 ai 870 MHz, che permette di utilizzare i diodi varicap che realizzano capacità adatte a far variare la fase in un range che permette di guidare il fascio in modo utile. Poi la realizzazione prevede due antenne a dipolo quindi una gestione abbastanza semplice del beamforming visto il tipo di sistema a cui deve essere applicato.

4 Progetto beamforming analogico in ricezione per sistemi RFID UHF

Tale progetto mette in evidenza una soluzione di sistema e la realizzazione del circuito ne è una parte. Infatti l'utilizzo di due antenne permette di aumentare il guadagno complessivo rispetto ad una singola antenna e quindi sfruttare tale vantaggio a favore del raggio d'azione del dispositivo oppure a parità di quest'ultimo diminuire la potenza in trasmissione. Il circuito invece realizza il rifasamento dei segnali ricevuti dalle due antenna permettendo di guidare il lobo principale del diagramma d'antenna in direzione del trasmettitore, ossia quella di massimo campo di radiazione, così da massimizzare il segnale ricevuto.

In generale un array d'antenne consiste in un numero n di antenne identiche con lo stesso orientamento ma eccitate con le relative ampiezze e fasi a_i ed α_i, il discorso è perfettamente reciproco per le antenne riceventi.

Ora il campo elettrico irradiato da un'antenna di riferimento, posizionata nell'origine di un sistemi di riferimento in coordinate polari, con coefficiente di eccitazione unitario è dato da:

$$E(r) = f(\theta,\phi)\cdot\frac{e^{-jk\cdot r}}{4\pi r}$$

dove $f(\theta,\phi)$ descrive il pattern di radiazione del campo elettrico dell'antenna elementare usata nell'array.

In generale quindi per le n antenne che compongono l'array, distribuite come in figura 4.1, si ha la seguente espressione [14], tenendo conto che è stata fatta l'approssimazione di $R_i \approx r$, in considerazione del fatto che il punto in cui si andrà a calcolare il campo è abbastanza lontano da poter fare tale semplificazione.

$$E(r) = f(\theta,\phi)\cdot\frac{e^{-jk\cdot r}}{4\pi r}\sum_{i=1}^{n} a_i \cdot e^{j(\alpha_i + k a_r r_i)}$$

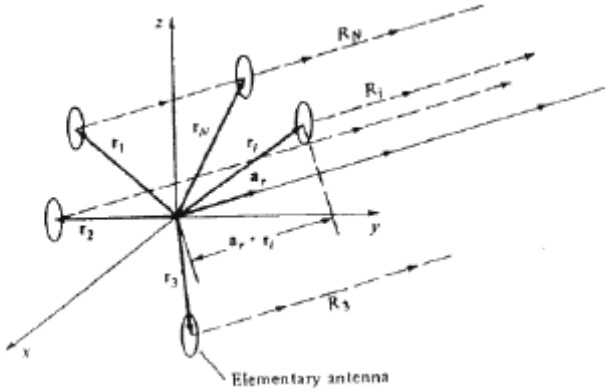


Figura 4.1

dove a_r è il versore del raggio r (che è la distanza del punto in cui viene calcolato il campo rispetto all'origine degli assi cartesiani xyz).

Nel nostro caso si è realizzato un array unidimensionale con due antenne posizionate ad esempio lungo l'asse x ad uguale distanza dall'origine come mostra la figura 4.2, sottostante.

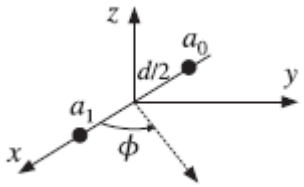


Figura 4.2

In questo caso il nostro interesse, per il campo di radiazione, è rivolto solamente al piano xy essendo i due dipoli in asse con x. Quindi il campo elettrico totale raccolto dalle due antenne è dato dalla somma dei campi elettrici raccolti dalle singole e sono funzioni del solo angolo Φ.

$$E(\phi) = f_0(\phi) \cdot \frac{e^{-jk \cdot r_0}}{4\pi r_0} + f_1(\phi) \cdot \frac{e^{-jk \cdot r_1}}{4\pi r_1}$$

Le due antenne sono due dipoli a λ/4, separate da una distanza d=λ/2, come in figura 4.3.

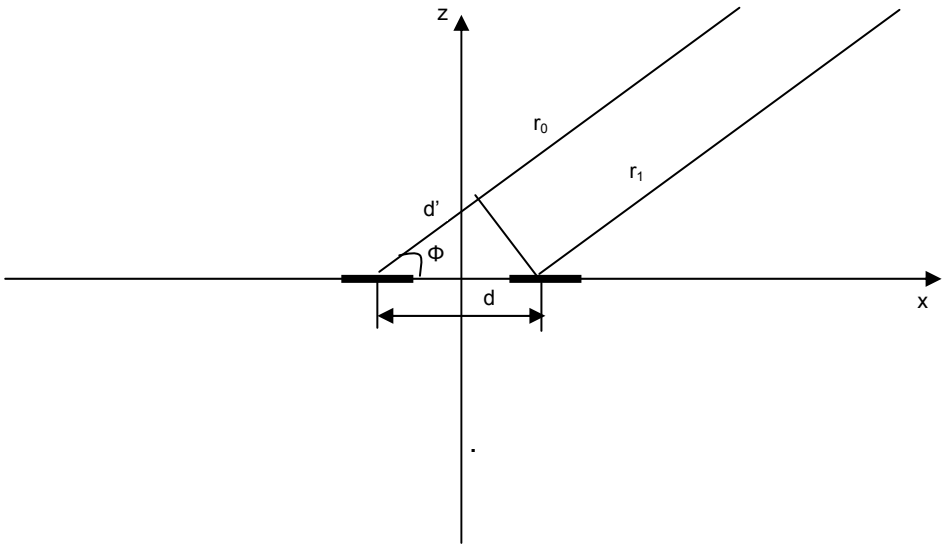


Figura 4.3

la differenza tra i raggi è data da:

$$d' = r_0 - r_1 = d \cdot \cos(\phi)$$

avendo precedentemente supposto che:

$$r_0 \approx r_1 = r \text{ ed anche } f(\phi) = f_0(\phi) = f_1(\phi)$$

potendo trascurare l'accoppiamento mutuo tra le due antenne, otteniamo:

$$E(\phi) = f(\phi) \cdot \frac{e^{-jk \cdot r}}{4\pi r}\left[1 + e^{jkd\cos(\phi)}\right]$$

L'ultimo termine a secondo membro è chiamato array factor, siccome ogni elemento può essere eccitato con ampiezza e fase differenti, possiamo aggiungere tali fattori nell'ultimo termine ed ottenere:

$$F(\phi) = a_0 + a_1 \cdot e^{j(\alpha + kd\cos(\phi)}$$

quindi

$$E(\phi) = f(\phi) \cdot F(\phi)$$

La F(Φ) è quindi l'array factor e a_0 ed a_1 sono i pesi, cioè le ampiezze che moltiplicano il segnale ricevuto, α è il valore da dare alla fase affinché il diagramma d'antenna risulti massimo nella direzione d'arrivo del fascio che forma un angolo di Φ rispetto all'asse z di figura. Il circuito beamformer di figura…realizza, quindi, la seguente relazione:

$$kd\cos(\phi) = -\alpha$$

Quindi l'assegnazione di ampiezza e fase ci permette di direzionare il lobo del diagramma d'antenna nella direzione di massimo campo.
Sappiamo sempre dalla teoria delle antenne che la direttività è proporzionale a $16\pi^2 r^2 |E|^2$, quindi possiamo scrivere:

$$D(\phi) \propto |f(\phi)|^2 \cdot |F(\phi)|^2$$

Il guadagno totale, dei due dipoli, è dato dalla seguente espressione:

$$G_{tot}(\phi) = D(\phi) \cdot G_0(\phi)$$

La grandezza G(Φ) è il guadagno della singola antenna. Abbiamo detto che la direttività è proporzionale al campo elettrico quindi proporzionale all'array factor senza svolgere tutti i passaggi teorici l'espressione generale della direttivita di un array composto di N+1 radiatori isotropici uniformemente eccitati è data da

$$D = \frac{N+1}{1 + \frac{1}{kd} \cdot \sum_{s=1}^{N} \left[\frac{N+1-s}{(N+1) \cdot s} \right] \cdot \cos(s\alpha d) \cdot \sin(skd)}$$

È anche importante avere una sensibilità sui valori della tensione indotta sulle antenne riceventi in base al raggio d'azione che verrà preso in considerazione per valutare di quanto devono essere amplificati .

4.1 Valutazione qualitativa della tensione indotta su un dipolo come antenna ricevente

Una valutazione qualitativa della tensione indotta su un dipolo che funge da antenna ricevente in base ad una potenza in trasmissione pari a P_t*=0.5 W* (potenza attualmente permessa dalle regolamentazioni europee) ed una pari a P_t*=2 W* (potenza che sarà permessa tra breve tempo in base alle nuove regolamentazioni europee) come gia accennato precedentemente.

Per semplicità di calcolo supponendo un dipolo trasmittente, lungo $d=2h=\lambda/2$ di diametro *2a=0.1cm*, operante alla frequenza di *868 MHz* (λ*=34.56 cm*) che irradia nel vuoto. Ipotizziamo, inoltre, di essere in condizioni ideali trascurando tutti i tipi di attenuazioni.

Nel nostro caso, di dipolo corto, con riferimento alla figura 4.4, l'espressione generale del campo elettrico è la seguente [9]:

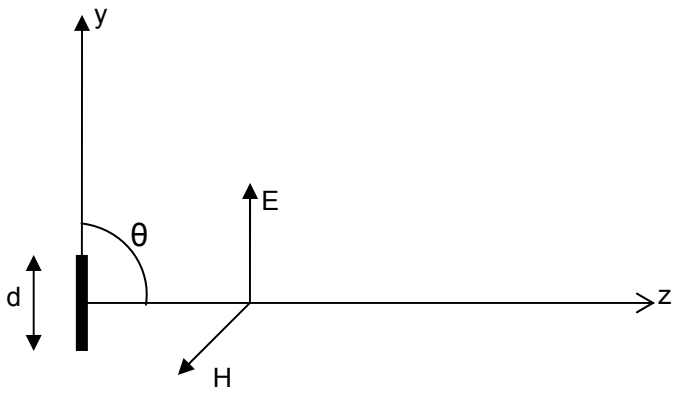


Figura 4.4

$$|E_\theta| = \frac{60 \cdot |I_z|}{r} \cdot \left| \frac{\cos(k \cdot h \cos\theta) - \cos(k \cdot h)}{\sin(\theta)} \right|$$

Se la direzione di propagazione è quella dove è massimo sia il campo elettrico sia quello magnetico, cioè θ=90°, e nel caso i questione di *h=λ/4*, le espressioni del campo elettrico e magnetico irradiato dal dipolo in questione valgono:

$$|E| = \frac{60 \cdot I}{r}$$

$$|H| = \frac{|E|}{\eta}$$

$$\eta = 377$$

L'espressione della potenza i trasmissione è pari a:

$$P_t = ERP = \frac{1}{2}|I|^2 \cdot R_A$$

da cui e possibile ricavare il valore della corrente

$$|I| = \sqrt{\frac{2 \cdot P_t}{R_A}}$$

Con i dati stabiliti, calcolando il valore di *H=*$\frac{2\pi}{\lambda} \cdot h = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} = 1.57$, dalla *Tab.1* otteniamo R_A*=66.4 ohm*, per cui risulta una potenza d'ingresso all'antenna di:

$H=\frac{2\pi}{\lambda}h$	$\frac{a}{\lambda}=10^{-5}$		$\frac{a}{\lambda}=3\times10^{-5}$		$\frac{a}{\lambda}=3\times10^{-4}$		$\frac{a}{\lambda}=10^{-4}$		$\frac{a}{\lambda}=10^{-3}$	
(radianti)	R_o	X_o	R_o	X_o	R_o	X_o	R_o	X_o	R_o	X_o
0,5	5,02	−1800	500	−1560	4,9	−1080	4,95	−1310	4,81	− 825
1	22,2	− 668	22,1	− 585	21,7	− 413	21,9	− 495	21,4	− 324
1,5	60,7	− 46,2	60,3	− 37,5	59,2	− 20	59,8	− 28,2	58,2	− 11,3
2,0	157	589	156	527	153	397	155	459	150	327
2,5	554	1720	550	1530	535	1120	544	1320	520	900
2,6	791	2130	758	1890	758	1360	774	1620	729	1070
2,7	1210	2680	1200	2360	1130	1640	1170	1990	1070	1250
2,8	2030	3410	1990	2940	1820	1900	1920	2400	1650	1340
2,9	3880	4140	3680	3370	3010	1790	3380	2530	2500	1050
3,0	7630	2980	6600	1960	4290	407	5400	1040	3130	− 48,6
3,1	8250	−2860	6600	−2500	3780	−1710	5020	−2090	2640	−1310
3,2	4150	−4770	3510	−3910	2270	−2370	2840	−3060	1690	−1710
3,3	1070	−3960	1760	−3340	1280	−2150	1510	−2700	1020	−1600
3,4	1060	−3100	974	−2670	765	−1800	869	−2200	640	−1370
3,5	637	−2470	595	−2140	489	−1490	543	−1790	422	−1160
4,0	126	− 943	122	− 833	112	− 604	117	− 713	104	− 487
$\pi/2=1,57$	69,2	35,9	68,8	35,2	67,4	33,3	68,2	− 34,3	66,4	31,8
$\pi=3,14$	6480	−4360	5260	−3570	3130	−2170	4080	−2800	2240	−1580

Tab 4.1

La distanza tra le due antenne presa in considerazione è pari a *10 m*, tipica dei sistemi RFID presi in considerazione.

Caso P_t=2 W

il valore del modulo della corrente di alimentazione del dipolo vale:

$$|I| = \sqrt{\frac{2 \cdot P_t}{R_A}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2}{66.4}} = 245.4mA$$

. Quindi il valore del campo elettrico a tale distanza vale:

$$| E |= \frac{60 \cdot I}{r} = \frac{60 \cdot 245.4 \cdot 10^{-3}}{10} = 1.47 \frac{V}{m}$$

Ipotizziamo che la lunghezza del dipolo che funge da antenna ricevente sia $d=2h=\lambda/2$ e di diametro uguale al dipolo trasmittente ossia 2a=0.1 cm, si ricavano i seguenti parametri: $a/\lambda=0.05\cdot10^{-2}/0.3456=1.4\cdot10^{-3}$ ed $H=\frac{2\pi}{\lambda}\cdot h=\frac{2\pi}{\lambda}\cdot\frac{\lambda}{4}=\frac{\pi}{2}\cong1.57$.

Come per il dipolo trasmittente per l'impedenza d'ingresso abbiamo R_A=66.4 ohm ed X_A=31.8 ohm.

A questo punto possiamo calcolarci h_e, data da:

$$h_e = \frac{\lambda \cdot \cos\varphi}{\pi \cdot \sqrt{120}} \cdot \sqrt{R_A \cdot G_r} = \frac{0.345 \cdot \cos(0)}{\pi \cdot \sqrt{120}} \cdot \sqrt{66.4 \cdot 1.64} = 0.105\,\text{m}$$

abbiamo visto che per il campo elettrico avevamo trovato, a 10 *m*, il valore E=*1.47 V/m*, abbiamo quindi per la *f.e.m.* indotta:

$$f.e.m. = V_r = h_e \cdot |E_r| = 0.105 \cdot 1.47 = 0.155V$$

Caso P_t=0.5 W

il valore del modulo della corrente di alimentazione del dipolo vale:

$$|I| = \sqrt{\frac{2 \cdot P_t}{R_A}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0.5}{66.4}} = 122.7mA$$

. Quindi il valore del campo elettrico a tale distanza vale:

$$|E| = \frac{60 \cdot I}{r} = \frac{60 \cdot 122.7 \cdot 10^{-3}}{10} = 0.74\frac{V}{m}$$

Essendo nelle stesse ipotesi del caso precedente, a parte il valore della potenza in trasmissione, i valori delle impedenze dei dipoli sono le stesse. Quindi il valore di h_e è lo stesso del precedente e dato da:

$$h_e = \frac{\lambda \cdot \cos\varphi}{\pi \cdot \sqrt{120}} \cdot \sqrt{R_A \cdot G_r} = \frac{0.345 \cdot \cos(0)}{\pi \cdot \sqrt{120}} \cdot \sqrt{66.4 \cdot 1.64} = 0.105\,\text{m}$$

Per la *f.e.m.* indotta avendo calcolato il campo elettrico alla distanza di 10 *m*, il cui valore è E=*0.74 V/m*, otteniamo:

$$f.e.m. = V_r = h_e \cdot |E_r| = 0.105 \cdot 0.74 = 0.077V$$

Questi calcoli danno un po' la sensibilità sulla tensione indotta sull'antenna, nei due casi, e tenerne conto in fase di progettazione e simulazione del circuito che realizzerà il beamforming.

4.2 Realizzazione circuitale

Il circuito progettato realizza un beamforming analogico per sistemi RFID (Radio Frequency IDentification) riferito alla catena ricevente del dispositivo, nella banda di frequenze UHF (860÷868 MHz). La possibilità di realizzare un beanforming analogico, operando direttamente sui segnali in ingresso alle antenne, è dovuta principalmente a due fattori: il primo è che a queste frequenze necessitano capacità di piccolo valore per il rifasamento dei segnali, il secondo è il numero di antenne che possono ospitare tali sistemi. Infatti il progetto realizza un beamforming con due antenne. Questo è dovuto al fatto che il montaggio delle stesse sui tag, occupa uno spazio che non è trascurabile, visto che questi ultimi devono essere montati su oggetti anche relativamente piccoli. Inoltre la realizzazione del beamforming analogico deve risultare di semplice elaborazione, in modo da minimizzare al massimo il consumo di potenza, considerato il sistema alla quale deve essere applicato. Mentre un beamforming digitale richiede un numero di risorse per elaborare il segnale molto maggiore rispetto a quello in questione. Basti pensare che per il beanforming digitale occorrono dispositivi come FPGA, DSP, mux, demux, mixer, sommatori, convertitori AD e DA a fronte di uno schema, come quello analogico in questione, che impiega come vedremo in seguito, solamente diodi varicap. Come già accennato nel capitolo precedente, la semplicità del tale circuito analogico è dovuta anche al fatto che il beamforming viene realizzato solo con due antenne, mentre in generale una elaborazione digitale viene impiegata su un array di antenne dove l'uso dei componenti prima citati sono necessari.

Il circuito impiegato per il beamforming analogico richiede una certo consumo di potenza per il suo funzionamento, come verrà spiegato in seguito. Quindi non può essere utilizzato nei tag passivi poiché la potenza, dell'ordine dei 10 μW, non è sufficiente per il suo funzionamento. Mentre è possibile l'utilizzo soprattutto nei reader, che sono alimentati, e nei tag semipassivi o attivi, che hanno una batteria a bordo.

Lo schema a blocchi di principio del beamforming analogico è mostrato qui in basso nella figura 4.5:

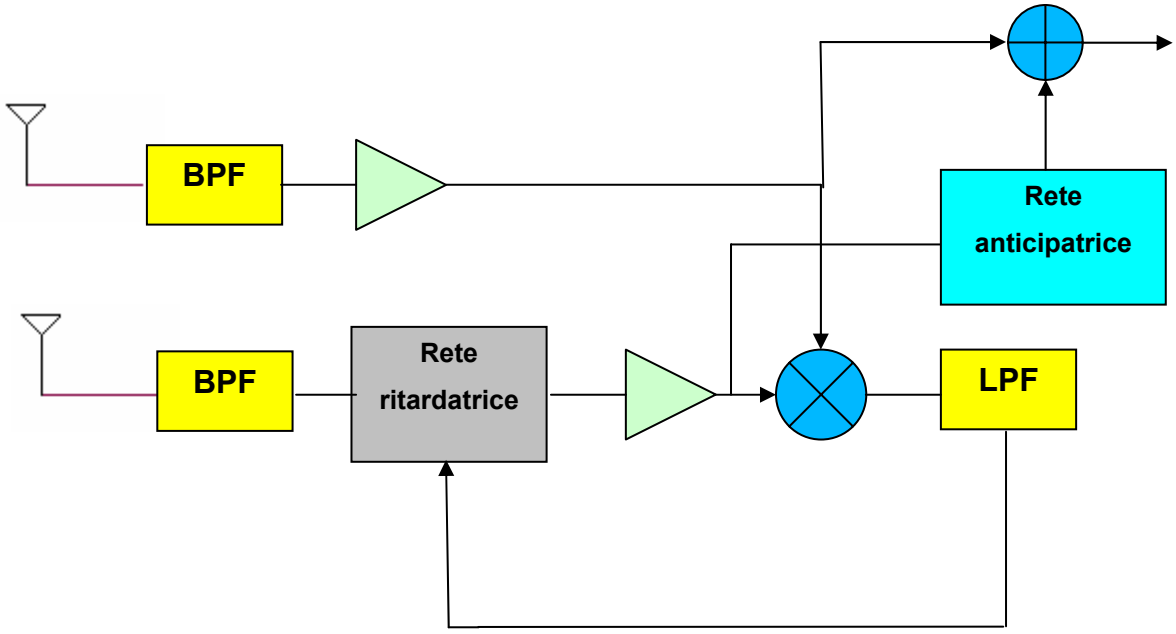


Figura 4.5 schema a blocchi del beamformer

Abbiamo i due filtri in ingresso alle antenne che selezionano la banda d'interesse, la rete ritardatrice che sfasa il segnale di 90° rispetto all'altro, i due blocchi che amplificano il segnale per alzarlo di livello, un moltiplicatore per il controllo dell'errore di fase, un filtro passa basso per ottenere il livello di continua che controlla la rete sfasatrice, una rete anticipatrice che annulli il ritardo di 90° sul segnale, creato precedentemente, per sommarlo in fase con il segnale proveniente dall'altra antenna al fine di massimizzare il segnale risultante.
Il circuito corregge uno sfasamento temporale massimo Δt, tra i due segnali, pari a 0.15 ns del fascio incidente, su un'antenna rispetto all'altra. Il calcolo dell'angolo d'incidenza, quindi dello sfasamento tra le due antenne, dipende dalla loro distanza. Il ritardo spaziale d', conoscendo la velocità delle onde elettromagnetiche, con riferimento alla figura 4.6 ha il seguente valore:

$$d' = c \cdot \Delta t$$

Applicando la trigonometria, sempre con riferimento alla figura 4.6, otteniamo le seguente espressioni:

$$d' = d \cdot \cos(\theta) \Rightarrow \theta = \arccos\left(\frac{d'}{d}\right)$$

quindi dal valore del ritardo che riusciamo a correggere ricaviamo l'angolatura θ del fascio incidente.

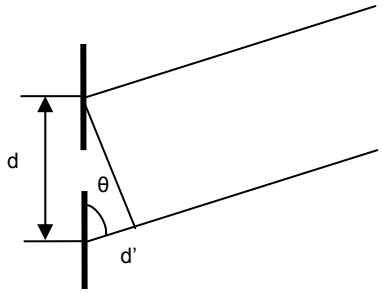


Figura 4.6 fascio incidente sulle antenne

Lo schema elettrico che realizza il beamforming analogico, mostrato nella figura 4.7, è stato realizzato con componenti discreti al solo scopo di verificarne la funzionalità dal punto di vista comportamentale.

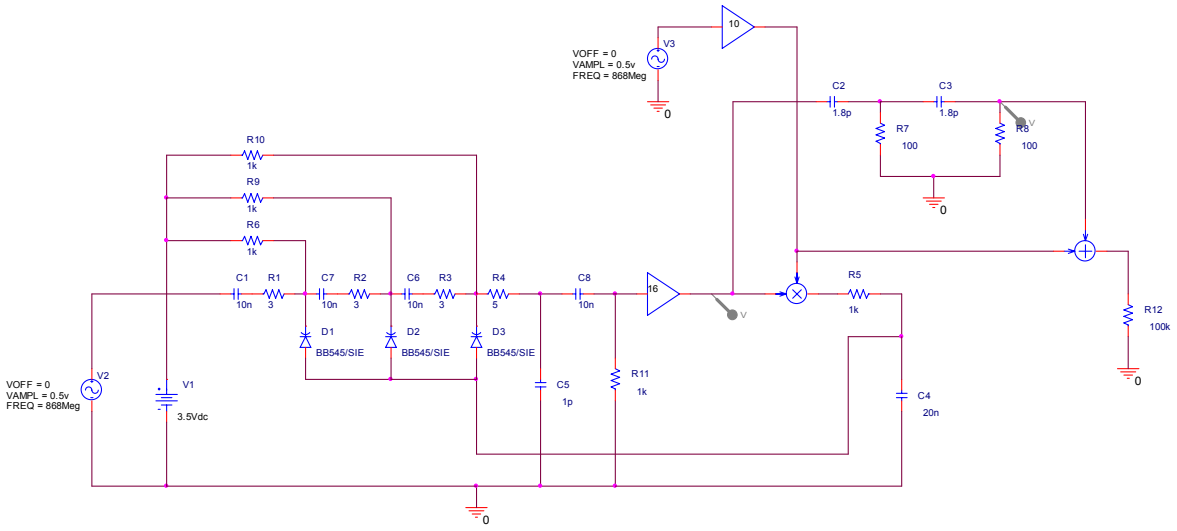


Figura 4.7 schema elettrico del beamformer

Per la simulazione non sono stati presi in considerazione i filtri BPF, presenti nello schema a blocchi, inoltre la tensione dei generatori, V1 e V3, presenti nel circuito hanno il valore di 0.5V, supponendo che i segnali provenienti dalle antenne oltre che adattati siano stati già amplificato dai low noise amplifier, visto l'ordine di grandezza di una tensioni indotta nelle condizioni ipotizzate nel paragrafo precedente, essere dell'oridine di qualche decina di mV. La dinamica presa in

considerazione per gli amplificatori RF deve essere almeno di ±6V. Questo valore è necessario per avere una amplificazione adeguata delle ampiezze dei segnali. Esse praticamente costituiscono i pesi a_0 ed a_1, nella formula dell'array factor e sono quelle che determinano il valore della tensione continua presente ai capi del filtro passa basso che fa variare la polarizzazione dei diodi per il rifasamento.

È chiaro che a livello di consumo di potenza il circuito non è ottimizzato poiché abbiamo usato per la simulazione componenti discreti, di cui è costituito il circuito elettrico, avendo lo solo scopo detto precedentemente. Nel caso di una implementazione su silicio tutti i componenti saranno opportunamente dimensionati per avere un circuito integrato che minimizzi il consumo di potenza in modo adeguato.

Per questo, come si può notare nello schema, alcuni blocchi come il moltiplicatore, che potrebbe essere realizzata da una cella di gilbert a 4 quadranti, gli amplificatori ad alta frequenza e il sommatore analogico non sono stati esplicitati.

Nello schema di Figura 4.7, notiamo la presenza di diodi varicap che svolgono il ruolo di capacità controllate in tensione per il rifasamento dei segnali. Questa è stata una scelta quasi immediata rispetto ai mos varacotr. Infatti nel mos varactor la variazione di capacità è al massimo di 2pF mentre con i diodi varicap si raggiungono variazione di 15-18 pF, permettendo di rifasare il segnale su un range di ritardi maggiore. Abbiamo, però, un limite nel correggere gli sfasamenti dovuto al valore di capacità raggiungibile con questi dispositivi ed all'attenuazione che subisce il segnale che deve essere rifasato. Bisogna quindi realizzare un compromesso tra lo sfasamento correggibile e l'attenuazione. Inoltre il collegare più dispositivi in parallelo per realizzare capacità maggiori non è così immediato come se avessimo semplici capacità. Questo è dovuto al loro circuito equivalente che presenta oltre che a elementi resistivi anche elementi induttivi (vedi figura 4.12), che a queste frequenze non sono affatto trascurabili.

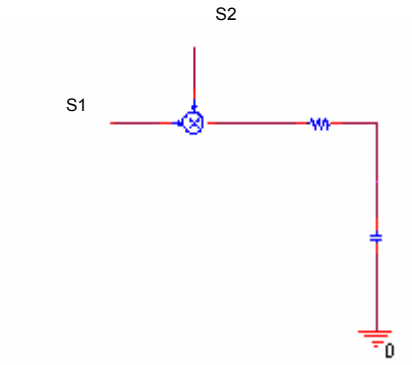
La rete collegata alla prima antenna dello schema elettrico (figura 4.7), rappresentata dal generatore di tensione V2, è costituita da quattro resistenze un condensatore e tre diodi varicap, oltre alle capacità di accoppiamento. È stata progettata e polarizzata in maniera da sfasare il segnale di 90° (in ritardo), rispetto a quello in ingresso all'antenna stessa. Il principio è simile a quello di un dispositivo PLL nella parte che rileva l'errore di fase che dovrà essere corretto affinché l'errore sia sempre nullo.

L'errore di fase è una quantità relativa. Se abbiamo due segnali con la loro relativa fase e li moltiplichiamo, vedi figura 4.8, si otterrà:

$$\sin(\omega_0 t + \phi(t)) \cdot \sin(\omega_0 t + \hat{\phi}(t)) =$$
$$\frac{1}{2}\cos(\phi(t) - \hat{\phi}(t)) - \frac{1}{2}\cos(2\omega_0 t + \phi(t) + \hat{\phi}(t))$$

Il primo termine dell'equazione misura la differenza fra le due fasi $\Delta\Phi = \phi(t) - \hat{\phi}(t)$. Poiché si suppone che la fase Φ(t) vari molto più lentamente della frequenza $2\omega_0 t$, il secondo termine della può essere eliminato attraverso un filtro passa basso.

Nell'equazione precedente l'errore di fase ΔΦ è applicato come argomento alla funzione coseno che è una funzione pari. Questo significa che osservando il risultato non siamo in grado di discriminare il caso $\phi(t) > \hat{\phi}(t)$ da $\phi(t) < \hat{\phi}(t)$. Per poter discriminare questi due casi è necessario utilizzare una funzione dispari. Se al segnale applichiamo uno sfasamento di π/2 si otterrà:



$$S1 = A\sin(\omega_0 t + \phi(t))$$
$$S2 = B\sin\left(\omega_0 t + \hat{\phi}(t) + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$A\sin(\omega_0 t + \phi(t)) \cdot B\sin\left(\omega_0 t + \hat{\phi}(t) + \frac{\pi}{2}\right) =$$
$$= (1/2)A \cdot B\sin\left(\phi(t) - \hat{\phi}(t)\right) - (1/2)A \cdot B\sin\left(2\omega_0 t + \phi(t) + \hat{\phi}(t)\right) \rightarrow$$
$$\rightarrow (1/2)A \cdot B\sin\left(\phi(t) - \hat{\phi}(t)\right)$$

Figura 4.8

in questo modo quando la fase dei due segnali è la stessa il loro prodotto darà valore nullo, avendo sempre filtrato il termine a frequenza doppia.

A questo punto i segnali provenienti dalle due antenne sono in fase e verranno sommati ottenendo il massimo.

4.2.1 Voltage multiplier

Questo circuito chiamato voltage multiplier (moltiplicatore di tensione), praticamente presente su tutti i sistemi RFID in banda UHF o SHF, serve per alimentare tutto o in parte il circuito del tag, quindi nei tag passivi e semipassivi ma anche per l'attivazione dei tag attivi i quali vengono messi in standby se non interrogati. La sua progettazione non è stata inclusa nel progetto poiché può essere fatta indipendentemente, però ne descriviamo il suo comportamento e come dimensionarlo.

Esso è necessario poiché il segnale elettromagnetico che arriva all'antenna del tag ha un valore molto basso, dell'ordine dei μW, quindi tensioni che vanno dalle decine a qualche centinaio di mV. Occorre portare queste tensioni indotte a valori di 1.5 ÷5 V, per poter far funzionare il circuito del tag sia passivo che semipassivo, o il circuito di attivazione del tag attivo.

Lo schema elettrico del voltage multiplier è il seguente [11]:

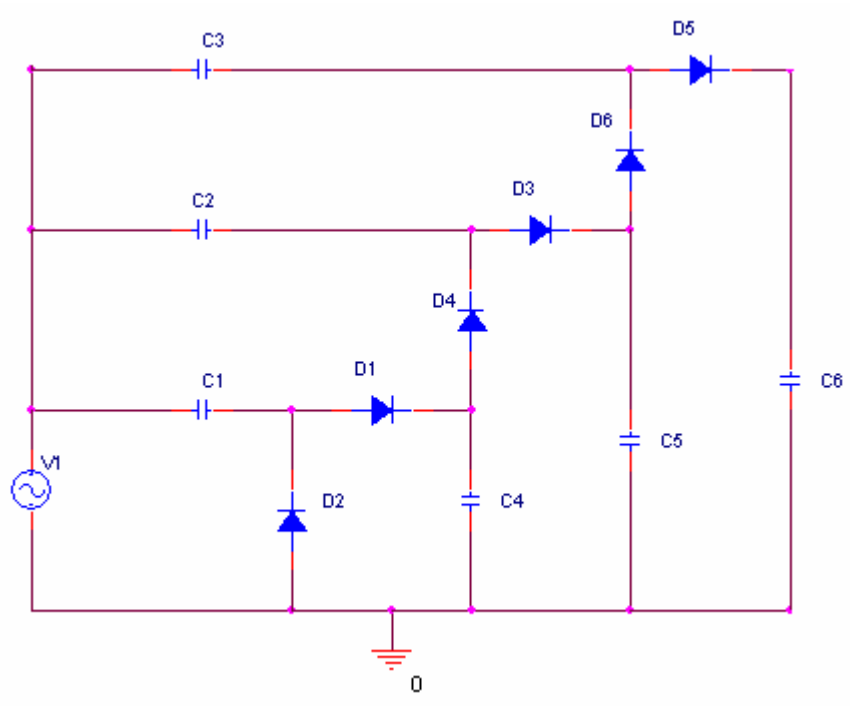


Figura 4.9

Il funzionamento del circuito di figura 4.9 è molto semplice, ipotizzando una sinusoide come segnale d'ingresso, durante la semionda positiva sia C1 che C4 si

caricano ad una tensione che sarà una frazione di V_{RF} , in funzione delle loro costanti di tempo.

$$\tau_4 = C4 \cdot R_e$$
$$\tau_5 = C1 \cdot R_e$$

con

$$R_e = R_{DF} + R_{bob}$$

il circuito equivalente in questo caso è il seguente, figura 4.10:

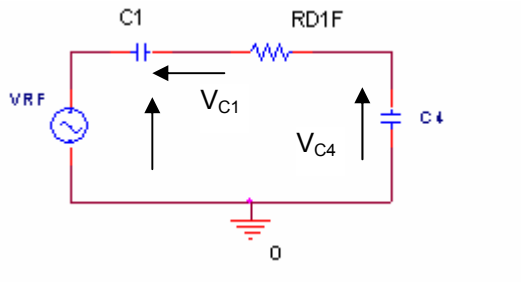


Figura 4.10

I condensatori si caricano sulla resistenza diretta del diodo, anch'essa molto bassa, che prendendo il valore dal data-sheet vale R_{DF}=130 ohm. La scelta dei valori dei condensatori sarà dettata da avere un livello di tensione continua, a regime, la più pulita possibile priva quindi di ondulazioni residue, dalla velocità con cui si vogliono caricare le capacità, cioè la velocità con cui si raggiunge la tensione di regime, e dal livello d'integrazione del circuito. La carica e la scarica dei condensatori non deve seguire il segnale, quindi la costante di tempo deve rispettare la seguente disuguaglianza:

$$\tau = R_{DF} \cdot C >> T = \frac{1}{f}$$

ed il valore della capacità va presa in base a tale espressione, dove *f* è la frequenza del segnale. Durante la semionda negativa il circuito equivalente è quello di figura 4.11, dove il diodo D2 sarà polarizzato direttamente e D1 sarà polarizzato inversamente. In questa situazione C1 si scarica di una determinata quantità, sempre in funzione di τ, mentre C4 rimane carico al valore di tensione precedente poiché il diodo D2 polarizzato inversamente ne impedisce la scarica.

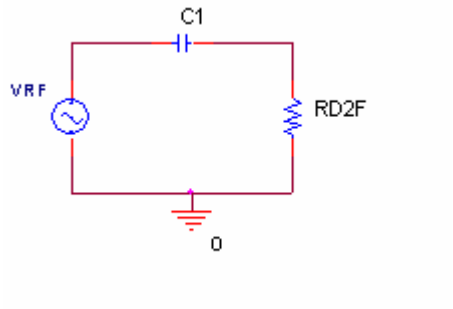


Figura 4.11

Ovviamente C1 non si scarica totalmente poiché c'è la tensione di soglia di D1 che lo blocca. Nei cicli successivi, quindi, C1 accumula man mano carica dato che nei periodi positivi del segnale C1 viene caricato a partire dalla carica accumulata al ciclo precedente. Questa situazione si ripete sino a quando C1 raggiunge la carica massima che è data da

$$V_{C1} = V_{RF} - V\gamma$$

A questo punto si blocca tutto poiché C1 non si scarica più, ma neanche si carica dato che la tensione ai sui capi, V_{RF} -V_{γ}, è quella massima siamo quindi in una situazione di equilibrio. La caduta di tensione che raggiungerà C4, invece, sarà data dalla somma della massima tensione data dal generatore meno la tensione di soglia del diodo D1, V_{RF} -V_{γ}, più tutta la tensione accumulata ai capi di C1, che come detto precedentemente è V_{RF} -V_{γ}, ossia:

$$VC4 = 2 \cdot \left(V_{RF} - V_{\gamma}\right)$$

iterando lo stesso ragionamento per gli altri diodi nel caso che ne abbiamo n si ottiene l'espressione :

$$V_C = n \cdot \left(V_{RF} - V_{\gamma}\right)$$

4.2.2 Rete ritardatrice

Ho adottato diodi varicap BB545 della Siemens per la simulazione con spice, per le caratteristica capacità-tensione adatta al progetto. Il circuito equivalente preso in considerazione per il diodo varicap è mostrato qui sotto:

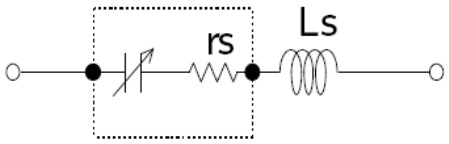


Figura 4.12

La rete è costituita dai componenti mostrati qui sotto, nella figura 4.13

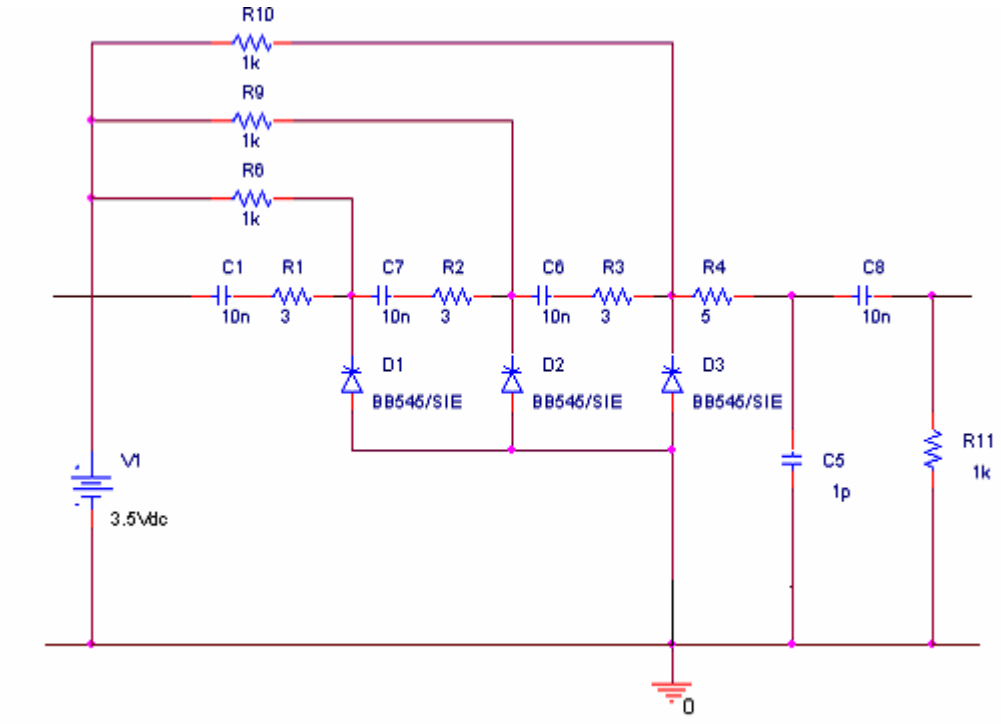


Figura 4.13

I diodi varicap come già accennato precedentemente devono essere polarizzati inversamente per funzionare da capacità controllate in tensione. Per questo è stata scelta una tensione di 3.5V. Tale valore permette di posizionarsi in un punto della caratteristica capacità-tensione riportata sotto, presa dal data-sheet del varicap, in una zona pressoché lineare, dove sia che aumentiamo che diminuiamo la tensione

la capacità di transizione (essendo in polarizzazione inversa) del diodo si incrementa o si decrementa della stessa quantità.

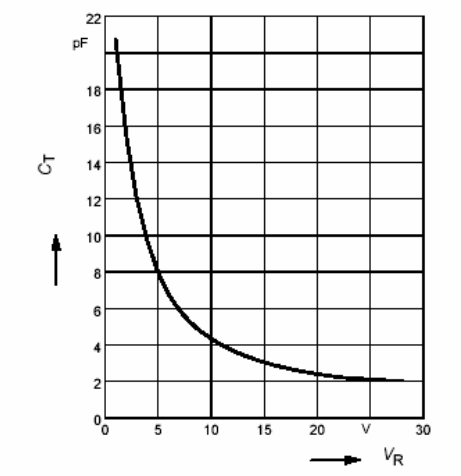


Figura 4.14

Questo è proprio quello che voglio ottenere, cioè il rifasamento del segnale, sia esso in anticipo o in ritardo rispetto all'altro, deve avvenire in modo simmetrico. Questo significa che i valori delle capacità variabili controllate in tensione, devono essere gli stessi sia che la tensione ai loro capi aumenti sia che diminuisca. I condensatori C1, C7 e C6, sono capacità d'accoppiamento per mantenere la polarizzazione sui diodi. Poi c'è il filtro formato da C8 ed R11 che serve ad eliminare l'off-set creato dalla polarizzazione e centrare, quindi, il segnale intorno all'origine.

Per il calcolo della funzione di trasferimento bisogna sostituire al posto dei diodi il loro circuito equivalente. Quindi il circuito elettrico della rete sfasatrice a regime sinusoidale, escludendo i rami di polarizzazione ed il filtro, costituito dai condensatori di accoppiamento che eliminano il valore continuo, è il seguente:

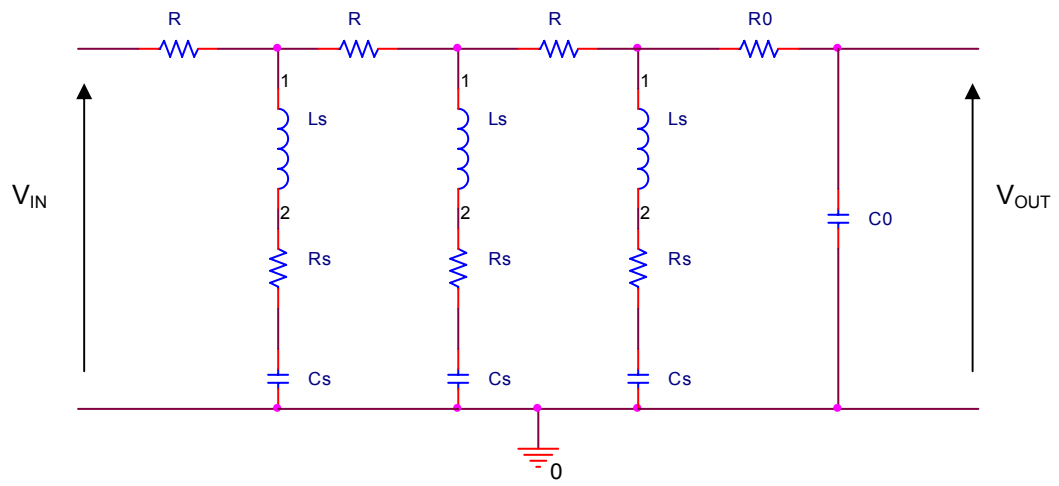


Figura 4.15

I valori di r_s ed L_s li otteniamo dal data-sheet e quello di C_s va calcolato sulla caratteristica capacità-tensione nel punto in cui polarizziamo i diodi.

Per il calcolo dei valori delle resistenze e della capacità della rete bisogna prendere in considerazione la funzione di trasferimento, la sua espressione è la seguente:

$$f(\omega) = \frac{V_{OUT}(\omega)}{V_{IN}(\omega)} = \frac{Z^3}{j\omega C_0\left(2Z^3R + Z^2R + 3Z^2R^2 + R^3Z + Z^4\right) + \left(1 + j\omega R_0 C_0\right)\cdot\left(6Z^2R + 5ZR^2 + R^3 + Z^3\right)}$$

con

$$Z = \frac{1 + j\omega RC - \omega 2LC}{j\omega C}$$

Il calcolo, molto complesso, è stato fatto rispetto al punto di riposo dei diodi, quindi le relative capacità del loro circuito equivalente sono prese sulla caratteristica capacità-tensione di figura 4.14. Gli altri valori sono ricavati trovando le radici del denominatore della funzione di trasferimento, introducendo il valore della pulsazione ω alla frequenza operativa, scegliendo un valore per R0 e ricavare di conseguenza il valore di C0. Successivamente tale segnale viene amplificato di una quantità opportuna.

Il segnale in ingresso alla seconda antenna, rappresentata dal generatore di tensione V3 nello schema di figura 4.7, verrà solamente amplificato. Ricordo, come

già detto, che V2 e V3 sono generatori sinusoidali ideali che rappresentano le tensioni indotte sulle antenne e nello schema circuitale non sono, quindi, presenti i filtri passa banda e le reti adattatrici che saranno presi in considerazione nella fase di progetto di un circuito integrato.
A questo punto i segnali provenienti dalle antenne vengono moltiplicati per mezzo, ad esempio, di una cella di Gilbert, nello schema rappresentata da un semplice moltiplicatore simbolico come già accennato precedentemente, per effettuare la moltiplicazione per la relevazione dell'errore.

4.2.3 Filtro passa basso

Tale filtro, costituito da una resistenza ed una capacità, ed è costruito per far passare solamente la continua e filtrare il termine a frequenza doppia. Far passare solo le frequenze basse sino ad un certo limite f_{L0}. Questo significa che tutti i segnali che hanno frequenze più elevate di f_{L0} devono essere cortocircuitati dal condensatore ossia l'impedenza capacitiva deve tendere a zero.

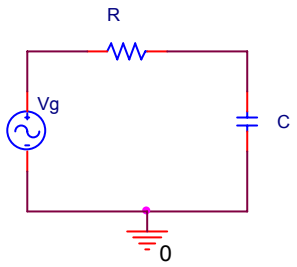


Figura 4.16

Per fare questo il condensatore deve avere il tempo di caricarsi e scaricarsi rispetto alla frequenza del segnale che vogliamo far passare, quindi otteniamo:

$$V_c = V_g \cdot \frac{\frac{1}{\omega \cdot C}}{R + \frac{1}{\omega \cdot C}}$$

per avere tutta la tensione V_g su V_c, quindi per poter trascurare il valore di R, dobbiamo soddisfare la seguente disuguaglianza:

$$\frac{1}{\omega_L \cdot C} > R \Leftrightarrow \frac{1}{2\pi \cdot f_{L0} \cdot C} > R \Leftrightarrow C < \frac{1}{2\pi \cdot f_{L0} \cdot R}$$

Questa relazione da sola non basta poiché se scegliessimo un valore di C molto piccolo, all'aumentare della frequenza l'impedenza capacitiva diminuisce, tende verso un corto circuito, ed il taglio della frequenza non sarebbe più quello voluto ma si sposterebbe verso frequenze più alte rispetto a f_{L0}. Quindi bisogna anche considerare da quali frequenze la capacità debba comportarsi come un corto circuito, questo lo si ottiene ad esempio supponendo che già alla frequenza f_{L1}, stabilita da noi, deve valere la seguente espressione:

$$\frac{1}{\omega_L \cdot C} < R \Leftrightarrow \frac{1}{2\pi \cdot f_{L1} \cdot C} < R \Leftrightarrow C > \frac{1}{2\pi \cdot f_{L1} \cdot R}$$

quindi conoscendo i valori possiamo ricavarci il valore della capacità che deve essere scelta rispettando i seguenti vincoli:

$$\frac{1}{2\pi \cdot f_{L0} \cdot R} > C > \frac{1}{2\pi \cdot f_{L1} \cdot R}$$

ho ottenuto così il valore della resistenza e capacità da attribuire al filtro presente nello schema.

Come si può notare se i due segnali hanno la stessa fase il primo termine è zero, ossia è nullo l'errore di fase. Filtrando, quindi, il termine a frequenza doppia, mi rimane un numero che è proporzionale alla differenza delle fasi dei due segnali ed alle loro ampiezze, inoltre sarà positivo o negativo a seconda che uno dei segnali è in anticipo o in ritardo rispetto all'altro. Questo numero, che è una tensione, mi sposta la polarizzazione dei diodi incrementando o decrementando la capacità degli stessi, in modo tale da rifasare il segnale e mantenere la differenza di fase di 90° tra i due segnali e quindi un errore di fase nullo.

4.2.4 Rete anticipatrice

Il segnale proveniente dall'antenna V2 una volta corretto lo sfasamento viene prelevato per essere sfasato in anticipo di 90° da una rete RC. Le resistenze ed condensatori della rete hanno lo stesso valore, e tale sfasamento si realizza se la frequenza di ingresso è pari a:

$$\omega_{\pi/2} = \frac{1}{RC}$$

la frquenza in questione vale f=868 MHz quindi la pulsazione ω varrà:

$$\omega = 2\pi f = 5.451 \cdot 10^9$$

scegliendo per R, ossia R7 ed R8 di figura 4.3, il valore di 100 ohm di consequenza si determina il valore della capacità pari a 1.8 pF

Questo perché poi i due segnali devono essere sommati ed essendo perfettamente in fase si otterrà il massimo, quindi un segnale più grande rispetto a quello che avremmo ottenuto con la singola antenna senza realizzare il beamforming, a parità di potenza trasmessa.

4.2.5 La simulazione

La simulazione effettuata con il programma spice di OrCad verifica il funzionamento del circuito che realizza il beamforming. Il circuito è quello di figura 4.7, come abbiamo già detto i valori che ho dato ai generatori di tensione è di 0.5V considerandolo fisso. Nella realtà questo valore potrebbe variare in base alla distanza tra le due antenne. Quindi In fase di progetto volto a realizzare un chip si potrebbero adottare degli amplificatori con AGC in modo che, entro un certo range di valori di tensioni indotte sulle antenne determinate dalla distanza trasmettitore ricevitore, che bisognerà valutare, le ampiezze non varino con l'ingresso in modo da mantenere costante i pesi delle ampiezze che consentono il rifasamento.

Di seguito riporto le figure che mostrano l'andamento temporale della tensione dei segnali in tre diversi punti. Il primo è quello relativo all'andamento temporale che

le tensioni assumono all'ingresso del moltiplicatore quindi dei segnali che risultano sfasati esattamente di $\pi/2$. La figura 4.17, mostra i punti dove sono stati applicati i probe per verificare l'andamento temporale delle relative tensioni.

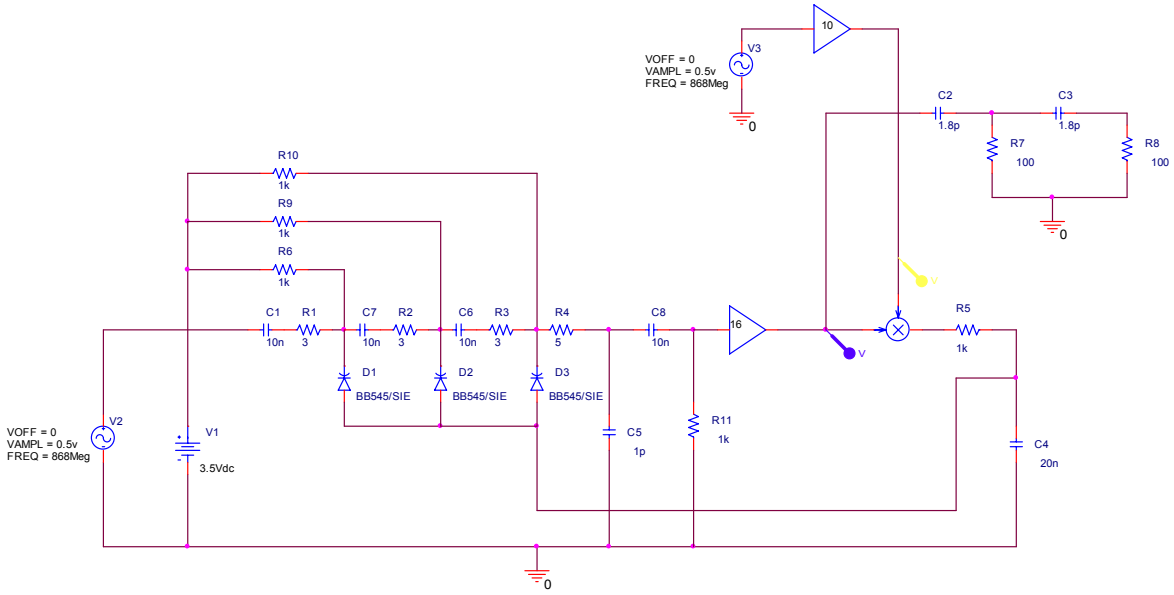


Figura 4.17

La figura 4.18 mostra il risultato della simulazione relativamente ai punti indicati nella figura soprastante.

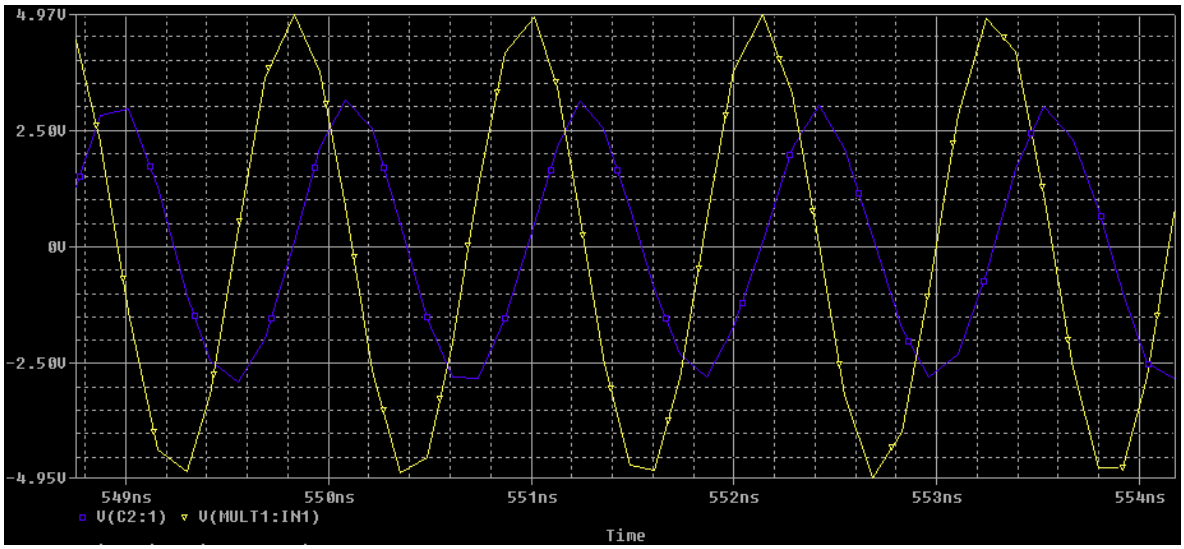


Figura 4.18

Come si può notare i segnali sono sfasati tra loro di 90°. Lo sfasamento è causato dalla rete ritardatrice progettata per questo compito, come descritto nel paragrafo relativo.

Il secondo punto è quello relativo all'andamento temporale delle tensioni, una dopo la rete anticipatrice a l'altra prima dell'ingresso del moltiplicatore cioè il segnale che non subisce elaborazioni se non quella di essere amplificato, in pratica i segnali che andranno in ingresso al sommatore che dovranno risultare in fase tra loro. La figura 4.19 indica il posizionamento dei probe;

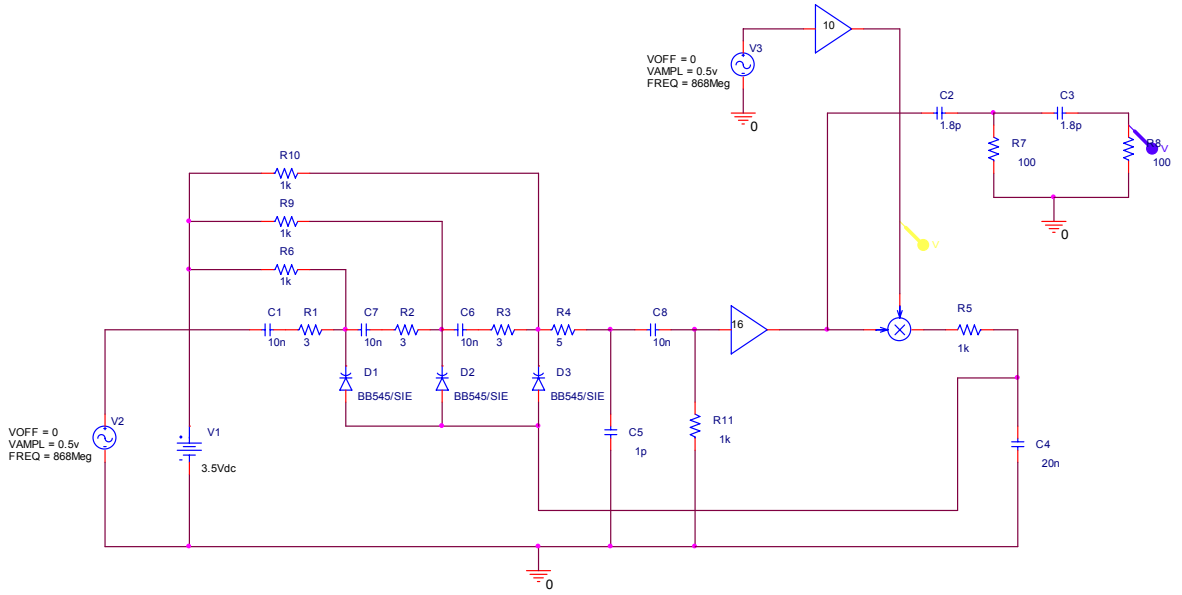


Figura 4.19

ed il risultato della simulazione è mostrato nella figura 4.20, qui sotto:

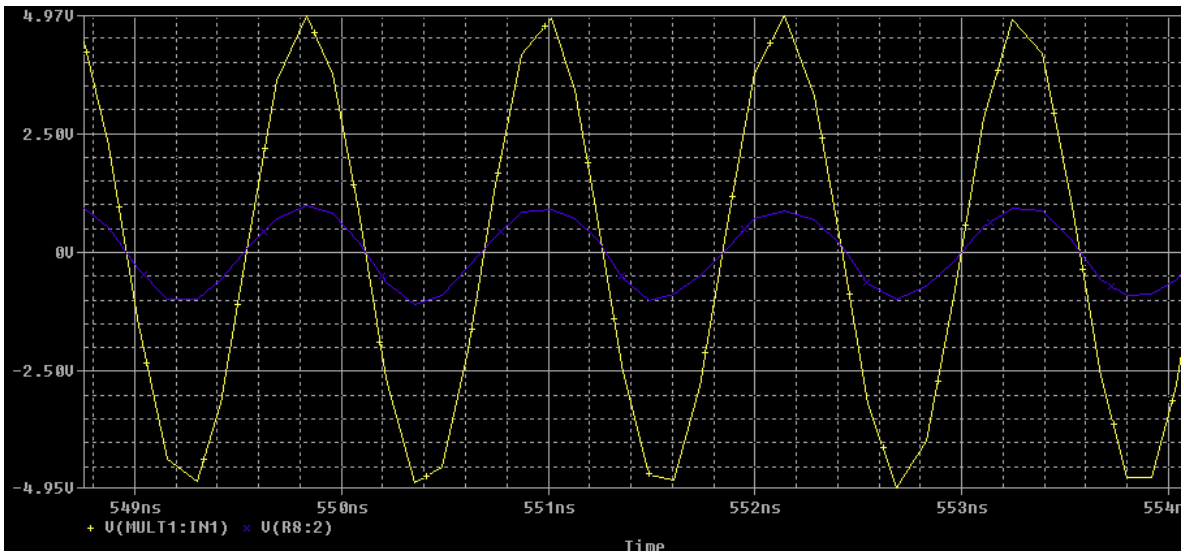


Figura 4.20

Come è possibile notare i segnali sono perfettamente in fase come doveva risultare dal progetto della rete anticipatrice.

Il terzo punto mostra come varia la tensione ai capi dei diodi, i quali partono da una tensione di polarizzazione di 3.5V. Come si vede dalla figura 4.21 la simulazione viene effettuata posizionando il probe su uno dei diodi (D3).

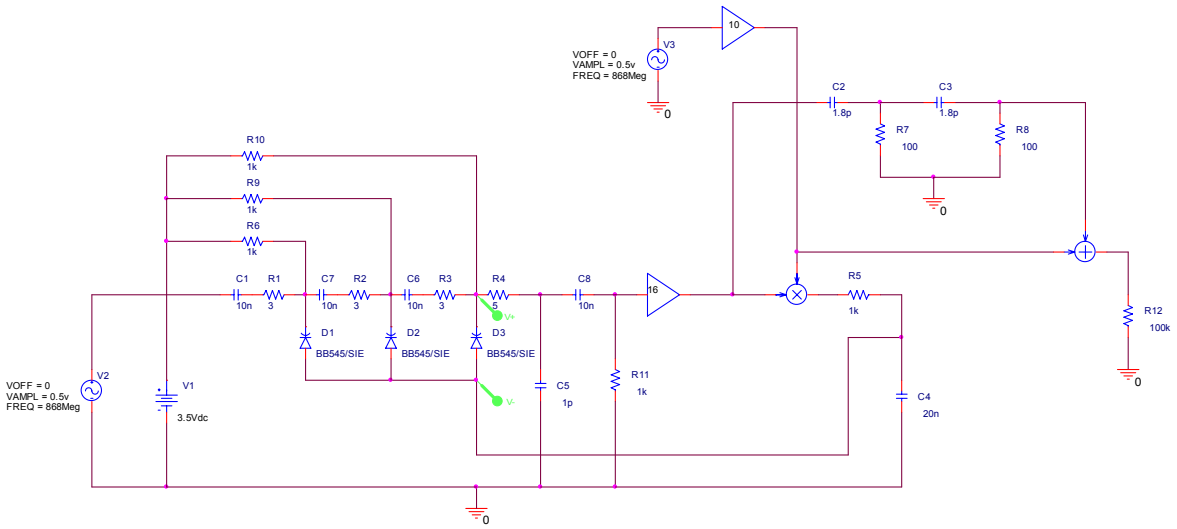


Figura 4.21

Il risultato della simulazione è mostrato nella figura sottostante dove i diodi partono da un punto di riposo del valore di 3.5V. Tale valore di tensione aumenta poiché i segnali sono sfasati e l'errore di fase mi dà un valore continuo ai capi del filtro R5-C4 che va ad incrementare la tensione sui varicap per riportare l'errore a zero. Si assesterà poi ad un valore costante quando i due segnali sono di nuovo in fase e l'errore di fase è nullo.

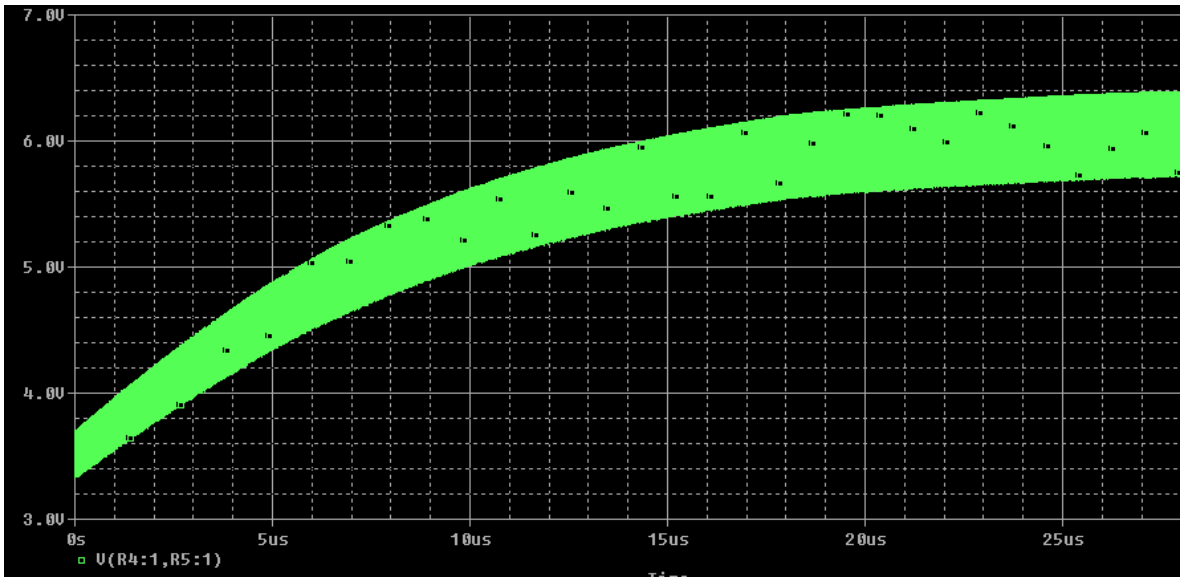


Figura 4.22

Gli stessi risultati si ottengono sfasando i segnali in modo opposto rispetto al precedente. In questo caso la tensione ai capi dei diodi diminuiscono rispetto al vlore di polarizzazione allo scopo di azzerare sempre l'errore di fase. L'andamento temporale delle tensioni ai capi del moltiplicatore in questi casi, avendo annullato l'errore di fase è come quello di figura 4.18, ossia i due segnali sono sfasati di 90°. All'uscita del nodo somma mostriamo il grafico temporale della tensione con riferimento alla seguente figura che mostra il punto di misura.

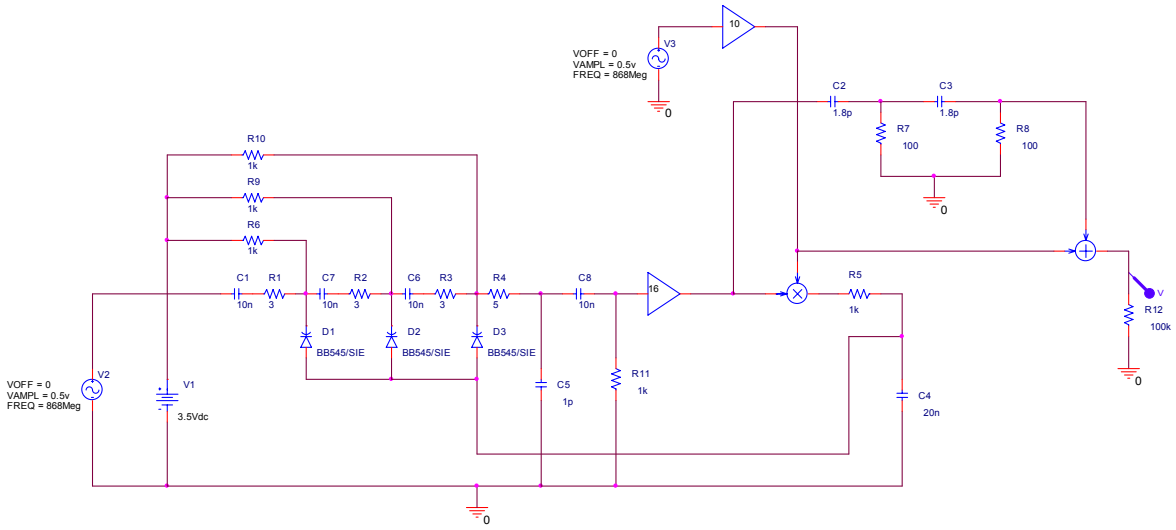


Figura 4.23

Possiamo notare come man mano che i due segnali vengono rifasati, il valore della tensione somma aumenta sino ad ottenere il massimo quando sono perfettamente allineati ossia errore di fase zero. Per mostrare meglio l'incremento della tensione nella figura 4.24 è messa in evidenza solamente la parte positiva dell'onda sinusoidale.

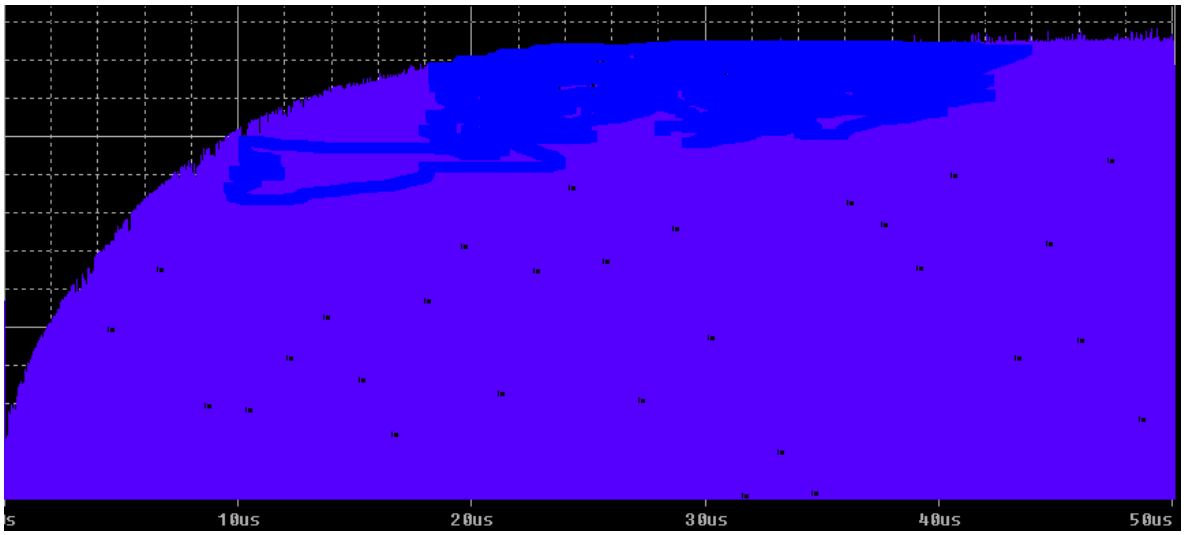


Figura 4.24

4.2.6 Consumo di potenza

Per quanto riguarda il consumo di corrente da parte del sistema, i rami che comprendono i diodi, essendo polarizzati inversamente la corrente che vi scorre è dell'ordine dei nA. Un amplificatore a radiofrequenza alla frequenza operativa di 900 MHz, con una alimentazione di almeno12V, il cui consumo di potenza è di circa 100mW ed una cella di gilbert a 4 quadranti richiede circa 7mA [14]. Per quanto riguarda il sommatore analogico il segnale potrebbe anche essere attenuato e poi sommato per non avere una dinamica troppo grande e di conseguenza un dispendio maggiore di potenza. Si pensa comunque a circuiti OTA che sommino il segnale in corrente. Il circuito in questione, come già osservato precedentemente essendo realizzato con componenti discreti ha consumi di potenza abbastanza elevati nonché il rumore e le capacità parassite sono maggiori rispetto ad un dispositivo integrato. Per questo motivo in un futuro sviluppo di realizzazione integrata su silicio del circuito, le amplificazioni richieste saranno sicuramente minori e quindi di ridurre notevolmente il consumo di potenza. Questo permetterà l'uso di tale circuito anche sui tag semipassivi o attivi.
Al momento lo schema elettrico progettato a componenti discreti permette sicuramente l'utilizzo nei reader che hanno tensioni di alimentazioni che vanno dai 12V ai 30V.

4.3 Conclusioni

L'utilizzo di questa tecnica, permettendo una maggiore focalizzazione del fascio delle onde elettromagnetiche, ci consente di realizzare un trade-off tra potenza di trasmissione e raggio d'azione, ossia maggiore distanza tra reader e tag oppure riduzione della potenza in trasmissione. Questo ci potrebbe permettere di acquisire nuovi dati, come il calcolo dell'angolo con cui il reader vede il tag. Questa informazione aggiunta al fatto che è possibile misurare l'intervallo di tempo che impiega il fascio riflesso nel percorrere la distanza tag-reader, consentirebbe di individuare la distanza stessa e quindi anche il posizionamento dell'oggetto all'interno dell'ambiente (ad esempio all'interno di un deposito).
Quindi prendendo in considerazione la formula generale della direttività e esplicitarla nel nostro caso dove N=1 ed s=1 ed ottenendo la seguente espressione:

$$D = \frac{2}{1 + \frac{\cos(\alpha d) \cdot \sin(kd)}{2kd}}$$

Due casi vengono presi in considerazione, sempre per motivi di ingombro, quello relativo ad una distanza tra le antenne pari λ/2 e l'altro pari a λ/4. Verrà calcolata la direttività, quindi il guadagno e sarà mostrata una simulazione fatta con matlab, che calcola l'espressione F(Φ) dell'array factor, indipendentemente dal tipo di antenna, e visualizza come viene guidato il lobo di radiazione centrale, nella direzione d'incidenza del fascio, di angolazione Φ rispetto ad x, massimizzando il segnale ricevuto. I dati che vengono inseriti nelle funzioni del programma matlab per graficare il diagramma sono i seguenti:

d = 0.50; a = [a_0,a_1]; % d is in units of λ
[g, phi] = array(d, steer(d,a,Φ), 400); %400 phi's in [0,π]
dbz(phi, g, 30, 20); %30o grid, 20-dB scale

4.3.1 Caso λ/2

Considerando il fatto che la differenza temporale tra i due segnali che il circuito in questione riesce ad azzerare è al massimo di 0.15 ns con d=λ/2 sapendo che λ=34.56 cm, utilizzando le espressioni del paragrafo 4.2 otteniamo

$$d' = c \cdot \Delta t = 3 \cdot 10^{8} \cdot 0.15 \cdot 10^{-9} = 0.045m$$

e per l'angolo massimo di sfasatura Φ si ha:

$$\phi = \arccos\left(\frac{d'}{d}\right) = \arccos\left(\frac{2 \cdot d'}{\lambda}\right) \cong 74^{0}$$

Possiamo spaziare quindi di un angolo di 16° rispetto all'asse dei 90 gradi. La simulazione è fatta dando diversi Φ per far vedere come si orienta il lobo di radiazione nella direzione di massimo campo. I colori delle linee rappresentano rispettivamente i seguenti valori di fase: celeste → Φ=74°; giallo → Φ=82°; nero → Φ=90°;

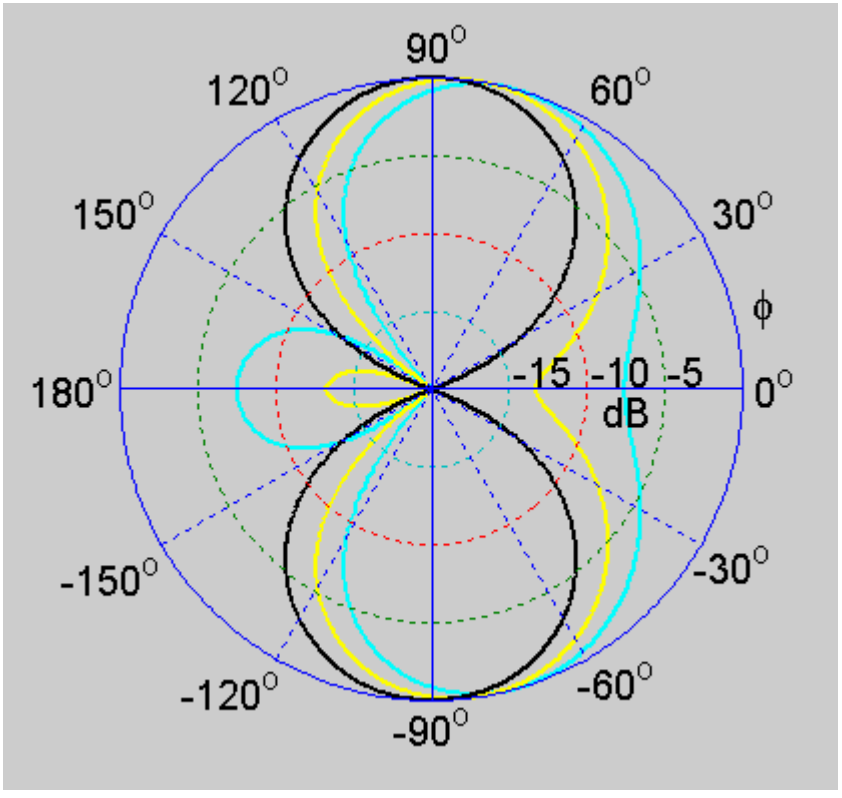


Figura 4.25

Dalla figura 4.25 è possibile notare come il massimo del lobo si sposta nella direzione del fascio d'arrivo, massimizzando il campo, in base ai rispettivi angoli d'incidenza.
Per un singolo dipolo il diagramma calcolato con gli stessi parametri è il seguente:

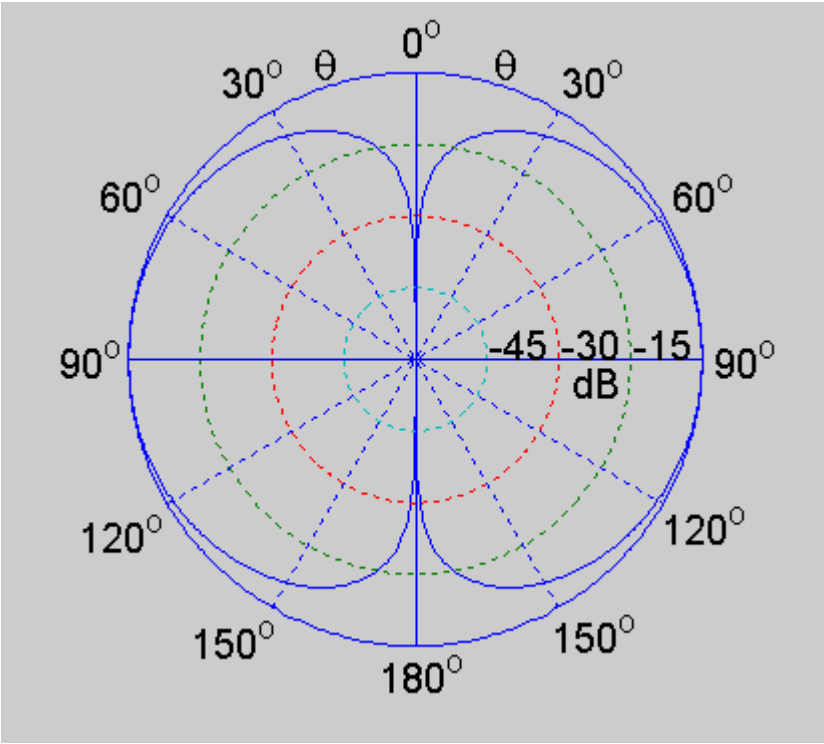


Figura 4.26

In questo caso il lobo è più ampio, quindi l'antenna è meno direttiva, e poi non è direzionabile se non manualmente.
Per un tag semipassivo o attivo che copre bene una distanza di 8-10m significa che io massimizzo il segnale proveniente dal reader coprendo un arco di φ=±16°, quindi riesco a stabilire una comunicazione anche se il reader è posizionato a sinistra o a destra di circa 3m, rispetto alla perpendicolare, come illustrato nella figura 4.27.

$$L = d \cdot tg(\varphi) = 10 \cdot tg(16) \cong 3m$$

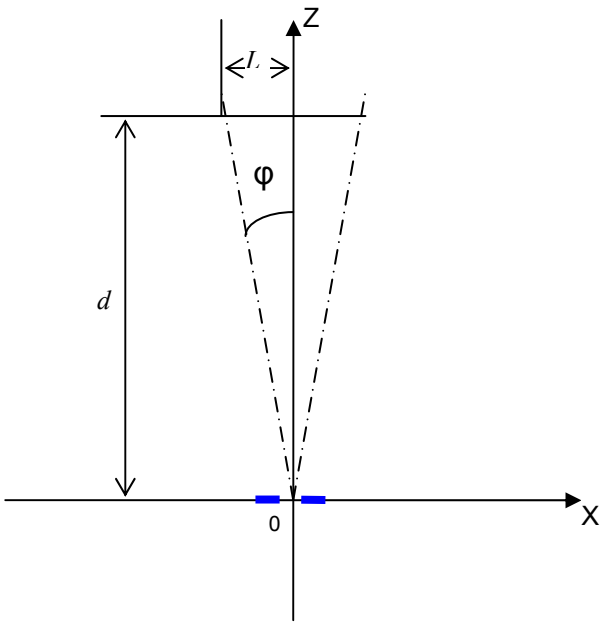


Figura 4.27

per quanto riguarda la direttività dalla formula già vista precedentemente otteniamo nel caso specifico:

$$D = \frac{2}{1 + \frac{\cos(\alpha d) \cdot \sin(kd)}{2kd}} = 2$$

quindi visto che

$$G_{tot}(\phi) = D(\phi) \cdot G_0(\phi) = 2 \cdot G_0(\phi)$$

otterremo un guadagno doppio rispetto alla singola antenna. Questo ci permette di poter scegliere se diminuire la potenza in trasmissione della metà o aumentare il range d'azione del dispositivo, praticamente di $\sqrt{2}$, essendo il rapporto tra la potenza di trasmissione e quella di ricezione data dalla seguente espressione [9]:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \cdot G_{0r} \cdot G_{0t}$$

Inoltre abbiamo il vantaggio già citato precedentemente, di poter instaurare una comunicazione all'interno di un certo arco rispetto alla perpendicolare reader-tag.

4.3.2 Caso λ/4

Facendo gli stessi calcoli dell'esempio 2, considerando quindi la stessa differenza temporale tra i due segnali che è quella che riusciamo a correggere 0.15 ns dove però in questo caso d= λ/4.

$$d' = c \cdot \Delta t = 3 \cdot 10^{8} \cdot 0.15 \cdot 10^{-9} = 0.045m$$

e per l'angolo massimo di sfasatura Φ si ha:

$$\phi = \arccos\left(\frac{d'}{d}\right) = \arccos\left(\frac{4 \cdot d'}{\lambda}\right) \cong 58^{0}$$

Possiamo spaziare quindi di un angolo di 32, il doppio di prima, rispetto all'asse dei 90 gradi. La simulazione è fatta dando diversi Φ per far vedere come si orienta il lobo di radiazione nella direzione di massimo campo. I colori delle linee rappresentano rispettivamente i seguenti valori di fase: celeste → Φ=58°; giallo → Φ=70°; rosso → Φ=80°; nero → Φ=90°

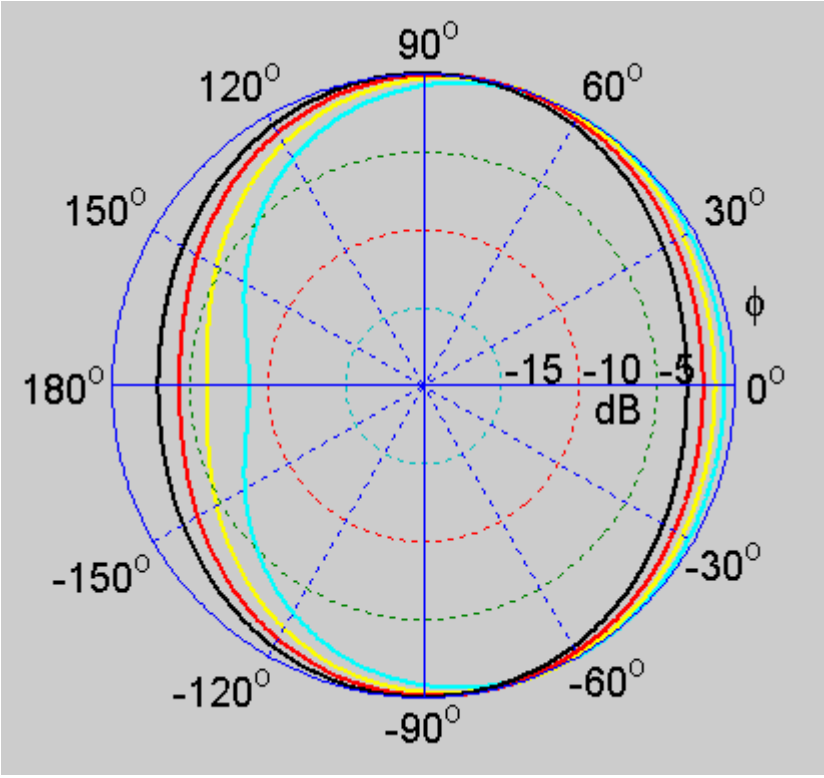


Figura 4.28

In questo caso cambia l'arco, raddoppia, nella quale riesco a massimizzare il segnale e sempre nelle stesse condizioni dell'esempio precedente e con riferimento alla figura 4.27 ottengo:

$$L = d \cdot tg(\varphi) = 10 \cdot tg(32) \cong 6m$$

Possiamo quindi stabilire in questo caso una comunicazione tag-reader, anche se il reader o il tag, è posizionato a sinistra o a destra di circa 6m, rispetto alla perpendicolare, come illustra la figura..
In questo caso il calcolo della direttività è il seguente:

$$D = \frac{2}{1 + \frac{\cos(\alpha d) \cdot \sin(kd)}{2kd}} = \frac{2\pi}{\pi + 1} \cong 1.52$$

in questo caso abbiamo un guadagno minore rispetto al caso precedente

$$G_{tot}(\phi) = D(\phi) \cdot G_0(\phi) = 1.52 \cdot G_0(\phi)$$

Però abbiamo notato che l'angolo di rifasamento in questo caso è maggiore. Questo è ovvio poiché diminuendo d, sostanzialmente si ha un antenna equivalente più piccola quindi meno direttiva con un lobo principale più ampio.
Anche qui valgono le considerazioni fatte nel caso precedente tra potenza trasmessa e range d'azione del sistema RFID. Quindi il range d'azione sarà minore rispetto al precedente ma possiamo agire su un arco più ampio per massimizzare il segnale.

Appendice

Codici delle funzioni matlab che realizzano il grafico del diagramma d'antenna.

Funzione steer

```
% steer.m - steer array towards given angle
%
% Usage: asteer = steer(d, a, ph0)
%
% d   = element spacing in units of lambda
% a   = array weights to be steered (must be row vector)
% ph0 = steering angle in degrees (broadside ph0=90)
%
% asteer = steered weights (row vector)
%
% notes: multiplies array weights by progressive phase,
%        asteer(n) = a(n) * exp(-j*(n-(N-1)/2)*ps0), for n = 0,1,...,N-1,
%        where ps0 = k*d*cos(ph0), thus, equivalent to scan(a, ps0)
%
% see also SCAN, ARRAY

% S. J. Orfanidis - 1997 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function asteer = steer(d, a, ph0)

if nargin==0, help steer; return; end

if ph0==90, asteer=a; return; end        % avoids v5.1 evaluation of cos(pi/2)=6.123e-017

ph0 = ph0 * pi / 180;

ps0 = 2 * pi * d * cos(ph0);             % scanning phase in psi-space

asteer = scan(a, ps0);
```

funzione dbz

```
% dbz.m - azimuthal gain plot in dB
%
% Usage: h = dbz(phi, g, rays, Rm, width)
%        h = dbz(phi, g)               (equivalent to rays=30, Rm=40, width=1)
%        h = dbz(phi, g, rays)           (equivalent to Rm=40, width=1)
%        h = dbz(phi, g, rays, Rm)       (equivalent to width=1)
%
% phi   = azimuthal angles over [0,pi]
% g     = gain at phi (g is in absolute units)
% rays  = ray grid at 30 degree (default) or at 45 degree angles
% Rm    = minimum dB level (Rm = 40 dB by default)
% width = linewidth of gain curve (width=1 by default)
%
% h     = handle to use for adding more gains and legends (see DBADD)
%
% examples: dbz(phi, g);               default (30-degree lines and 40-dB scale)
%           dbz(phi, g, 45);           use 45-degree grid lines
%           dbz(phi, g, 30, 60);       30-degree rays and 60-dB scale
%           dbz(phi, g, 30, 60, 1.5);  use thicker line for gain
```

```
%
% notes: makes azimuthal plot of gdb=10*log10(g) versus phi,
%        gain plot at -phi over [-pi,0] is added symmetrically,
%        max-g is assumed to be unity (e.g., as in the output of ARRAY),
%        grid circles at Rm/4, 2Rm/4, 3Rm/4 are added and labeled,
%        for EPS output, use width=1.50 for thicker gain line,
%        use width=0.75 for thinnest line
%
% see also DBZ2, ABZ, ABZ2, ABP, DBP, ARRAY

% S. J. Orfanidis - 1997 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function h = dbz(phi, g, rays, Rm, width)

if nargin==0, help dbz; return; end
if nargin<3, rays = 30; end
if nargin<4, Rm = 40; end
if nargin<5, width = 1; end

sty = ':';                                  % grid line style

gdb = g .* (g > eps) + eps * (g <= eps);            % make g=0 into g=eps, avoids -Inf's
gdb = 10 * log10(gdb);
gdb = gdb .* (gdb > -Rm) + (-Rm) * (gdb <= -Rm);     % lowest is Rm dB
gdb = (gdb + Rm)/Rm;                                % scale to unity max.

x = gdb .* cos(phi);
y = gdb .* sin(phi);

N0 = 400;
phi0 = (0:N0) * 2*pi / N0;
x0 = sin(phi0);                                 % gain circles
y0 = cos(phi0);

h = plot(x, y, 'LineWidth', width);
hold on;
plot(x, -y, 'LineWidth', width);                    % -phi part added
hold on;
plot(x0, y0, 0.75*x0, 0.75*y0, sty, 0.50*x0, 0.50*y0, sty, 0.25*x0, 0.25*y0, sty);

axis square;
R = 1.1;
axis([-R, R, -R, R]);
axis off;

Nf = 15;                % fontsize of labels

line([0,0],[-1,1]);
line([-1,1],[0,0]);

text(0, 1.02,  ' 90^o',   'fontsize', Nf, 'horiz', 'center', 'vert', 'bottom');
text(0, -0.99, '-90^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'center', 'vert', 'top');

text(1, 0.01,  ' 0^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'middle');
text(-1.02, 0.01, '180^o',  'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'middle');

text(1.07*cos(pi/12), 1.07*sin(pi/12),  '\phi', 'fontsize', Nf+2, 'horiz', 'left');

if rays == 45,
```

```
  x1 = 1/sqrt(2); y1 = 1/sqrt(2);
  line([-x1,x1], [-y1,y1], 'linestyle', sty);
  line([-x1,x1], [y1,-y1], 'linestyle', sty);

  text(1.04*x1, y1,       '45^o',  'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'bottom');
  text(0.97*x1, -0.97*y1,  '-45^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');
  text(-0.97*x1, 1.02*y1,  '135^o',  'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'bottom');
  text(-1.01*x1, -1.01*y1, '-135^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'top');
else
  x1 = cos(pi/3); y1 = sin(pi/3);
  x2 = cos(pi/6); y2 = sin(pi/6);
  line([-x1,x1], [-y1,y1], 'linestyle', sty);
  line([-x2,x2], [-y2,y2], 'linestyle', sty);
  line([-x2,x2], [y2,-y2], 'linestyle', sty);
  line([-x1,x1], [y1,-y1], 'linestyle', sty);

  text(1.02*x1,1.02*y1,        '60^o',  'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'bottom');
  text(0.95*x1,-0.97*y1,       '-60^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');
  text(1.04*x2,0.97*y2, '30^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'bottom');
  text(0.98*x2,-0.93*y2,       '-30^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');

  text(-0.91*x1,1.02*y1,  '120^o',  'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'bottom');
  text(-0.97*x1,-1.01*y1, '-120^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'top');
  text(-1.02*x2,0.97*y2,  '150^o',  'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'bottom');
  text(-1.01*x2,-1.01*y2, '-150^o', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'right', 'vert', 'top');
end

s1 = sprintf('-%d', 0.25*Rm);
s2 = sprintf('-%d', 0.50*Rm);
s3 = sprintf('-%d', 0.75*Rm);

text(0.765, 0.125, s1, 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');
text(0.515, 0.125, s2, 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');
text(0.265, 0.125, s3, 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');

text(0.55, -0.005, 'dB', 'fontsize', Nf, 'horiz', 'left', 'vert', 'top');
```

funzione array

```
% array.m - gain computation for 1D equally-spaced isotropic array
%
% Usage: [g, phi] = array(d, a, Nph);
%
% d   = array spacing in units of lambda
% a   = row vector of array weights
% Nph = number of azimuthal angles in [0,pi] (actually, Nph+1 angles)
%
% g   = row vector of gain values evaluated at phi
% phi = row vector of (Nph + 1) equally-spaced angles over [0, pi] (in radians)
%
% notes: computes g(phi) = |A(psi)|^2, where A(psi) = sum_n a(n)z^n,
%        with z = e^(j*psi) and psi = 2*pi*d*cos(phi),
%
%        normalizes g to unity maximum,
%        [g,phi] can be passed into gain plotting functions DBZ,ABZ,
%        e.g., dbz(phi,g), abz(phi,g)
%
%        to compute the gain of a scanned array use SCAN or STEER first, e.g.
%        [g, phi] = array(d, scan(a,psi0), Nph);
```

```
%       [g, phi] = array(d, steer(d,a,phi0), Nph);
%
%       uses the I2SP function DTFT
%
% see also UNIFORM, BINOMIAL, TAYLOR, DOLPH, SECTOR, MULTIBEAM

% S. J. Orfanidis - 1997 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function [g, phi] = array(d, a, Nph)

if nargin==0, help array; return; end

phi = (0 : Nph) * pi / Nph;     % equally-spaced over [0,pi]

psi = 2 * pi * d * cos(phi);

A = dtft(a, -psi);              % array factor, note dsft(a,psi)=dtft(a,-psi)
g = abs(A).^2;                  % power gain
g = g/max(g);                   % normalized to unity maximum
```

funzione dtft

```
% dtft.m - DTFT of a signal x at a frequency vector w
%
% Usage: X = dtft(x, w);
%
% x = length-L vector of time samples, x = [x(0),x(1),...,x(L-1)]
% w = length-N vector of frequencies in rads/sample, w = [w1,w2,...,wN]
%
% X = length-N row vector of DTFT values, X = [X(w1),X(w2),...,X(wN)]
%
% notes: evaluates z-transform of x on the unit-circle:
%       X(z) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n)z^{-n}, where z=e^{j\omega}
%
%       x,w can be entered row-wise or column-wise, they are internally
%       converted to row vectors
%
%       w is in units of radians/sample, w = 2*pi*f/fs
%
%       based on and replaces both dtft.c and dtftr.c of
%       the "Introduction to Signal Processing" book

% S. J. Orfanidis - 1994 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function X = dtft(x, w)

if nargin==0, help dtft; return; end

x = x(:).';                 % make x a row w/o conjugation
w = w(:)';                  % make w a row

L = length(x);

z = exp(-j*w);              % unit-circle points

X = 0;                      % evaluate z-transform using H\"orner's rule
for n = L-1:-1:0,
```

```
   X = x(n+1) + z .* X;
end
```

funzione scan

```
% scan.m - scan array with given scanning phase
%
% Usage: ascan = scan(a, ps0)
%
% a   = array weights to be scanned (must be row vector)
% ps0 = scanning phase in radians
%
% ascan = scanned weights (row vector)
%
% notes: multiplies array weights by progressive phase,
%        ascan(n) = a(n) * exp(-j*(n-(N-1)/2)*ps0), n = 0,1,...,N-1
%        ps0 can be any phase, even outside visible region,
%        STEER is a special case of SCAN, that is,
%        steer(d, a, ph0) = scan(a, 2*pi*d*cos(ph0))
%
% see also STEER, ARRAY

% S. J. Orfanidis - 1997 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function ascan = scan(a, ps0)

if nargin==0, help scan; return; end

N = length(a);

m = (0:N-1) - (N-1)/2;              % m varies over [-(N-1)/2, (N-1)/2]

ascan = a .* exp(-j*m*ps0);
```

BIBLIOGRAFIA

[1] Klaus Finkenzeller, "RFID HANDBOOK", Wiley. 2003

[2] RFID Identificazione automatica a radiofrequenza, L. Battezzati e J.-L. Hygounet, Editore Ulrico Hoepli Milano, 2003

[3] Toby Haynes, "A premier on digital beamforming", Spectrum Signal Processing, 26 Marzo 1998

[4] IDTechEx Web Journal "Smart Label Analyst" Aprile 2003

[5] IDTechEx Publication " Smart Packaging Journal" Agosto 2002

[6] IDTechEx Publication: "Smart Packaging Journal" Luglio 2003

[7] J. Gavan, "Trasponders for the detection and identification of remote cooperative targets", IEEE National Telesystems Conference, pp.229-232, 1994

[8] Carl W. Pobanz and Tatsuo Itoh, "A microwave noncontact identification trasponders using subharmonic interrogation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, no. 7, July 1995

[9] Balanis, "ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN", WILEY

[10] Udo Karthaus and Martin Fischer, "Fully Integrated Passive UHF RFID Transpoder IC With 16.7-µW Minimum RF input Power", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 38, no.10, October 2003

[11] J.P. Curty, N. Joehl, C. Dehollain, "Remotely Powered Addressable UHF RFID Integrated system", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 40, no.11, November 2005

[12] Sophocles J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas"

[13] Robert E. Collin, "Antennas and Radiowave propagation", McGraw-Hill

[14] Tero Tikka, Jussi Ryynanen, Mikko Hotti, and Kari Halonen, "Design of a High Linearity Mixer for Direct-Conversion Base-Station Receiver",

[15] http://www.rfidjournal.com/

[16] http://www.rf-id.it/AIM-Italia/AIM.htm