

# Tecnologie, Disegno e Progettazione

HangaBot

5 febbraio 2019



# Indice

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Componenti passivi</b>                               | <b>5</b>  |
| 1.1      | Induttori . . . . .                                     | 5         |
| 1.1.1    | Induttori con filo Avvolto . . . . .                    | 5         |
| 1.2      | Induttori accoppiati . . . . .                          | 6         |
| 1.2.1    | Trasformatori di impedenza . . . . .                    | 6         |
| 1.3      | Condensatori . . . . .                                  | 7         |
| <b>2</b> | <b>Risonatori</b>                                       | <b>9</b>  |
| 2.1      | Introduzione . . . . .                                  | 9         |
| 2.2      | Risonatori RLC . . . . .                                | 9         |
| 2.2.1    | Risonatori RLC parallelo . . . . .                      | 9         |
| 2.2.2    | Risonatori RLC serie . . . . .                          | 9         |
| 2.3      | Risonatori ad una porta RLC . . . . .                   | 10        |
| 2.4      | Risonatori con induttori accoppiati . . . . .           | 10        |
| 2.5      | Risonatori con linee di trasmissione . . . . .          | 10        |
| <b>3</b> | <b>Analisi Spettrale di un Segnale Campionato</b>       | <b>11</b> |
| 3.1      | filter bank . . . . .                                   | 11        |
| 3.2      | Introduzione . . . . .                                  | 11        |
| 3.3      | Definizioni . . . . .                                   | 11        |
| 3.4      | Calcolo densità spettrale di potenza . . . . .          | 12        |
| <b>4</b> | <b>Antenne</b>  | <b>15</b> |
| 4.1      | Array di antenne . . . . .                              | 15        |
| 4.1.1    | Analisi della forma del fattore di array . . . . .      | 16        |
| 4.2      | Simulazione di antenne 4NEC2 . . . . .                  | 16        |
| 4.3      | Modellizzazione di strutture solide . . . . .           | 16        |
| 4.4      | Sorgenti . . . . .                                      | 16        |
| 4.5      | Struttura del programma 4NEC2 . . . . .                 | 17        |
| 4.6      | Esempi . . . . .  | 17        |
| 4.6.1    | Dipolo a $\lambda/2$ in banda X . . . . .               | 17        |
| 4.6.2    | Square loop antenna for 1 GHz . . . . .                 | 17        |
| 4.7      | Loop antenna . . . . .                                  | 17        |
| 4.7.1    | Introduzione . . . . .                                  | 17        |
| 4.7.2    | Loop Antenne FullWave . . . . .                         | 18        |
| 4.8      | Dielectric resonator antenna DRA . . . . .              | 19        |
| <b>5</b> | <b>Gestione di Progetto</b>                             | <b>21</b> |
| 5.1      | Gestione dei Requisiti . . . . .                        | 21        |
| 5.1.1    | Analisi dei requisiti e matrice dei requisiti . . . . . | 21        |
| 5.1.2    | matrice di Tracciabilità . . . . .                      | 21        |
| 5.2      | mailbox di progetto . . . . .                           | 21        |
| 5.2.1    | task box . . . . .                                      | 21        |



# Capitolo 1

## Componenti passivi

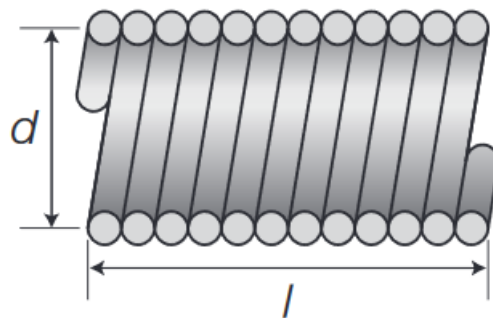
### 1.1 Induttori

#### 1.1.1 Induttori con filo Avvolto

Per dimensionare gli induttori a singolo strato in aria esiste la formula di Wheeler:

$$L = 10^{-3} \frac{N^2 D^2}{45D + 100l} \quad (1.1)$$

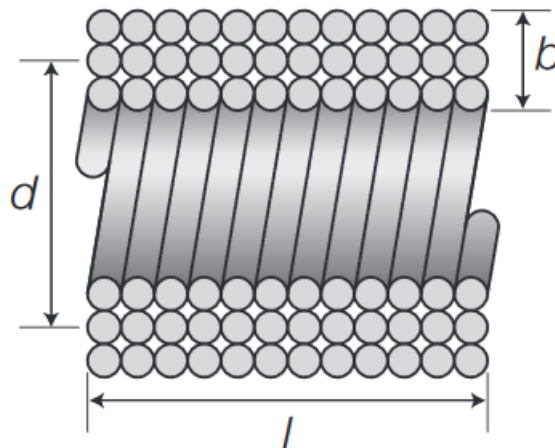
dove  $L$  è in  $\mu H$ ,  $N$  è il numero di avvolgimenti,  $D$  è il diametro in mm,  $l$  è la lunghezza in mm



Anche per gli induttori in aria a più strati esiste una formula simile

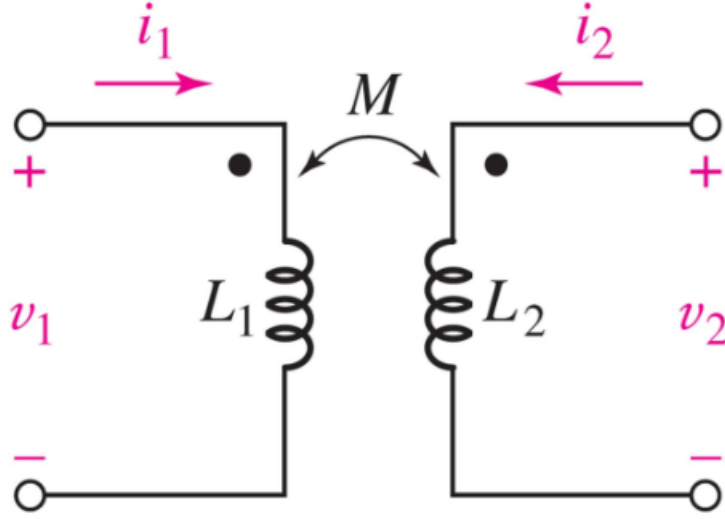
$$L = 10^{-3} \frac{7.9N^2 D^2}{3D + 9l + 10b} \quad (1.2)$$

dove in questo caso  $b$  è lo spessore degli avvolgimenti.



## 1.2 Induttori accoppiati

In base alla legge di Lenz una variazione di corrente in un conduttore produce una tensione all'interno del conduttore stesso proporzionale all'auto induttanza e nei conduttori circostanti secondo dei coefficienti di mutua induttanza che dipendono dall'accoppiamento tra i due circuiti. In figura è mostrato il simbolo di due circuiti accoppiati



Il pallino indica il verso positivo della corrente e della tensione. Le relazioni che legano tensioni e correnti sono:

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (1.3)$$

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (1.4)$$

Il valore di  $M$  deve rispettare la seguente condizione

$$M \leq \sqrt{L_1 L_2} \quad (1.5)$$

si definisce fattore di accoppiamento

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Nel dominio dei fasori si scrive

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (1.6)$$

$$V_2 = j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2 \quad (1.7)$$

### 1.2.1 Trasformatori di impedenza

Consideriamo un trasformatore chiuso su un'impedenza  $Z_L$ . Si possono scrivere le seguenti equazioni

$$\frac{V_2}{I_2} = -Z_L \quad (1.8)$$

dalla seconda equazione del circuito accoppiato si ha

$$V_2 = j\omega M I_1 - j\omega L_2 \frac{V_2}{Z_L} \quad (1.9)$$

e quindi

$$V_2 = \frac{Z_L j\omega M}{Z_L + j\omega L_2} I_1 \quad (1.10)$$

dalla prima equazione del circuito accoppiato

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M \frac{V_2}{Z_L} \quad (1.11)$$

per cui sostituendo nella prima

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_L + j\omega L_2} I_1 \quad (1.12)$$

da cui si ottiene che

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{j\omega L_1 Z_L - \omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2}{Z_L + j\omega L_2} \quad (1.13)$$

Nel caso in cui l'accoppiamento è perfetto si ha che  $M^2 = L_1 L_2$  e quindi si ottiene

$$Z_{in} = \frac{j\omega L_1 Z_L}{Z_L + j\omega L_2} \quad (1.14)$$

Se poi si può considerare  $|\omega L_2| \gg |Z_L|$  allora si ottiene

$$Z_{in} = \frac{L_1}{L_2} Z_L \quad (1.15)$$

### 1.3 Condensatori





## Capitolo 2

# Risonatori

### 2.1 Introduzione

I risonatori sono dispositivi che sono accordati ad una sola frequenza o ad un numero discreto di frequenze dette frequenze di risonanza. I risonatori si possono considerare come dei filtri a banda strettissima accordati ad un numero discreto di frequenze. Esistono risonatori a singola porta in cui la funzione di trasferimento è il parametro  $S_{11}$  e risonatori a doppia porta in cui la funzione di trasferimento è  $S_{21}$

### 2.2 Risonatori RLC

I risonatori RLC sono realizzati con condensatori e induttori. Questi risonatori tipicamente si usano fino alle decine di MHz. Esistono due topologie: *serie* e *parallelo*

#### 2.2.1 Risonatori RLC parallelo

Nei risonatori RLC in configurazione parallelo l'induttanza e la capacità sono collegate in parallelo. La frequenza di risonanza è pari a

$$\omega_0 = \frac{1}{LC} \quad (2.1)$$

mentre il fattore di qualità

$$Q = \omega_0 RC \quad (2.2)$$

per cui fissata la frequenza di risonanza, il fattore di qualità aumenta all'aumentare della capacità. Naturalmente l'induttanza diminuisce di conseguenza. La banda del risonatore a metà potenza è

$$BW = \frac{1}{Q} \quad (2.3)$$

In questa topologia per ottenere dei valori di  $Q$  elevato è necessario avere dei condensatori di capacità elevata e induttanza molto piccole. Per valori di frequenza dell'ordine dei MHz le induttanze risultano essere troppo piccole da essere realizzate in modo controllato.

#### 2.2.2 Risonatori RLC serie

Nei risonatori RLC in configurazione serie l'induttanza e la capacità sono collegate in serie. La frequenza di risonanza è pari a

$$\omega_0 = \frac{1}{LC} \quad (2.4)$$

mentre il fattore di qualità

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (2.5)$$

per cui fissata la frequenza di risonanza, il fattore di qualità aumenta all'aumentare della induttanza. Naturalmente la capacità diminuisce di conseguenza. La banda del risonatore a metà potenza è

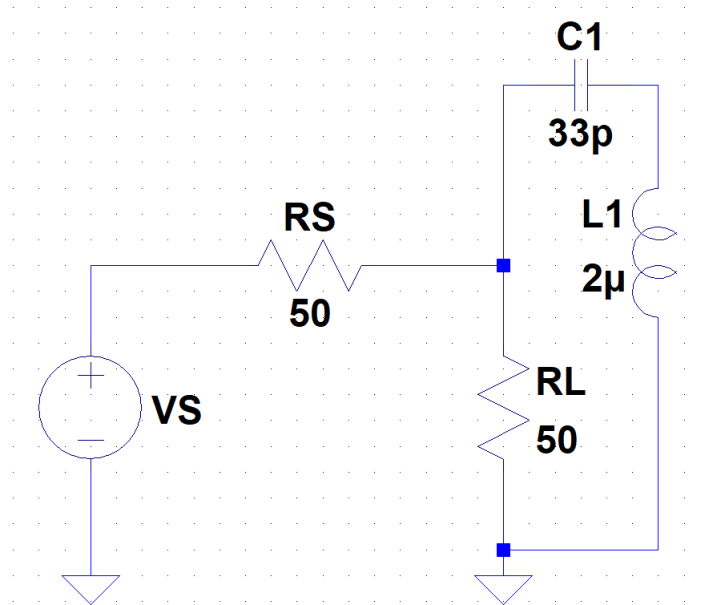
$$BW = \frac{1}{Q} \quad (2.6)$$

## 2.3 Risonatori ad una porta RLC

Questo risonatore riflette tutta l'energia in ingresso ad una singola frequenza. Esistono diverse topologie:

- LC serie con carico in parallelo
- LC parallelo con carico in serie

A seconda della frequenza è più conveniente utilizzare la prima o la seconda topologia. La prima topologia è mostrata in figura 2.3.



Il risonatore è accordato alla frequenza di circa 19.6 MHz.

## 2.4 Risonatori con induttori accoppiati

## 2.5 Risonatori con linee di trasmissione

## Capitolo 3

# Analisi Spettrale di un Segnale Campionato

### 3.1 filter bank

I'm using Filter Banks (Narrow Band Pass) created using the functions in Matlab. However, I wanted to know if there are fundamental limitations like that of FFT which also affect the Filter Banks. Is there any co-relation between the two?

### 3.2 Introduzione

Supponiamo di avere un segnale  $x(t)$  campionato con frequenza di campionamento  $T_c$ . Il numero di campioni prelevati è pari a  $N$ . Assumiamo, inoltre, che il segnale  $x(t)$  rappresenti una tensione elettrica prelevata ai capi di una impedenza a  $Z_0 = 50\Omega$  così da poter definire delle grandezze dimensionali. Assumiamo il segnale  $x(t)$  a banda stretta e che non sia presente aliasing dello spettro.

### 3.3 Definizioni

Essendo il segnale campionato sono disponibili solo i campioni. La prima operazione che occorre fare è quella di ricostruire nel modo migliore possibile il segnale originario. Per far ciò si può utilizzare un filtro formatore di impulso che per ogni campione associa un impulso. Il segnale  $x(t)$  può essere pertanto scritto nel seguente modo

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n p(t - nt_c) \quad (3.1)$$

Naturalmente  $p(0) = 1$  mentre  $p(nT_c) = 0 \forall n \neq 0$ . La trasformata di Fourier di questo segnale si scrive come

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (3.2)$$

Nel caso reale il numero di campioni prelevati è finito

$$x_c(t) = \sum_{n=0}^N x_n p(t - nt_c) \quad (3.3)$$

In questi campioni può essere presente una periodicità e quindi un certo numero di periodi. Naturalmente quello che ci interessa è stimare lo spettro  $X(f)$  a partire dalla versione limitata del segnale  $x_c$ . Quindi si vogliono evidenziare delle periodicità. Oppure per segnali impulsivi si vuole analizzare lo spettro come se non ci fossero altri impulsi. Calcoliamo lo spettro del segnale  $x_c(t)$  si ottiene

$$X_c(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \sum_{n=0}^N x_n p(t - nt_c) \right) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (3.4)$$

portando fuori la sommatoria

$$X_c(f) = \sum_{n=0}^N x_n \int_{-\infty}^{+\infty} p(t - nt_c) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (3.5)$$

sfruttando la traslazione della trasformata di Fourier si ottiene

$$X_c(f) = \sum_{n=0}^N x_n \exp(-j2\pi f n t_c) \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) \exp(-j2\pi f t) dt \quad (3.6)$$

Indicando con  $P(f)$  la trasformata dell'impulso formatore si ottiene

$$X_c(f) = P(f) \sum_{n=0}^N x_n \exp(-j2\pi f n t_c) \quad (3.7)$$

ora supponiamo di volere calcolare lo spettro in un numero discreto di frequenze così per utilizzare una FFT. Vista la definizione della FFT conviene scegliere

$$f_k = \frac{k}{N t_c} + \frac{b}{t_c} \quad (3.8)$$

dove  $b$  è un intero, e tenendo conto della periodicità dell'esponenziale si ottiene

$$X_c(f_k) = P(f_k) \sum_{n=0}^N x_n \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (3.9)$$

Naturalmente la scelta di utilizzare quelle frequenze non è vincolante sulla risoluzione in frequenza perché si possono sempre inserire dei campioni nulli nella sequenza ed aumentare la risoluzione.

Notiamo che il segnale  $x_c(f) = x(t) \text{rect}\left(\frac{t - N/2t_c}{N t_c}\right)$  per cui lo spettro

$$X_c(f) = N t_c \text{sinc}(f N t_c) \exp(-j2\pi f N/2t_c) * X(f) \quad (3.10)$$

Quindi lo spettro del segnale troncato risulta filtrato da un filtro con risposta impulsiva pari ad una funzione sinc con una risoluzione in frequenza pari ad  $1/N t_c$ . Per eliminare l'effetto della convoluzione occorre dividere per  $N T_c$

### 3.4 Calcolo densità spettrale di potenza

La densità spettrale di potenza si definisce a partire dalla autocorrelazione. Nel seguito terremo conto che il segnale è visto all'interno di una finestra di periodo  $T = N T_c$  per cui l'autocorrelazione media è definita

$$R_x(\tau) = E \left[ \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt \right] \quad (3.11)$$

Infatti la potenza media del segnale è data da

$$P_x = E \left[ \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \right] = R_x(0) \quad (3.12)$$

Si definisce densità spettrale di potenza la trasformata di Fourier della funzione di autocorrelazione

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (3.13)$$

Il motivo di questa definizione si basa sul teorema di Parseval infatti si ha che

$$P_x = R_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(f) df \quad (3.14)$$

La densità spettrale può essere espressa mediante lo spettro del segnale misurato si può scrivere che nel caso del segnale troncato che

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x_c(t) x_c(t - \tau) dt \quad (3.15)$$

si noti che

$$\int_{-\infty}^{\infty} R_T(\tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau = \|X_c(f)\|^2 \quad (3.16)$$

dividendo per  $T$  ed effettuando la media statistica

$$\int_{-\infty}^{\infty} E \left[ \frac{1}{T} R_T(\tau) \right] \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \frac{1}{T} E \left[ \|X_c(f)\|^2 \right] \quad (3.17)$$

calcoliamo separatamente

$$E \left[ \frac{1}{T} R_T(\tau) \right] = \int_{-\infty}^{\infty} w_T(t) w_T(t - \tau) E[x(t)x(t - \tau)] = R_x(\tau) \Lambda_T(\tau) \quad (3.18)$$

dove  $\Lambda_T(\tau)$  è l'impulso triangolare che vale 1 in zero e decade a zero per  $|\tau| > T$ . Nell'ultimo passaggio si è assunto che il segnale misurato fosse ergodico. Effettuando la trasformata si ottiene che

$$S_x(f) * F[\Lambda_T(\tau)] = \frac{1}{T} E \left[ \|X_c(f)\|^2 \right] \quad (3.19)$$

ovvero

$$S_x(f) * \text{sinc}^2(fT) = \frac{1}{T^2} E \left[ \|X_c(f)\|^2 \right] \quad (3.20)$$

quindi effettuando la media statistica su un numero elevato di misure finestrate si ottiene la densità spettrale di potenza filtrata con un filtro a forma di sinc quadra.

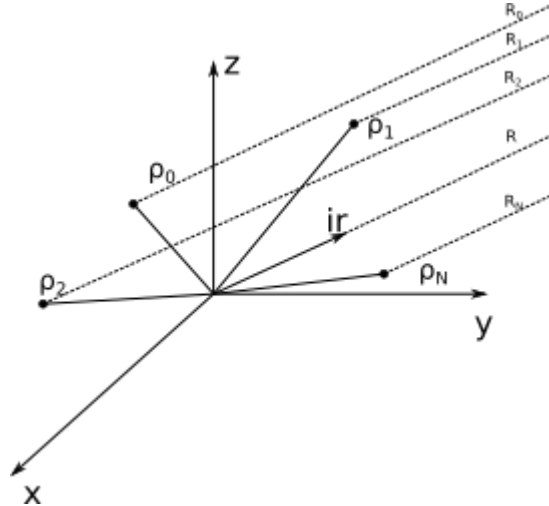


## Capitolo 4

# Antenne

### 4.1 Array di antenne

In alcuni sistemi di antenne si ha la necessità di generare fasci con elevata direttività, come ad esempio nei sistemi punto-punto, o nei trasmettitori radar. In questi casi si utilizzano array di antenne che si ottengono sistemando parecchi elementi radianti elementari per ottenere un elevato guadagno. Si ottengono facilmente guadagni di 10dB che permettono di ridurre la potenza trasmessa analogamente di 10dB. Consideriamo un insieme di  $N$  antenne posizionate ed orientate in modo arbitrario come mostrato nella figura 4.1



Il campo calcolato in un punto  $\underline{r}$  dello spazio dovuto all'antenna  $n$ -esima si scrive come

$$\underline{E}_n = I_n \underline{F}_n(\theta, \phi) \frac{\exp\left(-jk|\underline{r} - \underline{\rho}_n|\right)}{|\underline{r} - \underline{\rho}_n|} \quad (4.1)$$

dove  $I_n$  è la corrente di alimentazione dell'antenna  $\underline{F}_n(\theta, \phi)$  è il fattore di elemento. Il campo complessivo si scrive applicando il principio di sovrapposizione degli ingressi

$$\underline{E} = \sum_{n=1}^N I_n \underline{F}_n(\theta, \phi) \frac{\exp\left(-jk|\underline{r} - \underline{\rho}_n|\right)}{|\underline{r} - \underline{\rho}_n|} \quad (4.2)$$

Noi siamo interessati a calcolare il campo in un punto che si trova lontano da tutto il sistema di antenne ovvero

$$r \gg \lambda \quad (4.3)$$

$$r \gg D \quad (4.4)$$

$$r \gg \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.5)$$

dove  $D$  è il diametro della sfera più piccola che contiene tutto il sistema di antenne. In zona lontana per la fase vale la seguente approssimazione

$$|\underline{r} - \underline{\rho}_n| = |\underline{r}| - \underline{\rho}_n \cdot \underline{i}_r \quad (4.6)$$

per l'ampiezza invece

$$|\underline{r} - \underline{\rho}_n| = |\underline{r}| \quad (4.7)$$

e quindi il campo in zona lontana si scrive

$$\underline{E} = \sum_{n=1}^N I_n \underline{F}_n(\theta, \phi) \exp(jk \underline{\rho}_n \cdot \underline{i}_r) \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad (4.8)$$

assumendo che il fattore di elemento sia uguale per tutte le antenne si ottiene

$$\underline{E} = \underline{F}(\theta, \phi) \sum_{n=1}^N I_n \exp(jk \underline{\rho}_n \cdot \underline{i}_r) \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad (4.9)$$

si ottiene il principio di sovrapposizione del diagramma. In genere le antenne che costituiscono un array sono tutte uguali e ugualmente orientate, quindi a parità di alimentazione hanno lo stesso diagramma di radiazione. Questo è vero solo se si considerano le antenne isolate e irradiano nello spazio libero, altrimenti intervengono fenomeni di interazione mutua: la corrente su un'antenna irradia un campo elettromagnetico che in corrispondenza di un'altra antenna altera la distribuzione di corrente presente su di essa, modificandone il diagramma di radiazione. L'entità di questa perturbazione dipende da quanto sono distanti le antenne e dalle ampiezze delle correnti.

#### 4.1.1 Analisi della forma del fattore di array

La forma del fattore di array determina il diagramma di radiazione dell'antenna. Si vede che il fattore di array ha come parametri le correnti di alimentazione e le posizioni dell'antenna. Il massimo assoluto del fattore di array si ha quando nella direzione in cui la fase di tutti i termini della sommatoria è uguale. Quindi sfasando opportunamente le correnti applicate ai singoli elementi è possibile orientare il fascio nella direzione desiderata.

Infatti scegliendo

$$I_n = I_0 \exp(-jk \underline{\rho}_n \cdot \underline{i}_d) \quad (4.10)$$

si ottiene

$$F = \sum_{n=1}^N I_0 \exp(-jk \underline{\rho}_n \cdot \underline{i}_d) \exp(jk \underline{\rho}_n \cdot \underline{i}_r) \quad (4.11)$$

e quindi nella direzione  $\underline{i}_d$  si ottiene il massimo. Naturalmente la forma del fascio dipende da anche dalla posizione degli elementi

## 4.2 Simulazione di antenne 4NEC2

In 4NEC2 le antenne e le strutture sono sempre modellizzate con attraverso wire conduttori. Ogni wire è identificato da un unico tag. Durante la simulazione i wire vengono ulteriormente suddivisi dal software stesso. Quando si costruisce un modello la dimensione tipica dovrebbe essere di circa  $\lambda/20$ . Si possono usare segmenti di dimensione diversa per aumentare la velocità di simulazione. Occorre comunque mettere segmenti di dimensione inferiore nelle aree critiche. Per una corretta simulazione la lunghezza del segmento dovrebbe essere almeno quattro volte il diametro del conduttore.

## 4.3 Modellizzazione di strutture solide

In genere dei gap tra i wire inferiori a  $\lambda/10$  tendono a comportarsi come un solido.

## 4.4 Sorgenti

In nec sono disponibili delle sorgenti di tensione ideali. I generatori di tensione si posizionano al centro dei segmenti. I generatori di tensione sono assunti infinitesimamente piccoli e non introducono gap nella geometria.



## 4.5 Struttura del programma 4NEC2

4NEC2 usa delle "cards" per la descrizione della simulazione. Le "cards" devono essere introdotte in un certo ordine come mostrato nella figura

|                    |                       |
|--------------------|-----------------------|
| CM                 | Comments              |
| ⋮                  |                       |
| CE                 | End of Comment Blocks |
| GW/SP/...          | Geometry Definition   |
| ⋮                  |                       |
| GE                 | End of Geometry Block |
| EX/GR/LD/FR/RP/... | Program Control       |
| ⋮                  |                       |
| EN                 | End of Program        |

## 4.6 Esempi

### 4.6.1 Dipolo a $\Lambda/2$ in banda X

CM Free Space 800 MHz square loop

CE

SY L=0.08

|    |   |   |      |      |   |      |      |   |       |
|----|---|---|------|------|---|------|------|---|-------|
| GW | 1 | 9 | -L/2 | -L/2 | 0 | -L/2 | L/2  | 0 | .0001 |
| GW | 2 | 9 | -L/2 | L/2  | 0 | L/2  | L/2  | 0 | .0001 |
| GW | 3 | 9 | L/2  | L/2  | 0 | L/2  | -L/2 | 0 | .0001 |
| GW | 4 | 9 | L/2  | -L/2 | 0 | -L/2 | -L/2 | 0 | .0001 |

GE

GN -1

EK

|    |   |   |   |   |   |   |   |
|----|---|---|---|---|---|---|---|
| EX | 0 | 4 | 5 | 0 | 1 | 0 | 0 |
|----|---|---|---|---|---|---|---|

|    |   |   |   |   |     |   |
|----|---|---|---|---|-----|---|
| FR | 0 | 0 | 0 | 0 | 800 | 0 |
|----|---|---|---|---|-----|---|

EN

### 4.6.2 Square loop antenna for 1 GHz

CM Free Space 1000 MHz square loop

CE

SY L=0.08

|    |   |   |      |      |   |      |      |   |        |
|----|---|---|------|------|---|------|------|---|--------|
| GW | 1 | 9 | -L/2 | -L/2 | 0 | -L/2 | L/2  | 0 | .00088 |
| GW | 2 | 9 | -L/2 | L/2  | 0 | L/2  | L/2  | 0 | .00088 |
| GW | 3 | 9 | L/2  | L/2  | 0 | L/2  | -L/2 | 0 | .00088 |
| GW | 4 | 9 | L/2  | -L/2 | 0 | -L/2 | -L/2 | 0 | .00088 |

GE

GN -1

EK

|    |   |   |   |   |   |   |   |
|----|---|---|---|---|---|---|---|
| EX | 0 | 4 | 5 | 0 | 1 | 0 | 0 |
|----|---|---|---|---|---|---|---|

|    |   |   |   |   |      |   |
|----|---|---|---|---|------|---|
| FR | 0 | 0 | 0 | 0 | 1000 | 0 |
|----|---|---|---|---|------|---|

EN

## 4.7 Loop antenna

### 4.7.1 Introduzione

Le antenne a loop consistono in avvolgimenti di varia forma alimentati in un punto detto gap. In base alla loro dimensione rispetto alla lunghezza d'onda si differenziano in due tipologie

- Small loop - piccole rispetto alla lunghezza d'onda di funzionamento
- Fullwave - di dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda di funzionamento

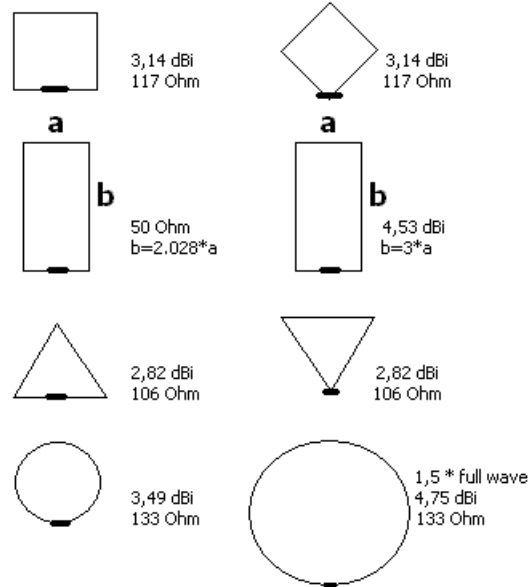
Le antenne full wave ha il massimo di radiazione nella direzione ortogonale al piano dei conduttori. Le antenne small loop hanno il massimo di radiazione nel piano dei conduttori.

Sono tipicamente antenne a banda stretta con una banda tipicamente inferiore al dipolo a  $\lambda/2$

### 4.7.2 Loop Antenne FullWave

Esistono diverse forme di antenna come mostrate in figura. Tipicamente La lunghezza dell'avvolgimento è pari alla lunghezza d'onda alla frequenza di funzionamento.

#### Impedance and gain of a loop (full wave)



**Esempio: antenna rettangolare con impedenza a 50 Ohm per la banda di 1 GHz**

La lunghezza d'onda è pari a  $\lambda = 0.29979246m$ . Risolvendo il sistema

$$2b + 2a = \lambda \quad (4.12)$$

$$b = 2.028a \quad (4.13)$$

si ottiene

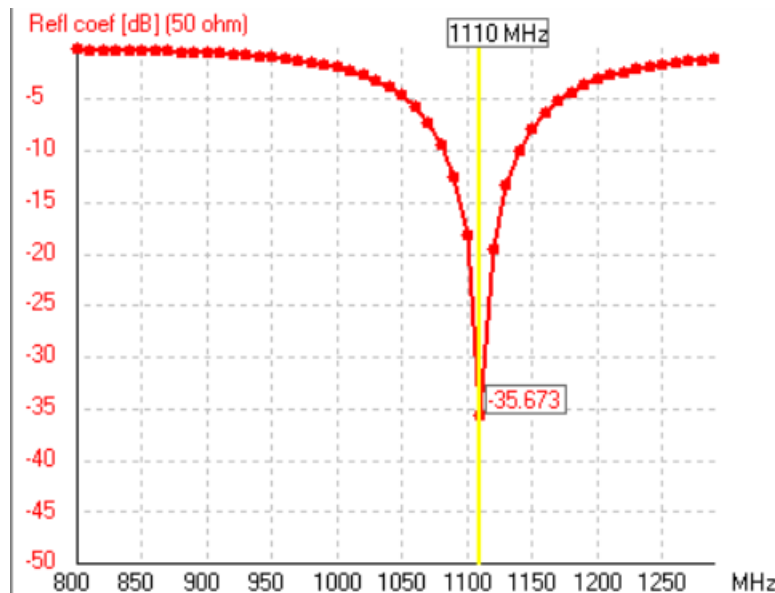
$$a = 0.0495 \quad (4.14)$$

$$b = 0.1003 \quad (4.15)$$

Il codice 4NEC2 per simulare l'antenna è

```
CM Free Space 1000 MHz square loop
CE
SY c=1.1
SY a=0.0495*c
SY b=0.1003*c
GW 1 9 -a/2 -b/2 0 -a/2 b/2 0 .00088
GW 2 9 -a/2 b/2 0 a/2 b/2 0 .00088
GW 3 9 a/2 b/2 0 a/2 -b/2 0 .00088
GW 4 9 a/2 -b/2 0 -a/2 -b/2 0 .00088
GE 0
GN -1
EK
EX 0 4 5 0 1 0 0
FR 0 50 0 0 800 10
EN
```

dalla simulazione si trova che l'antenna risulta



Si nota che per accordare l'antenna ad 1GHz è stato previsto un fattore di scala  $c$  che la rende leggermente più lunga

## 4.8 Dielectric resonator antenna DRA

Le DRA (dielectric resonator antenna) sono antenne che usano la risonanza interna ad un dielettrico per trasformare le onde guidate in onde non guidate. In generale sono realizzate da materiali con alta costante dielettrica come il PVC (PolyVinyl Chloride). Le DRA hanno le seguenti caratteristiche:

- La dimensione di una DRA è proporzionale a  $\lambda_0/\sqrt{(\epsilon_r)}$  dove  $\lambda_0 = c/f_0$ . Siccome non è presente materiale conduttivo
- hanno una elevata efficienza se si usa dielettrico con basse perdite
- raggiungono bande di funzionamento elevate



# Capitolo 5

## Gestione di Progetto

### 5.1 Gestione dei Requisiti

I requisiti di progetto sono una descrizione che mostra gli elementi e le funzioni necessarie ad un progetto. I requisiti si possono considerare come il punto di partenza di un processo di sviluppo. Quando i requisiti si modificano dopo un processo di sviluppo allora si parla di ingegneria inversa. I requisiti si possono classificare nelle seguenti categorie

- Requisiti di Progetto: specificano le opzioni per un progetto
- Requisiti di Implementazione: Specificano le tecnologie da utilizzare
- Requisiti di Interfaccia: Specificano il modo con cui il sistema comunica con l'esterno
- Requisiti di Forma: Specificano la forma, il peso, le dimensioni ecc
- Requisiti di Realizzazione: Specificano i costi di realizzazione

#### 5.1.1 Analisi dei requisiti e matrice dei requisiti

L'analisi dei requisiti consiste nel generare un insieme di procedure di verifica automatiche o manuali che permettono di verificare se un determinato requisito è soddisfatto o meno.

#### 5.1.2 matrice di Tracciabilità

La matrice di tracciabilità permette di conoscere se una determinata procedura di test valuta un determinato requisito e se eseguendo la procedura si soddisfa il requisito. Naturalmente una procedura di test può andare a valutare differenti requisiti.

### 5.2 mailbox di progetto

La mailbox di progetto costituisce una cronologia di tutte le informazioni che vengono scambiate verso il cliente finale del progetto. Ciascun elemento nella mailbox deve generare uno o più task che vengono messi nella task box

#### 5.2.1 task box

Contiene la lista dei task