



presenta

Antennas Memo

de Giacomo Calioni Bembo – I2KWZ

ANTENNAS MEMO

In materia di antenne ogni testo specifico di ingegneria contiene tutte le informazioni tecniche pertinenti alla materia. Le note oggetto di questa memoria scritte a richiesta di alcuni giovani amici radio-amatori riassumono alcune basi fondamentali di questa scienza utili alla loro attività, anche come antidoto alle false credenze in circolazione. Poiché si tratta di fenomeni descrivibili da precise leggi matematiche è indispensabile il ricorso a semplici espressioni algebriche ed all'uso elementare dei logaritmi, oggi assai facilitato da un calcolatore tascabile di tipo scientifico di basso prezzo. Per quelle di maggiore interesse ai radio-amatori è descritto il ragionamento ed i semplici passaggi algebrici che conducono alla loro formulazione: si potrà ovviamente considerare soltanto la parte conclusiva, adoperandole così come esposte.

Alcune informazioni introduttive alla teoria dei logaritmi sono contenute nelle note Receiver Noise Memo scritte con la stessa intenzione delle presenti.

L'antenna è un tipo particolare di circuito elettrico. Nei circuiti ordinari le dimensioni degli induttori e dei collegamenti sono di solito piccole se paragonate alla lunghezza d'onda della frequenza elaborata, perciò la quasi totalità della energia elettromagnetica resta confinata nel circuito. Quando le dimensioni dei cablaggi o dei componenti diventano apprezzabili rispetto alla lunghezza d'onda, parte della energia sfugge per radiazione sotto forma di onde elettromagnetiche. Se un circuito è stato progettato in modo che la maggior parte della energia venga irradiata allora quel circuito è un'antenna. In genere un'antenna è un tratto rettilineo di conduttore o una loro combinazione. Spesso il conduttore è un filo, benché vengano usati anche aste o tubi. Il termine "filo" identifica un conduttore con una sezione trasversale piccola in confronto alla sua lunghezza.

Il circuito elettrico antenna risponde a leggi fisiche precise e nulla può essere **inventato**.

Un filo percorso da corrente elettrica a radio frequenza irradia un campo elettromagnetico la cui intensità dipende dalla lunghezza del filo e dalla ampiezza della **corrente** e della **tensione**. Un campo elettromagnetico è infatti formato da energia elettrica e da energia magnetica e l'energia totale è **equamente** divisa tra le due; una non può esistere senza l'altra. L'ampiezza della tensione perciò quantifica l'intensità del campo elettrico prodotto in modo assolutamente equivalente alla ampiezza della corrente. Si può dunque dire che l'intensità del campo è proporzionale alla corrente e sarà quindi conveniente avere una corrente più grande possibile. In un circuito con resistenza e reattanze in serie, nel quale sempre il circuito antenna può essere analiticamente convertito, la corrente sarà massima quando la reattanza capacitiva eguaglia quella reattiva, cioè quando il circuito sia reso **risonante**: la corrente sarà massima e perciò massima l'irradiazione quando l'antenna risuona alla frequenza operativa.

Di un circuito che abbia induttanza, capacità e resistenza concentrate nei suoi componenti si dice che è a **costanti concentrate**. In un'antenna induttanza, capacità e resistenza sono invece distribuite lungo il filo, di essa si dice che è a **costanti distribuite**. I circuiti a costanti distribuite, essendo spesso formati da conduttori rettilinei, sono comunemente chiamati **circuiti lineari**.

RISONANZA NEI CIRCUITI LINEARI

La minore lunghezza di filo in grado di risuonare è quella sufficiente a consentire che la carica elettrica la percorra nel tempo di un ciclo. Se la velocità di spostamento della carica è eguale alla velocità della luce nel vuoto, circa 299.793.077 metri al secondo, la distanza percorsa in un ciclo, definita **lunghezza d'onda**, è eguale a questa velocità moltiplicata per la durata di un ciclo in secondi, eguale all'inverso della frequenza F espressa in Hertz, quindi a $299.793.077 \cdot (1 \div F)$ che nella forma comunemente usata con λ = lunghezza d'onda in metri, F = frequenza in MHz si riduce a:

$$\lambda = 299,8 \div F \qquad \text{Eq. 1-1}$$

In un'antenna la carica percorre il filo due volte, andata e ritorno, e la lunghezza minima di risonanza è $\lambda/2$, cioè mezza lunghezza d'onda. La velocità di spostamento della carica elettrica in

un filo è tuttavia leggermente inferiore a quella della luce nel vuoto e la effettiva lunghezza di risonanza di una antenna dipende da questo fenomeno.

RESISTENZA DI RADIAZIONE

La potenza fornita ad un'antenna diventa energia elettromagnetica irradiata espressa come $I^2 \cdot R_a$ e calore dissipato nel filo e nei dielettrici circostanti espressa come $I^2 \cdot R_o$. Per la potenza dissipata in calore R_o è una resistenza reale, per la potenza irradiata R_a è una resistenza virtuale. L'energia irradiata è la parte utile ed un resistore reale di valore pari ad R_a sostituito all'antenna dissiperà la stessa potenza irradiata dall'antenna. Questa resistenza che fisicamente non esiste è definita **Resistenza di radiazione** ed è espressa in ohm.

Nelle antenne a mezz'onda per frequenze amatoriali la potenza dissipata in calore è molto piccola e la resistenza presentata al connettore di antenna è eguale alla resistenza di radiazione. La resistenza di radiazione dipende dalla posizione di montaggio dell'antenna rispetto alla terra ma soprattutto dal tipo di antenna. Per una antenna filare può essere centinaia di ohm, per un dipolo 72Ω , per una Yagi ad alto guadagno meno di 10Ω e così via, a condizione che la antenna risuoni alla frequenza d'uso.

Come si vedrà per trasferire tutta la potenza dovrà esserci eguaglianza tra resistenza di radiazione ed impedenza caratteristica della linea di alimentazione a radio frequenza, perciò la antenna dovrà quasi sempre essere dotata di un dispositivo di adattamento: tra i più noti il Dipolo-ripiegato, il Gamma-match, il T-match e la linea in Quarto-d'onda. Questa funzione può anche essere svolta da un dispositivo noto come Balun, benché la sua funzione primaria sia un'altra.

Alla frequenza di risonanza la resistenza di radiazione è puramente ohmica, ma a frequenza diversa diventa impedenza complicando la condizione di accoppiamento. L'antenna deve perciò risuonare ad una frequenza compatibile con la sua prevista **larghezza di banda utile**.

POLARIZZAZIONE

Il campo elettromagnetico generato dall'antenna trasmittente, dopo un percorso valutato in qualche lunghezza d'onda, si presenta come onda piana ortogonale alla direzione di spostamento. In questo piano la direzione del campo elettrico è ortogonale a quella del campo magnetico ed il loro orientamento dipende dalla posizione dell'antenna rispetto alla superficie della Terra. L'antenna ricevente ricava il massimo della potenza irradiata dall'antenna trasmittente soltanto se tutte due sono orientate identicamente. Le due antenne devono avere la stessa **polarizzazione**.

La polarizzazione è stata definita dalla direzione del campo elettrico rispetto alla superficie terrestre: **polarizzazione orizzontale** se tale direzione è parallela alla superficie della terra, **polarizzazione verticale** se è ortogonale. In un dipolo, antenna fondamentale, la direzione del campo elettrico è parallela al suo asse e la sua posizione rispetto alla superficie terrestre determina il tipo di la polarizzazione. Durante il percorso la polarizzazione può cambiare, ad esempio in caso di rifrazione e riflessione, tipico quest'ultimo caso nella gamma HF.

Con uno sfasamento di polarizzazione di 90° il segnale ricavato dall'antenna ricevente è **zero** e non inferiore di 3dB, errore che viene propagando continuamente!. Se la differenza di polarizzazione è ciclicamente variabile, come ad esempio nella radiazione emessa dal Sole, o se una delle due antenne è realizzata con polarizzazione circolare, il segnale ricevuto sarà la media eguale alla metà del valore massimo, quindi soltanto in questo caso eguale a -3dB .

DIRETTIVITA' E GUADAGNO IN TRASMISSIONE

Un'antenna non irradia uniformemente in ogni direzione, possiede cioè **direttività** ed irradia secondo un **fascio di radiazione** la cui sezione retta si allarga via via che il fronte d'onda si allontana riducendo **per diluizione la densità di potenza** espressa in W/m^2 . All'interno del fascio la densità di potenza (indicata **Flusso** se viene riferita ad un'ampiezza di banda di 1 Hz) non è

costante. Per un fascio a sezione circolare con angolo di apertura di 2° ottenibile con grandi paraboloidi a microonde la superficie della sezione retta a 10 Km di distanza è già di 95.000 m^2 , enorme rispetto a qualche centinaio di m^2 di area effettiva di ricezione di una potente antenna ricevente e considerare perciò soltanto la massima densità di potenza sull'asse del fascio è accettabile. L'ampiezza di un fascio geometrico viene quantificata con un **angolo solido Ω** , definito **steradiano (Sr)** un angolo solido che in una sfera di raggio 1 m sottende una superficie sferica di 1 m^2 . Il fascio che sottende la totale superficie sferica di raggio 1 m è quindi $\Omega = 4 \cdot \pi \text{ Sr}$ essendo la superficie della sfera eguale a $4 \cdot \pi \cdot \text{raggio}^2$ ($\pi = 3,14\dots$). Ciò premesso ne deriva che l'angolo solido di una sfera di raggio qualsiasi risulta sempre essere di $4 \cdot \pi \text{ Sr}$. La direttività di un'antenna si valuta per confronto con una sorgente ideale di radio-frequenza definita **isotropica**, in grado cioè di irradiare uniformemente in ogni direzione. Se il fascio dell'antenna ha un angolo solido $\Omega_a \text{ Sr}$ potremo definirne la direttività in rapporto alla sorgente isotropica come $D = 4 \cdot \pi \div \Omega_a$.

Per definizione la sorgente isotropica ideale non ha direttività, perciò Ω_a sarà sempre minore di $4 \cdot \pi$ e quindi D risulta sempre maggiore di uno. Resta così chiarito l'enigma della espressione $4 \cdot \pi$ sempre presente nelle formule algebriche che riguardano il guadagno!

La potenza utile irradiata da un'antenna è inferiore a quella con cui la si alimenta a causa della potenza dissipata al suo interno, nei dielettrici circostanti e di quella eventualmente irradiata **in altre direzioni**. Questa situazione è quantificata dal **Rendimento dell'antenna**, e quindi dal **guadagno isotropico** indicato **G_i** e definito **$G_i = D \cdot \text{Rendimento dell'antenna}$** . Il guadagno isotropico così definito espresso in dB e indicato dB_i se correttamente dato è tutto ciò che serve.

Un dipolo costruito con filo sottile ha un guadagno isotropico di 2,14 dB_i. A volte il guadagno dell'antenna è riferito al dipolo e indicato dB_d: per convertirlo in guadagno isotropico dB_i è pertanto sufficiente aumentare dB_d di 2,14 dB.

La misura del guadagno di antenna si può fare solo per confronto con antenne di prova per le quali sia stato determinato, anche in via analitica, il guadagno isotropico: l'antenna isotropica non è infatti realizzabile. E' una operazione delicata che richiede esperienza, un sito adatto, e strumenti di precisione fatti apposta. Si possono fare verifiche con sofisticati programmi di calcolo ed un potente calcolatore digitale, con risultati attendibili.

POTENZA EIRP (ED ERP)

EIRP = Effective Isotropic Radiated Power è la potenza applicata alla sorgente isotropica che produce lo stesso effetto della antenna reale. Se il guadagno isotropico dell'antenna reale è G_i volte (volte = dB espresso in rapporto!), lo stesso effetto sarà prodotto dalla sorgente isotropica con potenza eguale alla potenza di antenna P_a moltiplicata per G_i volte: questa è la potenza EIRP. L'analisi del comportamento dell'antenna è molto più semplice se la si trasforma in una sorgente isotropica con potenza EIRP. Per definire P_a vale la Eq.17-10 su queste note.

Il termine ERP = Effective Radiated Power nelle norme americane FCC si riferisce alla potenza equivalente applicata al dipolo: è un vecchio termine praticamente scomparso.

GUADAGNO IN RICEZIONE

In ricezione l'antenna interagisce con l'esteso fronte d'onda che la investe per mezzo della sua area effettiva di ricezione A_e che espressa in m^2 e moltiplicata per la densità di potenza del fronte espressa in W/m^2 corrisponde alla potenza estratta. La densità di potenza si ritiene costante su A_e per quanto già prima esposto. In trasmissione grande guadagno equivale a piccolo fascio di radiazione ed in ricezione a grande area effettiva di ricezione: nei due casi il parametro guadagno è tuttavia identico **soltanto a condizione** che le due antenne siano risonanti e che l'antenna ricevente sia perfettamente accoppiata al ricevitore.

La differenza assai importante consiste tuttavia nel fatto che A_e è proporzionale oltre che al guadagno isotropico dell'antenna anche al **quadrato della lunghezza d'onda**.

$$A_e = (G_i \cdot \lambda^2) \div (4 \cdot \pi) \text{ m}^2$$

Eq. 2-4

G_i = guadagno isotropico in rapporto, λ = lunghezza d'onda in metri, $\pi = 3,14...$

Nel caso reale di un'antenna Yagi a 14 MHz con guadagno $G_i = 10$ dBi, $G_i = 10$ volte risulta:

$$\lambda = 299,8 \div 14 = 21,4 \text{ m}, \quad \lambda^2 = 458,57$$

$$A_e = (10 \cdot 458,57) \div (4 \cdot 3,14) = 364,9 \text{ m}^2.$$

A 145 MHz analogamente si ottiene $A_e = 3,4 \text{ m}^2$ ben 107,3 volte meno efficace, oltre 20 dB!

In trasmissione **a parità di potenza** alle due frequenze l'antenna produce invece un identico campo elettromagnetico! Questa situazione poco nota ai radio-amatori chiarisce perchè ad alta frequenza l'importanza del guadagno d'antenna diventi primaria.

IL PIANO "E" ED IL PIANO "H"

Il comportamento di un'antenna in varie direzioni è definito da due piani, uno chiamato Piano-E contenente **l'asse dell'antenna** ed uno chiamato Piano-H **ortogonale all'asse**. Così definiti rappresentano anche i piani che contengono rispettivamente le linee di forza del campo elettrico (il cui simbolo è appunto "E") e del campo magnetico (il cui simbolo è appunto "H"). Su ciascun piano si tracciano alcuni vettori, in direzioni separate da quella principale da un certo valore angolare e proporzionali alla relativa densità di potenza. Unendo le estremità dei vettori si ottiene il diagramma di radiazione utile per valutare il comportamento dell'antenna nelle varie direzioni, identico sia per la trasmissione che per la ricezione. La forma della curva tra due direzioni adiacenti con densità di potenza minima si chiama lobo.

La scala è tracciata in dB per facilitarne la lettura: ogni lobo è così distinto dalla differenza in dB tra il massimo valore proprio e quello del lobo principale. Le caratteristiche dell'antenna sono così identificate qualunque sia la sua posizione nello spazio: in una antenna Yagi a polarizzazione orizzontale il diagramma nel **Piano-E** in tal caso coincidente con il piano che contiene i dipoli rappresenta la caratteristica **azimutale** e quello nel **Piano-H** la caratteristica **zenitale**.

Anche i diagrammi di radiazione si rilevano con misure dirette o si calcolano con i programmi già citati per il calcolo della direttività: per maggiore informazione si rimanda ai diagrammi illustrati in numerose pubblicazioni dedicate ai radio-amatori. Nella definizione della direttività non si tiene conto volutamente della potenza irradiata in direzione diversa da quella in cui si verifica la massima densità di potenza perché soltanto questa è la densità utile. Se desideriamo sapere come si comporta l'antenna in direzioni diverse è necessario ricorrere ai diagrammi di radiazione nei diversi piani.

LA DIRETTIVITA' IN GRADI-QUADRATI

Rispetto alla direzione con massima densità di potenza un diagramma di radiazione si presenta simmetrico. Definito $E^\circ(-3\text{dB})$ l'angolo compreso tra due vettori del Piano-E corrispondenti ad una densità di potenza eguale alla metà di quella massima ed $H^\circ(-3\text{dB})$ lo stesso angolo riferito al Piano-H, il prodotto $[E^\circ_{-3\text{dB}} \cdot H^\circ_{-3\text{dB}}]$ risulta espresso in **gradi-quadrati**, parametro che John Kraus, eminente scienziato americano, ha proposto di considerare equivalente alla dimensione del fascio di radiazione. Un angolo sferico contiene 41.253 gradi-quadrati (esattamente $360^2 / \pi = 41.252,96...$) e la direttività equivale perciò a $D = 41.253 / [E^\circ_{-3\text{dB}} \cdot H^\circ_{-3\text{dB}}]$. Il guadagno come precisato sarà leggermente inferiore tenuto conto del rendimento dell'antenna.

Questa valutazione della direttività torna utile per confronti in valore relativo. Se ad esempio per due antenne accoppiate nel piano orizzontale si rileva $E^\circ_{-3\text{dB}} = 18^\circ$ rispetto ad $E^\circ_{-3\text{dB}} = 30^\circ$ di una sola, direttività e guadagno sono senz'altro aumentati di $10 \cdot \text{LOG}(30 \div 18) = 2,22$ dB.

LINEA DI TRASMISSIONE A RADIO FREQUENZA

Per il trasporto di energia elettrica si usa un conduttore elettrico di andata ed uno di ritorno: la linea elettrica. Se l'energia è a radio frequenza il comportamento della linea elettrica diventa assai particolare e si usa una linea speciale: **la linea a radio frequenza o linea RF**. Il motivo principale è che una linea elettrica a radio frequenza irradia energia elettromagnetica come un'antenna. Poiché in ogni punto della linea la corrente di andata è eguale ma di fase opposta a quella di ritorno, compenetrando fisicamente i due conduttori il campo elettromagnetico risultante sarebbe zero e l'irradiazione anche: ciò però non è realizzabile. Avvicinando il più possibile i due conduttori si può limitare l'irradiazione ad un valore accettabile, che sfortunatamente aumenta con l'aumento della frequenza. Infatti il campo prodotto da un conduttore interagisce con quello prodotto dall'altro solo dopo aver percorso la distanza che li separa. Se ad esempio questa distanza fosse eguale a mezza lunghezza d'onda, il campo prodotto da un conduttore, che è già sfasato di 180° rispetto a quello dell'altro, lo raggiunge dopo altri 180° di sfasamento, perciò in fase e quindi l'irradiazione diventa massima. Lo sfasamento dipende dalla lunghezza d'onda, quindi dalla frequenza. Nei limiti accettabili una linea RF di questo tipo formata da fili è chiamata bifilare od a piattina.

Una realizzazione quasi perfetta è il notissimo cavo coassiale con il conduttore interno racchiuso da quello esterno che funziona da schermo poiché per "effetto pelle" mantiene la corrente esclusivamente sulla sua superficie interna, brevettato dal Dott. Siemens in Germania nei primi anni del 1900. Cavi coassiali speciali e guide d'onda sono infine usati per le altissime frequenze.

IL FATTORE DI VELOCITA'

In una linea RF la velocità di propagazione della carica elettrica nel filo è quella della luce nel vuoto se il dielettrico è il vuoto che ha costante dielettrica $\epsilon = 1$. Per un dielettrico reale ϵ è maggiore di 1 e la velocità si riduce di un fattore eguale a $1/\sqrt{\epsilon}$, definito **Fattore di velocità**. Il polietilene compatto usato nei cavi tipo RG 213 ha $\epsilon = 2,2$ circa ed il Fattore di velocità diventa 0,66: la lunghezza d'onda in questo cavo sarà 0,66 volte quella nel vuoto, per il tipo Foam anche 0,8 etc.

IL BALUN

Il nome deriva dalla unione delle parole **BAL**anced + **UN**balanced: un dipolo con i due bracci isolati tra loro e massa è rispetto ad essa **bilanciato**. Quando lo si alimenta con una linea coassiale RF, che avendo un polo a massa è rispetto ad essa **sbilanciato**, si provoca una discontinuità. Nella figura 21-1 a pag. 12 presa a prestito da W2DU si nota come la corrente nel punto di giunzione tra lo schermo del cavo coassiale RF ed il semidipolo, indicata I_2 , possa divergere all'esterno ed in parte ritornare a massa: tutto dipende dalla impedenza tra questo punto e massa rispetto alla impedenza offerta dal semidipolo: il risultato è che la linea RF irradia, con perdita di potenza utile, deformazione del fascio di radiazione dell'antenna e spesso interferenze ad altre utenze. Occorre un dispositivo chiamato **BALUN**. Il modo più semplice di realizzarlo è quello di porzionare la linea RF in "quarto-d'onda", lunga cioè un multiplo **dispari** di un $1/4$ -d'onda, con un Fattore di velocità per la parte esterna stimabile a 0,95.

Tale linea ha la proprietà di trasformare un'impedenza "zero" ad una estremità (schermo-massa) in un'impedenza "infinita" all'estremità opposta (schermo-semidipolo). Ad infinito non ci si arriva ma a qualche migliaio di ohm sì: il prezzo da pagare è che il sistema vale per una larghezza di banda utile assai modesta.

Si può anche avvolgere il cavo coassiale in una decina di spire strette con diametro di 10-15 cm introducendo una notevole reattanza induttiva per la corrente esterna allo schermo, meno dipendente dalla frequenza, oppure inserire un trasformatore per separare galvanicamente le due parti e porzionando correttamente il numero delle spire ottenere un soddisfacente accoppiamento

tra linea RF ed antenna. Per un dipolo configurato a centro comune connesso a massa attraverso lo schermo della linea RF (Gamma-match) il problema evidentemente non si pone.

Merita di essere citata la soluzione proposta da W2DU. Si infilano su di un tratto di cavo coassiale un certo numero di perle di ferrite di adatta permeabilità magnetica, il tutto non supera il mezzo metro di lunghezza e viene connesso tra antenna e linea RF con due connettori coassiali. La elevata impedenza introdotta dalla ferrite blocca la corrente esterna allo schermo con ottima resa ed elevata larghezza di banda. Questo tipo di Balun è commercializzato negli USA. Il dott. Walter Maxwell (W2DU) è stato un notissimo professionista in materia di antenne ed ha scritto molto per i radioamatori sulla rivista americana QST.

IMPEDENZA CARATTERISTICA DELLA LINEA RF

Anche un piccolo tratto di filo possiede induttanza “L” espressa in henry che alla frequenza F espressa in hertz origina reattanza induttiva $X_L = 2\pi \cdot F \cdot L$ espressa in ohm. Due tratti di filo vicini possiedono capacità “C” espressa in farad che alla frequenza F espressa in hertz origina reattanza capacitiva $X_C = 1 \div (2\pi \cdot F \cdot C)$ espressa in ohm. L’induttanza L dipende dalla lunghezza del filo e dal suo diametro, la capacità C dalla lunghezza, distanza, diametro dei fili e dalla qualità del dielettrico che li separa.

Una linea elettrica omogenea, per la quale cioè in ogni punto diametro, distanza tra i fili e dielettrico siano identici, possiede una impedenza Z_c espressa in ohm **quasi eguale** a $Z_c = \sqrt{L \div C}$. L e C possono essere riferite alla totale lunghezza della linea oppure ad una parte unitaria poiché essendo la linea omogenea il risultato non cambia. La impedenza Z_c risulta perciò **indipendente** dalla lunghezza della linea e dalla frequenza ed è stata quindi definita **impedenza caratteristica**.

La condizione **quasi eguale** precisa che Z_c come definita non tiene conto delle resistenze equivalenti di perdita che esistono e dissipano potenza. Il valore di $Z_c = \sqrt{L \div C}$ risulta pertanto leggermente modificato per una linea RF reale. A radio frequenza l’alta reattanza induttiva e la bassa reattanza capacitiva (riferirsi alle citate espressioni per le reattanze) influiscono molto, a frequenza industriale di 50 Hz si verifica l’opposto e la linea RF si comporta praticamente come una linea elettrica a corrente continua.

Si possono realizzare valori di Z_c a piacere limitati solo da difficoltà di costruzione. Per un cavo coassiale $Z_c = 50\Omega$ è il valore standard come compromesso tra $Z_c = 30\Omega$ condizione di massima potenza trasferibile, $Z_c = 60\Omega$ condizione di minima tensione di scarica e $Z_c = 75\Omega$ condizione di minima perdita.

PERDITA DI UNA LINEA RF

In un quadripolo il rapporto tra la **potenza all’uscita P_u** e la **potenza all’ingresso P_i** si definisce **guadagno** e si indica **G** se è maggiore di uno, si definisce **perdita** e si indica **α** se è minore di uno. Guadagno e perdita si esprimono in dB, $G = 2$ corrisponde a $G_{dB} = 3dB$ ed $\alpha = 0,5$ corrisponde ad $\alpha_{dB} = -3dB$ (con il segno meno perché il logaritmo di un numero minore di uno è sempre negativo). In una linea RF l’aumento di resistenza nei conduttori per “effetto pelle”, le perdite nel dielettrico per “effetto forno a microonde” e quelle per irradiazione (in un cavo coassiale per scarsa schermatura) sono le principali cause di perdita di potenza, che sfortunatamente aumenta con l’aumento della frequenza. Se per 1 mt di linea risulta $\alpha = u$, per due metri sarà $\alpha = u \cdot u = u^2$ e per n mt sarà $\alpha = u^n$. Espressa in dB $\alpha_{dB} = 10 \cdot \text{LOG}(u^n) = n \cdot 10 \cdot \text{LOG}(u)$. Nota pertanto la perdita di 1 mt in dB basta moltiplicarla per i metri di linea per ottenere la perdita complessiva.

La perdita di una linea RF è data nell’area Europea in dB/100 metri, nell’area USA in dB/100 feet (1 feet = 0,3048 mt) e per ogni frequenza di possibile impiego. La potenza perduta non è costante lungo la linea RF; se un metro esagerando perde 3 dB, attenua cioè 0,5 volte, 100 W in entrata dopo un metro diventano 50 W e 50 W vengono dissipati. Dopo un altro metro i 50 W diventano 25 W e 25 W saranno dissipati. Il primo metro, anzi il primo millimetro, risulta essere il più sollecitato, per

quanto la linea possa essere lunga. Per ogni tipo di linea RF e per ogni frequenza di impiego basta perciò indicare la potenza massima applicabile all'ingresso.

Un'altro parametro è la minima tensione di scarica tra i poli della linea: si tratta di valori elevati poco riscontrabili in applicazioni radio-amatoriali.

IL FENOMENO DELLA RIFLESSIONE

Quando si alimenta una linea RF con un generatore di tensione continua alla chiusura dell'interruttore nasce un impulso elettrico che si propaga perché alcuni elettroni degli atomi della materia che costituisce i fili attratti dal polo positivo del generatore e respinti da quello negativo modificano l'equilibrio elettrico degli atomi a valle che allo stesso modo si comportano con i loro vicini facendo progredire l'impulso. Alla fine della linea, che supponiamo aperta, tutto rimane in uno stato di equilibrio instabile: l'elettrone è dotato di carica elettrica negativa perciò al terminale del filo connesso al polo positivo del generatore vi sarà **rarefazione** di elettroni, quindi meno carica negativa, e prevarrà la carica positiva del nucleo dell'atomo. Al terminale del filo connesso al polo negativo del generatore vi sarà **accumulo** di elettroni perciò prevarrà la carica negativa.

Quando si alimenta la linea RF con un generatore di tensione alternata a RF le reattanze che originano l'impedenza caratteristica Z_c entrano subito in gioco e se V è la tensione efficace del generatore la linea **assorbe corrente** $I=V\div Z_c$ ed anche **potenza attiva** $V^2\div Z_c$, che viene **trasportata** verso il carico RL che la termina.

Se la linea RF è priva di perdita ed il carico è una resistenza pura, fatto $RL=Z_c$ la potenza trasportata sarà tutta dissipata in RL perché il rapporto tensione ÷ corrente nella linea RF è identico a quello nel carico.

Se la linea RF termina **aperta**, in **corto circuito** o con Z_L diverso da Z_c nulla o soltanto una parte potrà essere dissipata: Z_c è infatti formata da reattanze che non dissipano ma accumulano potenza che pertanto **tornerà indietro** originando il **fenomeno della riflessione**.

La potenza riflessa arriva al generatore RF e se la sua resistenza interna è diversa da Z_c vi sarà un'altra riflessione che origina il **fenomeno della ri-riflessione**. E' facilmente intuibile che un tratto di linea RF con l'estremità **aperta** quando sia connessa ad un generatore di **tensione continua** non assorba potenza, è meno intuibile, e **di ciò occorre convincersi**, che la stessa linea assorba potenza quando sia invece connessa ad un generatore di tensione RF, e che questa potenza sia misurabile con un wattmetro direzionale passante.

Il fenomeno della riflessione corrisponde alle leggi dell'autoinduzione e rispetta il fondamentale principio di conservazione della energia. L'esempio ha ovviamente titolo didattico ma chiarisce ciò che avviene. Allo scopo di queste note è sufficiente considerare i seguenti concetti fondamentali.

ONDE STAZIONARIE – SWR

1) La potenza assorbita dall'antenna è la **potenza P_a** , la potenza che ritorna indietro per disadattamento è la **potenza riflessa P_r** , la potenza che arriva all'antenna è la **potenza diretta P_f** eguale alla somma delle due.

$$P_f = P_r + P_a$$

Eq.3-7

2) Tensione e corrente diretta sono in fase mentre **tensione e corrente riflessa sono sfasate di 180°**: attenzione che il punto è tutto qui !

3) La tensione riflessa nel percorso di ritorno incontra la tensione diretta, ed in ogni punto della linea RF la tensione risultante è la loro somma. Alla stessa conclusione si perviene per la corrente.

4) Disegnato un diagramma ponendo la distanza dall'antenna di ogni punto della linea RF sull'asse orizzontale e su quello verticale il corrispondente valore della tensione risultante si ottiene una figura con andamento simile a quello delle onde marine, alla cui forma si è dato il nome di

onda stazionaria perché in ogni punto la tensione risultante **resta costante** per il continuo gioco delle fasi finché non cambiano le caratteristiche dell'antenna.

5) La distanza tra due massimi di tensione o di corrente risultante è di ½-lunghezza d'onda: ad un **massimo di tensione** corrisponde però un **minimo di corrente**.

6) Se la linea è più lunga di ½-lunghezza d'onda i massimi saranno più di uno e ci si riferisce perciò in genere ad **onde stazionarie**.

7) Il rapporto tra il valore massimo e minimo su questa curva è il **Rapporto di onde stazionarie** indicato globalmente SWR (Standing Waves Ratio). Ci si può riferire indifferentemente ad un SWR di tensione o di corrente poiché il valore non cambia.

8) SWR indica ciò che avviene tra linea e carico: in assenza di riflessione risulta SWR = 1 e con riflessione totale SWR = infinito.

9) Più coerente è il parametro \checkmark = **indice di riflessione** eguale al rapporto tra la tensione (o corrente) riflessa e la tensione (o corrente) diretta.

10) L'indice di riflessione può quindi variare da **zero** in assenza di riflessione ad **uno** con riflessione totale. Se la tensione diretta è eguale ad 1 la tensione riflessa risulta eguale ad \checkmark , il massimo della relativa onda stazionaria sarà proporzionale ad $(1+\checkmark)$ ed il minimo ad $(1-\checkmark)$, e risulta:

$$\text{SWR} = (1+\checkmark) \div (1-\checkmark) \quad \text{Eq. 4-8}$$

$$\checkmark = (\text{SWR} - 1) \div (\text{SWR} + 1) \quad \text{Eq. 5-8}$$

11) Una linea RF si dice correttamente terminata quando il carico connesso è una pura resistenza RL eguale all'impedenza caratteristica Zc della linea RF..

12) Soltanto in tale caso lungo la linea il rapporto tensione÷corrente è costante ed eguale a Zc, ma in presenza di onde stazionarie il rapporto varia ciclicamente lungo la linea e perciò varia l'impedenza, in particolare l'impedenza di ingresso varia con la lunghezza della linea RF.

13) Se il carico connesso è una **impedenza** $ZL = R \pm jX$ l'indice di riflessione risulta:

$$\checkmark = (R - Zc \pm jX) \div (R + Zc \pm jX) \quad \text{Eq. 6-8}$$

con valore assoluto eguale a:

$$\checkmark = \sqrt{[(R-Zc)^2 + X^2]} \div \sqrt{[(R + Zc)^2 + X^2]} \quad \text{Eq. 7-8}$$

14) Se $ZL = RL$ è una resistenza pura risulta $\pm jX = 0$, e quindi la Eq.6-8 si modifica in:

$$\checkmark = (RL - Zc) \div (RL + Zc) \quad \text{Eq.8-8}$$

dalla quale si deduce facilmente che $\text{SWR} = RL \div Zc$, combinando il rapporto in modo che risulti maggiore di Uno.

15) Un identico valore di $ZL = R \pm jX$ corrisponde ad un numero infinito di coppie R ed X, ciascuna delle quali origina però un diverso **indice di riflessione** e quindi un diverso **SWR**.

$ZL = 50\Omega$ può essere formato dalle coppie di seguito indicate ad esempio, con il relativo SWR calcolato per $Zc = 50\Omega$.

Si calcola $ZL = \sqrt{(R^2 + X^2)}$, \checkmark con Eq.5-8 quindi SWR con Eq.4-8.

$ZL = 50 + j 0$	$= 50\Omega$	SWR = 1,00
$ZL = 30 + j 40$	$= 50\Omega$	SWR = 3,00
$ZL = 10 + j 48,99$	$= 50\Omega$	SWR = 9,90
$ZL = 2,5 - j 49,94$	$= 50\Omega$	SWR = 39,98

$$Z_L = 0 + j 50 \quad = 50\Omega \quad \text{SWR} = \text{infinito} \dots$$

In tutti questi casi verificando con un misuratore di impedenza risulterebbe $Z_L = 50\Omega$, però che differenza per il relativo SWR! L'unico caso buono è il primo con $R = 50\Omega$ e reattanza zero.

MISURA DELL'INDICE DI RIFLESSIONE

In laboratorio si usa il RIFLETTOMETRO, uno speciale circuito di misura a ponte. Alimentato da un generatore RF e connesso ad altri strumenti sofisticati consente misure di precisione a potenza molto bassa, come richiesto ad esempio dal polo di ingresso di un transistor. Per la misura diretta su linee RF con potenza elevata si impiega un **Accoppiatore Direzionale**.

L'accoppiatore direzionale è sensibile ai parametri della potenza diretta, che sono in fase, e della potenza riflessa come già visto in opposizione di fase rispetto ai primi. Un campione derivato dalla **tensione di linea** è sommato ad un campione di tensione derivato dalla **corrente di linea**. Se l'ampiezza dei campioni è opportunamente dosata, quelli relativi alla potenza riflessa vengono eliminati e la somma è proporzionale ai campioni derivati dalla potenza diretta. Invertendo l'inserzione del dispositivo nella linea RF si inverte soltanto la fase del campione derivato dalla corrente e sono dunque i campioni relativi alla potenza diretta ad essere eliminati e la somma è proporzionale soltanto a quelli derivati dalla potenza riflessa: un' altra idea geniale!

Un accoppiatore direzionale è costituito da un tratto rigido di linea coassiale di 50Ω che va inserito nella linea RF per mezzo di appositi connettori di ingresso ed uscita. Da un terzo connettore dedicato è disponibile, di norma su di un carico di 50Ω ed attenuato di 30 dB, un campione della potenza diretta ed invertendo l'accoppiatore un campione della potenza riflessa. La risposta aumenta con l'aumento della frequenza, deve perciò essere specificata per ogni prevista frequenza d'uso la relativa attenuazione del campione.

La differenza tra la potenza diretta P_f e la potenza riflessa P_r è la potenza netta P_n che corrisponde alla potenza di antenna P_a se l'accoppiatore direzionale è inserito al connettore d'antenna, ed alla potenza P_{tx} erogata dal trasmettitore se l'accoppiatore direzionale è inserito all'uscita del Tx.

Dalla definizione di indice di riflessione risulta anche che:

$$\Gamma^2 = P_r \div P_f \quad \text{Eq.10-9}$$

$$\Gamma = \sqrt{P_r \div P_f} \quad \text{Eq.11-9}$$

Il valore dell'indice di riflessione è quindi facilmente calcolabile con il vantaggio, limitato soltanto alla sua misura, di prescindere dall'attenuazione del campione per la frequenza alla quale si opera. Alcuni modelli di accoppiatori direzionali hanno due connettori di campionamento, uno per la potenza diretta ed uno per la potenza riflessa: nella misura dell'indice di riflessione è ovviamente consigliabile di usare sempre lo stesso connettore e di invertire l'accoppiatore. La tecnica di misura con i comuni SWR-meter consiste nel rilevare con la nota doppia manovra l'indice di riflessione e leggere quindi SWR sulla scala tracciata con la Eq.4-8.

Misure ripetute a potenza diversa possono però non coincidere a causa della scarsa linearità del diodo usato per rivelare la tensione RF campionata con i comuni SWR-meter. A bassa potenza la potenza riflessa campionata è bassa e l'indice dello strumento tende a segnare zero, quindi $\text{SWR}=1$, anche quando zero non è. E' perciò corretto misurare con potenza crescente finché l'indice di riflessione resta costante. Uno strumento amatoriale di questo tipo è tuttavia da considerare un **indicatore ma non un misuratore**.

Questo inconveniente non si verifica con l'uso di un accoppiatore direzionale e di un milliwattmetro per RF nel quale la potenza campionata è rivelata da uno speciale trasduttore lineare per uno spettro di frequenza compreso tra 1 MHz e qualche decina di GHz e che perciò costa ...molto! Occorre molta attenzione poiché la potenza massima accettata dal milliwattmetro è di norma 10 dBm su 50Ω ed è assai facile distruggere uno strumento così delicato.

L'indice di riflessione per praticità si misura all'ingresso della linea RF e poiché tutte le linee RF attenuano al connettore di antenna la potenza diretta sarà **inferiore** e la potenza riflessa sarà **maggiore** rispetto ai valori rilevati all'ingresso. La conseguenza è che l'indice di riflessione all'antenna, quello che conta, è **maggiore** di quello misurato all'ingresso della linea RF.

L'indice di riflessione lungo una linea RF **non cambia**, tuttavia per l'effetto descritto dovuto all'attenuazione α dB il valore può variare se la misura viene eseguita in punti diversi oppure se si modifica la lunghezza della linea RF: il trucco di variare la lunghezza della linea RF nel tentativo di migliorare SWR tuttavia non funziona!

Dunque α dB oltre che dissipare parte della potenza generata dal Tx contribuisce anche al peggioramento dell'indice di riflessione benché in valore assai trascurabile e verificabile con le semplici espressioni algebriche che seguono, per la buona pace dei radioamatori!

Con **SWRa** ed **ia** si indicano i rispettivi parametri all'antenna. Con **Pf, Pr ed ĩ misurati all'ingresso** e detta **α** l'attenuazione della linea RF, la potenza diretta all'antenna è **$Pf \div \alpha$** , la potenza riflessa riportata all'antenna è **$Pr \cdot \alpha$** e ne deriva che:

$$\mathbf{\dot{i}a = \dot{i} \cdot \alpha} \quad \mathbf{Eq.12-10}$$

$$\mathbf{SWRa = (1 + \dot{i}a) \div (1 - \dot{i}a)} \quad \mathbf{Eq.13-10}$$

$$\mathbf{SWRa = [1 + \alpha \cdot \sqrt{(Pr \div Pf)}] \div [1 - \alpha \cdot \sqrt{(Pr \div Pf)}]} \quad \mathbf{Eq.14-10}$$

Da Eq.3-7: $Pf = Pr + Pa$ e da Eq.10-9: $\dot{i}^2 = Pr \div Pf$ perciò :

$$\mathbf{Pr = Pf \cdot \dot{i}^2} \quad \mathbf{Eq.15-10}$$

$$\mathbf{Pa = Pf - Pr = Pf - (Pf \cdot \dot{i}^2) = Pf \cdot (1 - \dot{i}^2)} \quad \mathbf{Eq.16-10}$$

La relazione tra la potenza P_{tx} generata dal trasmettitore e la potenza di antenna P_a può essere quantificata da un arbitrario coefficiente "k" scrivendo:

$$\mathbf{Pa = k \cdot P_{tx}} \quad \mathbf{Eq.17-10}$$

Con **α in rapporto** ed **ia l'indice di riflessione rilevato all'antenna** risulta con semplici passaggi algebrici che:

$$\mathbf{k = \alpha \cdot (1 - \dot{i}a^2) \div (\alpha^2 - \dot{i}a^2)} \quad \mathbf{Eq.18-10}$$

$P_{tx} \div Pa = 1 \div k$ è pertanto l'attenuazione totale del sistema, e **$(1 \div k) \div \alpha$** espresso in dB rappresenta l'attenuazione $\Delta\alpha$ dB aggiunta a quella α dB della linea RF per il disadattamento, infatti:

$$\mathbf{\Delta\alpha dB = 10 \cdot \text{LOG} [(1 \div k) \div \alpha] = 10 \cdot \text{LOG} (1 \div k) - 10 \cdot \text{LOG} (\alpha)} \quad \mathbf{Eq.19-10}$$

$$\mathbf{\Delta\alpha dB = 10 \cdot \text{LOG} (1 \div k) - \alpha dB} \quad \mathbf{Eq.20-10}$$

Con queste equazioni è stato tracciato il diagramma a Fig.1-1 riportato a pag. 11 e copiato bell'e pronto dalla ottima pubblicazione "Reflections, Transmission Lines and Antennas" a cura del noto esperto W2 DU, Dr. Walter Maxwell.

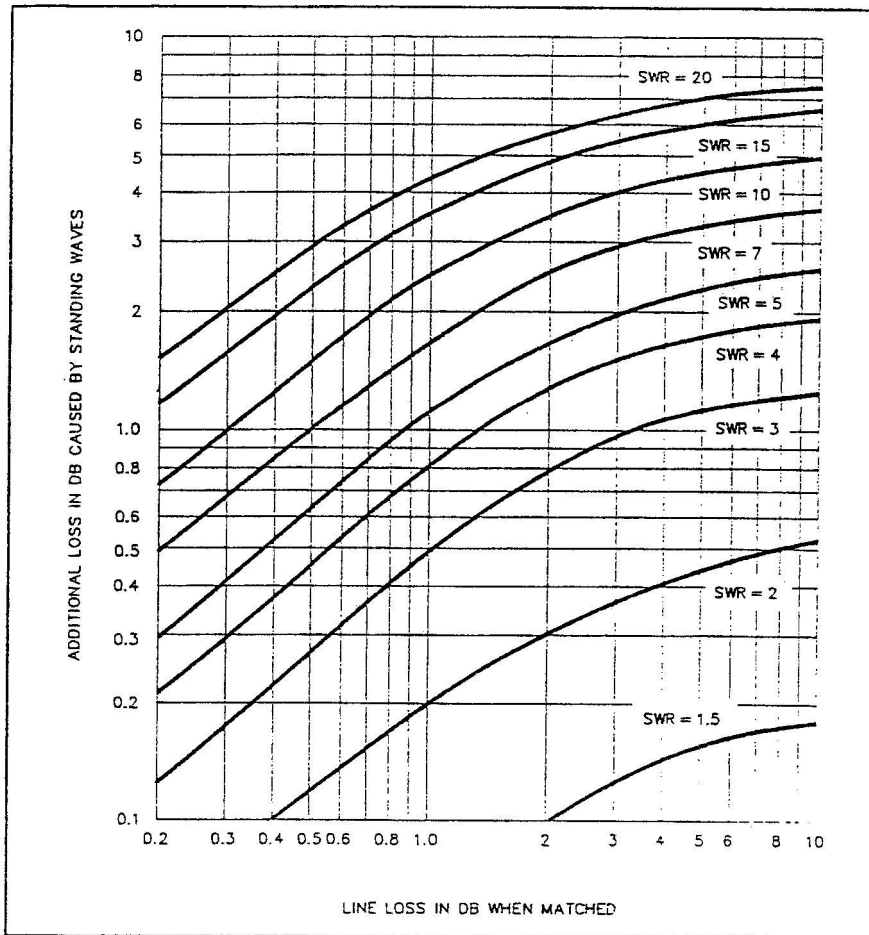


Fig 1-1—Increase in line loss because of standing waves (SWR value at the load). To determine the total loss in decibels in a line having an SWR greater than 1, first determine the loss for the particular type of line, length, and frequency, on the assumption that the line is perfectly matched. Locate this point on the horizontal axis and move up to the curve corresponding to the actual load SWR. The corresponding value on the vertical axis gives the additional loss in decibels caused by the standing wave. (Also see Fig 6-1.)

Sull'asse verticale del diagramma è indicata la perdita $\Delta\alpha$ dB dovuta ad SWRa, che sommata alla perdita α dB equivale alla perdita effettiva della linea RF per il caso in esame.

Sull'asse orizzontale è indicata la perdita nominale α dB della linea RF. Le curve corrispondono ai valori di SWRa, cioè di SWR misurato o riportato all'antenna.

Per riportare all'antenna SWR misurato all'ingresso della linea RF, calcolato l'indice di riflessione $\dot{\gamma} = (SWR-1) \div (SWR+1)$ ed $\alpha = 10^{(\alpha dB \div 10)}$ si ottiene $\dot{\gamma}_a = \dot{\gamma} \cdot \alpha$ ed $SWR_a = (1+\dot{\gamma}_a) \div (1-\dot{\gamma}_a)$.

Il wattmetro direzionale darebbe $\dot{\gamma} = \sqrt{P_r \div P_f}$ se la misura viene eseguita all'ingresso della linea RF e darebbe $\dot{\gamma}_a = \sqrt{P_r \div P_f}$ se la misura viene eseguita all'antenna: il resto identico.

Tutto ciò è importante per comprendere il funzionamento del sistema costituito dal trasmettitore + linea RF + antenna, descritto in dettaglio nella parte conclusiva di queste note.

Le pubblicazioni della American Radio Relay League (ARRL) sono ottime e sicure fonti di consultazione per i radio-amatori: è necessaria almeno la conoscenza dell'inglese tecnico (e quando mai non lo è!).

Tra queste il libro che il Dr. Walter Maxwell (W2DU) ci ha dedicato: "REFLECTIONS, TRANSMISSION LINES AND ANTENNAS" 2° ed.-1991-ARRL Order N° 2995, descrive con

semplicità e rigore scientifico ogni aspetto di questa realtà come mai ad altri era riuscito, anche perché obiettivamente non semplice. Consigliabile e di facile lettura è reperibile anche in Italia presso ogni libreria tecnica internazionale.

Nelle pubblicazioni in lingua Italiana dedicate ai radio-amatori gli argomenti esaminati in queste note sono in buona parte citati, tuttavia spesso in maniera frammentata, con limitato profitto di apprendimento per chi le consulta a causa della notevole fatica imposta dalla ricerca.

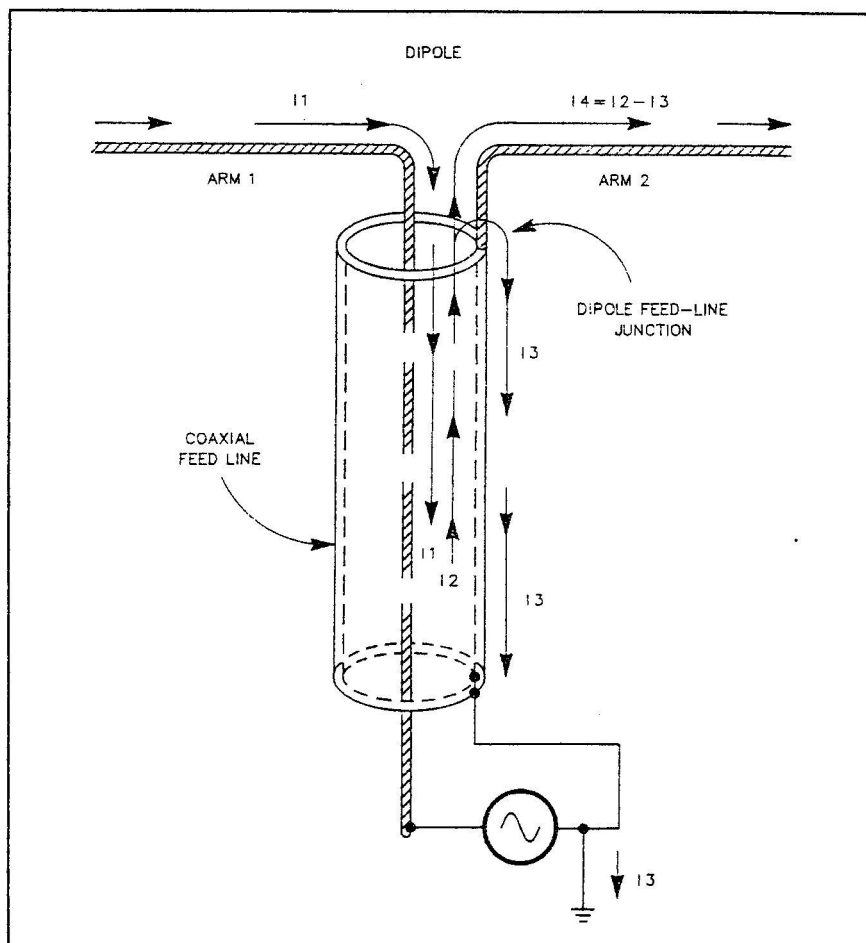


Fig 21-1—Illustration of the various current paths at a dipole feed point.

PER CONCLUDERE

Con impedenza si intende **esclusivamente** l'espressione $Z = R \pm jX$, formata da una resistenza R e da una reattanza X **in serie**, $+jX$ indica una reattanza induttiva e $-jX$ una reattanza capacitiva.

Il **Teorema della massima potenza trasferibile** stabilisce che un generatore può trasferire la massima potenza generabile ad un carico soltanto se le relative impedenze viste dal punto di unione sono **coniugate**. Ciò significa che le resistenze e le reattanze devono avere lo stesso valore e che se una reattanza è capacitiva l'altra deve essere reattiva.

$$Z1 = 25 + j30 \text{ è coniugata di } Z2 = 25 - j30$$

L'impedenza di uscita di un Tx è in genere diversa dalla impedenza caratteristica $Z_c=50\Omega$ di una linea RF unificata. E' perciò necessario un circuito che trasformi (to transform) il valore della reattanza e che adatti (to match) quello della resistenza, noto come **Transmatch**.

Questo circuito costituisce lo stadio finale di ogni Tx e per uso amatoriale a frequenza variabile dovrà essere anche accordabile, dotato cioè di un comando esterno di LOAD per tarare la corrente ammessa per lo stadio finale, e di TUNE per sintonizzare la massima potenza di uscita.

Ciò sarà possibile entro il limite del massimo valore ammesso per SWR alla sua uscita indicato nelle specifiche del Tx e di solito eguale ad $SWR = 2$ che corrisponde anche al massimo valore di SWR agli estremi della larghezza utile di banda delle antenne commerciali per radio-amatori.

A monte del Transmatch lo stadio finale del Tx vedrà il carico che gli occorre per erogare tutta la sua potenza che a valle sarà trasferita alla impedenza d'ingresso della linea RF determinata dall'eventuale disadattamento dell'antenna, e la potenza riflessa dall'antenna tornerà all'antenna per **ri-riflessione** totale e, perdite di linea a parte, sarà recuperata. **Davvero una fantastica soluzione!**

Questa situazione si realizza soltanto se il Tx è perfettamente accordato

Oltre il limite previsto per SWR si potrà ricorrere ad un supplemento esterno di Transmatch, cioè ad un **Accordatore di antenna**.

Il Teorema dell'accoppiamento coniugato stabilisce che se l'accoppiamento coniugato è realizzato, ad esempio, al Tx anche la linea RF e l'antenna risultano accoppiate allo stesso modo. Da questo teorema derivano due importanti definizioni:

- 1) L'accordatore di antenna può essere posto in qualsiasi punto dell'impianto e non come a volte si sente affermare soltanto all'antenna.
- 2) L'antenna è sempre risonante, perciò al rendimento massimo.

L' ANTENNA IN TRASMISSIONE

Applicando le equazioni già definite, sarà possibile verificare le seguenti importanti situazioni:

- a) Alto SWR non pregiudica la possibilità di irradiare potenza.
- b) Alto SWR provoca un tollerabile aumento di perdita nella linea RF.
- c) Tutto dipende dalla perdita iniziale dovuta alla sola linea RF.
- d) Con perdita di linea eguale a zero tutta la potenza è irradiata.

All'uscita di un Tx a larga banda (privo di Transmatch!) si misura la potenza diretta $P_f = 100W$ e la potenza riflessa $P_r = 25W$. La potenza erogata dal Tx risulta perciò $P_{tx} = 100-25 = 75W$, minore dei 100W di targa e pertanto il Tx non è correttamente accordato alla linea RF.

Con Eq. 11-9 si calcola l'indice di riflessione $\gamma = \sqrt{(25 \div 100)} = 0,5$

Con Eq. 4-8 si calcola $SWR = (1+0,5) \div (1 - 0,5) = 3$

La linea RF, lunga 30 m, è in cavo RG-213 che alla frequenza operativa di 30 MHz ha una perdita nominale di 3,3 dB/100 mt, e quella effettiva risulta $\alpha_{dB} = (3,3 \cdot 30) \div 100 = 1$ dB.

Quindi $\alpha = 10^{(1dB \div 10)} = 1,26$ ed $\alpha^2 = 1,26^2 = 1,59$.

Da Eq. 12-10 si calcola l'indice di riflessione alla antenna: $\gamma_a = 0,5 \cdot 1,26 = 0,63$

E quindi $\gamma_a^2 = 0,63^2 = 0,40$

Da Eq. 13-10 si calcola SWR alla antenna: $SWRa = (1+0,63) \div (1-0,63) = 4,41$

Da Eq. 18-10 si calcola $k = 1,26 \cdot (1-0,40) \div (1,59-0,40) = 0,64$

Da Eq. 17-10 si calcola $Pa = 75 \cdot 0,64 = 48W$

Da Eq. 20-10 si calcola $\Delta\alpha dB = 10 \cdot \text{LOG} (1 \div 0,64) - 1dB = 0,94 \text{ dB}$

SWRa = 4,41 ha peggiorato di 0,94 dB la perdita di linea RF esistente.

Tutto si svolge come se l'antenna fosse perfettamente accoppiata con $SWRa = 1$ e la perdita di linea RF fosse eguale ad $\alpha dB = 1dB + 0,94 \text{ dB} = 1,94 \text{ dB}$.

Anche con $SWRa = 4,41$ la situazione non è "tragica". L'aumento di perdita di 0,94 dB corrisponde ad una frazione di punto S al ricevitore del corrispondente, difficilmente apprezzabile. Con l'impiego di un accordatore d'antenna esterno il Tx erogherà sicuramente i suoi 100W, ma tutto il resto rimane eguale ed in antenna vi saranno $100 \cdot k = 100 \cdot 0,64 = 64W$.

In caso di connessione diretta tra Tx ed antenna risulta sempre $\alpha dB = 0$, $\alpha = 1$ e quindi $k = 1$. Tutta la potenza del Tx sarà irradiata a condizione di accordarlo correttamente. Nei satelliti artificiali questa condizione diventa la norma poiché una sola antenna viene quasi sempre usata per diverse frequenze, per ciascuna delle quali è sufficiente predisporre un idoneo Transmatch.

Nel caso reale una buona antenna ben montata garantirà il già citato $SWRa = 2$ che un Tx dotato di Transmatch sarà in grado di neutralizzare senza ricorrere ad un accordatore esterno. Verificando con il diagramma a Fig. 1-1 di Pag.11 per Line loss = 1dB ed $SWRa = 2$ si trova $\Delta\alpha dB = 0,2 \text{ dB}$, del tutto trascurabile, che in ogni modo corrisponde ad $\alpha dB = 1+0,2 = 1,2dB$ ed $\alpha = 1,318$. Da 100W prodotti l'antenna ne irradia perciò $100 \div 1,318 = 75,9W$ e quelli perduti sono $100 - 75,9 = 24,1W$.

Con 1000W prodotti quelli perduti diventano purtroppo 241, certo uno spreco considerato il costo di un Tx di questa potenza. Anche con $SWRa = 1$, non sempre fattibile, si guadagnerebbero i già citati 0,2 dB. Il problema si risolve limitando la perdita di linea con l'impiego di un costoso cavo professionale a bassa perdita, soluzione spesso scartata per la difficoltà di montaggio e l'alto costo. A frequenza maggiore l'aumento di perdita può essere notevole e richiedere attenta valutazione.

A VHF con lo stesso cavo risulta $\alpha dB = 2,4$ e dal diagramma a Pag. 11 (se anche l'antenna VHF ha $SWRa = 2$) si ottiene $\Delta\alpha dB = 0,35$ e quindi $\alpha dB = 2,4 + 0,35 = 2,75 \text{ dB}$ pari a 1,88 volte.

La potenza irradiata diventa $1000 \div 1,88 = 530W$ e quella perduta $1000-530 = 470W$.

Per un costoso cavo professionale da ½ pollice la perdita nominale in VHF è 2,7 dB/100 mt e per 30 mt pari ad $\alpha dB = 0,81$ eguale ad 1,21 volte trascurando come sopra la perdita aggiunta.

La potenza irradiata passa a $1000 \div 1,21 = 830W$ con un ricupero di $830-530 = 300W$ ed un miglioramento di $10 \cdot \text{LOG} (830 \div 530) = 1,95 \text{ dB}$ pagati al prezzo del cavo da ½ pollice e relativi connettori speciali.

E' sempre conveniente valutare il bilancio economico della modifica di un impianto tenendo ben presente che la convenienza aumenta decisamente per le frequenze dalla UHF in su.

I Tx a banda larga privi di Transmatch erogano la potenza di targa soltanto con un carico di 50Ω non reattivo. Ciò accade al più per una modesta parte della larghezza utile di banda dell'antenna, oltre vi sarà disadattamento che impone di ridurre la potenza con un controllo automatico per evitare avarie. Si può allora apprezzare la validità di questi semplici conteggi sostenuti dalla precisione di un wattmetro direzionale, magari con l'aiuto di un amico che lo possiede, per valutare il bilancio completo della modifica senza lasciarsi prendere da inutili smanie. Sia il mercato inglese che quello tedesco offrono accettabili wattmetri ed accoppiatori direzionali a prezzi amatoriali.

Un'altro interessante uso del wattmetro direzionale è la misura della perdita di linea RF. Lasciandone una estremità aperta la riflessione in quel punto sarà totale e tutta la potenza diretta che

arriva attenuata tornerà indietro subendo la stessa attenuazione. Misurate all'ingresso potenza diretta e potenza riflessa il loro rapporto in dB equivale alla perdita del doppio della lunghezza di linea (andata + ritorno) e diviso per due alla perdita reale in dB. Con qualche attenzione nella misura il metodo diventa quasi rigoroso con il vantaggio che l'attenuazione comprende tutto ciò che la linea RF contiene: basta sfilare il connettore di antenna e fare la misura.

A PROPOSITO DI POTENZA

In Fisica una unità di misura è associata al nome dello scienziato che la ha proposta. Quando si nomina lo scienziato, ad esempio James Watt per quanto concerne la potenza, si scrive Watt, l'unità di misura si scrive watt ed il simbolo della relativa unità di misura si scrive W. Il concetto di potenza esprime la quantità di lavoro in kilogrammiforza-per-metro (kgfm) eseguito nell'unità di tempo di un secondo. Nel sistema internazionale SI l'unità di potenza è il watt pari a $0,10197 \text{ kgfm/s}$: 1 kgfm/s corrisponde quindi ad $1 \div 0,10197 = 9,807 \text{ W}$. Il cavallo-vapore (CV) equivale a 75 kgfm/s pari a $75 \div 0,10197 = 735,51 \text{ W}$. Perciò $1 \text{ kW} = 1000 \text{ W} = 1000 \div 735,51 = 1,36 \text{ CV}$.

Anche la potenza elettrica si esprime in watt ed 1 watt equivale alla tensione di 1 volt moltiplicata per la corrente di 1 ampere. Il simbolo della tensione è E (volt), della corrente I (ampere), della potenza P (watt) e della resistenza R (ohm). Watt, Ohm ed Ampere furono grandi scienziati ed il volt è stato definito in omaggio al nostro Alessandro Volta.

In corrente continua risulta $P = E \cdot I$, P è la potenza attiva che è trasformata in calore nel resistore R che costituisce il carico. In corrente alternata occorre considerare l'angolo di sfasamento ϕ tra corrente e tensione determinato dalla reattanza del carico e la potenza attiva diventa $P = E \cdot I \cdot \cos\phi$.

Un generatore di tensione alternata è caratterizzato dalla frequenza e dalla ampiezza massima della tensione positiva raggiunta in un ciclo, la tensione di picco, identica all'ampiezza massima della tensione negativa. Per essere perfetto deve inoltre avere forma sinusoidale nella quale l'ampiezza della tensione istantanea, con inizio da un istante definito, vale $E = \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot F \cdot t)$.

$\pi = 3,14$ F = frequenza in Hz t = tempo in secondi

La tensione efficace Erms è la tensione continua che produce lo stesso effetto termico della tensione alternata eguale alla radice quadrata della media dei quadrati delle singole tensioni. RMS è infatti un termine inglese e significa Root Mean Square = radice quadrata della media dei quadrati.

Dalla legge di Ohm $E = R \cdot I$ consegue che la potenza si può esprimere anche come $P = E^2 \div R$.

Per determinare la tensione efficace o tensione media occorre infatti sezionare la forma d'onda in un numero idealmente infinito di spicchi, per ciascuno misurare il valore della tensione di picco Ep, elevarla al quadrato e poi fare la media. Estruendo la radice quadrata dalla media dei quadrati delle tensioni si ottiene perciò Erms. Per la forma d'onda sinusoidale la tensione efficace si determina con il calcolo differenziale in $\text{Erms} = E_p \div \sqrt{2}$, con forma d'onda diversa si può soltanto misurare con speciali strumenti (Bolometri).

Assai prima della scoperta della radio i matematici avevano trovato che una forma d'onda alternata poteva essere riprodotta sommando una serie infinita di forme d'onda sinusoidali di appropriata ampiezza e con frequenza in serie armonica, multipla cioè della frequenza fondamentale secondo la serie dei numeri interi 1,2,3 etc. Se un Tx genera distorsione, in genere per sovraccarico, tutte queste **frequenze armoniche** sono presenti nel segnale di uscita e come ben noto sono ricevibili da un ricevitore adeguatamente sintonizzato. Per questo motivo la forma d'onda sinusoidale potendo essere soltanto eguale a se stessa è considerata perfetta.

All'inizio del 1700 il matematico inglese Brook Taylor descrisse l'omonima **Serie di Taylor** per definire i **prodotti** ottenuti addizionando espressioni sinusoidali a frequenza diversa. L'involuppo di modulazione in fonìa è formato da molte componenti con frequenza ed ampiezza diverse e se il Tx distorce vengono generate anche le relative frequenze armoniche che si combinano tra loro secondo lo sviluppo di Taylor. Accade perciò che due frequenze Fa ed Fb generano una serie di **prodotti di intermodulazione** a frequenze $(2F_a \pm F_b)$ e $(2F_b \pm F_a)$, essendo ovviamente $2F_a$ e $2F_b$ la prima armonica di Fa e di Fb. I prodotti generati dalla differenza restano nella banda passante del Tx e

provocano distorsione del segnale SSB, quelli generati dalla somma finiscono fuori banda passante e causano i ben noti **splatters**. Sono definiti **prodotti IMD del 3° ordine** (IMD = Inter-Modulation-Distortion) poiché la somma dei coefficienti è 3, 2 volte per una frequenza ed 1 volta per l'altra, sono espressi in dBm e indicati **IMD-3°**.

Per questo motivo i prodotti di conversione tra due frequenze addizionate con voluta distorsione sono la loro somma e la loro differenza, quindi sono **IMD-2°, cioè prodotti IMD del 2° ordine**.

Dalla serie di Taylor la potenza dei prodotti IMD-3° varia con il cubo della variazione di potenza che li ha generati (per i prodotti IMD-5° con la 5° potenza!).

I prodotti IMD-3° generano “splatters” di potenza che producono QRM a frequenze anche di molti kilocicli fuori centro banda del Tx quando la sua potenza viene forzata oltre il limite consentito.

La potenza di un Tx SSB è stata perciò definita quella che limita i prodotti IMD-3° ad un certo livello. Nel **Test a due toni** si eccita il Tx con due toni audio contemporanei tarati in modo da generare due portanti RF con identica potenza di picco indicata **P-tone**. Con l'Analizzatore di spettro si misura la potenza di picco dei prodotti IMD-3° generati e si aumentano le potenze P-tone finché la differenza tra la potenza P-tone e quella dei prodotti IMD-3° risulti eguale a 30 dB.

Con due simultanee ed identiche portanti RF a frequenza diversa la differenza di fase tra loro varia continuamente e nell'istante di coincidenza la tensione di picco raddoppia e la **potenza istantanea di picco** dell'involuppo che ne risulta diventa 4 volte cioè 6 dB maggiore di P-tone.

Questa è la **massima potenza istantanea** consentita al picco dell'involuppo di modulazione, definita da qualche tempo per motivi più commerciali che scientifici anche **“Potenza SSB”**.

La potenza effettiva in gioco rimane ovviamente **la somma delle potenze efficaci dei due toni** alla quale viene dato il nome di **Potenza PEP (PEP = Peak Envelope Power)**.

IP3

L'ampiezza dei prodotti di intermodulazione IMD-3°, che contengono la maggiore potenza, è risultata un utile parametro per quantificare la distorsione di un amplificatore lineare. Per definire la distorsione in un generico quadripolo lineare è stato di conseguenza introdotto un parametro con potenza P-tone espressa in dBm tale da generare un prodotto IMD-3° di identica potenza, definito con terminologia anglosassone **“3rd. order Intercept Point”** e indicato **IP3**.

Nel diagramma che lo rappresenta IP3 si trova infatti alla intersezione tra il luogo dei punti corrispondenti alla potenza P-tone ed il luogo dei punti corrispondenti alla potenza IMD-3° generata. Noto IP3 è facilmente definibile il grado di distorsione introdotta per un particolare tipo di impiego. La potenza corrispondente ad IP3 risulta però sempre maggiore della potenza di saturazione del quadripolo esaminato, non può perciò essere misurata ma soltanto calcolata con una semplice relazione.

La potenza IMD-3° varia con il cubo della variazione di P-tone che la ha generata e per ottenere il cubo di una grandezza espressa in dBm sappiamo che basta moltiplicare i dBm per tre.

Se P-tone è la potenza di picco delle due portanti RF nel Test a due toni, ed IMD-3° misurata con l'Analizzatore di spettro è la potenza di picco dei prodotti di 3° ordine generati, l'aumento XdB da applicare a P-tone per ottenere IP3, IP3 ed IMD-3° equivalgono semplicemente a:

$$\mathbf{XdB = (P-tone - IMD-3^\circ) \div 2 \text{ dB}} \qquad \mathbf{Eq. 21-17}$$

$$\mathbf{IP3 = P-tone + XdB} \qquad \mathbf{Eq. 22-17}$$

$$\mathbf{IMD-3^\circ = IP3 - (IP3 - P-tone) \cdot 3} \qquad \mathbf{Eq. 23-17}$$

N.B: P-tone ed IMD-3°, espressi in dBm, vanno considerati con i relativi segni algebrici !

Con P-tone = +10dBm si è misurato ad esempio IMD-3° = - 24 dBm .

Da Eq.21-17 risulta: $X_{dB} = [10 - (-24)] \div 2 = (10+24) \div 2 = +17 \text{ dB}$.

Da Eq.22-17 si ottiene: $IP_3 = P\text{-tone} + X_{dB} = 10 + 17 = +27 \text{ dBm}$

A titolo di controprova dal Data Sheet di uno MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) si ricava $IP_3 = +27 \text{ dBm}$. E' richiesto di impiegarlo alla massima potenza istantanea di picco di $+16 \text{ dBm}$, generata pertanto da due P-tone minori di 6 dB eguali a $+16 - 6 = +10 \text{ dBm}$.

Da Eq. 23-17 si ottiene $IMD\text{-}3^\circ = +27 - (+27 - 10) \cdot 3 = +27 - 51 = -24 \text{ dBm}$ identico a riprova di $IMD\text{-}3^\circ$ sopra misurato e che risulta $+10 - (-24) = 34 \text{ dB}$ minore della potenza P-tone di $+10 \text{ dBm}$ e quindi totalmente accettabile.

A conclusione è molto importante considerare sempre la **massima potenza istantanea di picco** unica responsabile di quanto avviene e quindi usare un adatto sistema di misura. L'analizzatore di spettro è uno strumento perfetto ma molto costoso e molto difficile da usare. Il test a due toni con l'osservazione accurata dell'involuppo ottenuto sull'oscilloscopio dà un risultato comparativo del tutto sufficiente a condizione che la banda passante dell'oscilloscopio sia compatibile con la frequenza del Tx, altrimenti è necessario interporre un convertitore di frequenza, realizzabile anche a livello amatoriale con il sostegno di una adeguata e discreta preparazione tecnica.

Bird-USA produce una scheda alimentata da due pile di 9 Vdc che si monta senza saldature sul notissimo wattmetro Bird 43 e che lo trasforma in un ottimo wattmetro **PEP**.

Anche il Decreto del Ministero Italiano delle Comunicazioni pubblicato sulla Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana N° 45 del 24 febbraio 2003 si ispira a questo concetto per definire in 500 W la “ **potenza di picco (p.e.p.) cioè potenza media fornita alla linea di alimentazione della antenna durante un ciclo a radiofrequenza, in corrispondenza della massima ampiezza dell'involuppo di modulazione** “.

RETURN-LOSS

E' un comodo parametro eguale al rapporto in dB tra la potenza riflessa P_r e la potenza diretta P_f . Si identifica “ Return-loss” e si indica “RL”. Da Eq. 10-9 risulta:

$$\text{Return-loss} = \text{RL} = 10 \cdot \text{LOG} (P_r \div P_f) = 10 \cdot \text{LOG} (\gamma^2) = 20 \cdot \text{LOG} (\gamma) \text{ dB}$$

Con riflessione 100%: $\gamma = 1$ $\gamma^2 = 1$ $10 \cdot \text{LOG} (1) = 0$ quindi $\text{RL} = 0 \text{ dB}$
Con riflessione 3,2%: $\gamma = 0,032$ $\gamma^2 = 0,001$ $10 \cdot \text{LOG} (0,001) = -30$ quindi $\text{RL} = -30 \text{ dB}$

Quanto maggiore è il valore assoluto di RL tanto migliore risulterà l'accoppiamento tra gli elementi considerati. Ad esempio la potenza P_m che viene misurata da un wattmetro terminale RF è la potenza netta $P_m = P_f - P_r$: P_f è la potenza diretta che ci interessa e P_r è la potenza riflessa generata dal probabile disaccoppiamento del wattmetro.

In un dispositivo elettronico per RF la condizione di accoppiamento all'ingresso può essere utilmente definita dal valore di RL rilevato con adatti strumenti alimentando il dispositivo con una linea RF di 50Ω . Noto RL in dB si calcola facilmente P_f con la semplice relazione:

$$P_f = P_m \div [1 - 10^{(RL \div 10)}] \qquad \text{Eq.24-18}$$

Se il wattmetro è classificato con $RL = -6\text{dB}$ ed è stata misurata la potenza $P_m = 8\text{ mW}$ la potenza P_f che interessa calcolata con la Eq.24-18 risulta:

$$P_f = 8 \div [1 - 10^{(-6 \div 10)}] = 8 \div (1 - 0,25) = 10,67\text{ mW}$$

L'errore dovuto ad $RL = -6\text{ dB}$ risulta $10,67 - 8 = 2,67\text{ mW}$, ed è notevole.

Se il Wattmetro è classificato con $RL = -30\text{ dB}$ il resto eguale risulta:

$$P_f = 8 \div [1 - 10^{(-30 \div 10)}] = 8 \div (1 - 10^{-3}) = 8,008\text{ mW}$$

L'errore dovuto ad RL è trascurabile e la potenza P_f che interessa è quella realmente misurata.

LINEE RF ACCORDATE

La lunghezza elettrica L_{rf} di una linea RF corrisponde alla sua lunghezza fisica moltiplicata per il Fattore di velocità. Con $74,95 = 299,8 \div 4 =$ velocità della luce $\div 4$ (milioni di km/sec) risulta:

$$L_{rf} = [74,95 \cdot \text{Fattore di velocità} \cdot N] \div \text{frequenza in MHz}$$

Se N è un numero intero e pari la linea si definisce **a mezz'onda**: la sua caratteristica è quella di presentare all'ingresso la stessa impedenza trovata all'uscita, cioè $Z_{input} = Z_L$.

Se N è un numero intero e dispari la linea si definisce **a quarto d'onda**: la sua caratteristica è quella di presentare all'ingresso l'impedenza $Z_{input} = Z_c^2 \div Z_L$, e quindi $Z_c = \sqrt{Z_{input} \cdot Z_L}$.

$Z_c =$ impedenza caratteristica della linea RF

$Z_L =$ impedenza del carico

Ciò consente di utilizzare una linea RF così dimensionata per risolvere diversi casi pratici. Quello classico è l'accoppiamento di una linea RF di impedenza caratteristica $Z_c = 52\Omega$ con due antenne in parallelo avente ciascuna $Z_{input} = 52\Omega$.

Le due linee che arrivano dalle antenne devono presentare ciascuna impedenza di 104Ω in modo che dal loro parallelo risulti 52Ω . Accordando queste linee ad un quarto d'onda la loro impedenza caratteristica dovrebbe essere $Z_c = \sqrt{104 \cdot 52} = 73,5$ corrispondente in modo totalmente accettabile ad una linea RF unificata di 75Ω nominali.

EMR

Significa **Electro Magnetic Radiation** a riguardo della quale esistono pareri diversi circa la pericolosità, al momento soltanto presunta. Ciò che si sa di certo è che i tessuti del corpo umano si riscaldano se vengono sottoposti a campi elettromagnetici, soffrendo quindi per una causa termica e si suppone che potrebbero soffrire anche per il solo fatto di essere irradiati. Inoltre quando la dimensione del tessuto si avvicina alla lunghezza d'onda del campo EMR al quale è sottoposto l'effetto termico aumenta e per questo motivo il valore di EMR per il momento indicato come sopportabile è minimo per lunghezze d'onda compatibili con la dimensione di un corpo umano.

Per quantificare un campo elettromagnetico ci si riferisce alla densità di potenza del suo fronte d'onda considerato piano ed uniforme in una zona definita "far field" e posizionata ad una distanza in metri dalla antenna di almeno $(2 \cdot L^2) \div \lambda$: L in metri è la massima apertura della antenna (in pratica la lunghezza del dipolo) e λ in metri è la lunghezza d'onda.

La densità di potenza espressa in watt per m² diminuisce sul fronte d'onda man mano che esso si allontana dalla antenna: la potenza non può essere dissipata ma si diluisce su di una superficie sferica che aumenta con il quadrato del raggio. La densità di potenza alla distanza D in metri corrisponde alla potenza EIRP divisa per la superficie della sfera di raggio D, eguale a $4 \cdot \pi \cdot D^2$. La potenza EIRP (vedi pag. 3) è eguale alla potenza di antenna Pa moltiplicata per il guadagno isotropico dell'antenna Gi dB espresso **in rapporto Gi** ottenuto da:

$$Gi = 10^{(GidB \div 10)}$$

Il campo elettromagnetico è generalmente definito con l'intensità della sua componente elettrica espressa in "volt per metro" (V/m). La impedenza caratteristica dello spazio come conduttore di potenza elettromagnetica equivale ad $R = 377 \Omega$. Indicata S la densità di potenza in W/m² risulta:

$$S = (V^2 / 377) / m^2 = V^2 / (377 \cdot m^2) \text{ perciò}$$

$$V/m = \sqrt{(S \cdot 377)} \tag{Eq.25-19}$$

che si traduce nella equazione riassuntiva:

$$V/m = [\sqrt{(Pa \cdot Gi \cdot 30)}] \div D \tag{Eq.26-19}$$

Se la potenza Pa è variabile, come ad esempio in SSB, le recenti norme attuali consentono di assumere per Pa la potenza media efficace rilevata in 6 minuti consecutivi di trasmissione.

In pratica ciò significa che nel modo FM la potenza Pa è quella della portante continua, nel modo CW sarà probabilmente la metà della potenza "key-down" e nel modo SSB sarà probabilmente la quinta parte della potenza istantanea di picco PEP.

Per esposizione superiore a 4 ore giornaliere le norme attuali limitano il campo elettrico a 6 V/m nello spettro tra 0,1 MHz e 300 GHz.

Per esposizione inferiore a 4 ore giornaliere a 60 V/m nello spettro tra 0,1 e 3 MHz, a 20 V/m nello spettro tra 3 MHz e 3 GHz, a 40 V/m nello spettro tra 3 e 300 GHz.

Le Regioni emaneranno le proprie leggi e regolamenti con probabile confusione che come sempre originerà un mare di contestazioni.

Per la misura del campo elettromagnetico esistono precisi e costosi strumenti che possono operare a banda stretta nello spettro di frequenza di interesse rilevando l'ampiezza del campo irradiato eventualmente integrata in un periodo di 6 minuti primi come prescrive la legge.

I radio-amatori possono al massimo eseguire in proprio una verifica tecnica per valutare a che distanza dalla antenna e nella direzione del massimo guadagno l'ampiezza del campo elettromagnetico sia nella norma, in modo da affrontare una eventuale verifica probatoria eseguita da una agenzia certificata, che non costa poco, ovviamente commissionata da terzi.

A questo scopo la Eq.26-19 può essere convenientemente così esposta:

$$D = [\sqrt{(Pa \cdot Gi \cdot 30)}] \div V/m \tag{Eq.27-20}$$

D = minima distanza in metri alla quale si verifica il massimo valore V/m concesso dalle norme. Ovviamente con minore guadagno di antenna diminuisce la distanza D a tutto nostro vantaggio. Un sistema con molte antenne ad alto guadagno complessivo e potenza elevata potrà invece dare luogo a seri problemi di inquinamento a meno che l'installazione si trovi lontano da centri abitati.

Con Pa = 100 W, Gi = 15 dB pari a 31,6 volte, e per un campo elettromagnetico di 20 V/m la minima distanza sicura dalla antenna nella direzione di massima irradiazione risulta:

$$D = [\sqrt{ (100 \cdot 31,6 \cdot 30) }] \div 20 = 15,4 \text{ metri}$$

Operando in microonde occorre porre la massima attenzione!

A 10 GHz una guida d'onda classica ha le dimensioni di $1 \cdot 2,6$ cm eguale a $2,6 \text{ cm}^2$. Se la potenza che transita è di 1 watt la densità di potenza corrisponde a $1 \div 2,6 = 0,3846 \text{ W / cm}^2$.

Per ottenere la stessa densità di potenza riferita ad 1 m^2 occorre moltiplicarla per 10.000 poiché 1 m^2 contiene 10.000 cm^2 ottenendo 3846 W / m^2 .

Nell'esempio precedente la densità di potenza S ottenuta a $15,4 \text{ m}$ con $P_a = 100 \text{ W}$ si calcola dalla Eq.25-19 incrociando i termini, cioè $S = (V/m)^2 \div 377 = 20^2 \div 377 = 1,06 \text{ W / m}^2$.

Per ottenere la densità di 3846 W / m^2 è necessario aumentare la potenza a :

$$100 \cdot 3846 \div 1,06 = 362 \text{ mila watt !}$$

Situazione certamente “ esplosiva “ alla distanza di $15,4 \text{ m}$ con 362.000 W ma anche alla bocca della guida d'onda con 1 watt!

Attualmente le norme italiane in argomento sono: il Regolamento del Decreto Interministeriale 381 in data 10.09.1988, la Legge quadro n° 36 in data 22.02.2001 e per la sola Regione Lombardia la Legge Regionale n° 11 in data 11.05.2001. Quest'ultima dispone che entro 60 giorni venga emanato il regolamento tecnico di attuazione in base al quale entro 180 giorni, quindi entro la data 11.11.2001, dovranno essere denunciate tutte le installazioni al Sindaco del Comune ed alla sezione provinciale della Azienda Regionale per la Protezione Ambientale (A.R.P.A.). Per quanto risulta a fine dicembre 2001 tutto è ancora fermo.

Lo scrivente ha tuttavia ritenuto di denunciare la propria installazione nei termini della Legge Regionale, sia per data che per contenuto, che in ogni caso obbliga l'utente a fornire tutti gli elementi tecnici all'A.R.P.A. in modo da consentire l'esecuzione della verifica tecnica. Ho ricevuto i complimenti dalla direzione tecnica dell' A.R.P.A. in occasione della richiesta della mia data di nascita che avevo scordato di citare, ma credo di essere stato il solo! Poi si vedrà.

73 Giacomo I2KWZ