

**Sistemi
di
Radiocomunicazione**

prof. Carlo Capsoni

a cura di
Nicola Morganti

con la collaborazione di
Camilla Castellani
Alessandro Pasquino
Igor Gaudio

A.A. 2003 - 2004

Indice

1	Le onde e la loro propagazione	1
1.1	Le equazioni di Maxwell	2
1.2	Equazione delle onde	3
1.3	Caratterizzazione di un'onda	5
1.4	L'onda elettromagnetica	6
1.5	Propagazione Guidata	9
1.5.1	Mezzi per la propagazione guidata	9
1.5.1.1	I cavi coassiali	9
1.5.1.2	Le fibre ottiche	11
1.5.1.3	Le guide d'onda	11
1.5.2	Linee adattate	12
1.6	Propagazione Irradiata	13
1.6.1	Il terreno	13
1.6.2	La troposfera	14
1.6.3	La ionosfera	14
1.6.4	L'influenza del terreno sulla propagazione	16
1.6.5	L'influenza della troposfera sulla propagazione	18
1.6.6	L'influenza della ionosfera sulla propagazione	19
1.7	Suddivisione delle frequenze	21
2	Antenne	23
2.1	Caratterizzazione dell'antenna	24
2.2	Tipologie di antenne	28
2.2.1	Antenne filiformi	28
2.2.2	Schiere di dipoli	33

2.2.3	Antenne a riflettori o paraboloidi	35
2.2.4	Antenne a bordo	36
3	La Modulazione	37
3.1	Modulazione d'ampiezza	37
3.2	Modulazione angolare	39
4	Cenni sui principali circuiti elettronici	42
4.1	Amplificatore	42
4.2	Rumore	45
4.3	Oscillatori	47
4.4	Raddrizzatore	50
4.5	Moltiplicatore di frequenza	51
4.6	Mixer - Convertitore di frequenza	51
4.7	Filtri	52
4.8	Risuonatore	53
5	Trasmittitore e Ricevitore	55
5.1	Trasmittitore in modulazione d'ampiezza	55
5.1.1	Dimensionamento di un trasmettitore in modulazione d'ampiezza	56
5.2	Trasmittitore in modulazione di frequenza	58
5.2.1	Sezione di modulazione	58
5.2.2	Sezione di Potenza	59
5.3	Ricevitore	59
5.3.1	Dimensionamento Ricevitore	60
5.3.2	Demodulatore d'ampiezza (Rivelatore)	61
5.3.3	Demodulatore di frequenza (Discriminatore)	61

Capitolo 1

Le onde e la loro propagazione

In questo capitolo vedremo dal punto di vista analitico e da quello pratico, come può essere realizzata la propagazione di un'onda elettromagnetica, in funzione del mezzo e della distanza tra gli apparati di trasmissione e di ricezione.

Indice del capitolo

1.1	Le equazioni di Maxwell	2
1.2	Equazione delle onde	3
1.3	Caratterizzazione di un'onda	5
1.4	L'onda elettromagnetica	6
1.5	Propagazione Guidata	9
1.5.1	Mezzi per la propagazione guidata	9
1.5.2	Linee adattate	12
1.6	Propagazione Irradiata	13
1.6.1	Il terreno	13
1.6.2	La troposfera	14
1.6.3	La ionosfera	14
1.6.4	L'influenza del terreno sulla propagazione	16
1.6.5	L'influenza della troposfera sulla propagazione	18
1.6.6	L'influenza della ionosfera sulla propagazione	19
1.7	Suddivisione delle frequenze	21

1.1 Le equazioni di Maxwell

Innanzitutto scriviamo le equazioni di Maxwell:

$$\begin{cases} \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v \\ \nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \end{cases} \quad (1.1)$$

Questo sarà il set di equazioni che utilizzeremo per ricavare analiticamente la descrizione delle onde e della loro propagazione.

Ricordiamo, che l'operatore divergenza ($\nabla \cdot$) fisicamente indica la variazione di flusso uscente da una superficie chiusa. Questa considerazione arriva dal teorema di Gauss che per un generico campo vettoriale \mathbf{F} si scrive come:

$$\iiint_V \nabla \cdot \mathbf{F} dV = \oint_S \mathbf{F} \cdot \mathbf{n} dS \quad (1.2)$$

dove \mathbf{n} è il versore normale e uscente dalla superficie S . Allo stesso modo possiamo dire che l'operatore rotore ($\nabla \times$) è una misura di quanto il campo vettoriale F "ruota attorno" ad un punto (misura il suo flusso circolare). Grazie al teorema di Stokes:

$$\iint_S \nabla \times \mathbf{F} dS = \oint_l \mathbf{F} \cdot \mathbf{n} dl \quad (1.3)$$

possiamo affermare che l'integrale del rotore di un campo vettoriale F su una superficie S è pari al flusso circolare sul bordo l della superficie del campo stesso. Osserviamo quindi il sistema 1.1:

- poichè la $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ allora le linee di campo di \mathbf{B} sono linee chiuse;
- dalla seconda equazione del sistema osserviamo che una variazione del flusso di \mathbf{B} nel tempo provoca un flusso circolare nella superficie di \mathbf{E} ;
- ρ_v è la densità di carica, sono cariche libere ovvero i generatori;
- \mathbf{J} è la densità di corrente elettrica, ed è formata da due contributi:

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_i + \mathbf{J}_{in} \quad (1.4)$$

dove \mathbf{J}_i e \mathbf{J}_{in} sono rispettivamente le correnti generate (o impresse) e le correnti indotte.

Di queste equazioni solo due sono indipendenti (noi utilizzeremo quelle ai rotori). Abbiamo comunque bisogno di altre relazioni per risolvere il sistema:

$$\begin{aligned}\mathbf{B} &= \mu\mathbf{H} \\ \mathbf{D} &= \varepsilon\mathbf{E}\end{aligned}\tag{1.5}$$

dove μ è la costante di permeabilità magnetica del mezzo e ε quella di permittività. Queste prendono il nome di leggi costitutive e ci descrivono le caratteristiche del mezzo. Infine utilizziamo anche:

$$\mathbf{J}_{\text{in}} = \sigma\mathbf{E}\tag{1.6}$$

che esprime la legge di proporzionalità tra le correnti indotte e il campo elettrico. Ricordando che $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_{\mathbf{r}}$ e $\mu = \mu_0\mu_{\mathbf{r}}$ riscriviamo il nostro set di equazioni come:

$$\left\{\begin{array}{l}\nabla \cdot \mu\mathbf{H} = 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} = -\mu\frac{\partial\mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \varepsilon\mathbf{E} = \rho_v \\ \nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon\frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t} + \mathbf{J}_i + \sigma\mathbf{E}\end{array}\right.\tag{1.7}$$

Per risolverlo abbiamo quindi bisogno sia di condizioni iniziali che di condizioni al contorno. Ricordiamo che quando dobbiamo risolvere un problema con condizioni al contorno, questo comporta un adattamento al tipo di contorno stesso e quindi alla tipologia del nostro sistema di riferimento (cilindrico, sferico o cartesiano). Se non vi riusciamo dobbiamo ricorrere a metodi numerici.

1.2 Equazione delle onde

Vogliamo trovare quindi la soluzione del nostro sistema con le seguenti ipotesi:

1. Spazio omogeneo e indefinito;
2. Spazio privo di sorgenti;
3. Conducibilità nulla.

Queste ci permettono di affermare che:

- non abbiamo problemi al contorno ovvero ε e μ sono scalari e non tensori;

- ho i generatori all'infinito e quindi nessuna singolarità ovvero $\rho_v = 0$ e $\mathbf{J}_i = 0$;
- non ho delle perdite, stiamo trattando un puro dielettrico ovvero $\mathbf{J}_{in} = \sigma \mathbf{E} = 0$.

Il nostro sistema si riduce quindi a:

$$\begin{cases} \nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \\ \nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \end{cases} \quad (1.8)$$

Ogni campo vettoriale del nostro sistema è quindi funzione del tempo e dello spazio. Sapendo che si tratta sinusoidi, possiamo utilizzare la notazione complessa per comodità e scrivere i nostri campi come:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(x, y, z, t) &= \mathbf{E}(x, y, z) e^{j\omega t} \\ \mathbf{H}(x, y, z, t) &= \mathbf{H}(x, y, z) e^{j\omega t} \end{aligned}$$

Riscriviamo quindi il nostro sistema con questa nuova notazione:

$$\begin{cases} \nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \\ \nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon\mathbf{E} \end{cases} \quad (1.9)$$

Ricorrendo quindi alla seguente relazione vettoriale:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E}$$

applicandola alla seconda equazione del sistema 1.9 e sostituendovi la terza e la quarta otteniamo:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} = 0 \quad (1.10)$$

che descrive il nostro campo elettrico all'interno del nostro mezzo e nelle ipotesi fatte. Utilizziamo adesso un sistema di riferimento dove facciamo coincidere il campo elettrico con la direzione dell'asse x e la direzione di propagazione con l'asse z . In questo modo, senza perdere di generalità, il nostro campo elettrico è interamente descritto dalla componente $E_x(z)$. Questo ci porta a scrivere:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} = \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \varepsilon E_x = 0 \quad (1.11)$$

poniamo quindi $k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon$ e scriviamo le soluzioni della nostra equazione:

$$E_x = Ae^{-jkz} + Be^{jkz} \quad (1.12)$$

dove A e B sono due costanti reali che determiniamo con le condizioni al contorno. Recuperiamo quindi la dipendenza dal tempo e scriviamo l'equazione completa del campo elettrico:

$$e_x = \Re \{ E_x e^{j\omega t} \} = A \cos(\omega t - kz) + B \cos(\omega t + kz) \quad (1.13)$$

notiamo quindi come il campo elettrico dipenda sia dal tempo (t) che dallo spazio (z).

Definiamo quindi *onda elettromagnetica*, un'onda in cui l'argomento della funzione sinusoidale deve dipendere contemporaneamente dal tempo e dallo spazio. Esaminiamo l'equazione 1.13 e facciamo alcune considerazioni fisiche. Notiamo innanzi tutto che l'argomento $\omega t - kz$ indica un ritardo di fase mentre un $\omega t + kz$ un anticipo di fase. Ricordiamoci che per ipotesi siamo in un mezzo omogeneo e indefinito, senza discontinuità, quindi se la nostra onda è diretta positivamente nel verso l'asse z non vi è motivo per cui cambi direzione. Questo ci porta a dire che il termine sinusoidale con argomento $\omega t + kz$ (anticipo di fase) non è fisicamente accettabile in quanto descrive un'onda che viaggia in senso opposto¹, per noi quindi B sarà sempre nullo. Nel momento in cui noi utilizziamo due mezzi differenti questo termine non potrà essere scartato.

1.3 Caratterizzazione di un'onda

L'onda del campo elettrico risulta essere quindi descritta dall'equazione:

$$A \cos(\omega t - kz) \quad (1.14)$$

Possiamo quindi ricavare alcune grandezze utili a caratterizzare la nostra onda. Sfruttando il fatto che la funzione coseno ha un periodo pari a 2π , possiamo calcolare il periodo T dell'onda semplicemente come:

$$e_x(z_1, t_1) - e_x(z_1, t_2) = 2\pi \quad (1.15)$$

¹Il discorso diventa facilmente comprensibile se si considera il valore di un'onda all'istante t_1 nella posizione z_1 e lo si confronta con lo stesso valore a un istante $t_2 > t_1$: vedremo che questo corrisponderà a una posizione $z_2 < z_1$, ovvero l'onda sta percorrendo l'asse z nella direzione opposta.

da cui otteniamo:

$$T = t_1 - t_2 = \frac{2\pi}{\omega} \quad (1.16)$$

Con un procedimento analogo possiamo determinare la lunghezza d'onda λ come:

$$e_x(z_1, t_1) - e_x(z_2, t_1) = 2\pi \quad (1.17)$$

da cui otteniamo:

$$\lambda = z_1 - z_2 = \frac{2\pi}{k} \quad (1.18)$$

definiamo quindi il parametro k numero d'onda. Per calcolare la velocità v di un'onda basta imporre che l'argomento della funzione coseno sia costante e quindi calcolarne il differenziale:

$$\omega t - kz = \text{cost.} \quad \Rightarrow \quad \omega dt - k dz = 0 \quad (1.19)$$

da cui:

$$v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{k} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{\mu \varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (1.20)$$

Un'onda elettromagnetica dunque viaggia alla velocità della luce. Essendo quest'ultima insuperabile ci porta a concludere che μ_r e ε_r debbano essere maggiori o uguali a 1. Se definiamo l'inverso del periodo, frequenza f , possiamo scrivere l'ulteriore relazione che lega le varie grandezze fino a qui ottenute:

$$\lambda = \frac{v}{f} = Tv \quad (1.21)$$

1.4 L'onda elettromagnetica

Adesso che abbiamo calcolato il campo elettrico, possiamo fruttare la seconda equazione del sistema 1.9 per ricavarci il campo magnetico e definire in modo completo il campo dell'onda elettromagnetica. Essendo legati da un prodotto vettoriale, il campo magnetico e quello elettrico, si propagheranno entrambi lungo l'asse z , ma saranno perpendicolari tra di loro. Quindi nel nostro sistema di riferimento, dove \mathbf{E} era completamente descritto nel piano xz , \mathbf{H} sarà, allo stesso modo, completamente descritto nel piano yz . Scriviamo quindi il legame come:

$$\nabla \times \mathbf{E}_x = -j\omega\mu\mathbf{H}_y \quad (1.22)$$

Se scriviamo il rotore come il determinante della matrice composta dal vettore ∇ , E e da quello dei versori, otteniamo:

$$\begin{vmatrix} E_x & E_y & E_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \mathbf{a}_x & \mathbf{a}_y & \mathbf{a}_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_x}{\partial z} \mathbf{a}_y = -jkAe^{-jkz} \mathbf{a}_y \quad (1.23)$$

Utilizzando l'espressione 1.22 ricaviamo infine:

$$H_y = \sqrt{\frac{1}{\eta}} E_x \quad \text{con} \quad \frac{1}{\eta} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \quad (1.24)$$

dove η prende il nome di impedenza *intrinseca* del mezzo. Questo nome, non è dovuto al fatto che vi è realmente un'impedenza ma al fatto che l'equazione 1.24 richiami l'espressione della legge di Ohm $V = RI$. Nella realtà questa descrive il

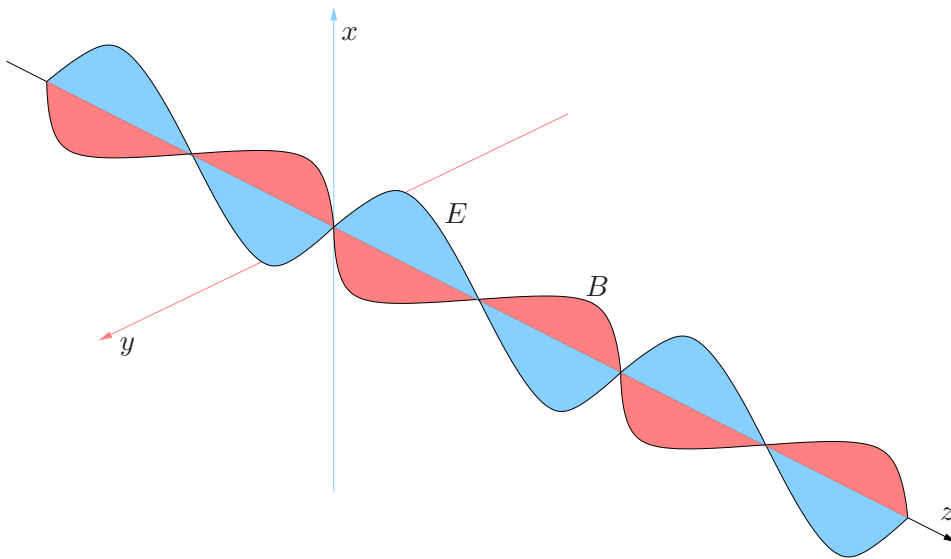


Figura 1.1: Struttura di un'onda elettromagnetica, fotografata all'istante \bar{t}

rapporto di ampiezze che si instaura tra E e H per un'onda elettromagnetica che attraversa il mezzo considerato. Nel vuoto assume un valore pari a 377Ω .

Se fotografiamo un'onda elettromagnetica in un istante \bar{t} otteniamo quindi una rappresentazione come quella di figura 1.1, dove il campo elettrico E e il campo magnetico H sono perpendicolari tra di loro. Queste descritte fino ad ora sono onde ideali in quanto i generatori sono posti per ipotesi all'infinito. Inoltre se ho un mezzo con delle perdite (un dielettrico reale) il valore di ε sarebbe complesso: il fatto che

noi utilizziamo un ε reale ci fa comprendere che la parte immaginaria di ε è quella che identifica le perdite del mezzo. Vogliamo quindi calcolare una quantità energetica legata all'onda, ovvero la densità di potenza. Questa è data dal vettore di Poynting:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2}(\mathbf{E} \times \underline{\mathbf{H}}) = S_z \mathbf{a}_z \quad (1.25)$$

dove \mathbf{S} è la densità di potenza e $\underline{\mathbf{H}}$ il complesso coniugato del campo magnetico. Svolgendo il prodotto vettoriale ricaviamo il valore di S_z :

$$S_z = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta} = \frac{1}{2} \eta |H|^2 \quad (1.26)$$

Per ricavare la potenza dovremmo integrare il vettore \mathbf{S} sulla superficie. Nelle ipotesi fatte la superficie ha un'estensione infinita, quindi anche la potenza sarebbe infinita. Questa non è altro che un'astrazione, in quanto nella realtà i nostri generatori sono in una posizione finita. Questo comporta che il valore del campo elettromagnetico dipende dalla distanza dal generatore. Supponiamo di avere un punto di potenza P

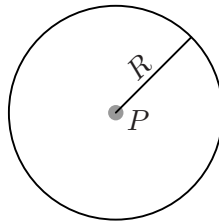


Figura 1.2: Linea equipotenziale generata da un punto di potenza P nello spazio

nello spazio che genera campo elettrico (Figura 1.2). La densità di potenza è data da:

$$S = \frac{P}{4\pi R^2} \quad (1.27)$$

Utilizzando la relazione 1.26, considerando costante e uniforme la potenza irradiata è facile pervenire al seguente risultato:

$$E = \frac{A'}{R} e^{-jkR} \quad (1.28)$$

dove A' è una costante generica che tiene conto di tutti i termini costanti. Arriviamo quindi a mostrare, come in presenza di generatori posti in posizione finita, il valore del campo elettrico dipenda dalla distanza dalla sorgente e la potenza non sia più infinita.

1.5 Propagazione Guidata

Abbiamo quindi definito completamente un'onda elettromagnetica tramite le equazioni del suo campo elettrico E e del suo campo magnetico H . Vediamo adesso quali mezzi di trasmissione vengono utilizzati per la propagazione guidata e in che modo questi possano incidere nell'adattamento di una linea.

1.5.1 Mezzi per la propagazione guidata

Come abbiamo potuto osservare, il metro di misura per un'onda elettromagnetica è la sua lunghezza d'onda λ . Al variare di questa e di conseguenza della frequenza f dell'onda, dobbiamo utilizzare diversi mezzi per garantire la propagazione guidata. Qui di seguito, esamineremo quindi:

- cavi coassiali;
- fibre ottiche;
- guide d'onda;

1.5.1.1 I cavi coassiali

Vediamo quindi come possiamo fare una propagazione guidata lungo una linea formata da cavi con conduttori di andata e di ritorno. Dall'equazione 1.21 notiamo che all'aumentare della frequenza f , la lunghezza d'onda λ diminuisce. Questo comporta che in un circuito di lunghezza L (Figura 1.3) se $L \ll \lambda$ (ovvero f è sufficientemente piccola) possiamo affermare che ai suoi estremi e lungo il circuito l'ampiezza dell'onda sia pressapoco la stessa. All'aumentare della f ($L \cong \lambda$), per quanto detto prima, non possiamo più affermare lo stesso. Questo fatto va tenuto presente nel momento in cui dobbiamo dimensionare la lunghezza della nostra linea in funzione delle frequenze utilizzate. I cavi che utilizzeremo lungo la linea sono di tipo coassiale. Sono costituiti da un conduttore centrale, rivestito da un dielettrico avvolto in una maglia metallica (Figura 1.4). Quando il conduttore centrale è percorso da una corrente i , si genera un campo elettrico che ha linee equipotenziali circolari intorno al conduttore. Questo ci garantisce che la maglia esterna sarà quindi una superficie equipotenziale. La differenza di potenziale della nostra linea sarà quindi quella che abbiamo tra il conduttore centrale e la maglia esterna. Grazie poi all'ultima

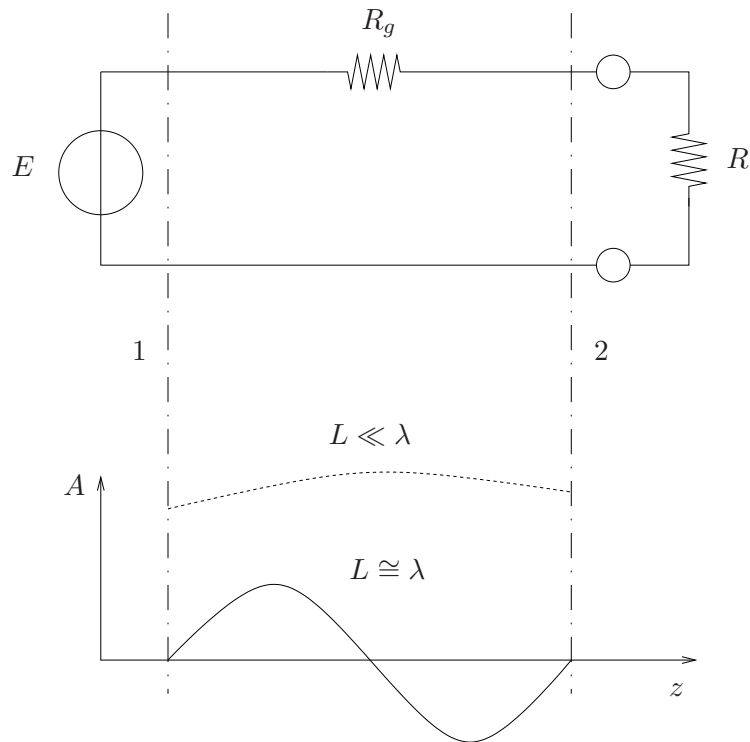


Figura 1.3: Effetti dell'onda elettromagnetica su un circuito elettrico

equazione del sistema 1.9 abbiamo anche la generazione di un campo magnetico, perpendicolare a quello elettrico e con linee di campo dirette radialmente rispetto al conduttore centrale. Tutto questo ci garantisce la propagazione di un'onda elettromagnetica (T.E.M.). Quando noi attacchiamo un generatore alla linea, questo impone un rapporto tra I e V lungo la linea stessa. Questo rapporto prende il nome di impedenza caratteristica della linea e la indicheremo con Z_c . Se per esempio avessimo $Z_c = 75 \Omega$ questo non vuol dire che abbiamo una resistenza sulla linea pari a 75Ω , ma che I e V sono in rapporto pari a 75 in ogni sezione del cavo. Nella pratica non riusciamo comunque a creare una linea ideale a causa della perdita di potenza dovuta all'effetto Juole. Nei nostri cavi infatti, abbiamo delle perdite trascurabili nel dielettrico e maggiori nei conduttori in quanto dotati di una condubilità finita. Quando siamo a $f = 0$ (D.C.) la corrente circola attraverso tutta la sezione del cavo. A $f \neq 0$ (A.C.) la distribuzione di cariche tende ad occupare la corona circolare esterna del cavo, che ha uno spessore sempre più piccolo man mano che f aumenta (Effetto Pellett). Questo comporta che l'area della sezione, attraverso cui transitano

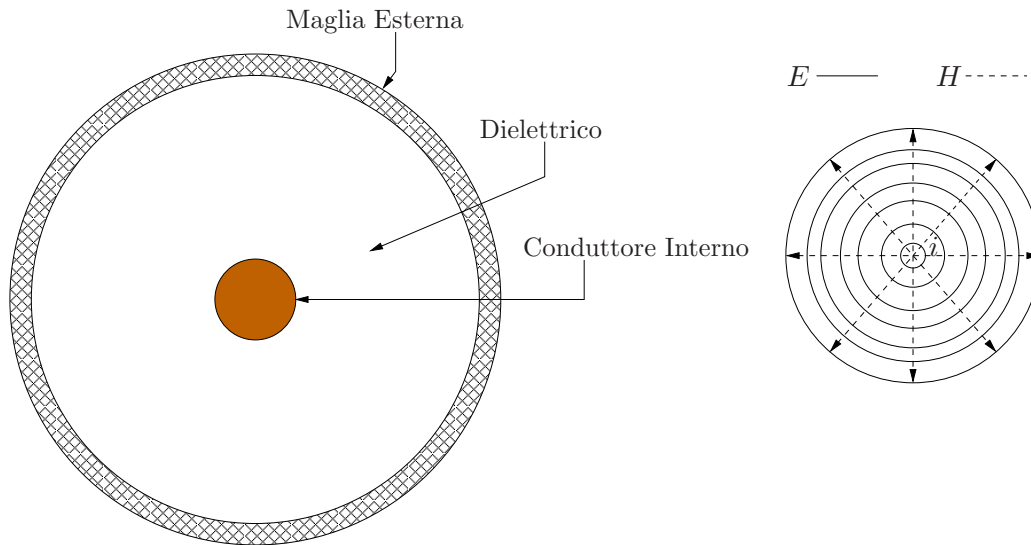


Figura 1.4: Struttura di un cavo coassiale

le cariche elettriche, diminuisce all'aumentare della frequenza. Abbiamo quindi un aumento delle perdite e delle attenuazioni lungo la linea proporzionali a \sqrt{f} , dunque quando lavoriamo a frequenze troppo elevate non possiamo più utilizzare cavi per trasportare il segnale.

1.5.1.2 Le fibre ottiche

Ci permettono di trasferire il segnale ad alta frequenza con attenuazioni molto ridotte anche su lunghe distanze. Questo tipo di mezzo non è adatto per segnali molto deboli poiché decadono, mentre se lavoriamo con potenze molto elevate il mezzo di trasmissione ideale è la guida d'onda. Infatti le fibre ottiche possono essere considerate come guide d'onda, costituite da due cilindri coassiali di materiale dielettrico nel quale l'onda è confinata.

1.5.1.3 Le guide d'onda

Come appena osservato le guide d'onda costituiscono il mezzo di trasmissione ideale a frequenze elevate. Fisicamente sono realizzate creando una struttura metallica al cui interno si sviluppa un'onda elettromagnetica limitata. In questo caso le attenuazioni del segnale sono minori che nel cavo, tuttavia hanno la limitazione intrinseca di essere rigide e non permettono alla corrente continua di transitare in quanto non vi è un

conduttore solido perchè il campo è tutto nell'aria (con il cavo posso far transitare segnali sia in corrente continua che a varie frequenze perchè ho un dielettrico interno). La minima frequenza di utilizzo della guida d'onda è una f maggiore di una frequenza critica f_c , o frequenza di taglio, funzione delle dimensioni della guida stessa. Infatti se utilizzassimo $f < f_c$ avremmo un corto circuito, mentre a $f \geq f_c$ nasce un'onda che non è TEM ma TE o TM. Per avere una frequenza di lavoro più bassa occorre una guida d'onda di dimensioni trasversali maggiori, noi utilizzeremo guide d'onda rettangolari con $f_c \leq f \leq 2f_c$. Le guide d'onda si usano per ricetrasmittenti che lavorano da un paio di GHz in su (in un cavo di 20 cm ho un 1 dB di attenuazione).

1.5.2 Linee adattate

Le linee non hanno lunghezza infinita e abbiamo bisogno di dissipare tutta la potenza prodotta dal nostro generatore, dobbiamo quindi ogni volta renderle adattate. Questo perchè, se il carico non assorbisse tutta la potenza, avremmo che una parte dell'onda elettromagnetica verrebbe riflessa.

Innanzitutto iniziamo col dire che noi possiamo misurare una tensione e una corrente lungo la linea. Sappiamo che per misurare una tensione abbiamo bisogno, nel caso dinamico, che sia soddisfatta l'equazione di Maxwell al rotore del campo elettrico. Essendo questo non nullo implica che il ΔV dovrebbe quindi dipendere dal percorso che effettuiamo. Per definizione (non verrà dimostrato) diciamo che:

$$\nabla_t \times \mathbf{E} = 0$$

questo comporta che in sezioni trasversali del nostro circuito il ΔV non dipenderà dal percorso effettuato. In una linea come quella di figura 1.3 se vogliamo solo un'onda diretta è sufficiente, per assorbire tutta la potenza prodotta dal generatore, che il carico sulla linea sia Z_c . Per noi Z_c è reale e quindi la tratteremo come la resistenza del generatore R_g . Il carico $Z = Z_c$ diventerà quindi $R = R_g$. Consideriamo la linea non adattata rappresentata in figura 1.5. Questa è chiusa da un corto circuito nella sezione 2. Se la alimentiamo con un generatore di corrente alternata avremo un andamento sinusoidale nel tempo della corrente e della tensione con periodo $\lambda/2$. Quando la corrente di corto circuito I_{cc} è massima la tensione ai capi dei morsetti è minima. Questo ci permette di affermare che se tagliassimo la linea $\lambda/4$ prima e lasciassimo il circuito aperto, ci troveremo nelle stesse condizioni del corto circuito precedente. In altre parole il nostro generatore non si accorgerebbe del cambiamento

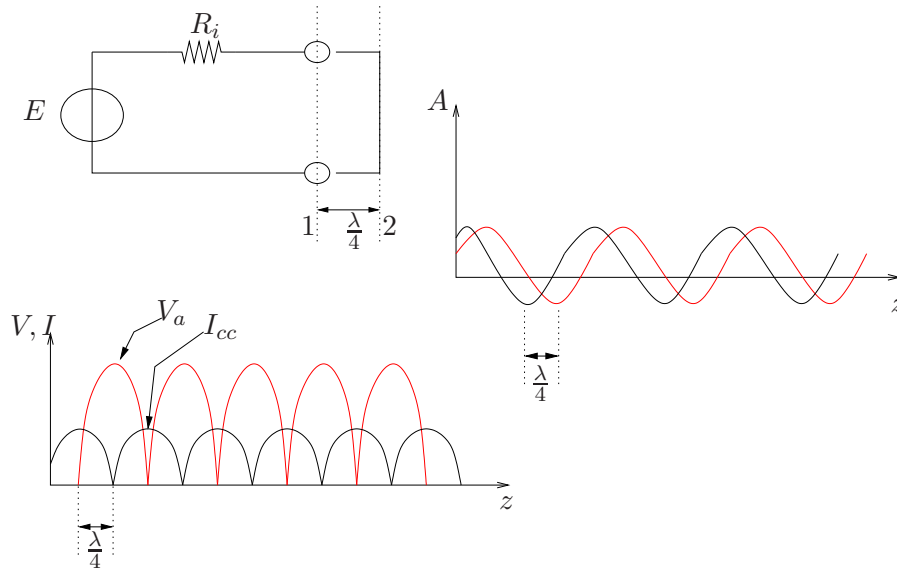


Figura 1.5: Andamento di V e I nel caso corto circuito e circuito aperto

avvenuto. Quindi, quando adattiamo la nostra linea, al posto di utilizzare capacitori e induttanze, basta semplicemente cambiare la lunghezza della linea stessa di una quantità che è proporzionale alla differenza tra il carico applicato e l'impedenza caratteristica.

1.6 Propagazione Irradiata

Per poter utilizzare in pratica la propagazione di energia elettromagnetica dobbiamo considerare i mezzi fisici e gli ostacoli esistenti che le onde incontrano lungo il loro cammino.

Per prima cosa dobbiamo schematizzare l'ambiente in cui avviene la propagazione come in figura 1.6. Analizzeremo in prima battuta le caratteristiche delle varie zone di cui si dovrà tener conto, per poi vederne gli effetti.

1.6.1 Il terreno

Il terreno è costituito da acqua e suolo in differente composizione; questi mezzi sono dei conduttori, più o meno buoni, e hanno un'alta costante dielettrica. Inoltre non si tratta di superfici lisce, anzi spesso volte gli ostacoli, come le montagne, le case, gli alberi etc. . . , hanno dimensioni molto più grandi della lunghezza d'onda considerata

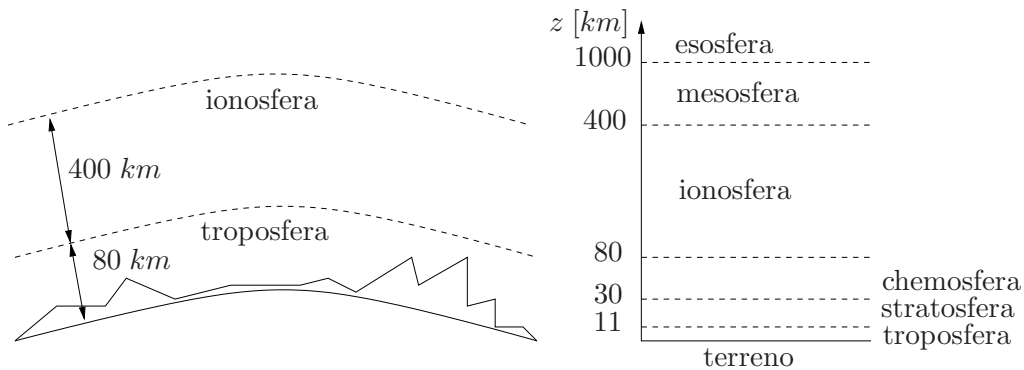


Figura 1.6: Schematizzazione dell'ambiente terrestre: terreno - troposfera - ionosfera

e avremo quindi una diffusione dell'onda elettromagnetica che impatta col terreno. Non va nemmeno trascurato il fatto che la Terra non è piatta. Riassumiamo nella tabella 1.1, le principali caratteristiche elettriche dei terreni più importanti.

Tipo di terreno	ε_r	$\sigma [\Omega \cdot m]^{-1}$
Acqua marina	80	4
Suolo fertile	15	$5 \cdot 10^{-3}$
Suolo asciutto	4	10^{-2}
Suolo roccioso	4	10^{-3}

Tabella 1.1: Caratteristiche elettriche dei terreni

1.6.2 La troposfera

La troposfera, ovvero quella parte dell'atmosfera non ionizzata, è caratterizzata da un indice di rifrazione n variabile nel tempo e nello spazio, dalla presenza di precipitazioni e dalla possibilità di risonanze molecolari dei gas contenuti nell'atmosfera. L'indice di rifrazione varia poco in percentuale e dipende dalla temperatura T e dalla pressione atmosferica p . Possiamo studiarne quindi un modello statistico, possiamo cioè assegnare un valore medio sovrapposto al quale avremo della turbolenza.

1.6.3 La ionosfera

La ionosfera è quella parte dell'atmosfera nella quale le radiazioni (principalmente raggi UV e X) del sole inducono una ionizzazione dei gas presenti in essa. Si hanno così ioni positivi e elettroni che tendono a ricombinarsi tra loro in misura tanto

maggiore quanto più elevata è la pressione e cioè quanto minore è l'altezza. Il livello di ionizzazione presente in una certa regione può essere misurato tramite il numero di elettroni liberi per unità di volume N che dipende da vari fattori:

- *intensità delle radiazioni solari*: nulle di notte, mentre di giorno dipendono dall'altezza del sole e quindi dall'ora, dalla stagione, della latitudine, etc. . . ;
- *attività delle macchie solari*: un evento periodico di circa 11 anni;
- *pressione*, ovvero l'altitudine considerata;
- *composizione dell'atmosfera* nella zona considerata, avendo ogni gas una diversa attitudine alla ionizzazione.

Se la composizione atmosferica fosse uguale ovunque, in un certo istante, avremmo un massimo di N ad una certa altezza. Non essendo così abbiamo invece la presenza di più massimi variabili nel tempo nello spazio e nella quantità. Ovviamente si

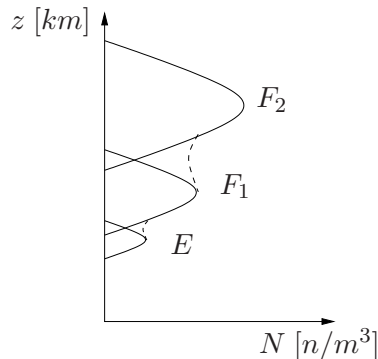


Figura 1.7: Struttura della ionosfera

schematizza la ionosfera come l'insieme di diversi strati in corrispondenza dei detti massimi (Figura 1.7). Il più importante e di natura permanente è lo strato F_2 ad un'altezza di circa $250 km$; subito sotto vi è lo strato F_1 che durante la notte di alza fino a confondersi con F_2 e infine vi è lo strato E che durante la notte sparisce mentre di giorno è definito come tutti gli altri strati.

Possiamo quindi considerare la ionosfera come un mezzo di propagazione dissipativo e con un indice di rifrazione fortemente variabile con la frequenza e con la quota.

1.6.4 L'influenza del terreno sulla propagazione

Quando il terreno viene illuminato dal fascio di radiazioni di un'antenna, le correnti, in esso indotte, contribuiscono, insieme a quelle dell'antenna, a sostenere il campo elettromagnetico. Si ha così insieme all'onda diretta la presenza di un'onda di terra che si può pensare costituita dall'onda riflessa e l'onda di superficie. L'intensità di questi modi di propagazione dipendono dalle caratteristiche del collegamento, dal terreno e dalla frequenza. Possiamo quindi scrivere:

- per l'onda diretta la densità di potenza S_d come:

$$S = \frac{|E_0|}{\eta} = \frac{P_t}{4\pi d^2} G_t f_t$$

dove E_0 è il campo elettrico ricevuto, η l'impedenza intrinseca del mezzo, P_t la potenza di trasmissione, G_t il guadagno dell'antenna trasmittente, $f_t = f_t(\vartheta, \varphi)$ la funzione di direttività e d la distanza tra l'antenna trasmittente e quella ricevente.

- per l'onda riflessa il campo E_r come:

$$E_r = E_0 \frac{d}{d_r} \Gamma e^{-jk\delta}$$

dove E_r è il campo elettrico dell'onda riflessa, E_0 è il campo elettrico dell'onda diretta, d la distanza tra l'antenna trasmittente e quella ricevente, d_r la distanza percorsa dall'onda riflessa, Γ il coefficiente di riflessione del terreno e $e^{-jk\delta}$ lo sfasamento dovuto al percorso supplementare dell'onda riflessa.

- per l'onda di superficie il campo E_s come:

$$E_s = E_0(1 - \Gamma)\sqrt{A}e^{-jk\delta}$$

dove E_s è il campo elettrico dell'onda di superficie, E_0 è il campo elettrico dell'onda incidente sul piano che provoca l'onda riflessa $E_0\Gamma e^{-jk\delta}$ (trascurando l'effetto della differenza di percorso sull'attenuazione), Γ il coefficiente di riflessione del terreno, A l'attenuazione dell'onda di superficie, una grandezza complessa dipendente dalla posizione dei punti TX e RX e $e^{-jk\delta}$ lo sfasamento dovuto al percorso supplementare dell'onda di superficie.

Notiamo che la struttura dell'onda di superficie, rispetto alle altre è piuttosto differente dalla TEM. Infatti possiamo sempre scrivere $E_s = E_0(1 - \Gamma)\sqrt{A}e^{-jk\delta}$, ovvero è una posizione esclusivamente matematica in quanto il passaggio da onda diretta e riflessa a superficiale, in un punto, non è possibile farlo sulla base della sola situazione locale, ma si deve conoscere l'intera situazione. Per quanto riguarda il contributo

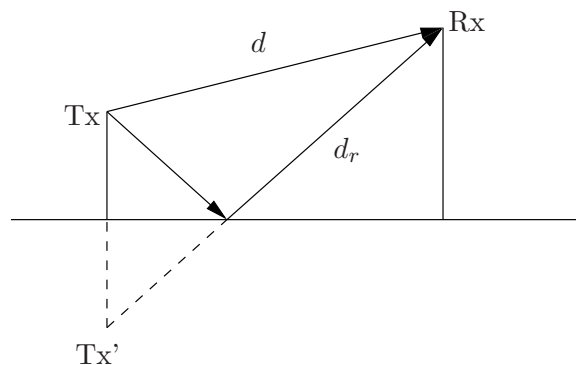


Figura 1.8: Onda diretta e onda riflessa

al raggio ricevente dato dalla riflessione del terreno (Figura 1.8), dobbiamo farne la somma al ricevitore in termini vettoriali, in quanto il raggio riflesso avrà compiuto un percorso più lungo per giungere sul ricevitore e quindi potrebbe arrivare in opposizione di fase, annullando così la ricezione del segnale. Possiamo scrivere un termine $e^{-jk\delta}$ che tenga conto dello sfasamento tra le due onde che arrivano al ricevitore, dove $\delta = d_r - d$ è la differenza di percorso dei due raggi. Il coefficiente di riflessione Γ , dipende dalla polarizzazione e dalla tipologia di materiale, è un numero complesso che provoca la variazione delle fasi e non delle ampiezze. Ricordiamo che oltre alla riflessione una parte dell'onda verrà rifratta e un'altra assorbita dal terreno. L'attenuazione dell'onda di superficie, generata dalla corrente indotta di un'antenna piantata direttamente nel terreno, in termini di \sqrt{A} , dipende dalla frequenza dell'onda ed è indice della perdita di potenza nel nostro segnale. A basse frequenze l'onda diretta e l'onda riflessa si annullano se il terreno ha un coefficiente $\Gamma = -1$ (stato di perfetta radenza), allora esiste soltanto l'onda di superficie, mentre ad alte frequenze questa è praticamente nulla. Tutto ciò vale indipendentemente dalla tipologia di polarizzazione, ma poichè l'onda di superficie subisce un'attenuazione maggiore se la polarizzazione è orizzontale, si preferisce trasmetterla tramite una polarizzazione verticale. In figura 1.9 possiamo osservare come l'onda di terra

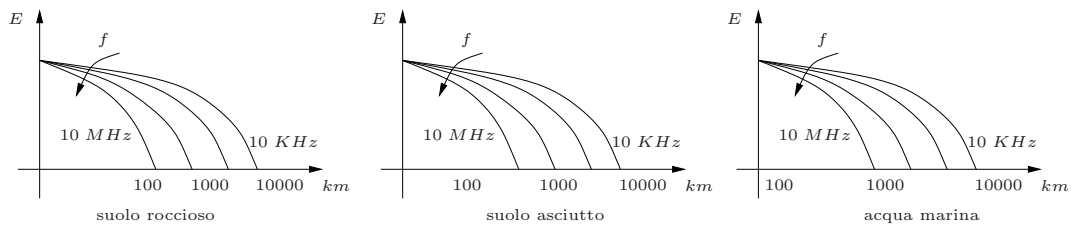


Figura 1.9: Intensità di E in funzione della distanza, a varie frequenze e per varie tipologie di terreno

sia maggiormente influenzata dalla frequenza e dalle caratteristiche del terreno.

1.6.5 L'influenza della troposfera sulla propagazione

In questa sede tratteremo più precisamente l'influenza della parte non ionizzata dell'atmosfera che va dal suolo fino ad una quota di circa 30 km . La struttura fisica della variazione spaziale dell'indice di rifrazione è complessa e la possiamo pensare come composta dalla sovrapposizione di due componenti:

1. una a lenta variazione trasversale,
2. l'altra rapidamente variabile nel tempo e nello spazio.

L'effetto della componente stratificante è quello di fare variare la direzione di propagazione dell'onda elettromagnetica, infatti si può considerare grossolanamente l'atmosfera come composta da strati con diverso indice di rifrazione (si tratta ovviamente di un fenomeno statistico, rilevante per $f > 30 \text{ Mhz}$). Rappresentiamo quindi, in figura 1.10, i casi che si possono presentare per la nostra onda. Cerchiamo di esprimere il cammino dell'onda elettromagnetica r_{eq} come multiplo k del raggio terrestre R_T , ovvero scriviamo:

$$r_{eq} = k \cdot R_T$$

quindi rappresentiamo il raggio trasmesso sempre dritto e incurviamo il raggio terrestre in modo da ottenere la situazione equivalente a quella di partenza. Possiamo fare quindi le seguenti considerazioni:

Caso 1 Siamo nel caso di superrefrazione, ovvero il coefficiente di proporzionalità k sarà negativo. Questo è dovuto al fatto che il raggio ha una traiettoria che

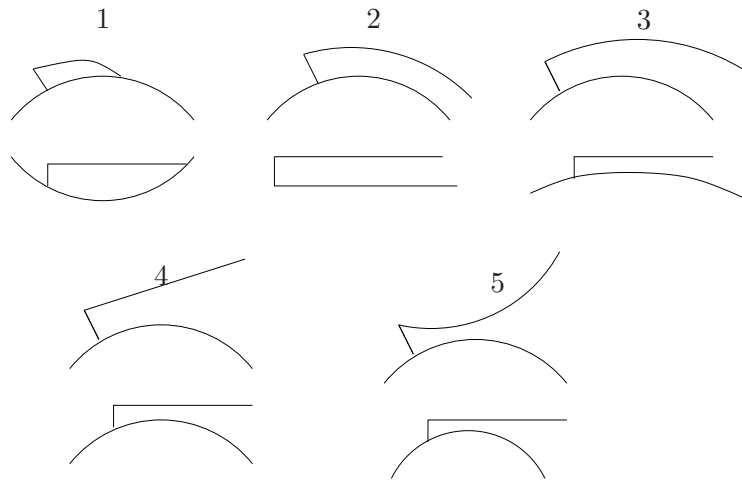


Figura 1.10: Casi di rifrazione di un raggio nella troposfera

ricade sulla terra. È come se avessimo la superficie terrestre concava piuttosto che convessa.

Caso 2 Questo è il caso di terra piatta, ovvero il raggio rimane parallelo alla superficie terrestre. Il coefficiente varrà $k = \pm\infty$.

Caso 3 Aumentando il coefficiente k in modo tale che questo sia maggiore 1, ci portiamo nel caso di rifrazione normale. Il valore standard che viene assegnato è $k = 4/3$

Caso 4 Nel caso di $k = 1$, ovvero $r_{eq} = r_T$, non abbiamo rifrazione e il raggio è rettilineo

Caso 5 Siamo nel caso di subrifrazione, ovvero $0 \leq k \leq 1$.

Le precipitazioni atmosferiche sono d'impatto notevole se lavoriamo a frequenze molto elevate (maggiore di 10 GHz), in quanto le dimensioni delle gocce sono comparabili con λ . Esistono poi alcune frequenze alle quali si hanno fenomeni di risonanza molecolare con una conseguente attenuazione supplementare molto elevata.

1.6.6 L'influenza della ionosfera sulla propagazione

Schematizzando questa parte di atmosfera, trascurando la dissipazione, come una serie di strati a diversa costante dielettrica ϵ_r , vale il principio per cui l'angolo

di rifrazione dell'onda ψ_r , nell'iesimo strato, dipenda esclusivamente dall'indice di rifrazione locale n . Detto quindi ψ_0 l'angolo di incidenza dell'onda sulla ionosfera, possiamo scrivere ψ_r come:

$$\sin \psi_r = \frac{\sin \psi_0}{n}$$

Possiamo quindi distinguere tre casi (Figura 1.11), in funzione di n e delle frequenze

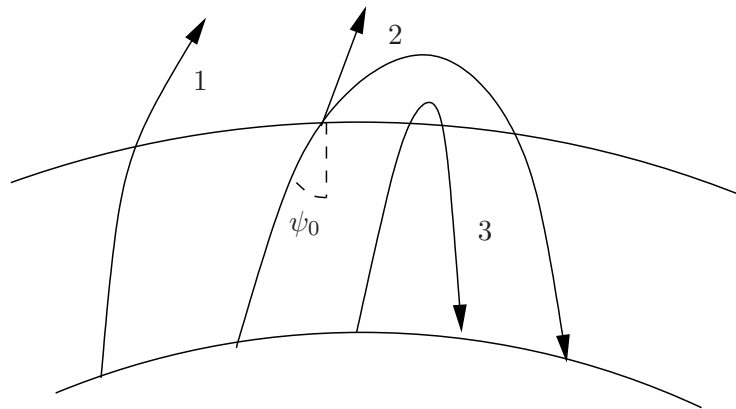


Figura 1.11: Casi di rifrazione di un raggio nella ionosfera

di lavoro f .

1. per $f \geq 300 \text{ MHz}$ e $n \neq 0$, il segnale passa attraverso la ionosfera;
2. per $3 \text{ MHz} \leq f \leq 300 \text{ MHz}$ e $n \neq 0$, il segnale passa attraverso la ionosfera solo se ψ_0 è prossimo a 0° , mentre per angoli maggiori prima di uscire dalla ionosfera il segnale sarà comunque riflesso;
3. per $f \leq 3 \text{ MHz}$ abbiamo una riflessione incondizionata, indipendentemente dall'angolo d'incidenza.

Nel secondo caso quando l'onda supera la ionosfera viene attenuata e poichè di giorno l'attività ionosferica è maggiore a causa della radiazione solare, gli strati tendono ad abbassarsi e al limite la trasmissione può essere interrotta. Invece nel terzo caso il segnale non viene attenuato e rimbalza permettendomi collegamenti molto lunghi, soprattutto di notte per quanto detto prima. Possiamo comunque ottenerli anche utilizzando frequenze inferiori ai 3 MHz , in modo tale da rendere idealmente tangente l'onda allo strato ionosferico.

Sigla	f	λ	Propagazione	Applicazione
VLF	3 – 30 KHz	100 – 10 Km	Terra Ionosferica	Militare
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 Km	Terra Ionosferica	Loran C
MF	300 – 3000 KHz	1000 – 100 m	Terra, breve Ionosferica	ADF
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	Terra Asfittica	Radioamatori
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Ionosferica	VOR, ILS(loc)
UHF	300 – 3000 MHz	100 – 10 cm	Diretta Riflessa	ILS(gld) GPS, DME
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Diretta	Satellite Radar
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Diretta	RADAR Militari

Tabella 1.2: Suddivisione delle frequenze

1.7 Suddivisione delle frequenze

Esistono organi internazionali che decidono l'assegnazione delle frequenze e controllano che questa sia rispettata. La suddivisione generale delle frequenze, a partire da 3 KHz è riportata in tabella 1.2. A seconda delle frequenze utilizzate si hanno uno o più modi di propagazione possibili, vediamo le caratteristiche delle varie suddivisioni:

VLF Very Low Frequency: queste onde penetrano pochissimo nell'ionosfera, sono poco assorbite dal terreno e di conseguenza si possono propagare per onda di terra e onda ionosferica. Si usa sempre la polarizzazione verticale e quindi antenne verticali, è chiaro che non ci sono ostacoli per queste lunghezze d'onda.

LF Low Frequency: vale quanto detto per le VLF, abbiamo una propagazione per onda di terra e onda ionosferica, specie se è un collegamento a lunga distanza, la polarizzazione è sempre verticale e gli ostacoli non danno fastidio.

MF Medium Frequency: queste onde sono abbastanza attenuate dalla ionosfera,

più di giorno che di notte. Il terreno si comporta peggio, si ha propagazione ionosferica e vicino al trasmettitore c'è anche l'onda di terra. La polarizzazione è normalmente verticale ed a alta frequenza c'è anche l'orizzontale.

HF High Frequency: l'onda di terra si attenua rapidamente (non si ha onda diretta e l'onda ionosferica non è sicura con le stagioni). Vale per collegamenti a distanza ravvicinata, mentre per quelli più lunghi si sfrutta l'onda ionosferica anche se non abbiamo più incondizionata riflessione. Dobbiamo inoltre tener conto degli ostacoli in quanto viaggiamo per riflessione, infatti questa banda è usata per i civili, i TIR, la radiodiffusione circolare. La polarizzazione, preferibilmente, è verticale.

VHF Very High Frequency: è praticamente impossibile usare l'onda di terra e l'onda ionosferica, si usa quindi essenzialmente l'onda diretta e quella riflessa. Questa banda è utilizzata per le trasmissioni televisive, la polarizzazione utilizzata è sia verticale che orizzontale. Le onde sono molto sensibili alle interferenze da riflessione da ostacoli.

UHF Ultra High Frequency: in questo caso si ha solo onda diretta e utilizziamo entrambe le polarizzazioni. Gli assorbimenti atmosferici sono trascurabili, mentre sono accentuati quelli dovuti agli ostacoli.

SHF Super High Frequency: in questa banda ci comportiamo come per le UHF, tranne per il fatto che sia gli assorbimenti atmosferici che quelli da ostacoli diventano rilevanti.

EHF Extra High Frequency: vale quanto detto per le SHF.

Capitolo 2

Antenne

L'antenna è un dispositivo fondamentale per la radiocomunicazione, in quanto ci permette di stabilire connessioni senza l'ausilio di cablaggi. Ne esistono svariate tipologie in funzione del compito a loro assegnato. In questo capitolo noi esamineremo le più comuni e utili per i nostri scopi.

Indice del capitolo

2.1	Caratterizzazione dell'antenna	24
2.2	Tipologie di antenne	28
2.2.1	Antenne filiformi	28
2.2.2	Schiere di dipoli	33
2.2.3	Antenne a riflettori o paraboloidi	35
2.2.4	Antenne a bordo	36

Introduzione

L'antenna è un dispositivo che irradia e riceve segnali. Se si prende in considerazione un elemento infinitesimo, percorso da corrente, in modo da poter considerare questa costante al suo interno, è possibile dimostrare che questo sarà comunque in grado di generare un campo elettromagnetico. L'onda risultante è sferica radiale, del tipo TEM. Se si prende un elemento in ferro e lo si attacca a un generatore, la corrente che nasce all'interno del materiale è variabile nel tempo, tuttavia possiamo

applicare il principio di sovrapposizione degli effetti e possiamo quindi considerare il pezzo di ferro come l'insieme di tanti elementi infinitesimi con le caratteristiche sopra menzionate. Come già era intuibile, l'elemento ferroso non è altro che la nostra antenna e, grazie a quanto detto, possiamo osservare come questa irradia nello spazio le onde elettromagnetiche.

2.1 Caratterizzazione dell'antenna

Caratterizzare un'antenna significa definire alcuni parametri indispensabili per la comprensione di questo capitolo; cerchiamo di introdurre e descrivere quelli fondamentali.

Densità di potenza S : nel caso specifico di radiazione isotropa e di mezzo ideale privo di perdite viene definita come

$$S = \frac{P_t}{4\pi r^2}$$

dove con r indichiamo la distanza dall'elemento irradiante, e le coordinate del punto in cui si fa la misura sono di tipo sferico (r, θ, ϕ) . Se la radiazione non è più isotropa, a parità di potenza il valore di S cambia di un fattore F :

$$S' = S \cdot F(\theta, \phi)$$

Possiamo vedere la funzione F come:

$$F(\theta, \phi) = G \cdot f(\theta, \phi)$$

dove G indica il guadagno dell'antenna nella direzione di radiazione massima rispetto alla radiazione isotropa ed è il massimo valore della funzione F ($f(\theta, \phi) = 1$), mentre $f(\theta, \phi)$ prende il nome di funzione di direttività e varia tra zero e uno. Osserviamo che G dimensionalmente è un numero puro, che può essere visto sia come rapporto tra angoli sia come rapporto tra la densità di potenza massima di radiazione in una direzione e la densità di potenza nel caso isotropo ($G = 1$).

$$G = \frac{S_{max}}{S_{isotropo}}$$

La funzione di direttività f è indice di come si distribuisce la densità di potenza in funzione dell'angolo; partendo da un'antenna campione di cui è noto G e

misurando la potenza a distanza r , ruotando man mano l'antenna, si ricava l'andamento di $f(\theta, \phi)$ e lo si può esprimere in grafici.

Larghezza del fascio irradiato $\Delta\theta$: a proposito della rappresentazione grafica sopra accennata, questo parametro è convenzionalmente definito come l'angolo compreso tra due direzioni la cui potenza è di 3 dB inferiore rispetto a quella massima. Per un'antenna direttiva il grafico $f(\theta)$, con ϕ fissato, ha andamento come mostrato in figura ?? e presenta un lobo principale (parte centrale), nel quale è definito proprio $\Delta\theta$, e alcuni lobi secondari che risultano essere più piccoli anche di 25 dB . La larghezza del fascio è quindi l'angolo entro cui viene irradiata la massima parte di potenza, in una percentuale dell'ordine del $90 - 95\%$.

Rendimento dell'antenna: è definito come:

$$\eta = \frac{P_t}{P_{t_0}}$$

dove P_t è la potenza totale irradiata e P_{t_0} è la potenza fornita dal generatore all'antenna stessa. Per valutare questo parametro è necessario riferirsi al circuito equivalente dell'antenna, in particolare osservando che quest'ultimo cambia a seconda che si stia considerando un'antenna trasmittente o un'antenna ricevente. Il circuito equivalente di un'antenna trasmittente è mostrato

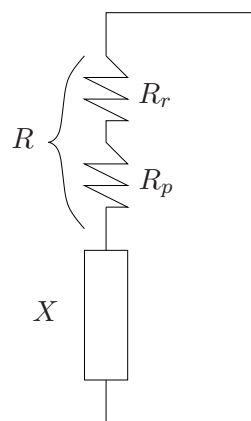


Figura 2.1: Antenna trasmittente

in figura 2.1 ed è costituito da:

- una resistenza totale $R = R_r + R_p$, dove R_r è detta resistenza di radiazione e R_p resistenza di perdita;
- una reattanza X .

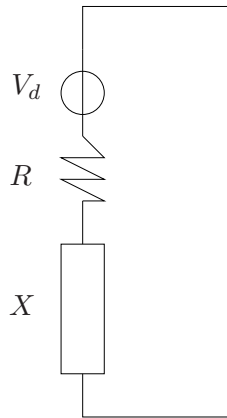


Figura 2.2: Antenna ricevente

Il circuito equivalente di un'antenna ricevente è mostrato in figura 2.2 ed è costituito da:

- una resistenza totale $R = R_r + R_p$, dove R_r è detta resistenza di radiazione e R_p resistenza di perdita
- una reattanza X ;
- un generatore di tensione V_d .

In base a quanto detto, $P_t = P_r = R_r i^2$, dove i è la corrente, mentre $P_{t0} = P_r + P_p = (R_r + R_p) i^2$, per cui alla fine possiamo scrivere che:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$

Quindi la densità di potenza assume due espressioni, una relativa al caso ideale S_{ideale} e una relativa al caso reale S_{reale} :

$$S_{ideale} = \frac{P_g}{4\pi r^2} G' f(\theta, \phi)$$

$$S_{reale} = \frac{P_g}{4\pi r^2} \eta G' f(\theta, \phi) = \frac{P_g}{4\pi r^2} G f(\theta, \phi)$$

dove, come si può notare, $G = \eta G'$, è proprio il guadagno utilizzato all'inizio della trattazione. A meno del generatore i due circuiti sono uguali, quindi il

rendimento così definito vale sia nel caso di antenna trasmittente che nel caso di antenna ricevente. Da ciò deduciamo che ogni antenna può funzionare sia da trasmittente che da ricevente, in particolare, nota la potenza trasmessa P_t lungo la linea, e data la densità di potenza S definita nel caso reale poco sopra, scriviamo la potenza ricevuta P_{ric} come:

$$P_{ric} = S_r A_e g(\theta, \phi)$$

dove A_e è l'area equivalente dell'antenna, ossia l'area di cattura del segnale che dipende dall'orientazione del trasmettitore, ed è un parametro che viene definito nell'ipotesi di onda incidente TEM, mentre S_r è la densità di potenza esistente alla distanza r dal trasmettitore. Per quanto riguarda la $g(\theta, \phi)$, possiamo verosimilmente supporre che sia una funzione di direttività, e per quanto sopra affermato non è certamente un errore assumere che $g(\theta, \phi) = f(\theta, \phi)$ poichè un'antenna può sia trasmettere che ricevere. Cerchiamo ora di definire il legame esistente tra A_e e G . Per reciprocità possiamo dire che:

$$\frac{G}{A_e} = \text{costante}$$

cioè

$$\frac{G}{A_e} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

dove λ è la lunghezza d'onda; inoltre si sa per certo che vale sempre la relazione $A_e \leq A_{reale}$ cioè

$$A_e = k A_{reale}$$

con $k \leq 1$. Per aumentare G dobbiamo:

- se la frequenza è fissata (e di conseguenza λ stessa), accrescere A_e (quindi A_{reale});
- se la dimensione è fissata, diminuire λ e quindi aumentare la frequenza.

Se, fissato G , facciamo crescere la frequenza (e diminuire λ), A_e diminuisce e con essa anche A_{reale} ; mentre se le dimensioni dell'antenna sono fissate principalmente per motivi di ingombro, è d'obbligo lavorare sulle frequenze.

Lunghezza equivalente l_e : è un parametro particolare e di importanza soprattutto per le antenne filiformi per le quali l'area equivalente A_e è di difficile

individuazione. Si definisce l_e come quella lunghezza che moltiplicata per il modulo del campo elettrico restituisce il modulo della tensione ai capi del generatore del circuito equivalente dell'antenna ricevente, per completezza si riporta la relazione matematica qui di seguito:

$$|V_0| = l_e |E|$$

Polarizzazione: di solito riferita al campo elettrico E , può essere orizzontale o verticale, a seconda del piano rispetto al terreno su cui E oscilla. In particolare un'onda si dice polarizzata verticalmente se il vettore del campo elettrico è verticale, orizzontalmente se il vettore del campo elettrico è orizzontale.

2.2 Tipologie di antenne

Esistono principalmente tre tipi di antenne:

1. antenne filiformi
2. schiere di dipoli
3. antenne a riflettori

2.2.1 Antenne filiformi

La caratteristica principale che distingue le antenne filiformi è avere una dimensione prevalente sulle altre due. Esse sono costituite da un conduttore sottile rettilineo che viene opportunamente alimentato o nella parte centrale oppure ad una sua estremità. In figura 2.3 è rappresentato il caso in cui l'alimentazione è sulla metà dell'elemento, occorre sottolineare che ai capi dei morsetti va aggiunto un circuito in cui sono presenti, collegati in parallelo, un generatore di corrente e una resistenza. Anche per le antenne filiformi viene fatta una distinzione in base al rapporto l/λ dove, come al solito, λ è la lunghezza d'onda e l è la lunghezza dell'antenna; insieme a queste tipologie di antenne ne vedremo una particolare, che non è altro che un'antenna composta il cui elemento base è sempre l'antenna stilo. Parleremo cioè dell'antenna a telaio, parte fondamentale di uno strumento di bordo a noi noto, ossia l'ADF. Vediamo di volta in volta queste categorie:

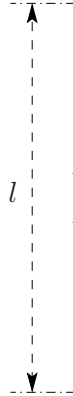


Figura 2.3: Antenna filiforme

1. Antenne corte (a onda corta): $l \ll \lambda$. Come mostrato in figura 2.4, la distribuzione della corrente è triangolare, ai capi vale zero mentre ai morsetti il valore è quello imposto dal generatore. La polarizzazione sarà diretta come i meridiani, e il diagramma di direttività avrà la forma mostrata in figura. In pratica, e questa è un'osservazione valida anche per le restanti due tipologie, il grafico è il risultato di una "vista laterale" dell'antenna, che inizia dal punto in cui essa entra nel terreno e che compie quindi una sorta di "otto", ben visibile nella sopracitata figura. In particolare possiamo dire che $f(\theta, \phi) = \cos^2(\theta)$, inoltre si può dimostrare che per questo tipo di antenna si hanno alcune caratteristiche fissate, come ad esempio: $G = 1.5$ per $\eta = 1$, $A_e = 0.12\lambda^2$, $l_e = \lambda/2$, resistenza di radiazione $R_r = 200(l/\lambda)^2 \Omega$. Si fa notare come un'antenna a onda corta non sia legata a λ , per questo non risona ed è poco efficiente.
2. Antenne a semionda: $l = \lambda/2$. Come mostrato in figura 2.5, la distribuzione della corrente è cosinusoidale. La polarizzazione è diretta come i meridiani, il diagramma di direttività assume l'espressione seguente:

$$f(\theta, \phi) = \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \sin(\theta)\right)}{\cos^2(\theta)}$$

e il diagramma è leggermente più ovalizzato rispetto al caso di antenne ad onda corta. Come nel caso precedente alcuni parametri sono fissati e valgono: $G = 1.64$ per $\eta = 1$, $A_e = 0.13\lambda^2$, $l_e = \lambda/\pi$, resistenza di radiazione $R_r = 73 \Omega$. Il guadagno G è variato di poco, mentre l'efficienza dell'antenna è migliorata rispetto a prima in quanto è aumentata la resistenza di radiazione R_r ; infine si

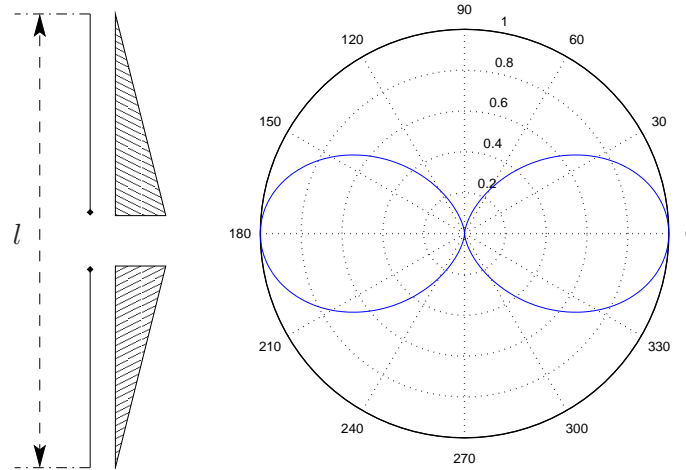


Figura 2.4: Distribuzione di corrente e funzione di direttività per antenne ad onda corta

può aggiungere che, poichè λ e l sono confrontabili, può verificarsi il fenomeno di risonanza.

3. Antenne a onda intera: $l = \lambda$. Anche in questo caso utilizziamo la figura 2.6 per visualizzare l'andamento della corrente. La funzione di direttività è scritta in questi termini:

$$f(\theta, \phi) = \frac{\cos^4\left(\frac{\pi}{2} \sin(\theta)\right)}{\cos^2(\theta)}$$

Graficamente è simile alle altre, ma la quarta potenza del coseno contribuisce a schiacciare ulteriormente la curva. Vediamo, come nei casi precedenti, alcune caratteristiche che completano la panoramica su questa tipologia: $G = 2.41$ per $\eta = 1$, $A_e = 0.2\lambda^2$, $l_e = 2\lambda/\pi$, resistenza di radiazione R_r molto elevata, ed è un valore che dipende dalle dimensioni trasversali dell'antenna stessa. Per quanto riguarda la polarizzazione, possiamo asserire che anche in questo caso è diretta secondo i meridiani. Prima di continuare nella descrizione dell'ultima tipologia, apriamo una breve parentesi sul **principio delle immagini**. Infatti a bassa frequenza l'antenna non è fatta in modo da emergere dal terreno in tutta la sua lunghezza, ma, sfruttando l'immagine che il terreno produce grazie alle sue proprietà riflettenti, possiamo benissimo costruire un'antenna della lunghezza pari alla metà di quella effettivamente necessaria. Esistono notevoli vantaggi che ci inducono a procedere in questa direzione, oltre a quello già citato sulla

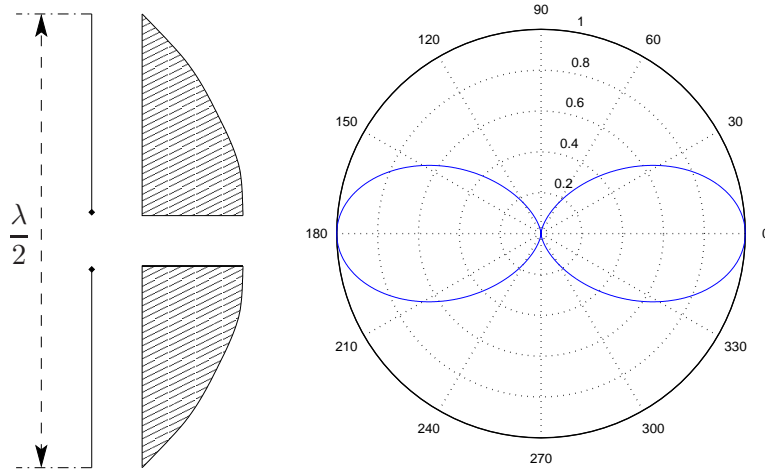


Figura 2.5: Distribuzione di corrente e funzione di direttività per antenne a semionda

lunghezza, e il più importante è sicuramente quello che comporta un'impedenza esattamente pari alla metà del caso di antenna interamente sporgente.

4. Antenna a telaio: sono costituite da un conduttore, avvolto in una o più spire, che contribuisce a dare la forma dalla quale l'antenna prende il nome; di solito la lunghezza è tale da risultare inferiore a λ . La sezione può essere sia quadrata che circolare, comunque sia il campo prodotto è uguale a quello di un dipolo posto normalmente al piano della spira con il campo \mathbf{E} ed \mathbf{H} tra loro scambiati. Per chiarire questo concetto bisogna riferirsi alla regola della vite destrorsa: la direzione di avanzamento è determinata dalla direzione del segnale, ossia la mano avviterà lungo l'asse di provenienza di quest'ultimo (anche i versi devono coincidere), il senso di rotazione (che visto da chi sta applicando la regola risulta per forza orario) indica invece come dal campo \mathbf{E} arriviamo a individuare il campo \mathbf{H} , come mostrato in figura 2.7. Prendiamo ora come riferimento la dimensione trasversale d , che altro non è che un'antenna a stilo con polarizzazione orizzontale: al variare di d la funzione di direttività cambia, precisamente la forma sarà quella già vista dell' "otto" se $d \ll \lambda$, mentre al crescere della dimensione trasversale i due lobi si ingrandiscono e contemporaneamente tendono ad ovalizzarsi fin quasi a sdoppiarsi e diventare quattro, come mostrato in figura 2.8. Abbiamo parlato finora della funzione di direttività ma non abbiamo ancora definito il piano rispetto a cui è definita:

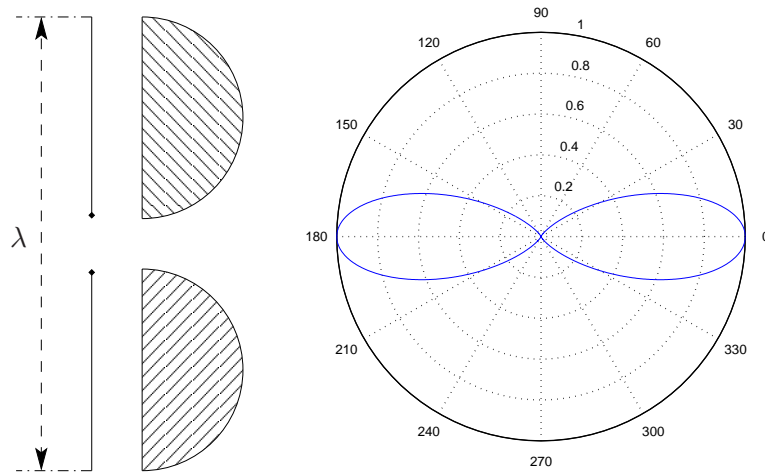


Figura 2.6: Distribuzione di correnti e funzione di direttività per antenne ad onda intera

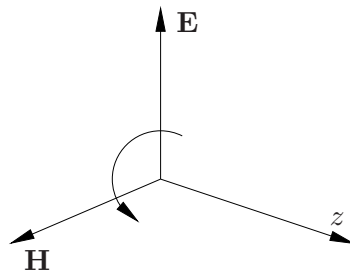


Figura 2.7: Regola della mano destra

come mostra la figura 2.9, osservando la spira frontalmente, il piano di tracciamento della funzione citata è proprio perpendicolare alla sezione frontale dell'antenna, questo vuol dire che se osserviamo il telaio o dall'alto o frontalmente vediamo il famoso "otto". Se invece ci muoviamo nel piano della sezione frontale descriviamo una circonferenza, cioè ci ritroviamo esattamente nel caso opposto a quello definito per l'antenna a stilo. Si fa osservare come, per le caratteristiche sopra menzionate, questa tipologia di antenna funziona bene a basse frequenze, ossia per valori di λ abbastanza elevati. Inoltre per quanto detto prima occorre che la dimensione trasversale d sia piccola rispetto a λ per evitare che la funzione di direttività si deformi più di tanto. Se osserviamo la figura 2.10, possiamo vedere questa antenna come insieme di tre dipoli: il lato orizzontale non dà contributo in quanto ha polarizzazione orizzontale, mentre

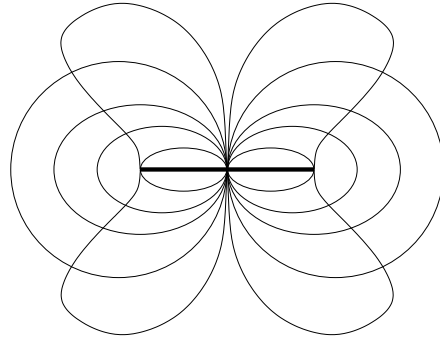


Figura 2.8: Cambiamento di $f(\theta, \phi)$ al variare di d

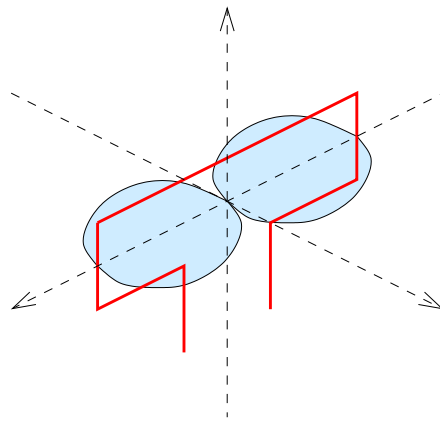


Figura 2.9: Funzione di direttività nello spazio

abbiamo già visto come il campo E sia a polarizzazione verticale. Le due antenne verticali invece lavorano in opposizione di fase perchè sono percorsi da correnti di verso opposto.

Riportiamo un'osservazione conclusiva riguardante la scelta della tipologia di antenna a seconda della sua lunghezza: nel caso di antenne a onda intera è evidente che il guadagno non è tanto più grande di quello relativo a un'antenna a semi onda, per cui spesso si preferisce usare questa seconda categoria che ci permette di risparmiare sulle dimensioni a scapito di una piccola perdita di efficienza.

2.2.2 Schiere di dipoli

Le antenne a schiera, anche chiamate a cortina o array, sono antenne composite, formate da elementi (tipicamente le antenne a stilo appena viste) tutti simili tra loro

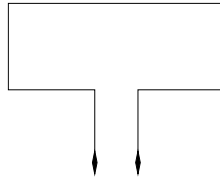


Figura 2.10: Antenna a telaio

e caratterizzati generalmente da bassa direttività. Tuttavia il vantaggio costruttivo e funzionale è quello che permette di raggiungere valori di direttività nettamente maggiori rispetto al caso di un solo elemento presente. Benchè siano possibili molte disposizioni geometriche degli elementi, nella maggior parte dei casi si preferisce disporli su un piano oppure allineati. Le antenne omnidirezionali ricevono allo stesso modo in tutte le direzioni, però hanno un guadagno G molto piccolo, per cui quando si deve ricevere un segnale molto debole occorre una forte direttività; tuttavia ciò non è possibile a bassa frequenza, per cui arriviamo a definire il campo di applicazione di questa nuova categoria: necessità di elevata direttività e alta frequenza, a partire dai 100 MHz in su. Per aumentare l'efficienza i dipoli elementari vengono presi in modo tale da avere una lunghezza $l = \lambda/2$. Queste antenne hanno il vantaggio di poter modificare il diagramma di direttività in funzione del numero delle antenne che si utilizza e della loro disposizione, perchè si può vedere l'elemento base come l'insieme di due dipoli posti a una distanza d tra loro proporzionale a λ , e questa disposizione fa sì che il segnale ricevuto sia massimo, e pari al doppio della tensione che alimenta le due antenne, quando proviene da una direzione tale per cui il percorso che compie è identico per i due dipoli, e via via decrescente fino a diventare nullo quando le due antenne ricevono in opposizione di fase. Mettendo insieme più elementi di questo tipo, quando il segnale arriva da una direzione per cui il percorso del segnale è identico per tutte le antenne, allora le tensioni si sommano letteralmente perchè il segnale arriva in fase, in questo caso il vantaggio è più che evidente: le potenze aumentano quadraticamente. Quindi riusciamo a fare antenne per le quali la direttività è funzione della loro grandezza, ossia del numero di elementi che vanno a costituirle. Un esempio semplice di queste antenne è sotto i nostri occhi: quelle che ci permettono di vedere la televisione sono fatte proprio in questo modo; esistono poi delle varianti, per cui anche le modalità di disposizione degli elementi cambiano a seconda delle esigenze (antenne logaritmiche, in cui i di-

poli sono di lunghezza logaritmica e sono posti a distanza logaritmica: non hanno guadagno elevato, sono parecchio ingombranti, ma hanno una banda molto ampia - da 400 a 500 MHz - e funzionano ottimamente dal punto di vista elettrico).

2.2.3 Antenne a riflettori o paraboloidi

Abbiamo visto come per le basse e medie frequenze sia conveniente usare le antenne a stilo, nei casi quindi in cui $f \leq 100 MHz$; da qui in poi si sono introdotte le schiere di dipoli. Alle alte frequenze quindi è necessario servirsi di antenne un po' diverse: alla base di tutto ciò si individua il concetto dello specchio metallico. Le antenne di cui andiamo a parlare sono i cosiddetti *paraboloidi* (Figura 2.11), costituiti da

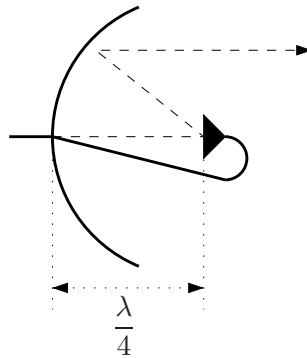


Figura 2.11: Antenna a paraboloide

un elemento metallico, la cui forma è quella che attribuisce il nome alla categoria, e da un secondo elemento posto nel fuoco chiamato *illuminatore*. La posizione di quest'ultimo è fondamentale, per cui il tutto è studiato in modo tale da far sì che la distanza tra l'illuminatore e lo specchio sia proprio $\lambda/4$. Questo perché i segnali che entrano nello schermo e quelli da esso riflessi devono essere in fase, ossia devono stare a una distanza che è un multiplo o sottomultiplo di λ . Se si pensa che un'onda, che entra ed esce dallo specchio, compie una rotazione di fase di 180° , resta da spartire una quantità pari a $\lambda/2$; questo valore è a sua volta da ripartirsi nella distanza tra andata e ritorno dal fuoco, per cui risulta ormai chiaro come la scelta di $\lambda/4$ come distanza tra fuoco e specchio sia quella che ottimizza il tutto. Proprio questa scelta ci permette di avere in fase tutti i raggi che arrivano sul paraboloide e che vengono convogliati nell'illuminatore; ancora possiamo aggiungere che, sempre per questo motivo, i raggi compiono tutti la stessa distanza, cioè, se si considera la parabola e l'illuminatore da una parte e un fronte d'onda rettilineo dall'altra, i

raggi partono dal fronte d'onda, colpiscono lo specchio compiendo una traiettoria rettilinea e da questo vengono riflessi con un certo angolo, dipendente dalla posizione in cui incidono, che li convoglia uno ad uno verso l'illuminatore. In questo senso affermiamo che la distanza percorsa è identica per tutti i raggi: se chiamiamo a_i il primo tratto rettilineo che porta il raggio i -esimo dal fronte al paraboloide e b_i il secondo tratto dal paraboloide al fuoco, è lecito scrivere che:

$$\sum a_i + b_i = \text{costante}$$

Ora vediamo in breve alcune caratteristiche di questa tipologia, la più evidente delle quali è sicuramente il fatto che queste antenne sono ancor più direttive di quelle viste in precedenza. L'area di cattura vale $A_c = \pi D^2/4$ dove D è l'altezza complessiva dello specchio, presa da un estremo all'altro della parabola, mentre il rendimento è circa $\eta = 0.6$. L'illuminazione in teoria vale 1 sullo specchio e 0 al di fuori di esso, ma in pratica è massima nel centro del paraboloide e minima agli estremi secondo una distribuzione gaussiana. Dal punto di vista del guadagno G , queste antenne sono meno efficienti, però esiste un accorgimento per il quale si preferisce costruire il paraboloide con caratteristiche geometriche un poco più scarse per fare in modo che venga ben illuminata solo la parte centrale, così da rendere il segnale agli estremi praticamente nullo, eliminando in gran parte i lobi secondari.

2.2.4 Antenne a bordo

Terminiamo il capitolo con un breve accenno alle antenne a bordo dei velivoli, per le quali la progettazione è diversa da quelle di terra in quanto è necessario che soddisfino a ben determinati criteri meccanici (per quel che riguarda le manovre) ed elettrici (in quanto sono estremamente vicine ad elementi metallici in grado, purtroppo, di cambiare la funzione di direttività). Ai nostri giorni sono stati sviluppati dei programmi di calcolo volti a determinare la miglior posizione possibile che minimizzi questi problemi. Le caratteristiche principali sono dettate dal fatto di essere omnidirezionali e di avere una banda più larga; le limitazioni maggiori sono invece dovute agli esigui spazi a disposizione. In generale vengono protette da speciali scatole di plastica trasparente alle onde elettromagnetiche chiamate *radome*, le quali sono in grado di isolare le antenne dalle intemperie atmosferiche, in particolare dall'umidità e dalle scariche elettriche.

Capitolo 3

La Modulazione

Ai fini della trasmissione, il segnale contenente l'informazione (segnale in banda base) viene manipolato opportunamente secondo una tecnica detta appunto modulazione.

Indice del capitolo

3.1	Modulazione d'ampiezza	37
3.2	Modulazione angolare	39

3.1 Modulazione d'ampiezza

In modulazione d'ampiezza la modulante $v_m(t)$ fa variare l'ampiezza della portante $V_c \cos \omega_c t$ in modo tale che la tensione istantanea del segnale modulato valga:

$$v(t) = (V_c + k_a v_m(t)) \cos \omega_c t = V(t) \cos \omega_c t$$

Mettiamo in evidenza una grandezza interessante:

$$m(t) = \frac{V(t) - V_c}{V_c} = \frac{k_a v_m(t)}{V_c}$$

che risulta proporzionale a $v_m(t)$. Otteniamo quindi che il segnale modulato in ampiezza può essere riscritto come:

$$v(t) = V_c (1 + m(t)) \cos \omega_c t$$

Poichè $v(t)$ deve essere maggiore o uguale a zero¹, risulta:

$$|m(t)| \leq 1$$

Abbiamo quindi che:

$$m = |m(t)|_{max} \cdot 100$$

prende il nome di *profondità di modulazione* o *indice di modulazione*. In figura 3.1

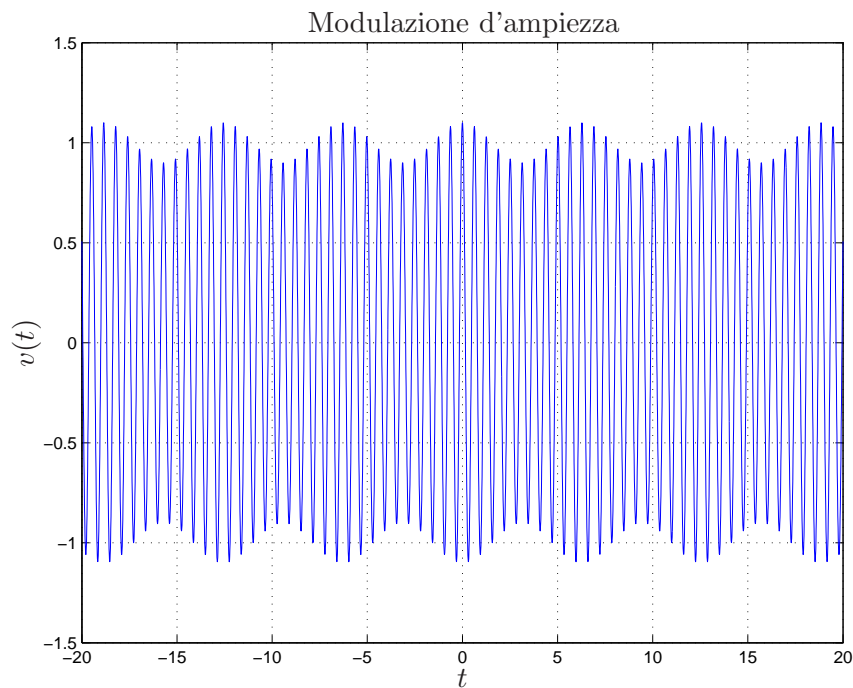


Figura 3.1: Segnale modulato in ampiezza con $|m(t)| = 0.1$

possiamo osservare come si presenta un segnale modulato in ampiezza tramite un segnale modulante puramente sinusoidale e una profondità di modulazione $m = 10$. Vediamo ora qualcosa sullo spettro di un segnale modulato d'ampiezza. Se lo spettro del segnale modulante è quello di figura 3.2, quello del segnale modulato sarà come quello di figura 3.3. Conseguentemente la banda del segnale modulato sarà:

$$B = 2f_M$$

¹si vedrà più avanti quando si parlerà della demodulazione

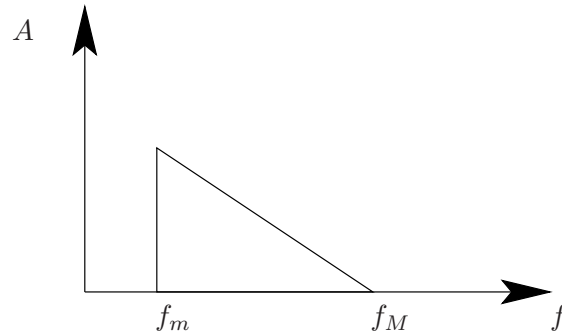


Figura 3.2: Spettro del segnale modulante

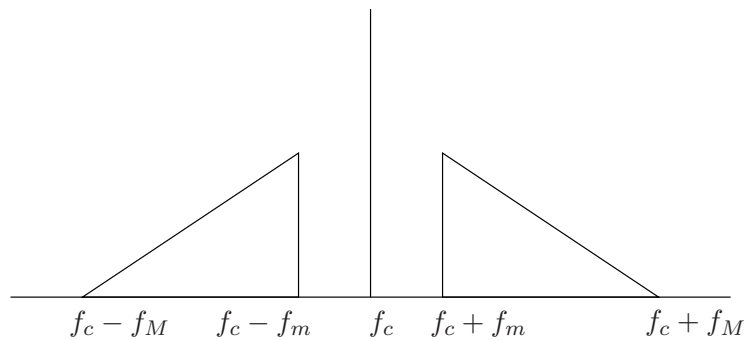


Figura 3.3: Spettro del segnale modulato

Supponiamo infatti che il segnale modulante sia una sinusoida a frequenza f_0 . Avremo allora:

$$\begin{aligned} v(t) &= V_c \cos \omega_c t + k_a \cos \omega_0 t \cos \omega_c t \\ &= V_c \cos \omega_c t + \frac{1}{2} k_a \cos(\omega_0 + \omega_c) t + \frac{1}{2} k_a \cos(\omega_c - \omega_0) t \end{aligned}$$

3.2 Modulazione angolare

Nel caso di modulazione angolare, di fase (PM) o di frequenza (FM), il segnale modulante $v_m(t)$ fa variare la fase istantanea della portante $V_c \cos \omega_c t$ in modo tale che la tensione del segnale modulato valga

$$v(t) = V_c \cos(\omega_c t + \varphi(t))$$

dove la deviazione di fase istantanea $\varphi(t)$ vale:

$$\varphi(t) = K_\varphi v_m(t)$$

nel caso di modulazione di fase e

$$\varphi(t) = 2\pi K_f \int v_m(t) dt$$

nel caso di modulazione di frequenza, con K_φ e K_f costanti. La deviazione di frequenza istantanea vale:

$$\Delta f(t) = f(t) - f_c = \frac{1}{2\pi} (\omega_c + \varphi(t) - \omega_c) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

e di conseguenza avremo:

$$\Delta f(t) = \frac{K_\varphi v_m(t)}{2\pi} \frac{dt}{dt}$$

nel caso PM e

$$\Delta f(t) = 2K_f v_m(t)$$

nel caso FM.

Per un segnale modulante $v_m(t) = V_m \cos \Omega t$ (sinusoide, figura 3.4) si ha:

$$v(t) = V_c \cos(\omega_c t + K_\varphi V_m \cos \Omega t)$$

come segnale modulato in fase e

$$v(t) = V_c \cos(\omega_c t + \frac{2\pi K_f}{\Omega} V_m \sin \Omega t)$$

come segnale modulato in frequenza. Definiamo inoltre:

- un *indice di modulazione di fase* m_φ (analogo della profondità di modulazione nel caso AM) come ampiezza di $\varphi(t)$ che diviene:

$$m_\varphi = K_\varphi V_m$$

nel caso PM e

$$m_\varphi = \frac{2\pi K_f}{\Omega} V_m = \frac{K_f V_m}{f}$$

nel caso FM, con f frequenza del segnale modulante;

- la *deviazione di frequenza* m_f come l'ampiezza di $\Delta f(t)$:

$$m_f = \frac{K_\varphi}{2\pi} V_m \Omega = K_\varphi V_m f$$

nel caso PM e

$$m_f = K_f V_m$$

nel caso FM².

²si noti che per entrambi i tipi di modulazione si ha che: $m_\varphi = \frac{m_f}{f}$

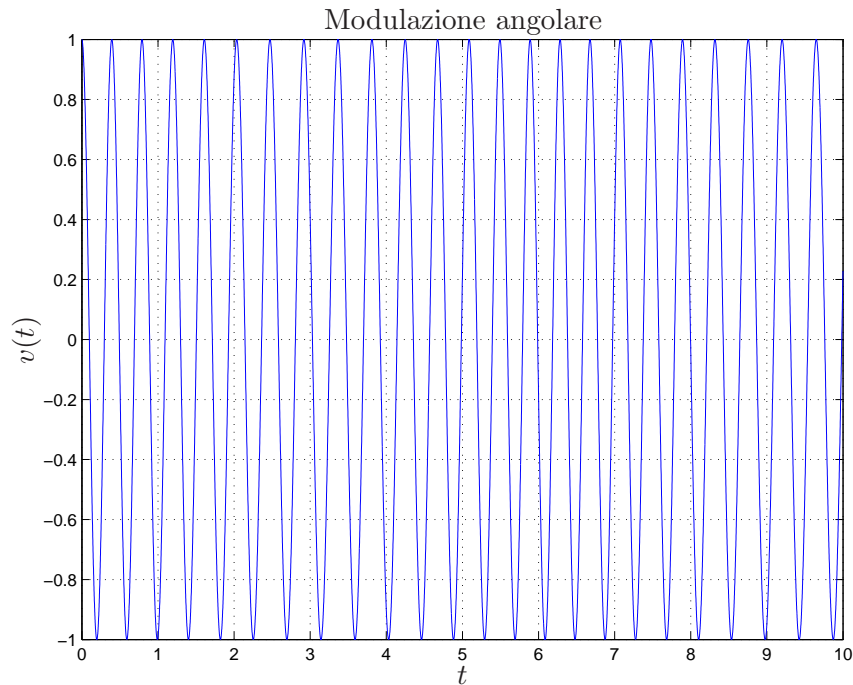


Figura 3.4: Segnale modulato in frequenza

Lo spettro di un'onda modulata angolarmente è teoricamente infinito, anche nel caso di onda modulante sinusoidale. In pratica si può ritenere che l'effettivo contenuto energetico dello spettro sia tutto contenuto in un intervallo di frequenze centrato su f_c e di banda:

$$B_\varphi = 2(\Delta f_p + f_M)$$

essendo Δf_p la deviazione di frequenza di picco e f_M la massima frequenza del segnale modulante. La potenza complessiva del segnale modulato è uguale a quella della portante in assenza di modulazione.

Capitolo 4

Cenni sui principali circuiti elettronici

L'importanza dei circuiti elettronici fa sì che la loro progettazione e il loro layout siano di fondamentale importanza per il trasporto dell'informazione

Indice del capitolo

4.1	Amplificatore	42
4.2	Rumore	45
4.3	Oscillatori	47
4.4	Raddrizzatore	50
4.5	Moltiplicatore di frequenza	51
4.6	Mixer - Convertitore di frequenza	51
4.7	Filtri	52
4.8	Risuonatore	53

4.1 Amplificatore

Sono elementi circuitali con almeno una coppia di morsetti (doppi bipoli), ad ognuno dei quali sono misurabili una tensione ed una corrente. Lo scopo dell'amplificatore è quello di fornire in uscita una copia amplificata del segnale di ingresso (quindi ad un livello di potenza maggiore), senza avere alcuna distorsione del segnale. Le

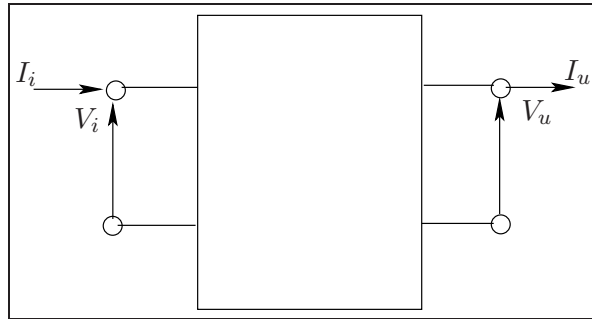


Figura 4.1: Schema di un amplificatore

grandezze che caratterizzano un amplificatore sono:

Guadagno Si definiscono un guadagno in tensione, un guadagno in corrente ed un guadagno in potenza, la cui unità di misura sono i Decibel (dB):

$$(G_i)_{dB} = 20 \log \left(\frac{I_u}{I_i} \right)$$

$$(G_v)_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_u}{V_i} \right)$$

$$(G_p)_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_u}{P_i} \right)$$

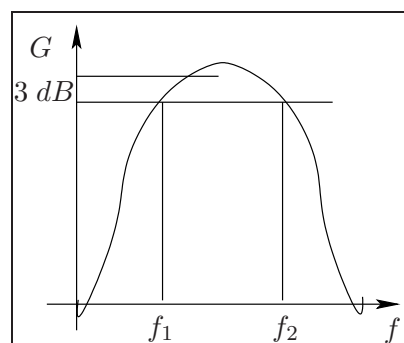


Figura 4.2: Banda dell'amplificatore

Banda La banda dell'amplificatore precisa entro quale intervallo di frequenze l'amplificazione possa essere considerata pressochè costante. Partendo dal valore massimo del guadagno, come si vede in figura, si scende di $3 dB$, individuando

sulla caratteristica due frequenze di taglio, la cui differenza ($f_2 - f_1$) è la banda dell'amplificatore.

Impedenza di ingresso e di uscita Per il generatore di segnale (ciò che sta a monte del blocco di amplificazione), l'amplificatore si comporta come un'impedenza; visto dai morsetti di uscita essa si comporta come un generatore con una sua impedenza interna. La conoscenza dei valori di impedenza di ingresso e uscita, costanti nella banda dell'amplificatore, è necessaria per l'adattamento, ovvero determina la scelta delle impedenze del generatore e del carico da collegare, allo scopo di ottenere le migliori prestazioni in termini di potenza erogabile. (Ad esempio in radiofrequenza $R_i = R_u = 50 \Omega$).

Potenza d'uscita Lavorando con elementi circuitali reali, la Potenza di alimentazione definisce il livello di saturazione, ovvero in uscita non è possibile ottenere una potenza superiore ad essa. Per convenzione definiamo la potenza massima in uscita come quella superiore di 1 dB rispetto all'ultimo punto del tratto lineare della caratteristica (vedi Fig.).

Distorsioni Si possono verificare diverse tipologie di distorsione quali la distorsione armonica e la distorsione lineare (a sua volta suddivisa in lineare d'ampiezza e di fase)

Distorsione lineare d'ampiezza Definiamo genericamente come distorsione lineare quella relativa ad un'uscita che mantiene lo stesso contenuto armonico del segnale d'ingresso, ovvero le stesse frequenze (ad esempio se il segnale di ingresso "contiene" tre frequenze, si troveranno le medesime in uscita). Nel caso di distorsione lineare d'ampiezza, dal punto di vista ideale e considerando un segnale costituito da due armoniche, deve valere che:

$$V_u = K_v$$

$$V_i = K_v \cdot (V(f_1) + V(f_2))$$

su tutta la banda; nella pratica si ha che

$$V_u = K_{v1}V(f_1) + K_{v2}V(f_2)$$

dove K_v è la costante di amplificazione in tensione. Esiste dunque, nella realtà, una variazione di amplificazione che è funzione delle frequenze del

segnale d'ingresso (vedi fig.), quindi non abbiamo una copia fedele del segnale d'ingresso

Distorsione lineare di fase Questa distorsione è presente quando il tempo che occorre al segnale per transitare nell'amplificatore non varia linearmente con la frequenza, cioè non vale la relazione $\phi = \omega \cdot \Delta t$ (Δt è il ritardo e ω la pulsazione); questo comporta che le due armoniche costituenti il segnale risultino sfasate nel tempo pur essendo egualmente amplificate.

Distorsione di tipo armonico (non lineari) Come si vede in figura, nella realtà fisica di un amplificatore, compare un livello di saturazione (come già detto per le potenze), il quale comporta un taglio sul segnale d'uscita (con perdita di informazioni) che dipende dall'ampiezza del segnale d'ingresso, dando vita ad un'uscita distorta (vedi fig. Vu tempo). Conoscendo il guadagno dell'amplificatore e il suo livello di saturazione V_{u*} , si può infatti risalire alla massima ampiezza del segnale in ingresso oltre la quale ci sarà distorsione di tipo armonico. Se il segnale in ingresso è periodico e in presenza di distorsione, vedremo sullo spettro oltre alla frequenza del segnale di ingresso anche i suoi multipli, ciò comporta una perdita di potenza, sia che i multipli della fondamentale siano fuori o dentro la banda. La differenza è che se i multipli cadono fuori banda non provocano disturbi.

Dal punto di vista analitico si può dimostrare la nascita dei multipli della frequenza fondamentale:

$$V_i = A \cos(\omega t)$$

$$V_u = \sum_{i=1}^n K_i (V_i)^i$$

arrestando lo sviluppo in serie al secondo termine si ottiene:

$$V_u = K_1 A \cos(\omega t) + K_2 A^2 (\cos(\omega t))^2 = K_1 A \cos(\omega t) + \frac{K_2 A^2}{2} + \frac{K_2 A^2}{2} \cos(2\omega t)$$

4.2 Rumore

In qualsiasi apparato elettronico, nella fattispecie l'amplificatore, a fronte di un ingresso nullo si misura comunque un'uscita: è il rumore. Esso è ineliminabile e dipende da due fattori:

1. considerando una resistenza, se aumenta la sua temperatura, gli elettroni vacanti nel reticolo collidono con lo stesso, generando il rumore.
2. passaggio di corrente (flusso di cariche elettriche) negli elementi circuitali.

Se misuriamo un segnale ai capi di una resistenza, la tensione sarà fluttuante con valor medio nullo e con spettro bianco (ovvero la densità di potenza per unità di banda è costante per tutte le frequenze). Il valore quadratico medio della tensione di rumore è pari a $V^2 = 4KTBR$ dove K è la costante di Boltzmann, T la temperatura di rumore in Kelvin, B è la banda all'interno della quale effettuiamo la misura, R è il valore della resistenza. Si vuole ora determinare la potenza di rumore che la resistenza può fornire

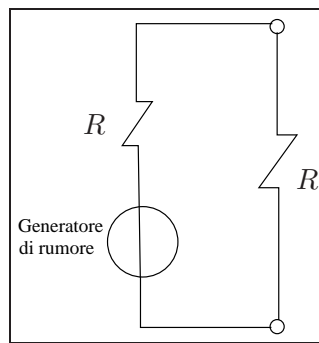


Figura 4.3: Circuito equivalente del rumore dell'amplificatore

$$P_R = \frac{V^2}{4R} = KTB$$

è importante sottolineare il fatto che più la banda considerata è grande, più elevato è il rumore. Nel caso dell'amplificatore, non si può più considerare la temperatura fisica bensì una temperatura equivalente (tra i $500 K$ e $5000 K$). E' possibile ricevere solo dei segnali di potenza maggiore alla potenza di rumore. Quindi per mantenere bassi i livelli di rumore è possibile operare solo sulla Temperatura equivalente (ad es. ponendo l'amplificatore in azoto liquido) e la banda (più si stringe la banda, più si abbassa la Velocità di trasmissione del segnale). Il rapporto tra la potenza del segnale in ingresso e la potenza di rumore deve mantenersi elevato (circa $20 dB$) al fine di avere una buona qualità della ricezione. Una volta conosciuta la potenza del segnale che vorremmo ricevere, il progettista deve scegliere un amplificatore con una potenza di rumore sufficientemente bassa, per una buona ricezione. Si vede ora il caso di due amplificatori in serie (Figura 4.4). Il contributo del primo amplificatore

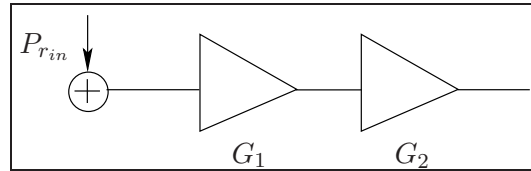


Figura 4.4: Serie di amplificatori

al rumore è pari a

$$P_{r_{out1}} = P_{rin} G_1 = KT_1 B G_1$$

quello del secondo è pari a

$$P_{r_{out2}} = P_{rin2} G_2 = (KT_1 B G_1 + KT_2 B) G_2$$

infine la potenza di rumore in ingresso totale è pari a

$$P_{r_{in_{tot}}} = \frac{P_{r_{out2}}}{G_{Tot}} = \frac{P_{r_{out2}}}{G_1 G_2} = KT_1 B + KT_2 \frac{B}{G_1}$$

da cui si può dedurre che il primo stadio di amplificazione ha la maggiore importanza per il rumore totale in ingresso, a patto che esso abbia un guadagno sufficientemente elevato. Ricordiamo infine che nei sistemi di ricezione satellitare si preferisce montare l'amplificatore in prossimità dell'antenna, allo scopo di evitare il rumore presente nei cavi e nelle altre parti del circuito.

4.3 Oscillatori

Gli oscillatori sono dei circuiti che forniscono in uscita un segnale periodico a una determinata frequenza, più in particolare vengono utilizzati per la generazione di portanti. Le caratteristiche più importanti di un oscillatore sono: stabilità in frequenza, stabilità in ampiezza, finezza spettrale. Esistono vari tipi di oscillatori, classificabili in base al tipo di elemento circuitale che determina la frequenza di oscillazione; i più importanti sono:

1. Oscillatori *LC*;
2. Oscillatori al quarzo;
3. Sintetizzatori di frequenza.

Gli oscillatori LC e al quarzo sono ideali per ottenere frequenze di qualche centinaio di MHz , per ottenere frequenze più elevate si ricorre ai sintetizzatori (oppure a dei moltiplicatori che vedremo più avanti)

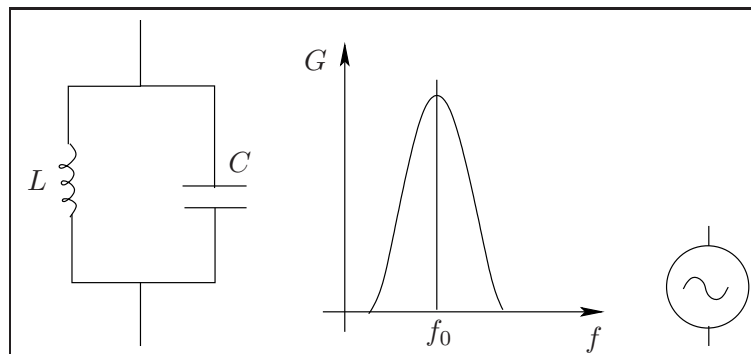


Figura 4.5: Oscillatore LC : circuito equivalente, risposta in frequenza e simbolo

Oscillatore LC L'oscillatore LC ha una frequenza di oscillazione (risonanza circuito LC) $\omega = \sqrt{LC}$, facilmente modificabile, basta infatti cambiare la capacità del condensatore, tramite meccanismi meccanici che variano la distanza tra le armature (come accade per la sintonizzazione dei canali di una radio), oppure tramite diodi Varicap polarizzati inversamente (adatti per le alte frequenze) in cui la capacità varia in funzione della differenza di potenziale applicata ai morsetti. La frequenza di oscillazione di un circuito LC non è molto stabile perchè soggetta ad azioni esterne limitatamente controllabili quali la temperatura di funzionamento e la presenza nel circuito di induttanze e capacità parassite. Per limitare l'influenza della temperatura gli oscillatori LC possono essere messi in un involucro mantenuto a T costante.

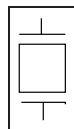


Figura 4.6: Simbolo dell'oscillatore al quarzo

Oscillatore al quarzo Sono oscillatori dotati di una stabilità in frequenza molto elevata, superiore di almeno due ordini di grandezza rispetto a quella degli LC . Hanno però il difetto di non poter variare la frequenza di oscillazione a meno di non cambiare il quarzo (dovrei averne uno per ogni canale da ricevere).

$P_{out} \leq 1 W$	LC	Quarzo
Stabilità in frequenza $\frac{Hz}{^\circ C}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-7}$
Termostataato	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-8}$

Tabella 4.1: Confronto tra oscillatori LC e al quarzo

Questo è il componente che stabilisce la frequenza d'uscita dell'oscillatore ed è costituito da una sottile lamina di cristallo di quarzo opportunamente tagliata ed eccitata elettricamente da due elettrodi secondo uno degli assi del cristallo.

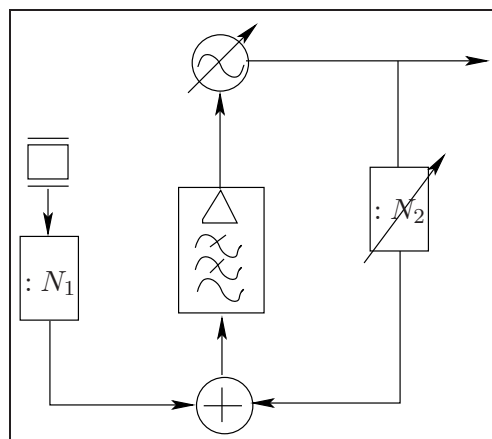


Figura 4.7: Schema di un sintetizzatore di frequenza

Sintetizzatore di frequenza Dallo schema a blocchi riportato in figura, si evince che un sintetizzatore è un elemento che si basa sulla stabilizzazione di un oscillatore LC libero. La frequenza di riferimento di un oscillatore al quarzo viene divisa per un intero N_1 e inviata ad un comparatore di fase (vedi pagina ...) assieme alla frequenza desiderata in uscita, generata da un oscillatore LC variabile, comandabile elettronicamente, tale frequenza viene a sua volta divisa per un numero intero N che può essere variato. L'uscita del comparatore sarà un segnale uguale a zero solo se le due frequenze inviate ai suoi ingressi hanno la stessa frequenza e sono in quadratura di fase.

$$\cos\left(2\pi \frac{f_q}{N_1} t\right) \cos\left(2\pi \frac{f_0}{N} t + \phi\right) = \frac{1}{2} \cos\left[2\pi \left(\frac{f_q}{N_1} - \frac{f_0}{N}\right) t + \phi\right] = \frac{1}{2} \cos(\phi)$$

se $f_q = f_0$ l'eventuale uscita del comparatore è il segnale errore che va a comandare l'oscillatore variabile costringendolo a mantenere f_q/N_1 sempre uguale a f_0/N . Cambiando il valore di N si ottengono in uscita valori di frequenza diversi, in questo modo si ottiene un oscillatore variabile a passi discreti con una stabilità in frequenza elevata anche se minore di quella di un oscillatore al quarzo. Il rapporto tra la frequenza dell'oscillatore al quarzo e N_1 è il passo di canalizzazione, ovvero la distanza minima tra due frequenze, infatti con un sintetizzatore di frequenza si può ottenere solo una variazione discreta di frequenze, mai continua.

4.4 Raddrizzatore

Il raddrizzatore serve per convertire un segnale alternato in uno continuo. Il circuito è rappresentato in figura Il diodo lascia passare solo le semionde positive del segnale

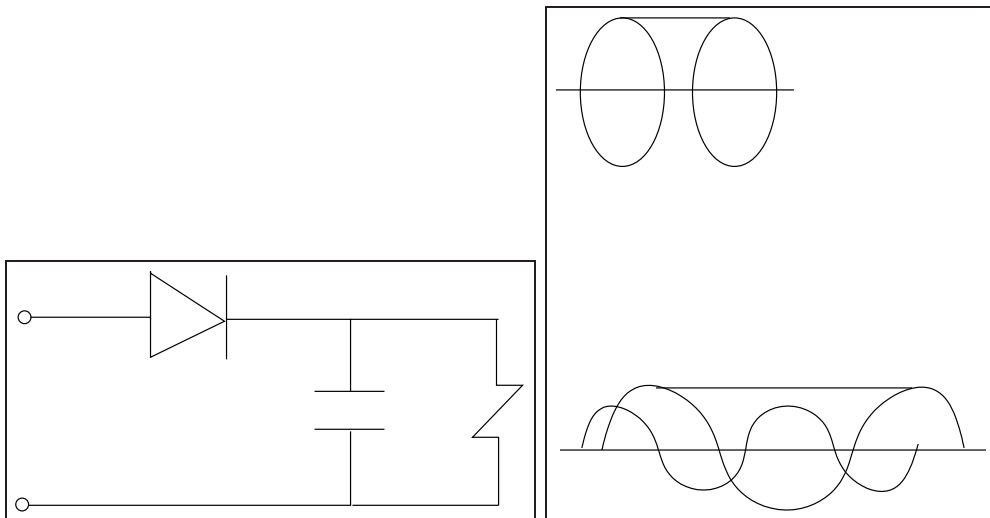


Figura 4.8: Circuito di un raddrizzatore

in ingresso essendo polarizzato direttamente. In uscita da esso il segnale ha valor medio non nullo e alte componenti alternate; collegando il condensatore in parallelo al carico si riesce a “raddrizzare” la forma d’onda (vedi fig.), poichè esso “filtra” il segnale. Il funzionamento del circuito è il seguente: all’inizio (tratto *a* in figura), la corrente fluisce attraverso il diodo e carica il condensatore, poi la tensione ai capi del diodo tende a diminuire, ma quella sul condensatore decresce più lentamente (fase

di scarico), bloccando il diodo perchè ha un livello di tensione superiore (tratto *b*). Particolare attenzione si deve porre al problema delle correnti di picco che circolano attraverso il diodo. Infatti nel tempo definito dall'angolo di circolazione (tratto *c*), deve transitare attraverso il diodo tutta la corrente che necessita il carico, per cui più grande è la capacità del condensatore maggiore è la corrente di picco. Con un opportuno dimensionamento del condensatore si può ridurre di molto la componente alternata in uscita, sino ad avvicinarsi alla condizione ideale, ovvero ad ottenere un involuppo del segnale uscente dal diodo, ottenendo una tensione continua perfetta (ciò in realtà è irrealizzabile perchè ci vorrebbe una capacità infinita del condensatore). Come vedremo il raddrizzatore trova impiego negli alimentatori.

4.5 Moltiplicatore di frequenza

I moltiplicatori sono doppi bipoli che danno in uscita segnali a frequenza multipla di quella mandata in ingresso. Questo risultato viene ottenuto mediante un circuito distortore (ovvero un amplificatore che lavora in saturazione, fornendo così tutte le armoniche con frequenza multipla di quella fondamentale) ed un' opportuna operazione di filtraggio attorno alla frequenza desiderata. Di solito si usano moltiplicatori x2, x3, x5; per ordini di moltiplicazione maggiore si usa un' adeguata combinazione di essi, separati da stadi di amplificazione. Il vantaggio di questa operazione è apprezzabile nel momento in cui si vuole moltiplicare un' intera banda in frequenza; infatti si riesce a contenerne l'ampiezza, soprattutto all'atto pratico, quando questa viene direttamente specificata dall'acquirente.

4.6 Mixer - Convertitore di frequenza

Il convertitore di frequenza serve a traslare in frequenza il segnale in ingresso, lasciandolo invariato anche in termini di banda. Questo si ottiene con un'operazione di moltiplicazione. Sia $A_1 \cos(\omega_1 t)$ il segnale che deve essere traslato in frequenza di una quantità pari a Δf . Questo segnale verrà inviato al convertitore insieme al segnale fornito da un oscillatore, chiamato pompa, la cui pulsazione dovrà essere pari a $\omega_2 = 2\pi\Delta f$. All'uscita del moltiplicatore si avrà dunque:

$$A_1 \cos(\omega_1 t) \cdot A_2 \cos(\omega_2 t) = \frac{A_1 A_2}{2} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + \frac{A_1 A_2}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t]$$

quindi in uscita avremo due frequenze, $f_0 \pm f_i$, di cui quella non di interesse verrà filtrata. In figura è rappresentato un convertitore a diodi: $V_p(t)$ è il segnale della pompa, mentre $V(t)$ è quello da convertire; il filtro è necessario per avere sul carico la frequenza desiderata.

4.7 Filtri

I Filtri hanno lo scopo di lasciar transitare un certo intervallo di frequenze, mentre devono bloccare le altre. Sono fisicamente costituiti da induttanze, resistenze e condensatori e hanno come caratteristiche fondamentali: la banda passante, attenuazione fuori banda, perdite e caratteristica di fase.

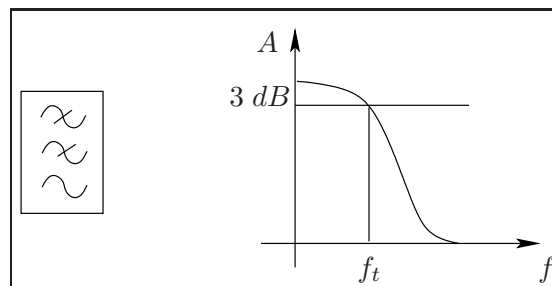


Figura 4.9: Filtro passa basso

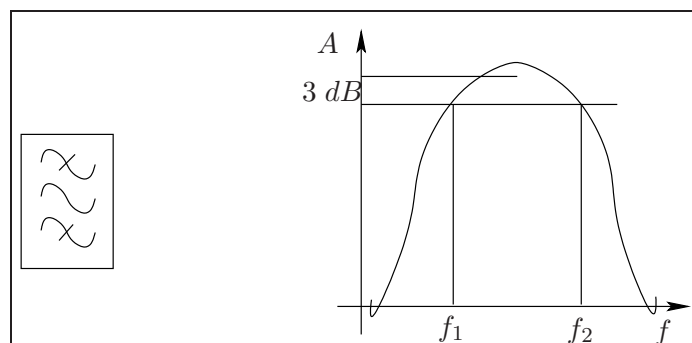


Figura 4.10: Filtro passa banda

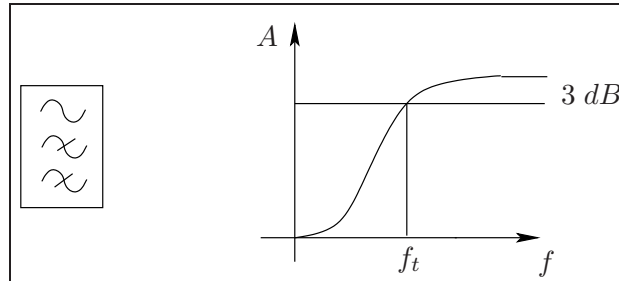


Figura 4.11: Filtro passa alto

4.8 Risuonatore

Un risuonatore è un filtro passa banda con elevate caratteristiche di selettività (caratteristica a campana molto stretta), costituito da un circuito LC . Allo scopo di rendere più ripidi i fronti della caratteristica, cioè per poter scendere rapidamente a zero, pensiamo innanzitutto di poter collocare in serie o, come si dice, in cascata, due risuonatori. Se entriamo nei due filtri con una frequenza pari a quella su cui sono centrati i due risuonatori, f_0 , questa ne esce invariata poichè viene moltiplicata per la funzione di trasferimento del primo filtro che vale $F_1 = 1$, e successivamente viene moltiplicata anche per la funzione di trasferimento del secondo filtro che vale anch'essa $F_2 = 1$. Facciamo ora un secondo esempio: pensiamo ora di entrare con una frequenza $f_1 \neq f_0$. Se ragioniamo in decibel, possiamo supporre che sia il primo filtro che il secondo attenuano in pari misura di 1 dB , per cui per calcolare l'attenuazione finale è sufficiente sommare le due attenuazioni ottenendo un'attenuazione totale di 2 dB . Se invece ragioniamo in termini di numeri naturali, le due attenuazioni andranno moltiplicate: ipotizzando che valga 0.9 per ogni filtro, alla fine otteniamo un'attenuazione totale di 0.81 . Allora quello che possiamo notare è che con questi filtri possiamo ridurre a piacimento la frequenza di uscita, però il prezzo che paghiamo è dovuto al fatto che la nostra banda si restringe tantissimo, e questo processo risulta quindi non molto opportuno. Infatti le specifiche che vado a dare al costruttore riguardano due aspetti:

1. banda passante
2. attenuazioni fuori banda

e così operando non rispetterei il secondo. Una soluzione potrebbe essere quella di partire con un risuonatore con una banda molto più larga di quello che ci interessa, e

questa banda si restringerebbe man mano grazie ai risuonatori in serie. Il problema è che non riesco a garantire l'attenuazione richiesta. La soluzione definitiva ci viene suggerita dal fatto che nessuno ci obbliga ad operare con dei risuonatori in serie tutti centrati sulla stessa frequenza f_0 . Si possono quindi collegare i risuonatori a frequenze differenti ma molto vicine, in modo da ottenere la larghezza di banda desiderata, a scapito di una attenuazione fuori banda non molto bella da vedere e a scapito di perdite sui filtri che, non essendo più sincronizzati, non riescono mai a restituirmi la stessa frequenza di ingresso.

Capitolo 5

Trasmittitore e Ricevitore

I due mattoni fondamentali per la radiocomunicazione che sfruttano la modulazione come tecnica per il trasporto dell'informazione

Indice del capitolo

5.1	Trasmittitore in modulazione d'ampiezza	55
5.1.1	Dimensionamento di un trasmettitore in modulazione d'ampiezza	56
5.2	Trasmittitore in modulazione di frequenza	58
5.2.1	Sezione di modulazione	58
5.2.2	Sezione di Potenza	59
5.3	Ricevitore	59
5.3.1	Dimensionamento Ricevitore	60
5.3.2	Demodulatore d'ampiezza (Rivelatore)	61
5.3.3	Demodulatore di frequenza (Discriminatore)	61

5.1 Trasmittitore in modulazione d'ampiezza

Un trasmettitore in modulazione d'ampiezza si basa sul principio che il segnale modulante fa variare l'ampiezza della portante in modo tale che questa variazione sia proporzionale al segnale modulante stesso. Sarà quindi costituito principalmente da uno oscillatore RF per la generazione della portante, un modulatore a bassa

frequenza moduli l'ampiezza della portante, quindi un amplificatore RF e un'antenna di trasmissione.

5.1.1 Dimensionamento di un trasmettitore in modulazione d'ampiezza

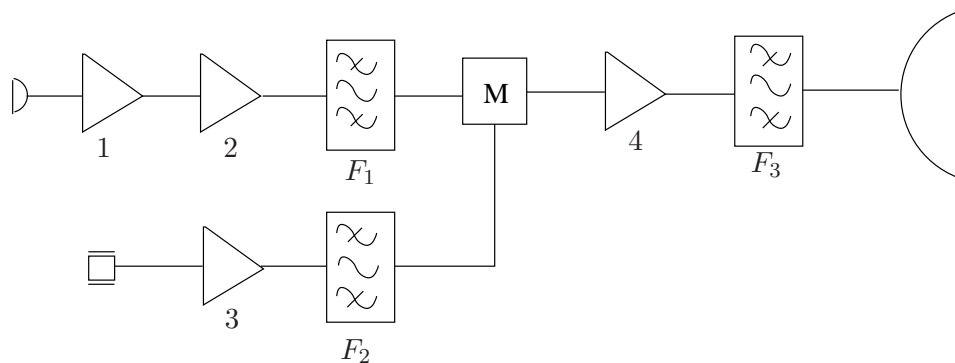


Figura 5.1: Trasmettitore in modulazione d'ampiezza

I parametri di progetto, nel dimensionamento di un trasmettitore sono i seguenti:

- Frequenza della portante (f_0)
- Banda del segnale da trasmettere (B)
- Potenza in uscita (P_{out})
- Tipo di modulazione (AM)
- Stabilità oscillatore (stabilità della portante) (SP)
- Attenuazione fuori banda dei filtri (AFB) (importante perchè dà luogo ad interferenze sul canale adiacente)
- Tipologia dell'ingresso (Microfonico)
- Impedenza del carico in uscita (Z)

Supponiamo di scegliere i seguenti valori $f_0 = 100 \text{ MHz}$, $B = 4 \text{ KHz}$ (segnale audio), $P_{out} = 100 \text{ W}$, $SP = 10^{-8} \text{ Hz}/^\circ\text{C}$, $AFB = 60 \text{ dB}$, $Z = 75 \Omega$. Facendo riferimento alla figura, si ipotizza di scegliere l'amplificatore 4 a guadagno fissato

pari a $G_{p4} = 5$ (7 dB), possiamo quindi stabilire che il modulatore avrà una potenza in uscita pari a

$$P_{out_M} = \frac{100}{5} = 20 \text{ W}$$

Si stabilisce che il modulatore abbia guadagno pari a $G_{pM} = 10$ (10 dB), ciò significa che in ingresso avrà una portante con potenza pari a:

$$P_p = \frac{20}{10} = 2 \text{ W}$$

Data poi l'uscita dall'oscillatore, pari a

$$P_{osc} = 100 \cdot 10^{-3} \text{ W}$$

determiniamo il guadagno dell'amplificatore 3 pari a

$$G_{p3} = \frac{2}{100 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ (13 dB)}$$

Si passa ora al ramo del segnale modulante; si parte dal microfono, supponendo che esso abbia un'uscita pari a $V_{out_{mic}} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ V}$, quindi si procede nella determinazione del guadagno (in tensione) dell'amplificatore 1, ipotizzando un'uscita desiderata pari a $5 \cdot 10^{-1} \text{ V}$,

$$G_{V1} = \frac{0.5}{10 \cdot 10^{-6}} = 50000 \text{ (94 dB)}$$

Ora si dimensiona l'amplificatore 2, associando all'amplificatore 1 una potenza in uscita pari a $P_{out1} = 10 \cdot 10^{-1} \text{ W}$, e ipotizzando che il segnale del microfono (modulante) abbia una potenza di 10 W , quindi

$$G_{p2} = \frac{10}{10 \cdot 10^{-1}} = 100 \text{ (20 dB)}$$

Il modulatore avrà poi una potenza di alimentazione pari alla potenza desiderata in uscita divisa per l'efficienza (50%),

$$P_{al_M} = \frac{20}{0.5} = 40 \text{ W}$$

(30 W dalla rete e 10 W dal segnale modulante). Passiamo al dimensionamento dei filtri. Per prima cosa si considerano le perdite dei filtri, che sono rispettivamente: per $F_1 - 1 \text{ dB}$, $F_2 - 0.5 \text{ dB}$ e $F_3 - 1 \text{ dB}$; queste perdite andranno compensate dagli amplificatori. Nella tabella 5.1 sono riassunte le caratteristiche dei filtri.

	Banda	AFB	f_0 (portante)
F_1	300 – 3600 Hz	40 dB a 4000 Hz	NO
F_2	100 MHz \pm 10 Hz	60 dB a 100 \pm 0.1% MHz	100 MHz
F_3	7200 Hz	60 dB a 100 \pm 5 KHz	100 MHz \pm 4 KHz

Tabella 5.1: Caratteristiche principali dei filtri adottati

5.2 Trasmettitore in modulazione di frequenza

Un trasmettitore in modulazione di frequenza si basa sul principio che il segnale modulante fa variare la frequenza della portante in modo tale che questa variazione sia proporzionale al segnale modulante stesso. Si dovrà quindi trasmettere un'onda avente frequenza variabile istante per istante. Si intuisce da subito come sia importante stabilizzare la frequenza della sola portante, in quanto una sua pur minima variazione verrebbe interpretata come un segnale modulante. Di solito questo apparato viene concettualmente suddiviso in due parti connesse tra di loro: una sezione di modulazione e una sezione di potenza.

5.2.1 Sezione di modulazione

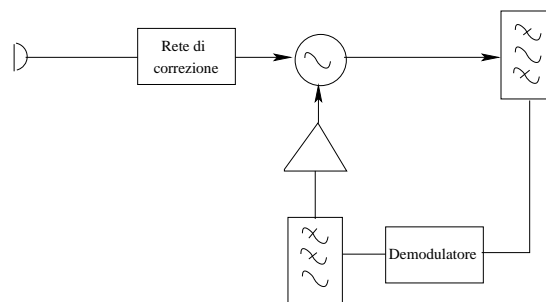


Figura 5.2: Sezione di modulazione di un trasmettitore FM

In questa sezione i segnali sono a bassa frequenza e con basso livello di potenza, ed è costituita da una serie di elementi rappresentati in figura 5.2. La rete di correzione ha il compito di manipolare il segnale per ottenere il tipo di modulazione voluta (FM o PM). L'oscillatore comandato ha una frequenza di oscillazione che viene fatta variare linearmente dal segnale modulante, la sua presenza comporta sempre una certa instabilità della frequenza portante per cui si rende necessario l'uso di un

anello di controllo automatico di frequenza (CAF), costituito da un demodulatore accoppiato ad un filtro passa basso e un amplificatore la cui uscita viene inviata in ingresso all'oscillatore. Il filtro passa basso estrae dallo spettro del segnale modulato, l'errore di frequenza della portante.

5.2.2 Sezione di Potenza

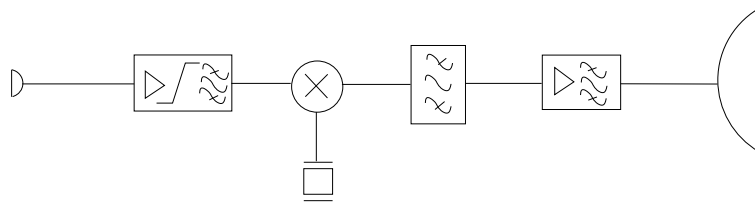


Figura 5.3: Sezione di potenza di un trasmettitore FM

La sezione di potenza (Figura 5.3) ha il compito fondamentale di elevare la frequenza in uscita dalla sezione di modulazione fino al livello di trasmissione, inoltre essa aumenta il livello di potenza in uscita sino al valore necessario. Per elevare la frequenza ci sono due strade possibili, o utilizzare un moltiplicatore (vedi cap03) oppure adottare un convertitore di frequenza (vedi cap03). Da scrivere

5.3 Ricevitore

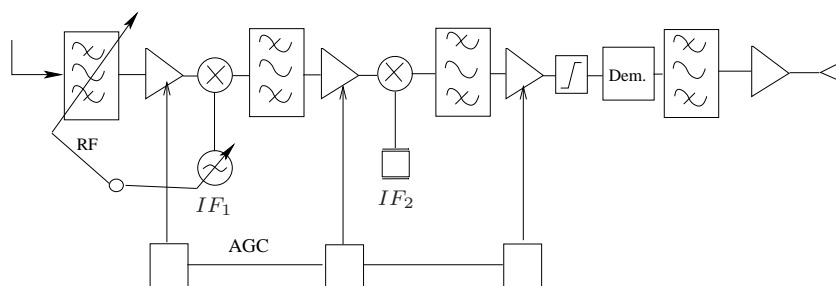


Figura 5.4: Ricevitore supereterodina

In figura 5.4 è rappresentato un ricevitore a supereterodina (un ricevitore che utilizza conversioni in frequenza). Esso è lo schema più generale, ovvero è un ricevitore in grado di interpretare qualsiasi modulazione. Il ricevitore ha due funzioni fondamentali da espletare:

1. demodulare il segnale ricevuto;
2. amplificare il segnale contenente l'informazione fino al livello di potenza necessario.

La presenza del convertitore di frequenza provoca la nascita di una frequenza immagine pari a

$$f_{im} = f_0 - 2f_{out_{mix}}$$

tale frequenza può creare dei disturbi in ricezione, se è vicina alla frequenza della portante ricevuta. Per ovviare al problema si dispone di un opportuno filtraggio. Il filtro RF variabile svolge quindi il compito di eliminare la frequenza immagine e di eliminare i segnali che stanno nell'intorno della portante. Attenzione però, la frequenza immagine non può essere grande a piacere, in quanto potremmo avere dei problemi nella selezione del canale da ricevere (adiacente a quello selezionato). La presenza di più convertitori di frequenza ha lo scopo di abbassare la frequenza del segnale ricevuto dall'antenna, in modo da consentire al demodulatore di riconoscere il segnale modulante (l'informazione ricevuta, ad es. un segnale audio). Infatti il demodulatore cerca di determinare l'involuppo del segnale ricevuto e per lavorare in modo ottimale è opportuno che la frequenza in ingresso sia molto inferiore a quella ricevuta. Il convertitore di frequenza 1 trasla in frequenza il segnale ricevuto, subito dopo compare il filtro IF_1 che viene dimensionato per eliminare l'immagine prodotta dal convertitore (2) che lo segue. Il segnale ora, dopo essere stato amplificato, entra nel demodulatore per poi venire filtrato, amplificato e quindi inviato all'altoparlante (se parliamo di segnali audio). Si può inoltre prevedere un sistema di Controllo Automatico del Guadagno che ha lo scopo di garantire una tensione costante in ingresso al demodulatore; infatti un segnale ricevuto dall'antenna ha intensità differente a seconda del canale sintonizzato, basta pensare alle differenti distanze a cui si trovano i trasmettitori relativi ai diversi canali.

5.3.1 Dimensionamento Ricevitore

I dati conosciuti per procedere al dimensionamento del ricevitore sono:

- Banda di funzionamento (intervallo di frequenze che si desidera ricevere)
- Sensibilità Ricevitore: $S_R = 0.5 \cdot 10^{-6} V$; rappresenta il valore minimo di ampiezza del segnale che si vuole ricevere

- Dinamica Ricevitore, $D_R = 70 \text{ dB}$

Supponiamo ora di avere in ingresso al demodulatore un segnale avente 0.5 V di ampiezza; quindi il guadagno del sistema deve essere almeno pari a

$$G_t = \frac{0.5}{0.5 \cdot 10^{-6}} = 10^6 \text{ (120 dB)}$$

dovremo infatti tenere conto delle perdite dei filtri e dei convertitori di frequenza (vedi valori in figura). Questi ultimi perdono 6 dB perchè il segnale in uscita da essi ha un'ampiezza dimezzata ($\cos(at)\cos(bt) = 1/2(\cos(a+b)t - \cos(a-b)t$). Fatti i conti, il guadagno totale in tensione dovrà quindi essere pari a $G_{tot} = 136 \text{ dB}$. Il primo stadio di amplificazione dovrà avere un guadagno minimo che dipende dal rumore del primo convertitore di frequenza.

5.3.2 Demodulatore d'ampiezza (Rivelatore)

Il demodulatore d'ampiezza deve determinare l'involuppo del segnale in ingresso. Nel caso di una demodulazione incoerente si utilizzerà un raddrizzatore (il sistema è fortemente dipendente dalla capacità del condensatore), mentre se si desidera una demodulazione coerente lo schema è costituito da un mixer e un filtro (vedi fig), con la necessità di conoscere la frequenza della portante con grande precisione (nell'ordine dell'Hertz), altrimenti lo spettro viene traslato rispetto allo zero. La differenza tra un demodulatore coerente e incoerente si nota solo se il rapporto segnale-rumore in ricezione è basso (cattiva ricezione), se si verifica ciò bisogna utilizzare un demodulatore coerente, che consente di avere un segnale intelleggibile anche con bassi rapporti segnali-rumore.

5.3.3 Demodulatore di frequenza (Discriminatore)

Anche nel caso del demodulatore di frequenza vi sono due tipologie, la demodulazione incoerente (la più utilizzata) e quella coerente. Il Segnale FM viene prima convertito in un segnale ad ampiezza variabile (tramite una funzione di trasferimento) per poi essere demodulato con un comune demodulatore AM. Allo scopo, si può utilizzare un risonatore con un frequenza di risonanza diversa da quella del segnale in ingresso al demodulatore (portante traslata in frequenza). In particolare si considera solo la parte lineare della caratteristica (A-f) del risonatore. Ma come dimensionare il

risuonatore? Semplice, una volta conosciuta la banda del segnale da ricevere, bisogna dimensionare il risuonatore in modo che abbia un sufficiente tratto lineare per contenere la banda. Per aumentare il tratto lineare è possibile accoppiare due risuonatori di cui uno è invertito (Figura 5.5) Il circuito equivalente è quello di figura 5.6.

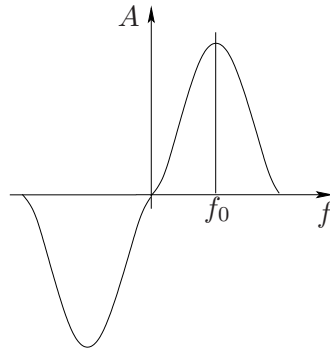


Figura 5.5: Banda del demodulatore

Come si vede prima del discriminatore deve esserci un limitatore d'ampiezza ovvero

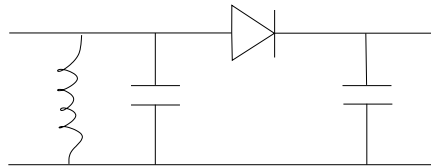


Figura 5.6: Circuito equivalente del discriminatore

un dispositivo che mantiene il livello di ampiezza del segnale costante.

Elenco delle tabelle

1.1	Caratteristiche elettriche dei terreni	14
1.2	Suddivisione delle frequenze	21
4.1	Confronto tra oscillatori <i>LC</i> e al quarzo	49
5.1	Caratteristiche principali dei filtri adottati	58

Elenco delle figure

1.1	Struttura di un'onda elettromagnetica, fotografata all'istante \bar{t} . . .	7
1.2	Linea equipotenziale generata da un punto di potenza P nello spazio	8
1.3	Effetti dell'onda elettromagnetica su un circuito elettrico	10
1.4	Struttura di un cavo coassiale	11
1.5	Andamento di V e I nel caso corto circuito e circuito aperto	13
1.6	Schematizzazione dell'ambiente terrestre: terreno - troposfera - ionosfera	14
1.7	Struttura della ionosfera	15
1.8	Onda diretta e onda riflessa	17
1.9	Intensità di E in funzione della distanza, a varie frequenze e per varie tipologie di terreno	18
1.10	Casi di rifrazione di un raggio nella troposfera	19
1.11	Casi di rifrazione di un raggio nella ionosfera	20
2.1	Antenna trasmittente	25
2.2	Antenna ricevente	26
2.3	Antenna filiforme	29
2.4	Distribuzione di corrente e funzione di direttività per antenne ad onda corta	30
2.5	Distribuzione di corrente e funzione di direttività per antenne a semionda	31
2.6	Distribuzione di corrente e funzione di direttività per antenne ad onda intera	32
2.7	Regola della mano destra	32
2.8	Cambiamento di $f(\theta, \phi)$ al variare di d	33

2.9	Funzione di direttività nello spazio	33
2.10	Antenna a telaio	34
2.11	Antenna a paraboloide	35
3.1	Segnale modulato in ampiezza con $ m(t) = 0.1$	38
3.2	Spettro del segnale modulante	39
3.3	Spettro del segnale modulato	39
3.4	Segnale modulato in frequenza	41
4.1	Schema di un amplificatore	43
4.2	Banda dell'amplificatore	43
4.3	Circuito equivalente del rumore dell'amplificatore	46
4.4	Serie di amplificatori	47
4.5	Oscillatore <i>LC</i> : circuito equivalente, risposta in frequenza e simbolo	48
4.6	Simbolo dell'oscillatore al quarzo	48
4.7	Schema di un sintetizzatore di frequenza	49
4.8	Circuito di un raddrizzatore	50
4.9	Filtro passa basso	52
4.10	Filtro passa banda	52
4.11	Filtro passa alto	53
5.1	Trasmettitore in modulazione d'ampiezza	56
5.2	Sezione di modulazione di un trasmettitore FM	58
5.3	Sezione di potenza di un trasmettitore FM	59
5.4	Ricevitore supereterodina	59
5.5	Banda del demodulatore	62
5.6	Circuito equivalente del discriminatore	62