

# Hi, I am Tony IOJX

## Il Rapporto di Onda Stazionaria (ROS): miti e realtà

- versione del 19/12/2009 -

### 1. SCOPO

#### Generalità

Questa pagina web si propone l'obiettivo di illustrare, con un certo dettaglio ma senza troppe formule ostiche, cosa comporti la presenza delle cosiddette "Onde Stazionarie" sulla linea di trasmissione (ovvero sul cavo coassiale, sulla piattina od su altri mezzi di trasporto dell'energia RF), mettendo in luce degli aspetti che spesso non vengono approfonditi, quali le implicazioni delle impedenze non puramente resistive, che presentino cioè una reattanza non nulla.

Per una corretta comprensione degli argomenti qui discussi è chiaramente necessario avere qualche conoscenza di base sulle linee di trasmissione.

E' importante tener presente che, in quanto qui esposto, si fa sempre riferimento a componenti ideali, che si comportino cioè esattamente secondo i modelli matematici che li descrivono (e che quindi si suppongono costruiti con materiale conduttore di resistenza nulla e materiale isolante di resistenza infinita).

Inoltre, onde semplificare la discussione, si è qui costantemente assunto che la linea di trasmissione considerata abbia impedenza caratteristica pari a 50 ohm e che essa sia ideale, nel senso di non essere soggetta a perdite (nei suoi conduttori e nel suo dielettrico), le quali si tradurrebbero in un'attenuazione del segnale che l'attraversa. Peraltro nel par. 9, come pure nell'Appendice 2, vengono presentate alcune considerazioni al riguardo delle linee non ideali (ovvero quelle con cui si ha a che fare in pratica), le quali attenuano il segnale in misura più o meno elevata in funzione del loro tipo, della loro lunghezza e della frequenza di lavoro.

#### Un breve ripasso del concetto di impedenza

Per chi desideri ripassare come si relazionino impedenza, resistenza e reattanza, riporto giusto quanto segue.

- un elemento ai cui capi si trovi una tensione che sia in fase con la corrente che lo attraversa si caratterizza come puramente resistivo. La sua *impedenza* ( $Z$ ) può quindi considerarsi come costituita dalla sola *resistenza* ( $R$ ), che è comunemente denominata parte reale. Quindi semplicemente  $Z = R$
- quando invece la tensione non sia in fase con la corrente, la  $Z$  dell'elemento risulta generalmente costituita da due parti ovvero dalla  $R$  di cui si è già parlato e dalla *reattanza* ( $X$ ), che è comunemente denominata parte immaginaria. L'espressione matematica diventa  $Z = R + jX$ , ove  $j$  è la costante immaginaria. Si noti come il segno + stia a significare come  $R$  ed  $X$  si trovino in serie tra loro
- ovviamente è anche possibile considerare componenti che siano puramente reattivi (quali un condensatore od un'induttanza), nei quali cioè  $R = 0$ . In questo caso, quando la  $Z$  è costituita dalla sola reattanza ( $Z = jX$ ), la tensione risulta sfasata esattamente di  $+90$  o  $-90$  gradi rispetto alla corrente.

Dal punto di vista fisico il fatto che la  $Z$  di un elemento comprenda una componente resistiva  $R$  sta a significare che quell'elemento assorbe della potenza (media) dal generatore che lo alimenta. L'elemento può quindi:

- dissipare la potenza assorbita in calore (caso di  $R$  di tipo ohmico)
- oppure trasformarla in una differente forma di potenza (caso di  $R$  di tipo trasformativo).

In linea generale la  $R$  di un elemento sarà in parte di tipo ohmico ed in parte di tipo trasformativo. Ad es, nel caso di una buona antenna, la  $R$  risulterà essere in massima parte di tipo trasformativo (denominata in questo caso "resistenza di radiazione". Scopo dell'antenna è infatti di convertire la potenza elettrica assorbita in potenza del campo elettromagnetico irradiato) e solo in piccola parte di tipo ohmico (potenza persa in calore). Al contrario, in un buon carico fittizio, la  $R$  sarà praticamente tutta di tipo ohmico.

Può essere utile ricordare come l'impedenza  $Z$  sia una grandezza definibile per tutte le tipologie di sistemi (meccanici, termici...), e quindi non solo per quelli elettrici, governandone in tutti i casi il fenomeno del trasferimento di potenza (da un generatore ad un carico). Consideriamo per esempio un'automobile (un sistema meccanico), la quale può essere grossolanamente rappresentata come l'insieme del motore (che rappresenta il generatore) e del veicolo (che rappresenta il carico il quale, assorbendo potenza dal motore, acquisisce velocità).

Il veicolo si presenta al motore con una sua propria impedenza  $Z$ , nella quale sono presenti sia la componente resistiva  $R$  (che in questo caso è solamente di tipo ohmico) che la componente reattiva  $X$ . Più precisamente:

- la  $R$  sta a rappresentare la potenza che viene assorbita, e quindi dissipata in calore, a causa dei vari attriti (gomme, aria, ingranaggi)

- la X sta invece a rappresentare la potenza di cui il veicolo necessita per poter incrementare la sua velocità. La potenza assorbita dal veicolo risulta essere tanto maggiore quanto più grande è la massa del veicolo.

A tal proposito va osservato come, mentre la potenza dissipata nella R risulti persa a tutti gli effetti, quella assorbita dalla X viene in realtà immagazzinata e può essere quindi restituita in ogni momento. Basti pensare a quando, dopo aver spento il motore, l'automobile può continuare a procedere per inerzia grazie all'energia immagazzinata nella X.

In conclusione si può asserire in linea del tutto generale che:

- la R (se positiva, come lo è per tutti i componenti passivi) comporta un flusso di potenza che va sempre dal generatore verso il carico, e che è quindi indice di un certo trasferimento di "potenza media". La R, se diversa da zero, non può essere in alcun modo neutralizzata
- la X è responsabile del "palleggiamento" della potenza tra generatore e carico, a cui corrisponde un trasferimento di potenza media nullo ed invece uno scambio ciclico non nullo di "potenza reattiva". La X può assumere valori positivi o negativi in funzione del tipo di fenomeno rappresentato; pertanto, se indesiderata, la X può essere facilmente neutralizzata (basterà sommare, ovvero porvi in serie, una X di ugual valore e segno opposto).

Nel seguito un'impedenza di valore  $Z = 50 + j30$  ohm verrà indicata come  $[R = 50 \ X = 30]$ .

## **2. ALCUNE CONSIDERAZIONI BASILARI**

### *Generalità*

Fino ai primi anni 60, quando come linee di trasmissione si usavano ancora fili, piattine e scalette, pochi sapevano cosa fosse il Rapporto di Onda Stazionaria - ROS (o in inglese Standing Wave Ratio - SWR), ed ancor meno erano quelli che si preoccupavano di verificare che il ROS non superasse di troppo il valore ottimale (cioè 1). Quando poi, con il passare degli anni, diventò comune impiegare cavi coassiali, l'interesse per il ROS subì una notevole crescita per il fatto che la presenza di un valore di ROS elevato nei cavi coassiali ha implicazioni generalmente più importanti che nel caso di fili, piattine e scalette. Tale interesse, alimentato anche dal diffondersi sul mercato dei misuratori di ROS (o di ROS e potenza RF), si è acuitizzato negli ultimi decenni, al punto tale che il fenomeno del ROS risulta oggi essere oggetto di un livello elevatissimo di attenzione, spesso esagerata ed ingiustificata.

Purtroppo, sia perchè la tematica non è di facile comprensione da parte di chi non abbia una preparazione tecnica specifica, sia a causa di coloro che, in buona fede, vanno inconsapevolmente scrivendo in giro cose inesatte, sussiste oggi un elevato livello di disinformazione sul ROS. Di conseguenza la presenza di un elevato valore di ROS viene oggi comunemente percepita come una disgrazia alla quale sia lecito imputare una grandissima parte dei guai nei quali talvolta incappiamo (TVI e disturbi vari, distorsioni, "rientri" di RF, distruzione dei transistor finali, ecc.). Peraltro, si possono leggere qua e là delle teorie fantasiose per mitigare il ROS, quali tagliare la linea di discesa a multipli di mezza lunghezza d'onda, mettere anelli di ferrite sulla linea, ecc.

Indubbiamente parte del timore nei confronti del ROS origina psicologicamente dal termine "onda stazionaria" che evoca l'immagine di un'onda intrappolata all'interno della linea e che non riesce a fluire regolarmente dal trasmettitore verso l'antenna, ad una velocità vicina a quella della luce come dovrebbe. Naturalmente nulla di più falso! Utilizzare l'aggettivo "stazionaria" è stata indubbiamente un cattiva scelta, in quanto la stazionarietà non riguarda affatto l'onda che fluisce lungo la linea, ma si riferisce invece al profilo di ampiezza della tensione (o della corrente) dell'onda lungo la linea. Per maggior chiarezza:

- in una linea con  $ROS = 1$ , la tensione efficace (o di picco) risulta essere la stessa in ogni punto della linea (che abbiamo assunto non avere perdite). Pertanto la distribuzione della tensione lungo la linea è "piatta"
- in una linea ove  $ROS > 1$ , la tensione efficace (o di picco) varia invece lungo la linea. In certi tratti della linea la tensione risulta essere più elevata di quella che si avrebbe con  $ROS = 1$ , ed in altri punti più bassa. Immaginando di procedere lungo la linea si osserverebbe come la tensione efficace (o di picco) vada su e giù, con un andamento "alternato" che rimane inalterato nel tempo.

Il termine "onda stazionaria" discende proprio dal fatto che detto andamento alternato può essere visualizzato come un'onda che rimanga immutata nel tempo e quindi "stazionaria". In realtà non si tratta di un'onda, ma semplicemente del profilo di ampiezza della tensione (o della corrente) lungo la linea. Anche l'andamento piatto che si riscontra nel caso  $ROS = 1$  rimane immutato nel tempo ed è quindi stazionario, però in questo caso l'"onda" non esiste più in quanto di ampiezza zero.

In conclusione sarebbe forse stato più corretto utilizzare il termine "Rapporto del Profilo Stazionario" invece che di Onda Stazionaria. Cosa fatta capo ha!

### *Una prima sintesi*

A titolo di anticipazione di quanto esposto nei paragrafi successivi, si riportano qui alcune semplici considerazioni preliminari, ma essenziali per la comprensione dei fenomeni.

Cominciamo con il dire che la presenza di  $ROS > 1$  si verifica solo nel caso in cui l'impedenza di carico della linea (ad esempio l'impedenza dell'antenna in un impianto trasmittente) sia diversa da  $[R = 50 \ X = 0]$ , cioè non coincida con l'impedenza

caratteristica della linea (che è stata qui assunta essere 50 ohm). La condizione  $ROS > 1$  si verifica sia se  $R$  è diversa da 50 ohm, sia se  $X$  è diversa da 0 ohm, sia si verificano entrambi le condizioni. In ciascuno dei tre casi, la condizione  $ROS = 1$  può essere ottenuta inserendo tra linea ed antenna un circuito che trasformi l'impedenza dell'antenna in  $[R = 50 \ X = 0]$ . Tale circuito di adattamento dell'impedenza viene comunemente denominato "accordatore".

Importante rilevare come, ai fini del valore di ROS sulla linea, conti solamente la discrepanza tra l'impedenza tra linea e quella dell'antenna. Variare la lunghezza della linea o agire all'altro estremo della linea, ad es. ponendo un accordatore presso il trasmettitore, non provoca alcun cambiamento nel valore di ROS.

E' opportuno anche anticipare brevemente quali siano gli effetti della presenza di un  $ROS > 1$  sulla linea. Questi sono **SOLAMENTE i quattro sotto descritti**, e tutti gli altri di cui si sente spesso parlare vanno quindi semplicemente riportati nel registro delle fantasie popolari:

1. **Variazione dell'impedenza vista dal trasmettitore:** quando il ROS sia  $> 1$ , l'impedenza che la linea presenta al trasmettitore risulta essere generalmente diversa da  $[R = 50 \ X = 0]$  e varia in funzione della lunghezza della linea. Ciò può avere varie conseguenze, principalmente quella descritta al punto 2. Va a tal proposito ricordato come il trasmettitore si limiti a "vedere" l'impedenza su cui è caricato, e non può avere cognizione di quale sia il valore di ROS esistente sulla linea di trasmissione. Si anticipa come esistano dei casi particolari in cui, in presenza di  $ROS > 1$ , l'impedenza che si presenta al trasmettitore vale comunque  $[R = 50 \ X = 0]$  (ad es. quando una linea di impedenza diversa da 50 ohm e lunga multipli di mezze lunghezze d'onda sia caricata su di un'antenna che abbia impedenza  $[R = 50 \ X = 0]$ , vedi par. 10).

2. **Diminuzione della potenza emessa dal trasmettitore:** quando l'impedenza che si presenta al trasmettitore risulti essere diversa da quella di progetto del trasmettitore stesso (cioè  $[R = 50 \ X = 0]$ ) si manifesta un disadattamento d'impedenza, a causa del quale il trasmettitore non riesce ad erogare tutta la potenza RF che potrebbe altrimenti fornire (vedi par. 6, Figure 14 e 15). La presenza di un  $ROS > 1$ , che come sopra detto comporta la variazione dell'impedenza in funzione della lunghezza della linea, è quindi tra le cause di un tale disadattamento. Va peraltro rilevato come la diminuzione di potenza che si riscontra in pratica sia ancora più elevata di quella attribuibile al semplice disadattamento d'impedenza. Infatti, quando il disadattamento diventi particolarmente elevato, interviene il circuito di protezione (Automatic Power Control - APC) presente in tutti i trasmettitori, il quale limita la massima potenza RF erogabile allo scopo di salvaguardare i transistori finali da una possibile avaria (vedi ancora par. 6). Ove non sia possibile eliminare la causa originaria del disadattamento d'impedenza (per esempio riducendo il valore di ROS sulla linea di discesa interponendo un accordatore tra antenna e linea), la riduzione della potenza RF erogata può essere comunque evitata inserendo un apposito accordatore tra la linea e trasmettitore (oggi fortunatamente spesso già integrato nei trasmettitori). In questo modo si può comunque far vedere al trasmettitore l'impedenza ottimale  $[R = 50 \ X = 0]$ , prescindendo dal ROS vigente sulla linea.

3. **Diminuzione della potenza applicabile alla linea:** quando il ROS sia  $> 1$ , non sarà possibile applicare alla linea la massima potenza RF (di targa) dichiarata dal costruttore. Infatti, mentre quando  $ROS = 1$  la tensione efficace (o di picco) risulta costante lungo la linea (ipotizzando che questa non abbia perdite), quando il ROS sia invece  $> 1$  si riscontra in certi tratti della linea una tensione superiore a quella che si avrebbe con  $ROS = 1$  a parità di potenza RF applicata, e peraltro una tensione inferiore in altri tratti della linea (il tipico andamento oscillatorio del valore di picco della tensione lungo la linea è mostrato in Figura 18 nel caso di  $ROS = 3$ ). Lo stesso vale per la corrente. E' proprio la presenza di tratti di linea in cui si manifestano sovratensioni e sovracorrenti che impone di non applicare alla linea la massima potenza di targa, onde evitare che in quei tratti si superino i valori massimi ammissibili di tensione e di corrente.

4. **Aumento dell'attenuazione della linea:** quando il ROS sia  $> 1$ , si riscontra un'attenuazione addizionale della linea rispetto al valore nominale di attenuazione (ovvero il valore di targa, che viene misurato dal costruttore in condizioni di  $ROS = 1$ ). Attenzione però perchè l'attenuazione addizionale dovuta a ROS dipende significativamente da quanto alta sia l'attenuazione della linea in termini assoluti. In altre parole, per un linea che presenti bassa attenuazione (alla frequenza di lavoro), l'attenuazione addizionale causata da potrebbe risultare modesta anche per un elevato valore di ROS. La dipendenza tra attenuazione addizionale dovuta a ROS e attenuazione nominale della linea è quantificata in Figura 21. Ai fini pratici, il problema dell'attenuazione addizionale causata dal ROS si presenta in maniera significativa solo nelle bande VHF ed UHF, ove le linee hanno generalmente delle attenuazioni nominali abbastanza elevate.

Tutto quanto detto vale per le applicazioni a banda stretta, quali tipicamente sono quelle radioamatoriali. Per le applicazioni a banda larga, tipiche del campo professionale, entrano in gioco anche altre questioni (echi ed altro), che però qui ometto di citare.

### **3. RELAZIONE TRA L'IMPEDEZZA DELL'ANTENNA ED IL ROS**

Prima di entrare nel merito della questione, occorre fare qualche premessa.

Per quanto riguarda la simbologia qui adottata relativamente a tensioni e correnti, vale quanto segue:

- i simboli  $V$  ed  $I$  (non in grassetto) sono qui usati per rappresentare genericamente tensione e corrente ad un qualsiasi istante del tempo, ovvero i cosiddetti valori istantanei (di ampiezza e di fase)
- i simboli  **$V$**  ed  **$I$**  (in grassetto) sono qui invece usati per rispettivamente rappresentare l'ampiezza della tensione e della corrente all'istante del tempo in cui queste assumono i valori massimi della forma d'onda sinusoidale, ovvero le cosiddette ampiezze di picco.

Passando a cosa si debba intendere per "tensione" (o "corrente") in un certo punto della linea, si precisa quanto segue:

- dal punto di vista fisico esiste ovviamente una sola "tensione" (ed una sola "corrente") in ciascun punto della linea. Detta tensione e detta corrente vengono qui identificate con i simboli  $V_e$  e  $I_e$  (o  $V_e$  e  $I_e$  se ci riferisce alle ampiezze di picco), ove il pedice "e" sta a rappresentare che si tratta di valori effettivi
- come spiegato nell'Appendice 1, è anche alternativamente possibile adottare un diverso modello della realtà secondo il quale la tensione effettiva  $V_e$  può essere considerata - in ogni punto della linea - come risultante dalla somma vettoriale (ovvero considerando ampiezza e fase) di due tensioni, ovvero la cosiddetta "tensione diretta"  $V_d$  e la cosiddetta "tensione riflessa"  $V_r$ . Stessa cosa per le correnti  $I_d$  ed  $I_r$ .

I due modelli della realtà sono entrambi validi e del tutto equivalenti tra di loro, Comunque nel seguito si preferirà, quando possibile, trattare gli argomenti facendo solamente riferimento a  $V_e$  ed  $I_e$ , senza cioè scomodare  $V_d$ ,  $V_r$ ,  $I_d$  e  $I_r$ .

Tutto ciò premesso, passiamo ad esaminare la relazione tra ROS ed impedenza d'antenna. A tal proposito si desidera ricordare nuovamente come, per una linea senza perdite, il ROS dipenda ESCLUSIVAMENTE dall'impedenza dell'antenna. Variare la lunghezza della linea, porre un'accordatore al lato del trasmettitore, o qualunque altra azione che non sia quella di adattare l'impedenza dell'antenna non può in alcun caso comportare un cambiamento del ROS.

Nel seguito sono considerati i tre possibili casi.

#### *Caso 1: l'antenna presenta un'impedenza puramente resistiva e adattata alla linea*

Quando la linea sia caricata con  $[R= 50 X= 0]$ , si ha notoriamente  $ROS= 1$ .  $V_e$  e  $I_e$  non variano lungo linea e sono legate dalla relazione  $V_e/I_e= 50$ . La differenza di fase tra  $V_e$  e  $I_e$  è ovunque nulla. L'impedenza vista dal trasmettitore risulta quindi indipendente dalla lunghezza del linea ed è sempre pari a  $[R= 50 X= 0]$ .

#### *Caso 2: l'antenna presenta un'impedenza puramente resistiva, ma non adattata*

Quando la linea sia caricata con  $[R> 50 X= 0]$  oppure  $[R< 50 X= 0]$ , si ha notoriamente  $ROS> 1$ . In particolare il valore del ROS va così calcolato:

- se  $R>50$  ohm,  $ROS= R/50$
- se  $R<50$  ohm,  $ROS= 50/R$ .

Da ciò risulta come, ad esempio, la condizione  $ROS= 3$  possa ottenersi sia con un'impedenza d'antenna  $[R= 150 X= 0]$  che con  $[R= 16,66 X= 0]$ . Pertanto, per antenne che abbiano reattanza nulla (ovvero  $X= 0$ ), esistono sempre due valori di R che comportano lo stesso valore di ROS.

Vediamo ora come vari, in questo caso, l'impedenza lungo la linea.

A titolo di esempio riferiamoci al già citato caso di  $ROS= 3$ , assumendo che l'impedenza d'antenna sia pari a  $[R= 150 X= 0]$ . I valori di  $V_e$  ed  $I_e$  misurati sui i terminali dell'antenna sono quindi legati tra loro dalla relazione  $V_e/I_e= 150$ . Inoltre, avendo l'impedenza d'antenna componente  $X= 0$ , in quel punto  $V_e$  ed  $I_e$  risultano essere in fase tra loro.

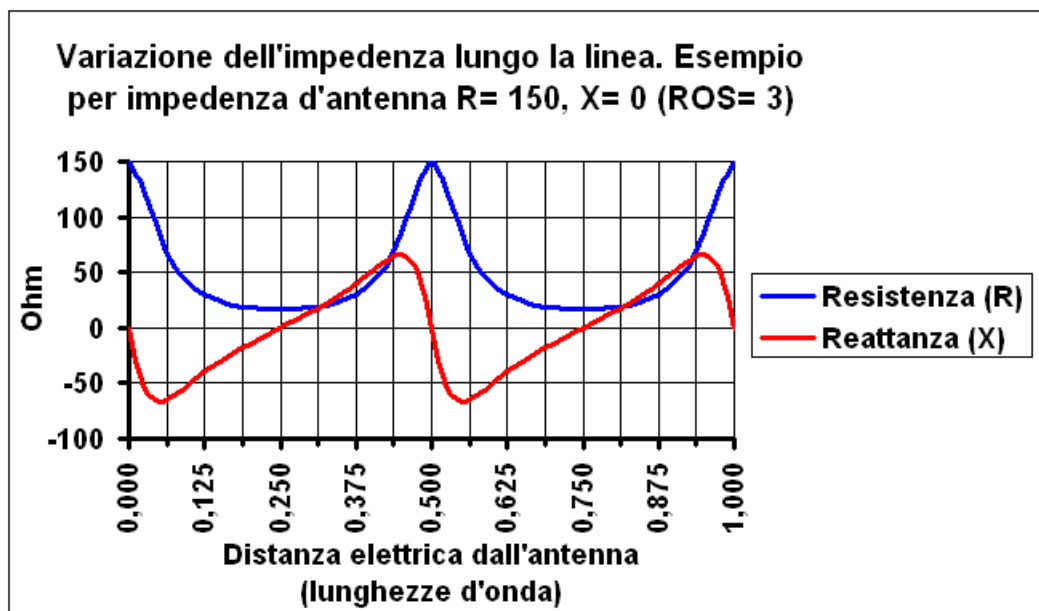
Non appena però ci si allontani dai terminali dell'antenna, muovendosi lungo la linea, si osserva come:

- cominci a sorgere una differenza di fase tra  $V_e$  ed  $I_e$
- varino non solo  $V_e$  ed  $I_e$ , ma anche il loro rapporto.

Pertanto l'impedenza vista dall'apparato presenterà ora in generale (tranne che per delle lunghezze di linea particolari, come spiegato nel seguito):

- una componente reattiva X non nulla e variabile in funzione della lunghezza della linea
- una componente resistiva R, anch'essa variabile.

In Figura 1 viene visualizzata la variazione dell' impedenza lungo la linea per il caso in esame.



*Figura 1*

Per gli interessati si riportano in formato Excel le equazioni tramite cui è possibile risalire ai grafici mostrati in Figura 1.

- $R = \frac{B1^2 \cdot C1 \cdot (1 + \tan(\text{RADIANTI}(360 \cdot A1))^2)}{B1^2 + (C1^2 \cdot \tan(\text{RADIANTI}(360 \cdot A1))^2)}$
- $X = \frac{(B1^3 \cdot \tan(\text{RADIANTI}(360 \cdot A1)) - B1 \cdot C1^2 \cdot \tan(\text{RADIANTI}(360 \cdot A1)))}{B1^2 + (C1^2 \cdot \tan(\text{RADIANTI}(360 \cdot A1))^2)}$

ove  $R$  è la resistenza (in ohm),  $X$  è la reattanza (in ohm),  $A1$  è la distanza elettrica dall'antenna (in lunghezze d'onda),  $B1$  è l'impedenza caratteristica della linea (in ohm) e  $C1$  è la resistenza (in ohm) dell'antenna puramente resistiva.

Sull'asse  $x$  viene riportata la distanza elettrica dall'antenna lungo la linea (tenendo cioè anche conto del suo fattore di velocità) espressa in lunghezze d'onda alla frequenza di lavoro. Sull'asse  $y$  sono invece riportati i valori delle componenti dell'impedenza, ovvero resistenza  $R$  e reattanza  $X$ , entrambi espressi in ohm.

Nel punto all'origine degli assi ( $x=0$ ), corrispondente ai terminali dell'antenna, si ha ovviamente [ $R=150$   $X=0$ ], in quanto questo è il valore di impedenza che l'antenna è stata qui supposta avere. Come previsto, man mano che ci si sposta dall'antenna, l'impedenza varia seguendo la curva blu ( $R$ ) e quella rossa ( $X$ ). Gli andamenti mostrati in Figura 1 confermano come, in presenza di  $ROS > 1$ , l'impedenza vista dal trasmettitore possa variare fortemente in funzione della lunghezza della linea. Si osserva come, tranne che a distanze particolari dall'antenna, la  $X$  risulterà essere tipicamente non nulla (il che sta a significare come la  $V_e$  e la  $I_e$  sul connettore del trasmettitore non risultino essere generalmente in fase tra loro).

Quanto sopra succintamente esposto viene discusso approfonditamente nell'Appendice 1.

Se si considerano le infinite coppie  $R$ - $X$  che si manifestano lungo la linea secondo il diagramma di Figura 1 (tra le quali troviamo [ $R=150$   $X=0$ ], [ $R=30$   $X=40$ ], [ $R=16,66$   $X=0$ ], ecc., ecc.), è facile determinare come i moduli dell'impedenza  $Z$  che corrisponde a ciascuna coppia  $R$ - $X$  assumano dei valori diversi. Ciò è verificabile utilizzando la formula del modulo di  $Z$  che pari a (in formato Excel):

- $|Z| = \text{RADQ}(A1^2 + B1^2)$

ove  $|Z|$  è il modulo dell'impedenza (in ohm),  $A1$  è la  $R$  (in ohm) e  $B1$  è la  $X$  (in ohm).

Si può quindi concludere che impedenze di carico diverse, le quali abbiano però lo stesso modulo, non producono generalmente lo stesso valore di  $ROS$ .

È importante osservare come, a distanze (elettriche) dall'antenna che siano multiple di mezza lunghezza d'onda (ovvero 0,5, 1, 1,5, ecc.), si ripresenti la stessa impedenza dell'antenna, ovvero [ $R=150$   $X=0$ ] nel caso di Figura 1. La proprietà di "ripetere" l'impedenza è propria delle cosiddette "linee a mezz'onda" ed ha validità assolutamente generale, cioè vale per qualunque impedenza di carico, anche se non puramente resistiva. Per tale motivo le linee a mezz'onda vengono spesso utilizzate per misurare l'impedenza di un carico a distanza da questo.

Va peraltro pure osservato come, a distanze (elettriche) dall'antenna che siano invece multiple dispari di quarti di lunghezza d'onda (ovvero 0,25, 0,75, ecc.), si riscontri un'impedenza che ha ancora reattanza  $X=0$ , ma  $R=16,66$  ohm, ovvero l'altro valore di  $R$  a cui corrisponde  $ROS=3$ . In altre parole la "trasformazione in quarto d'onda" non fa altro che "scambiare" tra loro i due valori di  $R$  che comportano lo stesso di  $ROS$  (cioè 150 ohm e 16,66 ohm, nel caso di  $ROS=3$ ).

La formula della trasformazione in quarto d'onda è (in Excel):

- $R = (A1^2) / B1$

ove  $R$  è il valore di resistenza risultante dalla trasformazione (in ohm),  $A1$  è l'impedenza caratteristica del linea (50 ohm) e  $B1$  è la resistenza dell'antenna (150 ohm nell'esempio considerato).

Detta proprietà delle linee può essere anche utilizzata in generale per trasformare la resistenza di un'antenna in un qualsiasi diverso valore, utilizzando una linea di lunghezza elettrica pari ad un quarto d'onda (o a multipli dispari di quarti d'onda) che abbia un particolare valore di impedenza caratteristica. Converterà allora porre la precedente relazione nella forma:

$$Z = \text{RADQ}(A1 * B1)$$

ove  $Z$  è l'impedenza caratteristica della linea a quarto d'onda da utilizzare (ohm),  $A1$  è la resistenza dell'antenna (in ohm) e  $B1$  è il valore di resistenza che si intende ottenere dalla trasformazione (in ohm).

Vale appena la pena di ricordare come la lunghezza fisica della linea sia pari alla lunghezza elettrica moltiplicata per il coefficiente di velocità della linea stessa.

Ad esempio per trasformare un'impedenza di 112,5 ohm a 50 ohm si potrà utilizzare uno spezzone di linea d'impedenza pari a 75 ohm e che abbia lunghezza elettrica pari un multiplo dispari di quarti di lunghezze d'onda. Stesso tipo di cavo potrà essere ad es. utilizzato per trasformare un'impedenza di 141 ohm a 40 ohm, o viceversa. Si tratta di due esempi fortunati in quanto, per diversi valori delle resistenze, sarà in generale necessario utilizzare una linea che abbia un valore particolare di impedenza caratteristica, magari di non facile reperibilità o addirittura non commercialmente disponibile.

Va infine osservato come l'interesse pratico per le trasformazioni in quarto d'onda si manifesti generalmente solo nei casi in cui l'impedenza da trasformare abbia componente reattiva nulla ( $X = 0$ ) o quasi.

Passiamo ora ad esaminare le condizioni estreme, ovvero quelle in cui la linea sia terminata su un'impedenza  $Z$  di valore nullo oppure infinito, condizioni che chiaramente comportano entrambi un ROS di valore infinito.

La linea risulta chiusa su un'impedenza  $Z$  nulla (ovvero  $[R = 0 \ X = 0]$ ) quando l'estremità della stessa venga chiusa in corto circuito tramite un conduttore di lunghezza brevissima, di resistenza  $R$  praticamente nulla, e la cui induttanza possa anch'essa ritenersi virtualmente nulla (quindi con reattanza  $X = 0$ ).

La variazione dell'impedenza lungo la linea per questo caso è mostrata in Figura 2.

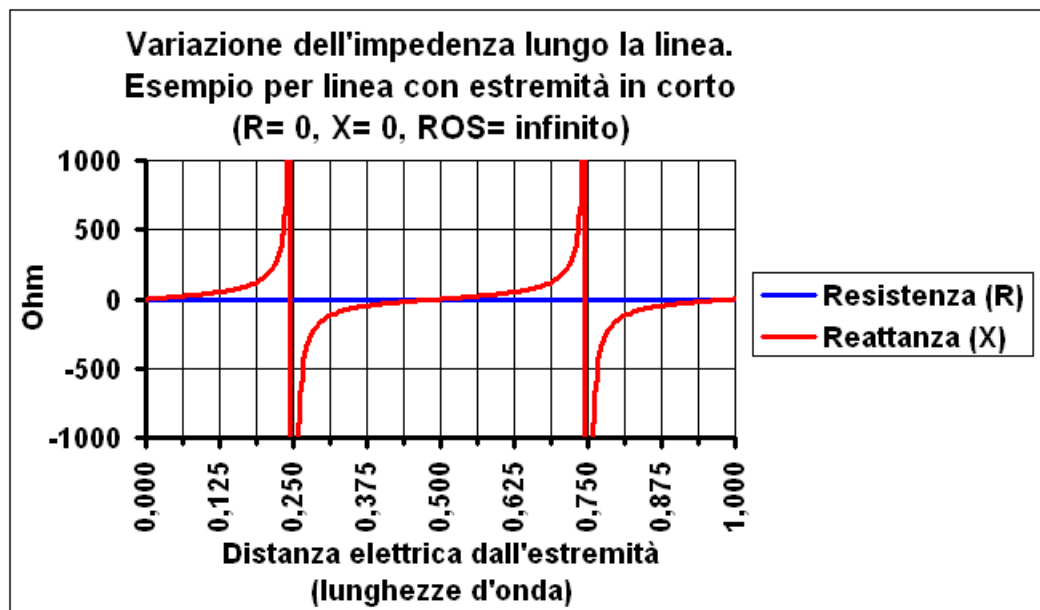


Figura 2

Al variare della distanza dall'estremità della linea chiusa in corto circuito, la resistenza  $R$  rimane costantemente nulla, mentre la reattanza  $X$  è soggetta a forti cambiamenti, assumendo valori negativi e positivi che variano da 0 a + infinito o - infinito. In particolare:

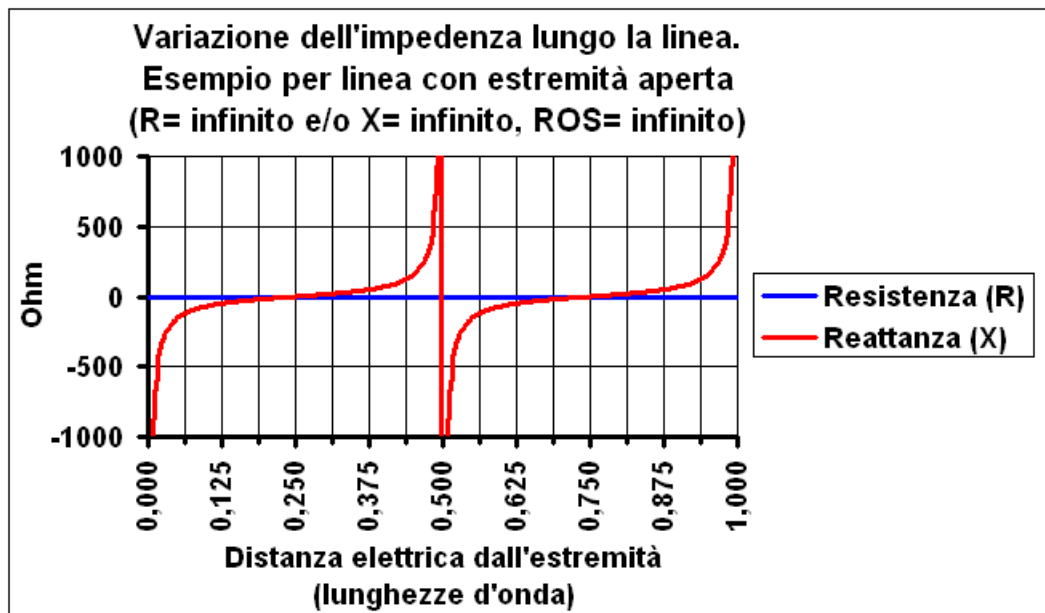
- a brevi distanze dall'estremità, la linea si presenta come un'induttanza ( $X$  positiva) il cui valore cresce con la distanza dall'estremità stessa
- giunti a distanze prossime a 0,25 lunghezze d'onda la reattanza  $X$  (e quindi l'induttanza) assume valori elevatissimi, fino a diventare praticamente infinita
- allontanandosi ulteriormente, il valore della reattanza  $X$  cambia bruscamente di segno diventando quindi negativa. Pertanto la linea si presenta ora come un condensatore avente reattanza  $X$  decrescente (e capacità quindi crescente) all'aumentare della distanza dall'estremità
- alla distanza di 0,5 lunghezze d'onda si ripresenta la situazione di cortocircuito. Ciò è in linea con la già citata proprietà che, a distanze multiple di mezza lunghezza d'onda, l'impedenza si ripete uguale a se stessa.

In conclusione un tratto di linea posto in corto circuito ad un estremo può essere utilizzato come condensatore o come induttanza, il cui valore potrà essere regolato variando opportunamente la lunghezza del tratto stesso. Attenzione però perché il

valore di capacità (o di induttanza) che corrisponde ad un tratto di linea di determinata lunghezza risulta variare con la frequenza di lavoro (variando la frequenza, varia anche la lunghezza elettrica della linea espressa in frazioni di lunghezza d'onda). In altre parole i condensatori (o le induttanze) realizzati tramite spezzoni di linea sono *frequency-dependent*, al contrario dei dispositivi fisici che non lo sono.

Passiamo ora a considerare il caso in cui la linea sia chiusa su un'impedenza  $Z$  di valore infinito, condizione che si verifica quando l'estremità della linea venga troncata di netto e lasciata aperta. In tale condizione il carico della linea è rappresentabile come  $[R=0 \ X=\text{infinito}]$ , come si può dimostrare facilmente con dei ragionamenti al limite.

La variazione dell'impedenza lungo la linea per questa situazione è mostrata nei grafici di Figura 3, che risultano identici a quella di Figura 2 se non per la traslazione orizzontale di un quarto di lunghezza d'onda.



*Figura 3*

Al variare della distanza dall'estremità, la resistenza  $R$  rimane costantemente nulla, mentre la reattanza  $X$  è soggetta a forti cambiamenti, assumendo valori negativi e positivi che variano da 0 a + infinito o - infinito. In particolare:

- a brevi distanze dall'estremità, la linea si presenta come una piccola capacità (la  $X$  è grande e negativa) il cui valore cresce con la distanza dall'estremità stessa
- giunti a distanze prossime a 0,25 lunghezze d'onda, la reattanza  $X$  diventa estremamente bassa, e la capacità quindi tende a diventare infinita
- allontanandosi ulteriormente, il valore della reattanza  $X$  cambia di segno diventando quindi positiva. Pertanto la linea si presenta ora come una piccola induttanza che cresce all'aumentare della distanza dall'estremità (la  $X$  è crescente)
- alla distanza di 0,5 lunghezze d'onda si ripresenta la situazione di circuito aperto. Ciò è in linea con la già citata proprietà che, a distanze multiple di mezza lunghezza d'onda, l'impedenza si ripete uguale a se stessa.

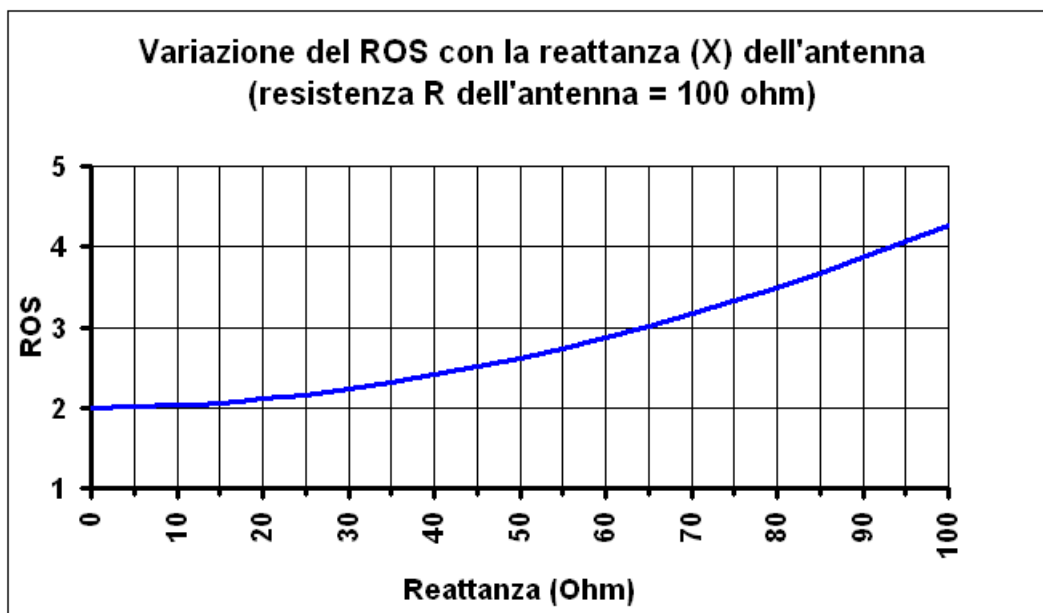
### *Caso 3: l'antenna presenta un'impedenza qualsiasi*

Si tratta del caso più generale, in cui sia la  $R$  che la  $X$  hanno un valore qualsiasi, fatto che chiaramente si traduce in  $ROS > 1$ .

Vediamo innanzitutto quale effetto produca la presenza di una reattanza  $X$  posta in serie alla resistenza  $R$ . A questo proposito va osservato come le conclusioni qui illustrate siano indipendenti dal fatto che si parli della  $X$  positiva di un'induttanza o della  $X$  negativa di un condensatore.

Incominciamo con il  $ROS$ . In Figura 4 si fa riferimento ad un'antenna che abbia una componente resistiva  $R= 100$  ohm, ed una componente reattiva  $X$  di valore a piacere.





*Figura 4*

Per  $X=0$  si ricade nel Caso 2 prima esaminato (antenna con reattanza nulla), per cui il ROS è semplicemente pari a  $100/50=2$ . Man mano che  $X$  aumenta, anche il ROS aumenta, secondo la relazione (in formato Excel):

- $$\text{ROS} = \frac{-\text{RADQ}(B1^2+(A1-C1)^2)+\text{RADQ}(B1^2+(A1+C1)^2)}{\text{RADQ}(B1^2+(A1-C1)^2)-\text{RADQ}(B1^2+(A1+C1)^2)}$$

ove  $A1$  è la resistenza dell'antenna (in ohm),  $B1$  è la reattanza dell'antenna (in ohm) e  $C1$  è l'impedenza caratteristica della linea (in ohm).

Per comodità si riportano qui anche le relazioni inverse (con i valori sempre espressi in ohm):

- noti ROS ( $A1$ ),  $R$  ( $B1$ ) e l'impedenza caratteristica ( $C1$ ):

- $$X = \frac{\text{RADQ}((-A1*B1^2+C1*B1*(1+A1^2)-A1*C1^2)/A1)}{2}$$

- noti ROS ( $A1$ ),  $X$  ( $B1$ ) e l'impedenza caratteristica ( $C1$ ):

- $$R = \frac{(C1+C1*A1^2+\text{RADQ}(C1^2+C1^2*A1^4-2*A1^2*(2*B1^2+C1^2)))/(2*A1)}{2}$$

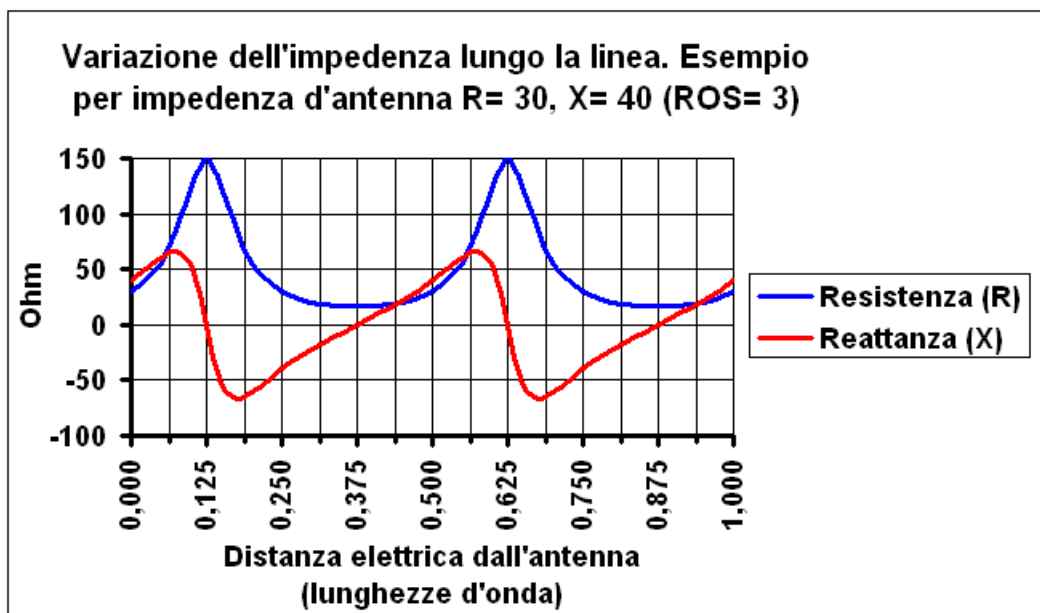
Dal grafico di Figura 4 si evince come la presenza di una reattanza  $X$  non nulla nell'impedenza dell'antenna comporti sempre un peggioramento del ROS, qualsiasi sia il suo valore di  $R$  (e quindi non solamente per  $R=50$ ). In altre parole non ci deve attendere che, giocando con il valore di  $X$ , si possa in qualche modo ridurre il ROS causato da una  $R$  diversa da 50 ohm.

L'aumento del ROS con l'aumentare di  $X$  spiega il perchè si cerchi sempre di lavorare con antenne "risonanti", cioè con antenne la cui impedenza abbia, alla frequenza di lavoro, componente reattiva  $X=0$  (in realtà, per i motivi spiegati al par. 8, il valore più basso di ROS talvolta non si ottiene alla frequenza a cui l'antenna risona).

Passiamo ora ad esaminare l'andamento dell'impedenza lungo la linea quando l'antenna presenti un'impedenza che abbia una  $X$  non nulla. Converterà allora, a titolo di esempio, considerare un'antenna che abbia impedenza pari a [ $R=30$   $X=40$ ], in quanto tale impedenza provoca lo stesso ROS (cioè 3) che si manifesterebbe se l'impedenza valesse invece [ $R=150$   $X=0$ ], caso per il quale già conosciamo l'andamento dell'impedenza lungo la linea (vedi Figura 1).

Sorge allora naturale la domanda se esista una qualche diversità tra gli andamenti dell'impedenza lungo la linea quando questa sia terminata su [ $R=30$   $X=40$ ] oppure su [ $R=150$   $X=0$ ], visto che il ROS è lo stesso nei due casi. Per rispondere alla domanda, sono stati tracciati in Figura 5 i grafici che mostrano l'andamento di  $R$  e di  $X$  in funzione della distanza da un'antenna che abbia impedenza pari a [ $R=30$   $X=40$ ].





*Figura 5*

I grafici sono stati ottenuti utilizzando le seguenti espressioni (in formato Excel):

$$R = \frac{B1^2 * (B1 * (-\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) + \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2)) / (\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) - \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2))) * (1 + \text{TAN}(\text{RADIANTI}(360 * A1))^2) / (B1^2 + ((B1 * (-\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) + \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2)) / (\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) - \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2))))^2 * \text{TAN}(\text{RADIANTI}(360 * A1))^2)}{1}$$

$$X = \frac{B1^3 * \text{TAN}(\text{RADIANTI}(360 * A1)) - B1 * (B1 * (-\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) + \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2)) / (\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) - \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2)))^2 * \text{TAN}(\text{RADIANTI}(360 * A1)) / (B1^2 + ((B1 * (-\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) + \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2)) / (\text{RADQ}(D1^2 + (C1 - B1)^2) - \text{RADQ}(D1^2 + (C1 + B1)^2))))^2 * \text{TAN}(\text{RADIANTI}(360 * A1))^2)}{1}$$

ove R è la resistenza (in ohm), X è la reattanza (in ohm), A1 è la distanza elettrica (in lunghezze d'onda), B1 è l'impedenza caratteristica della linea (in ohm), C1 è la resistenza dell'antenna (in ohm) e D1 è la reattanza dell'antenna (in ohm) .

Attenzione, le espressioni vanno utilizzate tenendo presente che, quando si ponga A1= 0, esse forniscono la coppia R-X non nel punto della linea ove è posta l'antenna, ma nel punto della linea ove la reattanza X= 0. Nell'esempio considerato, per A1= 0 le espressioni forniscono [R= 150 X= 0], e dalla Figura 5 si osserva come detto valore di impedenza si presenti ad una distanza di 0,125 lunghezze d'onda dall'antenna. In altre parole, i grafici che si ottengono utilizzando le sopra riportate espressioni andranno opportunamente traslati se si desidera che la condizione A1= 0 corrisponda al punto della linea ove è posta l'antenna.

E' evidente come i grafici di Figura 5 e di Figura 1 siano identici, se non per il fatto che quelli di Figura 5 risultano spostati a destra di 0,125 lunghezze d'onda. L'entità dello spostamento dipende chiaramente dalla particolare impedenza [R= 30 X= 40] considerata a titolo di esempio; pertanto il valore di 0.125 determinato per il caso in considerazione va considerato come un numero casuale.

Da quanto detto si può facilmente concludere come l'impedenza vista dall'apparato sia la stessa:

- se l'antenna abbia impedenza [R= 150 X= 0] e la linea sia lunga L
- oppure se l'antenna abbia invece impedenza [R= 30 X= 40], e la linea abbia lunghezza pari ad L + 0,125 lunghezze d'onda.

D'altra parte osservando la Figura 5 è immediato rilevare come alla distanza di 0,125 lunghezze d'onda si registri l'impedenza [R= 150 X= 0], ovvero proprio quella con riferimento alla quale sono stati derivati i grafici di Figura 1.

Si può quindi concludere come, ai fini pratici, possa essere irrilevante se un determinato valore di ROS derivi da un'impedenza d'antenna puramente resistiva (cioè con X= 0), oppure da un'impedenza che abbia una componente reattiva X non nulla.

Ciò detto, se si vuole avere rapidamente un'idea dei valori di R e di X che si riscontrano quando ci si muova lungo una linea su cui viga un dato valore di ROS, andrà innanzitutto ricordato come R non assuma mai valori superiori a 50\*ROS (estremo superiore) o inferiori a 50/ROS (estremo inferiore). Ad es., per ROS= 3, i valori di R risulteranno ovunque compresi tra a 150 ohm e 16,66 ohm. Val quindi la pena di osservare quanto segue:

- nei punti ove la R assume uno dei due valori estremi (ovvero 150 ohm o 16,66 ohm nell'esempio sopra considerato) la reattanza X risulta nulla. Quindi l'impedenza è puramente resistiva
- nei punti ove la R assume il valor medio tra i due valori estremi (ovvero 83,33 ohm nell'esempio considerato) la X risulta essere massima. Detto valore massimo è grossolonomente calcolabile come 35 volte il ROS diminuito di 1 (ovvero, nell'esempio considerato, circa 70 ohm, positivi o negativi). In maniera più precisa, il valor massimo di X è calcolabile come 35,8 volte il ROS diminuito di 1 ed elevato al fattore 0,877 (in Excel =35,8\*(A1-1)^0,877, ove A1 e' il ROS)
- in tutti gli altri punti la X assume un valore inferiore al valor massimo sopra definito.

A questo punto vorrei sfatare il mito letto da qualche parte che, in presenza di  $ROS > 1$ , variare la lunghezza della linea sia equivalente ad interporre un'accordatore tra il trasmettitore e la linea stessa. Infatti:

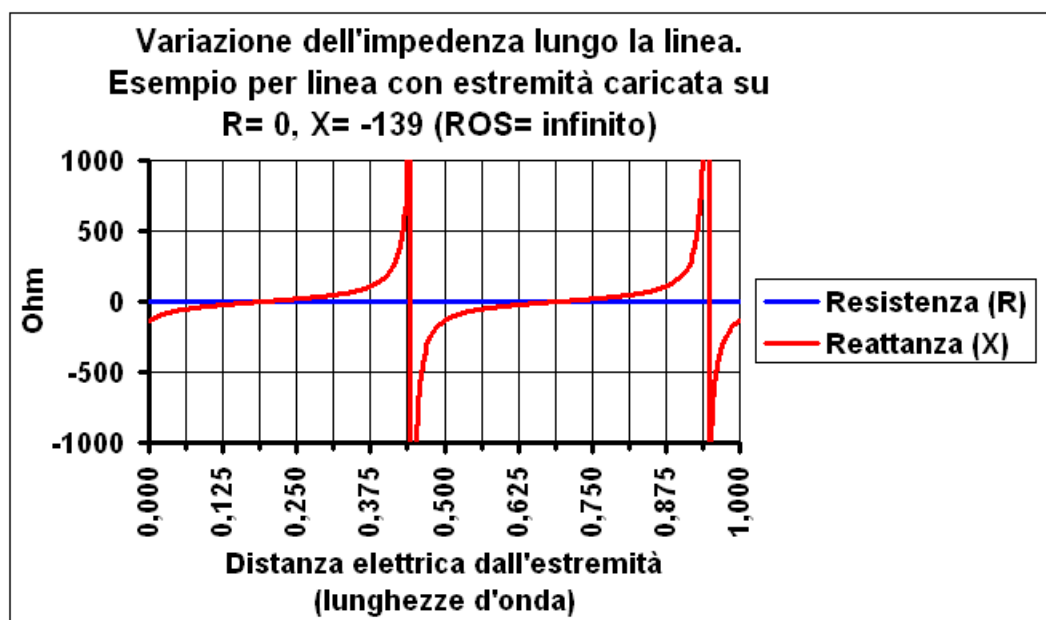
- variando la lunghezza della linea, varia anche l'impedenza vista dal trasmettitore, ma le coppie R-X ottenibili saranno solo quelle che corrispondono al valore ROS vigente sulla linea (che non varia cambiando la lunghezza della linea stessa) secondo le equazioni sopra riportate
- interponendo un'apposito accordatore tra trasmettitore e linea si può invece virtualmente ottenere qualunque coppia R-X, ed in particolare la coppia  $[R = 50 \ X = 0]$  che corrisponde a  $ROS = 1$ . L'accordatore viene così ad ingannare il trasmettitore, facendogli credere di essere connesso ad una linea terminata su antenna adattata, mentre in realtà il ROS sulla linea permane quello che era prima.

In chiusura passiamo ad esaminare le varie situazioni che si vengono a creare quando all'estremità della linea venga posta un'impedenza puramente reattiva (cioè con  $R = 0$ ). Si osservi come, se  $R = 0$ , il ROS è comunque infinito, indipendentemente dal valore di X.

Al momento di considerare le due situazioni estreme che possono manifestarsi in questo caso, ovvero  $X = 0$  ed X infinito, ci accorgiamo che in realtà dette situazioni sono state già discusse nell'ambito del Caso 2 già considerato. Infatti

- la situazione con impedenza  $[R = 0 \ X = 0]$  è stata già caratterizzata in Figura 2
- la situazione con impedenza  $[R = 0 \ X = \text{infinito}]$  risulta già caratterizzata in Figura 3.

Rimane da considerare la situazione intermedia, cioè quella in cui si abbia  $R = 0$  e X di valore qualsiasi. A titolo di esempio si è graficato in Figura 6 l'andamento dell'impedenza lungo la linea quando alla sua estremità venga posta l'impedenza  $[R = 0 \ X = -139]$ , ovvero la linea sia chiusa su un condensatore che, alla frequenza di lavoro, abbia reattanza pari a 139 ohm.



*Figura 6*

E' immediato osservare come la Figura 6 sia identica, a parte una traslazione orizzontale, alle Figure 2 e 3.

Si può pertanto concludere in generale che, quando all'estremità di una linea venga posta un'impedenza puramente reattiva (condensatore o induttanza), l'andamento dell'impedenza lungo la linea è lo stesso che si registra quando detta estremità venga invece chiusa in corto circuito o lasciata aperta. Valgono quindi le stesse considerazioni fatte per quei casi.

#### **4. MISURA DEL ROS E DELLA POTENZA RF**

Scopo di questo paragrafo è quello di comprendere i meccanismi alla base della misura del ROS e della potenza RF, anche nell'ottica di verificare se queste misure risultino influenzate dalla eventuale presenza di una componente reattiva X nell'impedenza vista dal misuratore.

##### *Cominciamo dalla misura del ROS*

Misurare il ROS senza ricorrere a soluzioni esotiche (ad es. linee fessurate) non è cosa concettualmente banale. Si tratta infatti di misurare un parametro che risulta definito solamente all'interno della linea di trasmissione e che non è pertanto direttamente misurabile se non "stando dentro" la linea stessa. In altre parole un qualsiasi misuratore posto ad un estremo della linea (e quindi non dentro la linea stessa) non può essere concettualmente in grado di misurare direttamente il valore di ROS vigente all'interno della linea.

I misuratori di ROS possono quindi solo effettuare misure di ROS indirette, misurando tensione e corrente (e quindi l'impedenza) all'esterno della linea, e risalendo poi da dette misure al valore di ROS che vige all'interno della linea stessa a valle del misuratore stesso. E' un po' la stessa logica delle misure di temperatura: non essendo possibile misurare direttamente la temperatura di un oggetto, si misura allora un parametro che abbia un legame noto con la temperatura. Per esempio, nel caso del termometro a mercurio, si misura la variazione della lunghezza della colonnina, e da questa si risale al valore di temperatura.

A sostegno di quanto detto, si supponga di terminare un misuratore di ROS direttamente su un carico da 150 ohm, senza utilizzare alcuna linea di trasmissione. Non essendo presente alcuna linea, non ha senso parlare di ROS. Però lo strumento indica comunque  $ROS=3$ . Questo è il valore di ROS che sarebbe presente sulla linea che venisse eventualmente utilizzata per collegare il carico al misuratore, invece del collegamento diretto. In altre parole, il misuratore non può accorgersi se sia o meno presente una linea, e si limita ad effettuare una misura di impedenza, dal cui valore ricava poi il ROS.

A questo punto osserviamo come, mentre le tre grandezze che un misuratore di ROS è in condizioni di misurare (ovvero  $V_e$ ,  $I_e$  e fase relativa tra  $V_e$  e  $I_e$ ) assumono, per  $ROS > 1$ , dei valori che variano in funzione della lunghezza della linea (in conseguenza della variazione dell'impedenza, vedi Figura 1), il valore di ROS indicato dal misuratore non varierà invece con la lunghezza della linea (in quanto, come già detto, il valore di ROS rimane lo stesso, indipendentemente dal punto ove lo si misuri).

Un metodo per risalire al ROS a partire dalla sopra menzionata terna di misure, potrebbe essere quello di utilizzare un processore che modellizzi le equazioni che legano il ROS vigente sulla linea ai valori dei tre parametri misurati. I comuni misuratori di ROS invece adottano generalmente dei circuiti molto più semplici, così semplici che potrebbe sorgere il ragionevole dubbio se questi siano effettivamente in grado di misurare correttamente il ROS in ogni condizione, ovvero senza farsi influenzare dalla variazione che la terna dei parametri misurati subisce lungo la linea.

In tema di possibili errori nella misura del ROS (vedi anche par. 5) possono distinguersi tre categorie di errori che in linea di principio vanno ad assommarsi gli uni agli altri, ovvero:

- gli errori legati al principio stesso su cui si basa la misura del ROS. Per esempio, qualora il cavo coassiale non abbia impedenza identica a quella sulla quale è stato calibrato il misuratore di ROS, il valore di ROS indicato non sarà generalmente giusto, in quanto la relazione che il misuratore utilizza per determinare il ROS a partire dalla sopra citata terna di misure non risulta essere quella corretta. Errori di tal tipo, se presenti, non sono in alcun modo eliminabili, essendo espressione di una inadeguatezza intrinseca del principio di misura adottato
- gli errori dovuti al fatto che il circuito del misuratore, per come viene realizzato in pratica (lunghezza dei fili, capacità parassite, ecc.), non si comporta esattamente come ci si aspetterebbe
- gli errori legati alla non idealità dei componenti utilizzati (soglia dei diodi, resistenza dell'avvolgimento dei trasformatori, ecc.).

Nel seguito si trascureranno i possibili errori di misura che rientrino nelle ultime due categorie, in quanto questi risultano essere fortemente dipendenti dalle particolare modalità realizzative del circuito del misuratore, dall'assemblaggio e dalla tipologia dei componenti utilizzati, e non darebbero quindi un contributo utile per una discussione che si propone invece di avere validità generale.

Vi sono numerosi modi di realizzare un misuratore di ROS, ma la stragrande maggioranza di questi si basa sul principio di combinare in modo opportuno le misure di  $V_e$  e  $I_e$  effettuate nel punto ove è posto il misuratore, adottando tecniche atte a rendere dette misure indipendenti dalla frequenza (entro certi limiti) e mantenere così una buona precisione su di una banda piuttosto larga.

Sebbene esistano diversi tipi circuiti che attuino il principio generico sopra menzionato, questi si comportano tutti in maniera pressochè identica. Per poterne spiegare il funzionamento in dettaglio è opportuno visualizzare la distribuzione della tensione  $V_e$  e della corrente  $I_e$  lungo la linea come sovrapposizione di un "onda diretta" e di un'onda "riflessa". Ciò porta a definire le cosiddette *tensione diretta*  $V_d$  e *corrente diretta*  $I_d$ , e le cosiddette *tensione riflessa*  $V_r$  e *corrente riflessa*  $I_r$ , grandezze legate dalle relazioni vettoriali  $V_e = V_d + V_r$  ed  $I_e = I_d + I_r$  (tutte queste grandezze sono definite nell'Appendice 1, alla voce *L'onda diretta e l'onda riflessa*).

A questo punto, senza perdita di generalità, facciamo riferimento al particolare schema (semplificato) mostrato in Figura 7. Vengono utilizzati due strumenti indicatori distinti, rispettivamente denominati "diretta" e "riflessa" in quanto la deflessione degli indici risulta (quasi) proporzionale alla  $V_d$  ed alla  $V_r$  rispettivamente (le considerazioni qui esposte comunque non cambierebbero qualora si utilizzasse invece un misuratore a singolo strumento commutato).

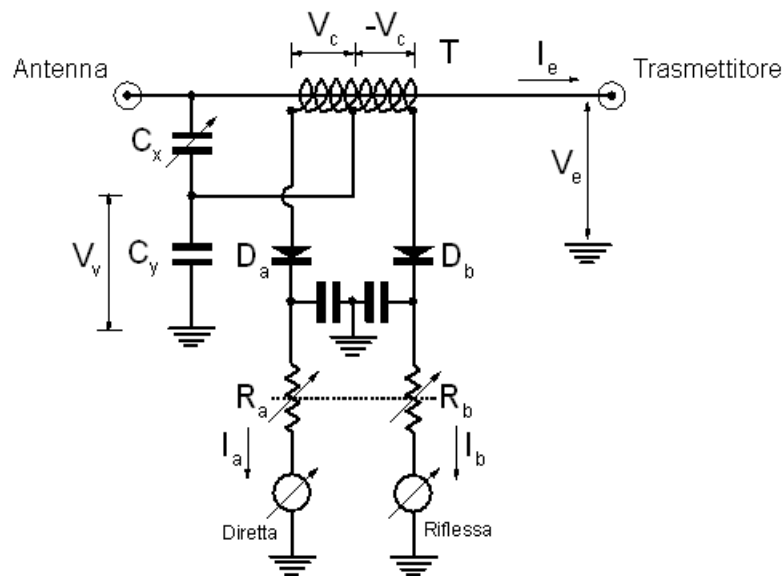


Figura 7

Il principio su cui si basa la misura del ROS è il seguente:

1. derivare:

- tramite il partitore  $C_x$   $C_y$ , una tensione  $V_v$  che sia una frazione (di ampiezza regolabile tramite  $C_x$ ) della  $V_e$  presente nel punto della linea ove è inserito il misuratore
- e, tramite il trasformatore (usualmente un avvolgimento su nucleo toroidale di pulviferro attraversato dalla corrente  $I_e$ ), le tensioni  $V_c$  e  $-V_c$  di ampiezza proporzionale alla corrente  $I_e$ .

2. porre in serie  $V_v$  e  $-V_c$ ; ciò al fine di ottenere la tensione differenza  $V_v - V_c$  che si può dimostrare essere proporzionale alla cosiddetta "tensione riflessa"  $V_r$ . Similmente porre in serie  $V_v$  e  $V_c$  al fine di ottenere la tensione somma  $V_v + V_c$  che è proporzionale alla cosiddetta "tensione diretta"  $V_d$  (cosa siano  $V_d$  e  $V_r$  viene spiegato nell'Appendice 1). Dette tensioni rettificata dai diodi provocano lo scorrimento, nei due strumenti della riflessa e della diretta, delle correnti continue  $I_b$  ed  $I_a$ , i cui valori dipendono anche da come sono regolate le resistenze variabili  $R_b$  ed  $R_a$ .

3. prevedere che  $R_b$  e  $R_a$  vengano simultaneamente regolate in modo tale che lo strumento della riflessa vada a fondo scala quando il rapporto  $V_r/V_d$  sia pari ad 1, ovvero  $V_r = V_d$ .

4. infine tarare la scala dello strumento delle riflessa direttamente in ROS.

Esaminiamo ora meglio i quattro passi sopra elencati, confacendo riferimento ad un misuratore di ROS che venga calibrato (in fabbrica) su una resistenza di riferimento pari a 50 ohm (il valore più comune).

Passo 1:  $V_c$  e  $V_v$ .

Con riferimento Figura 7, si rileva come:

- il trasformatore T fornisca, tra presa centrale ed un estremo, una tensione  $V_c$  di ampiezza proporzionale a quella della corrente  $I_e$  che attraversa il misuratore (quindi  $V_c = m \cdot I_e$ , ove  $m$  è una costante di proporzionalità). Come pure fornisca, tra la presa centrale e l'altro estremo, la stessa tensione di ampiezza  $V_c$  ma sfasata di 180 gradi (ovvero  $-V_c = -m \cdot I_e$ )
- il partitore capacitivo formato da  $C_x$  e  $C_y$  fornisca una tensione  $V_v$  di ampiezza proporzionale a quella della tensione  $V_e$  presente sul misuratore ( $V_v = k \cdot V_e$ , ove  $k$  è una costante di proporzionalità che si può variare regolando  $C_x$ ).

Passo 2:  $V_d$  ed  $V_r$ .

Ricordiamo innanzitutto alcune relazioni (vettoriali) che valgono per una linea con impedenza caratteristica di 50 ohm (vedi Appendice 1):

- $V_e = V_d + V_r$
- $I_e = I_d + I_r = V_d/50 - V_r/50$

Dalla Figura 7 è facile constatare come, indipendentemente dal valore della fase tra  $V_e$  ed  $I_e$ , se si regola  $C_x$  in maniera tale che  $m = k \cdot 50$ :

- il diodo  $D_b$  risulterà alimentato dalla serie di  $V_v$  e  $-V_c$ , ovvero da  $k \cdot V_e - m \cdot I_e = 2 \cdot k \cdot V_r$
- il diodo  $D_a$  risulterà alimentato dalla serie di  $V_v$  e  $V_c$ , ovvero da  $k \cdot V_e + m \cdot I_e = 2 \cdot k \cdot V_d$

Il circuito proposto raggiunge quindi lo scopo di alimentare i due diodi con tensioni che siano comunque proporzionali a  $V_r$  e  $V_d$ .

Quando il misuratore venga chiuso su un carico puramente resistivo, ovvero  $[R = 50 \ X = 0]$ , si ha chiaramente  $V_e = I_e \cdot 50$ . In tal caso, utilizzando le formule sopra riportate, è facile dimostrare come  $V_r = 0$ .

Passo 3: rapporto  $V_r/V_d$ .

La deflessione dello strumento della diretta (la quale è legata alla corrente continua  $I_a$  che lo attraversa) dipende dalla tensione continua che si genera a valle di  $D_a$ , la quale dipende a sua volta da  $V_d$  (vedi Passo 2), dalla resistenza  $R_a$  e da quella propria dello strumento. Stesso discorso per lo strumento della riflessa (riferendoci ora a  $D_b$ ,  $V_r$  ed  $R_b$ ).

Come anticipato, il misuratore è progettato in modo che le resistenze  $R_a$  e  $R_b$  siano variabili contemporaneamente, cioè mantengano gli stessi valori durante la variazione.

La procedura di misura è la seguente:

- si applica una certa potenza RF
- si regola  $R_a$  (e quindi anche  $R_b$ ) in modo che la corrente  $I_a$  sia tale da far andare a fondo scala lo strumento della diretta
- in virtù del fatto che  $R_b$  varia insieme ad  $R_a$ , la frazione di fondo scala indicata dallo strumento della riflessa sarà implicitamente pari al rapporto di ampiezza  $V_r/V_d$ .

Quando il misuratore venga chiuso su un carico di riferimento, ovvero  $[R = 50 \ X = 0]$ , lo strumento della riflessa non darà alcuna indicazione in quanto  $V_r/V_d = 0$  e quindi  $V_r = 0$ . Quando il misuratore venga invece chiuso su impedenza nulla (corto circuito) o su impedenza infinita (circuito aperto), lo strumento della riflessa andrà a fondo scala in quanto  $V_r/V_d = 1$  e quindi  $V_r = V_d$ .

Passo 4: ROS

La scala dello strumento della riflessa va tarata secondo la formula  $ROS = (1 + V_r/V_d)/(1 - V_r/V_d)$ , la quale è graficata in Figura 8.

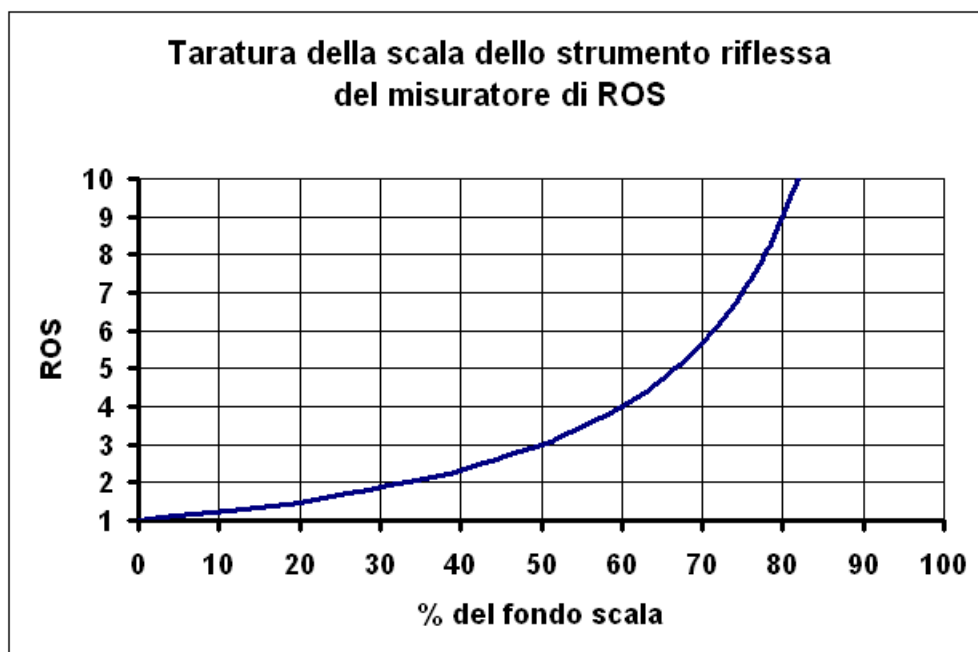


Figura 8

In pratica, per tener conto del fenomeno della soglia dei diodi che comporta una certa imprecisione nelle misure, viene usualmente adottata una scala modificata rispetto a quella di Figura 8. Ad esempio, il valore  $ROS = 3$  si fa usualmente corrispondere ad una percentuale di fondo scala minore del 50%, come risulterebbe invece dalla Figura 8.

A questo proposito si fa osservare come l'influenza di detta soglia sulla scala sia diversa a seconda del valore assoluto di  $V_v$  e  $V_e$ , e quindi a seconda del livello di potenza alla quale viene effettuata la misura. Pertanto la scala viene usualmente tracciata per un livello di potenza medio. Quando si effettua la misura ad un livello di potenza molto più basso o molto più alto, la precisione di misura ovviamente ne soffre.

Infine, sarebbe possibile dimostrare come l'indicazione del misuratore di ROS non cambi in funzione del punto della linea ove si effettua la misura, anche se, quando  $ROS > 1$ , in punti diversi della linea si riscontrano diversi valore di impedenza.

#### Altro approccio di misura del ROS.

Si illustra qui anche un altro schema di misuratore di ROS che invece differisce concettualmente da quello di Figura 7. Si tratta del ben noto "monimatch" (vedi Figura 9), che fu uno dei primi circuiti ad essere storicamente impiegati per la misura del ROS.

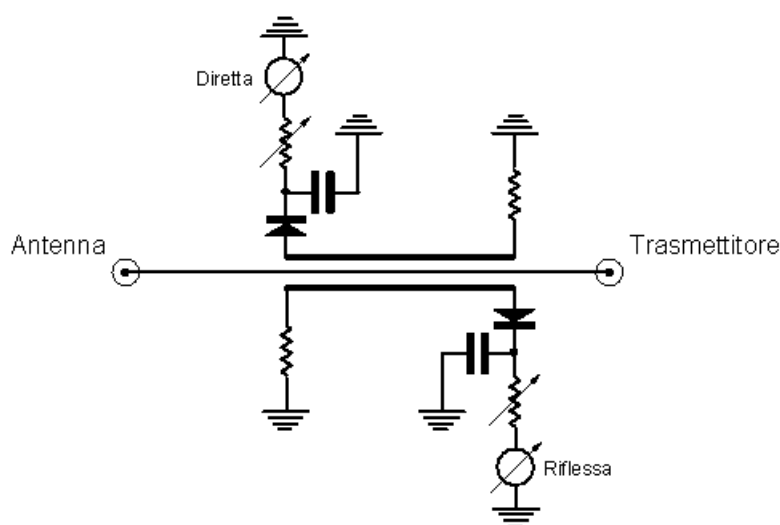


Figura 9

Il monimatch è essenzialmente costituito da due linee di misura accoppiate alla linea di trasmissione principale, sulle quali si sviluppano delle tensioni legate rispettivamente alle  $V_r$  e  $V_d$  presenti sulla linea. Dette tensioni vengono rettificare da due diodi e quindi inviate agli strumenti tramite due potenziometri il cui valore viene fatto variare simultaneamente. Per misurare il ROS si regolano i potenziometri in modo che l'ago dello strumento della diretta vada a fondo scala, e si legge quindi il ROS sullo strumento della riflessa (la scala va tarata come mostrato in Figura 8, a parte la correzione dovuta alla soglia dei diodi).

Il circuito del monimatch, rispetto a quello di Figura 7, fornisce indicazioni di entità fortemente crescenti con frequenza. Infatti mentre nel circuito di Figura 7 l'accoppiamento induttivo che preleva il campione di corrente RF si trova ad essere del tutto indipendente dall'accoppiamento capacitivo che preleva il campione di tensione RF, nel monimatch i due accoppiamenti non sono scindibili dato che avvengono entrambi tramite la stessa linea di misura.

#### Ed ora passiamo alla misura di potenza

Un "wattmetro RF" misura la cosiddetta "potenza media" RF ( $P_m$ ) che transita sulla linea ove sia presente una certa  $V_e$  ed  $I_e$ . Si ricorda come  $P_m = 0.5 * V_e * I_e * \cos(a)$ , ove  $a$  è lo sfasamento relativo tra  $V_e$  ed  $I_e$ . (N.B. il fattore 0.5 si applica in quanto  $V_e$  ed  $I_e$  sono stati definiti come i valori di picco di tensione e corrente, mentre non sarebbe presente se invece fossero i valori r.m.s.).

Il fatto che, come si vedrà, un wattmetro RF consente anche di misurare il ROS - e per giunta con maggiore precisione rispetto al misuratore di ROS prima descritto - lo rende chiaramente preferibile.

Per realizzare un wattmetro RF si può utilizzare il già visto circuito di Figura 7, prevedendo le seguenti principali differenze:

- le resistenze  $R_a$  e  $R_b$  sono ora di tipo semifisso, e quindi tarate una volta per tutte in fabbrica indipendentemente l'una dall'altra
- gli strumenti della diretta e della riflessa riportano un diverso andamento rispetto a quello di Figura 8.

Anche in questo caso, per spiegare il funzionamento del wattmetro RF, è conveniente considerare la distribuzione della corrente e della tensione lungo la linea come sovrapposizione di un "onda diretta" e di un "onda riflessa". Adottando tale modello, risulta allora possibile definire (vedasi l'Appendice 1 alla voce *Parliamo ora di potenze*):

- la *potenza diretta* (ovvero la potenza media RF associata all'onda diretta):  $P_d = 0.5 \cdot V_d \cdot I_d = (V_d^2)/100$   
(N.B. il  $\cos(a)$  vale 1, essendo  $V_d$  e  $I_d$  sempre in fase tra loro, vedi Appendice 1)
- la *potenza riflessa* (ovvero la potenza media RF associata all'onda riflessa):  $P_r = -0.5 \cdot V_r \cdot I_r = -(V_r^2)/100$   
(N.B. il  $\cos(a)$  vale -1, essendo  $V_r$  e  $I_r$  sempre in opposizione di fase tra loro, vedi Appendice 1).

Si noti come la  $P_r$  abbia sempre valore negativo, fatto che sta semplicemente a significare come questa fluisca dall'antenna verso il trasmettitore (e non dal trasmettitore verso l'antenna come la  $P_d$ ).

La relazione che lega tra loro le varie potenze è:

- $P_m = P_d + P_r$

N.B. asserire che la potenza effettiva presente in un punto della linea è pari alla somma delle due potenze ivi presenti sembrerebbe cosa scontata. In realtà non lo è affatto (per i motivi illustrati in Appendice 1).

Utilizzando il circuito di Figura 7 si ottengono, sui due strumenti, indicazioni separate di  $P_d$  e di  $P_r$ , e la  $P_m$  andrà quindi calcolata applicando la formula sopra riportata. Più precisamente lo strumento della riflessa mostra il valore assoluto della  $P_r$  (cioè  $|P_r|$ ), senza cioè evidenziarne il segno negativo. Ecco perchè, in pratica,  $P_m$  va calcolata come differenza tra i valori di  $P_d$  e di  $P_r$  letti sul wattmetro, ovvero:

- $P_m = P_d - |P_r|$

Per maggior chiarezza, riferiamoci al caso di un trasmettitore che stia erogando potenza su una linea sulla quale viga un  $ROS > 1$ . Se ad esempio i due strumenti del wattmetro indicassero:

- $P_d = 120W$
- $|P_r| = 20W$

vorrebbe allora dire che la potenza RF media  $P_m$  è pari a 100W. In altre parole, occorre sempre ricordarsi di sottrarre la  $|P_r|$  dalla  $P_d$ , in quanto la  $P_d$  risulta superiore alla potenza effettivamente erogata.

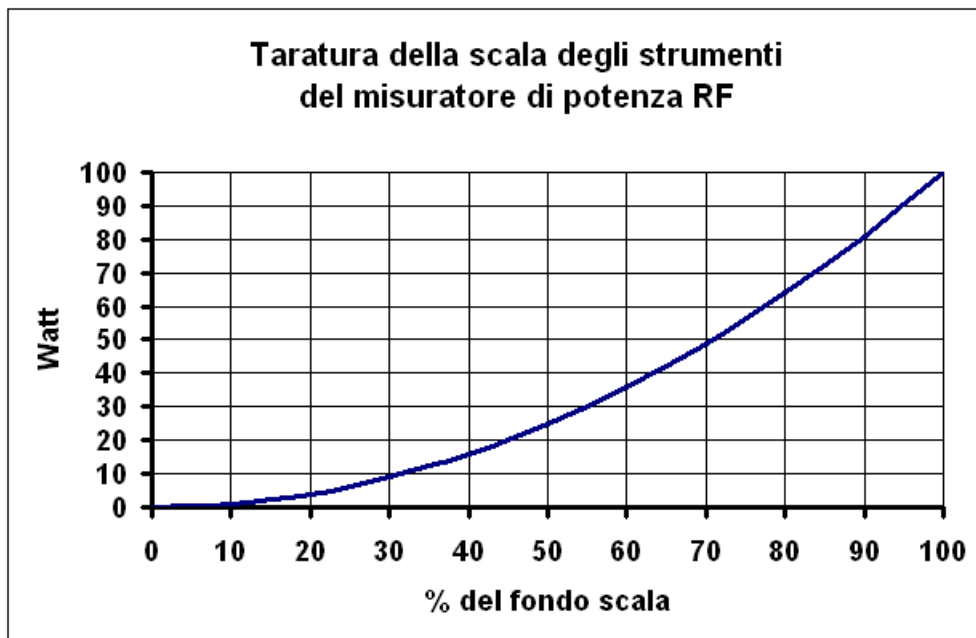
A tutti gli effetti è come se il trasmettitore riflettesse nuovamente la  $P_r$  verso l'antenna. Così la  $P_r$ , cambiando verso e quindi segno (da negativa a positiva), si andrebbe a sommare alla potenza  $P_m$  erogata dal trasmettitore, dando così luogo alla  $P_d$  (che come appena detto, se  $ROS > 1$ , ha valore superiore a quello della  $P_m$ ). Non avrebbe quindi senso dire che  $P_r$  "rientra nel trasmettitore", come alcuni credono.

Chiaramente se il wattmetro è terminato su  $[R = 50 \ X = 0]$ , si ha allora  $|P_r| = 0$  e quindi  $P_m = P_d$ .

Al Passo 2 della discussione relativa al misuratore di ROS si è visto come i diodi  $D_a$  e  $D_b$  vengano rispettivamente alimentati da tensioni proporzionali a  $V_r$  e  $V_d$ , e quindi anche proporzionali a  $RADQ(|P_r|)$  ed a  $RADQ(P_d)$ . Pertanto le correnti  $I_a$  ed  $I_b$  che attraversano lo strumento della diretta e quello della riflessa saranno anch'esse proporzionali a  $RADQ(|P_r|)$  ed a  $RADQ(P_d)$ , mentre il loro valore assoluto dipenderà da come vengono regolate  $R_a$  ed  $R_b$ .

In definitiva, regolando una volta per tutte  $R_a$  ed  $R_b$  in maniera opportuna, e riportando su entrambi gli strumenti la scala quadratica mostrata in Figura 10 (graficata per un ipotetico fondo scala di 100W), si potrà ottenere l'indicazione diretta dei valori di  $|P_r|$  e di  $P_d$ .





*Figura 10*

Avendo assunto lo stesso valore di fondo scala per  $|P_r|$  e  $P_d$ , i valori di  $R_a$  ed  $R_b$  risulteranno essere circa uguali tra loro (a parte piccole differenze intese a compensare le inevitabili imperfezioni dei componenti del circuito). Va però osservato come, nella maggior parte dei wattmetri RF, si adotti per la  $|P_r|$  un valore di fondo scala più basso di quello della  $P_d$  (usualmente di un fattore che va da 5 a 10). In quei casi  $R_a$  risulterà essere molto maggiore di  $R_b$ .

La scala risulterà essere in pratica un pò diversa da quella della Figura 10, al fine di tener conto del fenomeno della soglia dei diodi. La discrepanza varierà in funzione del valore di potenza di fondo scala prescelto, per cui la scala dello strumento della  $P_d$  risulterà essere tipicamente un pò diversa da quella dello strumento della  $|P_r|$ . Questo spiega perchè nei (buoni) wattmetri a singolo strumento (commutabile tra  $|P_r|$  e  $P_d$ ) vengano tracciate scale separate per  $|P_r|$  e  $P_d$ . Ed anche scale separate per i diversi valori di fondo scala di  $P_d$  (ad es. wattmetri Drake).

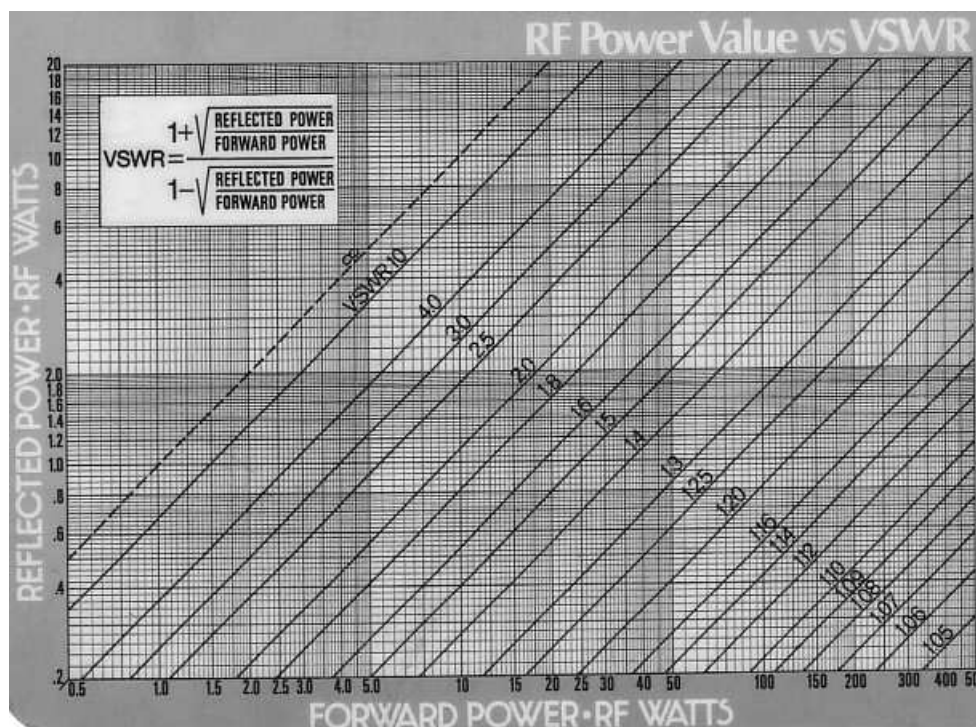
Fanno eccezione i wattmetri tipo Bird del tipo a "tappo" (mod. 43 e similari), i quali sono stati progettati in modo che la tensione presente sui diodi risulti essere sempre la stessa, indipendentemente dalla portata di fondo scala prescelta (ovvero dal tappo utilizzato). Ciò è reso possibile dal fatto che i vari tipi di tappi hanno ciascuno un diverso accoppiamento con la linea.

A questo punto riprendiamo quanto già precedentemente detto in merito al fatto che un wattmetro RF può essere anche utilizzato per effettuare misure (indirette) di ROS. Ciò in quanto il ROS risulta legato a  $P_d$  e  $|P_r|$  dalla relazione (espressa in formato Excel):

- $ROS = (1 + RADQ(A1/B1)) / (1 - RADQ(A1/B1))$

ove A1 è pari alla  $|P_r|$  e B1 è pari alla  $P_d$ .

Per facilitare il calcolo del ROS vengono spesso utilizzati degli abachi, quali quello mostrato in Figura 11 (la "forward power" è la  $P_d$ , mentre la "reflected power" è la  $|P_r|$ ).



**Figura 11**

Se si adotta per la  $|P_r|$  un valore di fondo scala minore di quello della  $P_d$ , diventa allora possibile meglio apprezzare i piccoli valori di  $|P_r|$  che si manifestano negli impianti in cui è presente un basso valore di ROS;

Interessante rilevare come la misura di ROS effettuata utilizzando il circuito di Fig. 7 configurato come wattmetro RF sia concettualmente più precisa che configurando lo stesso circuito come misuratore di ROS (anche se in pratica le differenze possano essere piccole). Ciò in quanto, come già osservato, la misura del ROS viene influenzata dal livello di potenza a cui si effettua la misura, mentre la misura derivata dai valori misurati di potenza RF non soffre di questo problema, in quanto le scale degli strumenti che indicano  $|P_r|$  e  $P_d$  vengono ciascuna appositamente tracciata con riferimento al proprio livello di potenza di fondo scala. In pratica, la grandissima parte dei misuratori commerciali che adottano il circuito di Figura 7 (o uno equivalente) effettuano solamente la misura della potenza RF (da cui è poi possibile calcolare il ROS), mentre solo alcuni di essi sono anche utilizzabili come misuratori di ROS.

## **5. ACCURATEZZA DELLE MISURE DI ROS E DI POTENZA RF**

### *Influenza di carichi non puramente resistivi sulle misure di ROS*

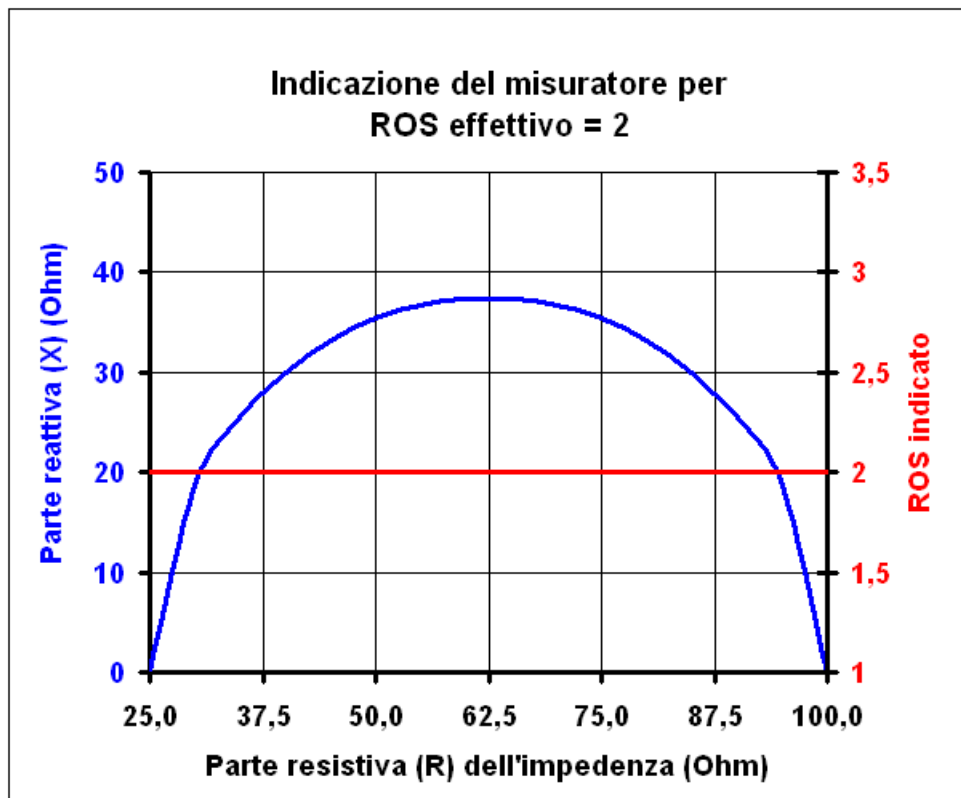
Ci riferiamo qui nuovamente al circuito di Figura 7, ed iniziamo analizzando dapprima la misura di ROS.

Immaginiamo di collegare il misuratore di ROS ad una linea che presenti  $ROS > 1$  e partiamo dal caso più semplice, ovvero quello in cui la lunghezza della linea sia fortuitamente tale da far vedere al misuratore un'impedenza puramente resistiva ovvero che non abbia componente reattiva (si tratta in realtà di una circostanza alquanto particolare in quanto essa si presenta solo per particolari lunghezze della linea - vedi Figura 1).

In tal caso la misura di ROS non sarà affetta da errori (a parte quelli dovuti alla non idealità dei componenti utilizzati), in quanto la scala dello strumento (vedi Figura 8) viene tarata in fabbrica utilizzando delle resistenze pure che abbiano valore opportuno (ad es. 150 ohm per ottenere l'indicazione di  $ROS = 3$ ).

Passando ora al caso più comune, ovvero quello in cui l'impedenza vista dal misuratore abbia, oltre alla componente resistiva  $R$ , anche una componente reattiva  $X$ , ci si deve ora chiedere se il misuratore di ROS indichi correttamente il valore di ROS che corrisponde alla coppia di valori  $R$  ed  $X$ .

A tale scopo sono state sviluppate le equazioni che modellizzano il funzionamento del misuratore di ROS, tenendo debito conto dello sfasamento che si viene a creare tra  $V_v$  ed  $V_i$  (vedi par. 4) quando il misuratore sia caricato su un'impedenza che abbia reattanza  $X$  non nulla. I risultati di un'analisi condotta per il caso ipotetico di  $ROS = 2$  sono riportati in Figura 12.



*Figura 12*

La curva blu di Figura 12 rappresenta tutte le possibili coppie R e X che corrispondono al valore di ROS assunto: la R è mostrata sull'asse  $x$ , mentre la X è mostrata sull'asse  $y$  di sinistra. Si osserva come, coerentemente con l'assunzione di ROS= 2, X risulti pari a 0 sia per R= 25 che per R= 100.

La curva rossa riporta il valore di ROS indicato dal misuratore, determinato sviluppando le equazioni del relativo circuito. Il fatto che la curva rossa sia in realtà una retta sta a testimoniare come la misura del ROS risulti essere del tutto indipendente dalla particolare coppia R ed X che dia luogo al valore di ROS assunto. In altre parole si dimostra come il principio di funzionamento su cui si basa il misuratore di ROS sia tale da fornire un'indicazione che dipende solo dal valore di ROS vigente sulla linea.

In altre parole il fatto che, nel punto di misura, l'impedenza abbia una componente reattiva X non nulla non comporta di per sé errori nella misura del ROS. Ciò è in linea con il fatto che le indicazioni degli strumenti di misura sono legate (vedi par. 4) solo a  $V_d$  ed  $I_d$ , e non sono quindi influenzate dalla fase relativa tra la  $V_e$  e la  $I_e$  (come pure dall'entità dell'eventuale reattanza nel punto di misura).

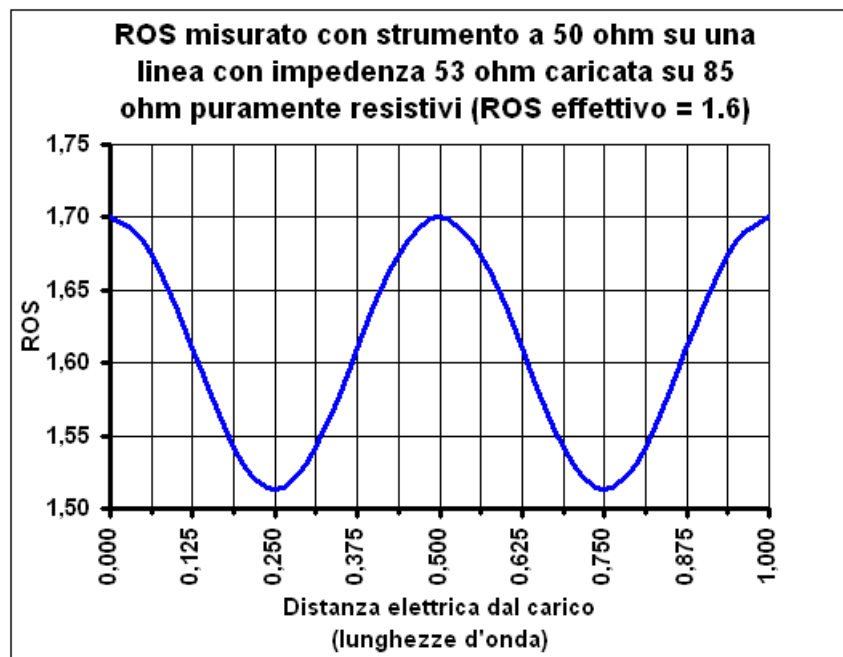
#### *Influenza della lunghezza della linea sulle misure di ROS*

Un aspetto da approfondire è il perchè spesso, variando la lunghezza della linea che interconnette l'antenna al misuratore di ROS - talvolta anche di poche decine di centimetri - si osservi una variazione del ROS misurato, contro la teoria che stabilisce come il ROS sia solo determinato dall'impedenza caratteristica della linea e dal valore dell'impedenza di carico, e quindi non dalla lunghezza della linea.

Le motivazioni, che sono principalmente tre, possono ciascuna contribuire in modo additivo alla variazione del ROS riscontrata in pratica. Le elenchiamo:

- come meglio spiegato al par. 9 per il caso di linee reali (ovvero che presentino perdite e comportino quindi qualche attenuazione del segnale), il ROS misurato in stazione è tanto più basso quanto più è lunga la linea e quanto è quindi più forte la sua attenuazione. In pratica però tale effetto è significativo solo alle frequenze più elevate (VHF, UHF) ove le linee presentano delle attenuazioni significative. In HF invece aggiungere qualche metro di cavo non causa generalmente variazioni dell'attenuazione tali da comportare un'evidente variazione del ROS misurato
- quando si connetta una linea sbilanciata (tipicamente un cavo coassiale) direttamente ad un'antenna bilanciata (tipicamente ad un dipolo) senza utilizzare un simmetrizzatore (balun), sorge allora sulla linea della corrente di "modo comune" e la linea diventa quindi parte integrante dell'antenna, mentre il misuratore di ROS perde il riferimento di massa. Conseguentemente, cambiando la lunghezza della linea, viene a cambiare la lunghezza effettiva dell'antenna e quindi l'impedenza al punto di misura del ROS. Poichè il misuratore, come già detto, misura in realtà l'impedenza (e non direttamente il ROS), il cambiamento d'impedenza comporta una variazione dell'indicazione fornita
- l'ultimo caso, forse quello di maggiore interesse ai fini pratici, è quello in cui la variazione del ROS misurato sia dovuta al fatto che la linea di discesa non abbia un'impedenza esattamente pari a quella su cui è tarato il misuratore di ROS, ovvero 50 ohm. Sui data sheet dei costruttori viene usualmente riportata la tolleranza dell'impedenza, che tipicamente è di

2 o 3 ohm in più od in meno. Se il misuratore di ROS è tarato esattamente su 50 ohm, quella seppur piccola tolleranza può far sembrare che il ROS cambi al variare della lunghezza della linea. Supponiamo ad esempio che la linea di discesa abbia ipoteticamente un'impedenza propria di 53 ohm, e che l'antenna abbia un'impedenza puramente resistiva di 85 ohm. In queste condizioni il ROS effettivo sulla linea è pari a  $85/53 = 1.6$ . Utilizzando le relazioni matematiche precedentemente mostrate si è verificato come, variando la lunghezza della linea, i valori di impedenza che vengono visti dal misuratore di ROS tarato su 50 ohm siano tali da far indicare un ROS che apparentemente varia da un minimo di 1.51 ad un massimo di 1.7. La variazione di ROS in funzione della lunghezza elettrica della linea per l'esempio considerato è mostrata in Figura 13.



**Figura 13**

Detta variazione è interamente causata dalla discrepanza di soli 3 ohm nel valore di impedenza, e potrebbe diventare ancor maggiormente evidente qualora si usassero cavi con impedenza nominale di 52 ohm invece che 50 ohm.

#### *Effetto del tipo di modulazione sulle misure di potenza*

Passiamo ora a considerare la misura della potenza RF media ( $P_m$ ) che, come già detto, va determinata come differenza tra l'indicazione di potenza diretta ( $P_d$ ) e di potenza riflessa ( $|P_r|$ ). Anche in questo caso sono state sviluppate le equazioni che forniscono la differenza tra la lettura di  $P_d$  e  $|P_r|$  in funzione delle coppie R ed X, mentre si tiene fissa la potenza applicata  $P_m$ . Detta analisi ha portato a concludere che, in linea di principio, il circuito di Figura 7 è in grado di determinare la  $P_m$  senza errori per qualsiasi valore del ROS (in pratica, a causa della non idealità dei componenti del circuito, la precisione della misura potrebbe peggiorare in presenza di valori di ROS elevati).

Si desidera infine rilevare come la misura di  $P_m$  effettuata utilizzando il circuito di Figura 7, od uno equivalente, sia di principio solo valida in presenza di un segnale che abbia involuppo costante, quale è una portante continua tipo FM o CW. L'errore di misura che si presenta quando si abbia invece a che fare con un segnale ad involuppo variabile, quale può essere un segnale AM, è dovuto al fatto che il circuito in questione effettua la misura della potenza in maniera indiretta, misurando in realtà delle tensioni e presentando il risultato di dette misure sotto forma di potenza, grazie all'impiego di una scala quadratica che ricalca il grafico riportato nell'esempio di Figura 9. Altri tipi di strumenti, ad esempio i bolometri, invece misurano la potenza in maniera diretta, e forniscono quindi indicazioni corrette anche in presenza di segnali ad involuppo variabile.

Per chiarire meglio questa problematica, prendiamo a riferimento un segnale RF di tipo AM, costituito da una portante modulata al 100% da un segnale sinusoidale, e per semplicità riferiamoci al caso di  $ROS = 1$  (in cui  $P_m = P_d$  e  $V_e = V_d$ ).

Supponiamo che, in assenza di modulazione,  $V_e$  valga 100V, corrispondente ad una  $P_m$  di 100 W su carico di 50 ohm. Un misuratore basato sul circuito di Figura 7 misura di fatto la  $V_e$ , e la scala è calibrata in modo che, quando questa valga 100V, lo strumento indichi una  $P_m$  di 100 W.

Quando si applichi la modulazione sinusoidale al 100%, la  $V_e$  non è più pari a 100 V, ma varia tra 0 V e 200 V in funzione dell'ampiezza istantanea del segnale modulante. Il valor medio della  $V_e$  rimane però chiaramente pari a 100 V, cioè lo stesso valore che aveva quando il segnale RF non era modulato. Pertanto il misuratore, che fornisce un'indicazione di  $P_m$  legata al

valor medio della  $V_e$ , fornirà sempre la stessa indicazione di 100 W. Tale valore è errato in quanto è facile calcolare come, in presenza di modulazione sinusoidale al 100%, la  $P_m$  del segnale RF modulato valga invece 150W.

L'errore in questione dipende dalla non linearità della relazione tra  $V_e$  e  $P_m$ , e dal fatto che il misuratore, invece di misurare direttamente il valor medio della  $P_m$ , misura in realtà il valor medio della  $V_e$  e poi indica la potenza che corrisponde teoricamente a detto valor medio.

Provate a collegare un wattmetro RF ad un trasmettitore AM, e vedrete come la potenza indicata non vari in presenza di modulazione. Utilizzando invece un bolometro (che è un wattmetro "termico") osservereste invece un forte aumento della potenza in presenza di modulazione.

## **6. EFFETTO DEL ROS SULLO STADIO DI POTENZA RF**

Il titolo di questo paragrafo sarebbe dovuto più correttamente essere "effetto dell'impedenza di carico sullo stadio di potenza RF". Ciò in quanto, come precedentemente accennato, il trasmettitore si limita a "vedere" l'impedenza su cui è caricato, e non può avere cognizione di quale sia il valore di ROS esistente sulla linea di trasmissione a cui è connesso. Peraltro, poichè il valore di ROS determina, insieme alla lunghezza della linea, il valore d'impedenza visto dal trasmettitore, si può indirettamente parlare di influenza del ROS sullo stadio di potenza RF.

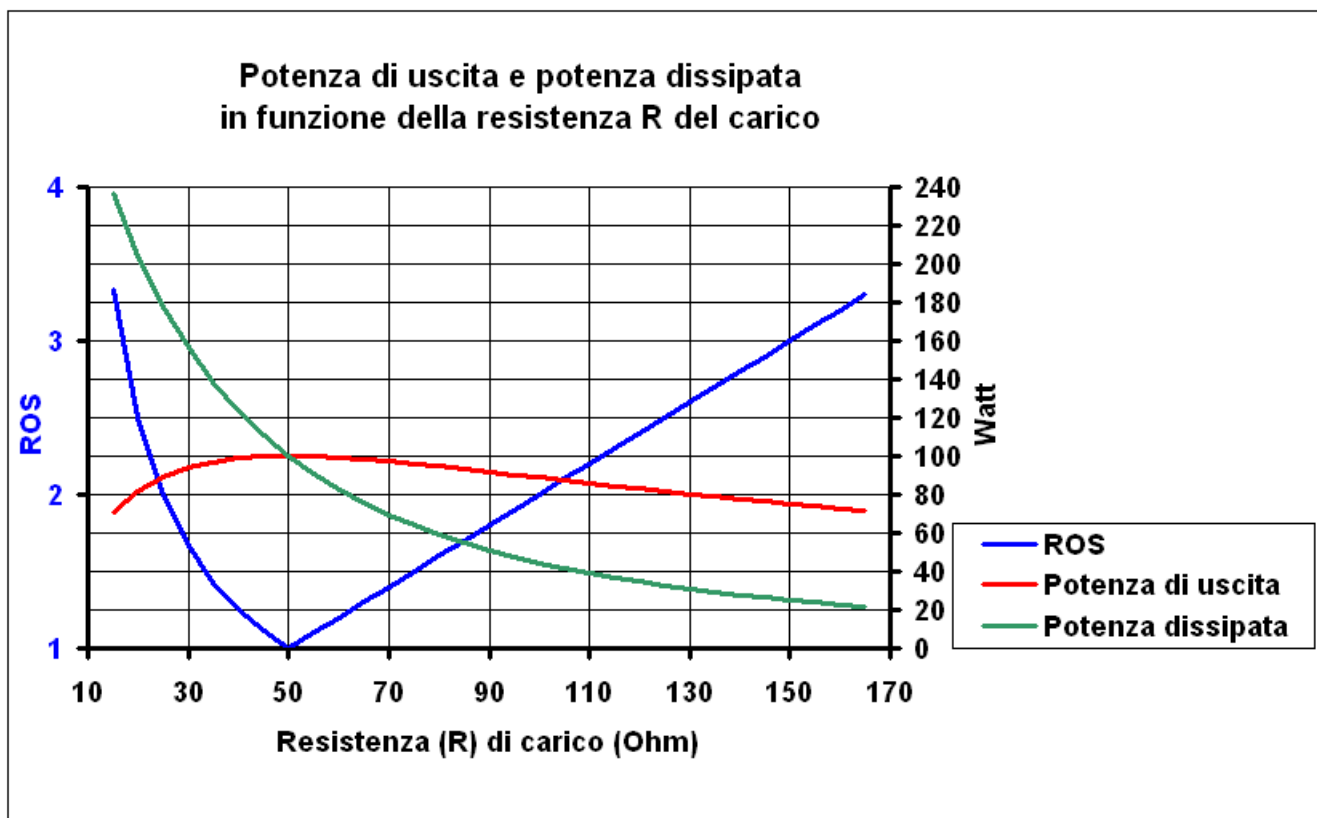
Lo stadio di potenza di un trasmettitore allo stato solido include una rete L-C fissa progettata per adattare l'impedenza propria del dispositivo finale di potenza (transistor o FET) ad un carico puramente resistivo di 50 ohm. In base al teorema del massimo trasferimento di potenza, se il carico dell'apparato vale  $[R= 50 X= 0]$ , allora questo trasferisce al carico stesso tutta la potenza di cui è capace.

Nei vecchi trasmettitori a valvole detta rete L-C era costituita da componenti variabili manualmente - il cosiddetto pigreco - per cui, operando le dovute regolazioni, la condizione di massimo trasferimento di potenza si poteva ottenere anche in presenza di un carico di valore diverso da  $[R= 50 X= 0]$ . Negli apparati moderni allo stato solido, un similare livello di flessibilità viene ottenuto dotando l'apparato di un accordatore (spesso entrocontenuto), generalmente di tipo automatico.

Tornando al caso del trasmettitore non dotato di alcuna forma di adattamento variabile (ovvero nè pi-greco nè accordatore), si era detto come la potenza disponibile viene integralmente trasferita al carico solo quando questo valga  $[R= 50 X= 0]$ . La domanda che ci si pone ora è come e di quanto diminuisca la potenza trasferita al carico quando questo abbia una componente resistiva R diversa da 50 ohm e/o una componente reattiva non nulla. Tale situazione si manifesta tipicamente quando l'apparato venga connesso ad un'antenna tramite una linea su cui viga un ROS  $>1$ , ed i valori di R e di X visti dall'apparato varino quindi in funzione dell'impedenza dell'antenna e della lunghezza della linea (vedi l'esempio di Figura 1).

Al fine di comprendere meglio le cose, sono state sviluppate le equazioni che modellizzano (anche se in maniera piuttosto semplificata) il comportamento dell'amplificatore di potenza.

Consideriamo dapprima il caso in cui l'impedenza vista dall'apparato sia puramente resistiva (ovvero  $X= 0$ ). I risultati ottenuti assumendo che l'apparato sia, ad esempio, progettato per erogare una potenza massima di 100W sono graficati in Figura 14.



*Figura 14*

La curva blu ha il solo scopo di determinare i due valori della R del carico (da leggere sull'asse  $x$ ) che corrispondono al valore di ROS supposto vigere sulla linea (riportato sull'asse  $y$  in blu). Per ROS= 1, esiste ovviamente solamente valore di R= 50.

La curva rossa mostra come varia la potenza trasferita al carico in funzione del suo valore R. Si nota subito come, per R= 50, la potenza trasferita corrisponda al valore massimo erogabile dell'apparato, ovvero 100W.

Quando la R assume dei valori diversi, si rileva una riduzione della potenza trasferita al carico secondo quanto mostrato dalla curva rossa. A parità di valore di ROS vanno però distinti due casi:

- per valori di  $R < 50$ , alla diminuzione di potenza trasferita al carico si accompagna un aumento della potenza dissipata nello stadio finale (vedi curva verde) causato dall'aumento della corrente assorbita conseguente ad un carico di più basso valore. Ciò comporta un rischio di avaria per eccesso di temperatura e/o di corrente
- per valori di  $R > 50$ , alla diminuzione di potenza trasferita al carico si accompagna invece una diminuzione della potenza dissipata nello stadio finale (vedi curva verde), ma al tempo stesso si registra un aumento della tensione RF sullo stadio conseguente ad un carico di più elevato valore. Ciò comporta un rischio di avaria per eccesso di tensione (breakdown).

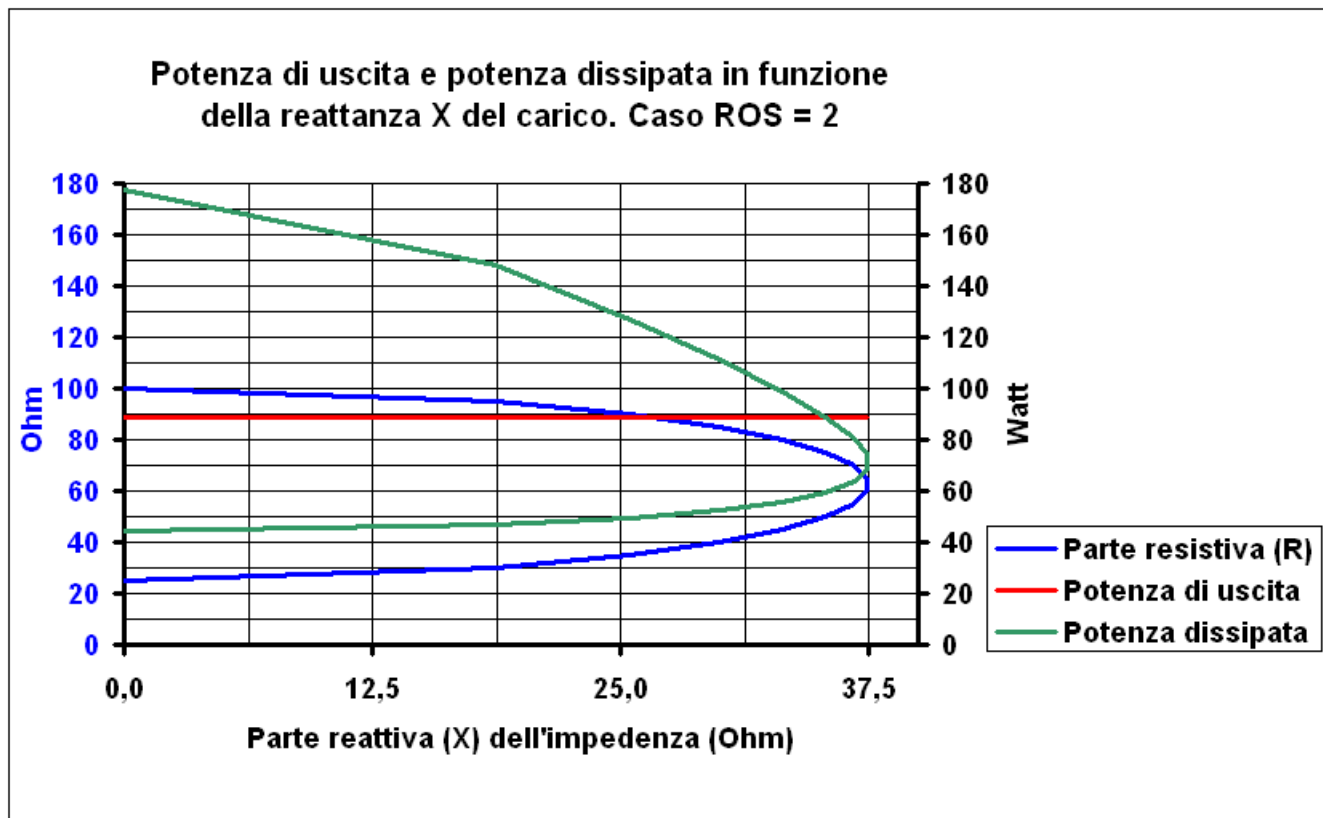
Per controllare i rischi di avaria, gli apparati sono usualmente dotati di due circuiti di protezione:

- un circuito denominato Automatic Power Control (APC), che, in presenza di valori di ROS significativi, riduce il livello di pilotaggio allo stadio finale e quindi la potenza da questo erogata (come pure quella dissipata)
- un circuito che, in presenza di valori elevati di corrente, riduce anch'esso il livello di pilotaggio allo stadio finale onde ridurre la corrente assorbita.

L'azione di detti circuiti di protezione fa in modo che, superata una certa soglia di valore di ROS, l'apparato eroghi di fatto una potenza inferiore a quella indicata dalla curva rossa (situazione di back-off)..

Passiamo ora a considerare il caso in cui il carico visto dall'apparato non sia puramente resistivo, ovvero abbia una componente reattiva X non nulla. I risultati dell'analisi condotta per questo caso sono riportati in Figura 15 la quale, a differenza della Figura 14, è stata ottenuta con riferimento ad un prefissato valore di ROS sulla linea.

Al valore di ROS= 2 assunto a titolo di esempio corrispondono infinite possibili coppie di R ed X dell'impedenza di carico. Per ciascun valore di R compreso tra i due valori estremi di 100 ohm e 25 ohm (asse  $y$  blu), la curva blu fornisce i due possibili valori di X (da leggere sull'asse  $x$ ). A tal proposito si ricorda come le varie coppie R ed X identificate dalla curva blu corrispondano a diverse lunghezze della linea di trasmissione (vedi Figura 1).



*Figura 15*

Dalla Figura 15 si evince quanto segue:

- la potenza erogata (curva rossa) è indipendente dal valore della componente reattiva X, valendo poco meno di 90W (coerentemente con quanto indicato dalla Figura 14 per ROS= 2)
- all'aumentare della componente reattiva X, la potenza dissipata (curva verde) va diminuendo proprio nella regione ove questa risulta essere più critica, ovvero quella in cui il valore di R è più basso.

Si può pertanto concludere come, in base a quanto qui esposto, la presenza di una componente reattiva X non nulla nell'impedenza di carico del trasmettitore non comporti - a parità di ROS - maggiori rischi per lo stadio finale. Si viene così a sfatare un'altra credenza popolare che sostiene la tesi contraria.

In chiusura si desidera sfatare anche la credenza secondo cui la potenza riflessa  $P_r$  (che è conseguente ad un ROS > 1) "rientrando nel trasmettitore" possa danneggiare i transistori finali. Per questo argomento si rimanda all'Appendice 1.

## **7. SERVE TAGLIARE LA LINEA A MISURA?**

Un'altra delle credenze che spesso circola negli ambienti radiantistici è quella che la linea debba essere tagliata a misura, in multipli di mezza lunghezza d'onda (tenendo ovviamente conto del fattore di velocità della linea stessa), anche se poi il beneficio che discenda da tale circostanza non viene mai ben identificato. La credenza trova origine nel fatto che, come peraltro evidente dalla Figura 1, a multipli di mezza lunghezza d'onda l'impedenza si ripete uguale a se stessa,

Prima di tutto la questione potrebbe teoricamente porsi solo quando si abbia a che fare con un impianto a singola banda. Per impianti multibanda infatti, la condizione che la linea risulti lunga un multiplo di mezza lunghezza d'onda può essere ottenuta solo per una delle bande di lavoro, o al massimo solo per qualcuna.

Prima di affrontare la questione, osserviamo innanzitutto come, anche volendo tagliare la linea a lunghezze multiple di mezza lunghezza d'onda, occorrerebbe comunque precisare come vada effettuata la misura. Certamente la misura inizia dal connettore a cui è connessa l'antenna, ma dove termina?:

- al connettore dell'apparato? Ma allora bisognerebbe anche tener conto dei percorsi interni nell'apparato stesso, fino a giungere al modulo trasmettente
- al connettore dell'accordatore? Ma cosa accade allora quando l'accordatore venga posto in condizione by-pass? Si potrebbero forse usare dei cavi di connessione anch'essi di lunghezza calcolata
- al connettore del lineare? Stessa considerazione fatta per l'accordatore. Ove però siano presenti in stazione sia l'accordatore che il lineare, tagliare tutti i cavi di connessione a misura diventerebbe ancora più complicato.

Inoltre andrebbero compensate le possibili variazioni della lunghezza elettrica della linea causate da dispositivi (quali filtri, balun, ecc.) eventualmente presenti sulla linea stessa.



Chiaramente le incertezze sopra identificate diventano tanto più importanti quanto più piccola sia la lunghezza d'onda, ovvero quanto più alta sia la frequenza di lavoro.

Va poi anche considerato come la misura, per quanto ben fatta, sarà comunque soggetta ad errori, che di nuovo avranno importanza tanto maggiore quanto più sia elevata la frequenza operativa. La nocività degli errori risulterà essere massima quando, intendendo tagliare la linea a lunghezza multipla di mezza lunghezza d'onda (ovvero 0,5, 1, 1,5, 2, ecc.), la linea risulti invece avere, a causa degli errori di misura, una lunghezza che sia multiplo dispari di quarti di lunghezza d'onda (ovvero 0,25, 0,75, 1,25, ecc.). Infatti, come peraltro anche evidente dalla Figura 1, a multipli dispari di quarti di lunghezza d'onda si verifica il prima citato effetto di trasformazione in quarto d'onda (vedi par. 3), in dipendenza del quale l'impedenza subisce il massimo cambiamento possibile, invece di essere ripetuta uguale a sè stessa come era negli intenti.

Ma può un errore di tale entità verificarsi effettivamente in pratica? Per esempio alla frequenza di 432 MHz si tratterebbe di sbagliare la misura di circa 17 cm. Se la discesa fosse ad esempio lunga 40 metri, si tratterebbe di compiere un errore di circa lo 0,4%, forse un po' elevato per una mano esperta, ma non poi così tanto se si tengono anche in conto le già menzionate incertezze relativamente a quale debba essere la lunghezza fisica da tenere effettivamente in conto e quelle dovute alla presenza dei connettori.

Nel seguito vengono peraltro citati degli esempi che mostrano come degli errori possano benissimo anche verificarsi per motivi non legati all'imperizia di chi esegua la misura:

- supponiamo di voler utilizzare per la frequenza dei 432,000 MHz una discesa di lunghezza elettrica perfettamente pari a 100 mezza lunghezze d'onda, ovvero 22,882 metri (tenendo conto di un fattore di velocità pari a 0,659). E' facile calcolare come la stessa linea alla frequenza di 434,160 MHz presenti una lunghezza elettrica pari a 100,5 mezza lunghezze d'onda, ovvero 201 quarti di lunghezze d'onda. Il risultato è che, con un semplice spostamento di frequenza all'interno della banda operativa, la linea passa da multiplo di mezza lunghezza d'onda (ripetendo quindi l'impedenza dell'antenna uguale a sè stessa) a multiplo dispari di quarti di lunghezze d'onda (agendo così da trasformatore in quarto d'onda nei riguardi dell'impedenza dell'antenna). Proprio l'opposto di quello che si voleva!
- il fattore di velocità delle linee non è sempre noto con precisione, specie quando si tratti di linee a bassa perdita che abbiano isolante di tipo *foam* (nel qual caso si riscontra anche una certa dipendenza del fattore dalle condizioni ambientali, ad es. dall'umidità). Ritorniamo alla nostra linea lunga 22,882 metri, tagliata per costituire multiplo di mezza lunghezze d'onda alla frequenza di 432,000 MHz. E' facile calcolare come, se il fattore di velocità della linea risultasse essere in pratica pari a 0,656 invece del valore presunto di 0,659 (quindi con una approssimazione, od una variazione nel tempo, dello 0,5 %), la lunghezza della linea passi da multiplo di mezza lunghezze d'onda a multiplo dispari di quarti di lunghezze d'onda. Come l'erba maligna, risorge il trasformatore in quarto d'onda!

Esaurita questa premessa sul senso e sulla difficoltà pratica di fare in modo che la linea sia effettivamente lunga un multiplo di mezza lunghezze d'onda, torniamo alla domanda iniziale: ma a che pro?

Per quanto già più volte detto il ROS è indipendente dalla lunghezza del linea, per cui scartiamo subito ogni ipotesi di ottimizzare il ROS tagliando la linea a misura.

Nel tentativo di intuire quale possa essere la logica di chi propone l'utilizzo di linee lunghe multipli di mezza lunghezza d'onda, si potrebbe per esempio riferirla al fatto che, con tali lunghezze ed in presenza di un'antenna che abbia un'impedenza puramente resistiva - anche se non 50 ohm - l'impedenza che si presenta all'estremità della linea di discesa risulta anch'essa puramente resistiva (vedi Figura 1). Non sarebbe però facile comprendere quale possano essere i vantaggi conseguenti all'ottenimento di un'impedenza puramente resistiva all'estremità della discesa. Infatti:

- per quanto riguarda il trasmettitore, come visto al par. 6 la potenza massima che l'apparato può di fatto erogare dipende, in linea di principio, solo dal ROS e non dall'eventuale presenza di reattanza nell'impedenza di carico. Come pure non si registra un aumento della potenza dissipata nello stadio finale per il solo fatto che l'impedenza, a parità di ROS, non appaia puramente resistiva
- per quanto riguarda poi la misura del ROS, come detto al par. 5 l'eventuale presenza di reattanza al punto in cui il misuratore di ROS è inserito non altera, in linea di principio, la precisione di misura del ROS.

In conclusione, non si ritiene che la fatica di tagliare la linea a misura sia compensata dall'ipotetico beneficio che ne possa conseguire.

## **8. MA DOVE RISUONA L'ANTENNA?**

Prima di esaminare la questione, va chiaramente ben compreso cosa voglia dire che un'antenna è "risonante". Si dice che l'antenna risuona ad una determinata frequenza quando, a quella frequenza, la sua impedenza abbia componente reattiva  $X=0$ , indipendentemente dal valore della sua componente resistiva  $R$  (la quale, anche per un'antenna risonante, potrebbe essere ben diversa dai 50 ohm canonici). Naturalmente, poichè  $X$  varia con la frequenza, un'antenna potrà risultare risonante solo ad una particolare frequenza (od ad alcune particolari frequenze nel caso di antenne multibanda).

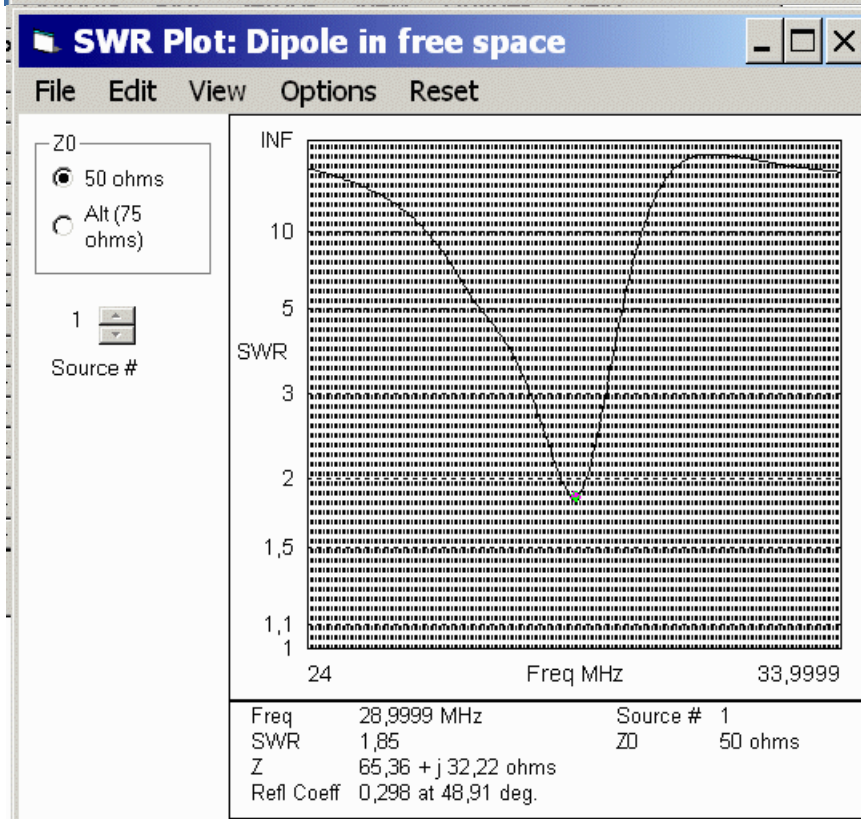
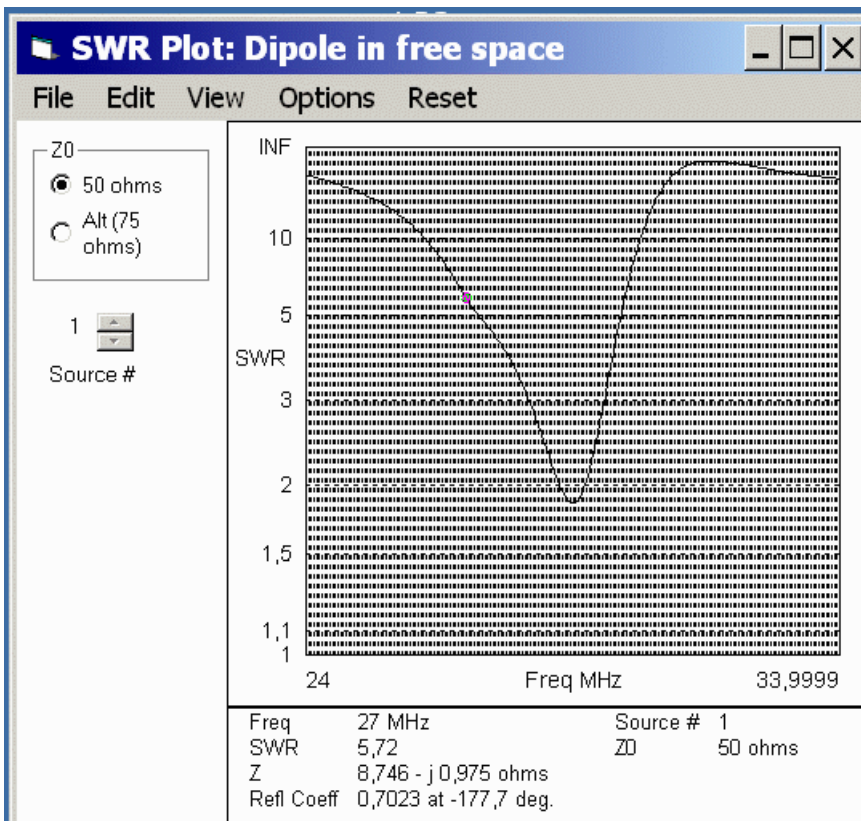
A questo punto va innanzitutto sfatata la comune credenza che un'antenna risonante funzioni meglio di una non risonante. La risonanza è questione che riguarda esclusivamente l'impedenza dell'antenna e quindi come questa debba essere alimentata, mentre non incide assolutamente sulle sue proprietà radiative (guadagno, lobi, ecc.). In altre parole un'antenna non risonante

irradia perfettamente bene come un'antenna risonante; chiaramente rimane il fatto che la condizione  $ROS=1$  è solamente ottenibile con un'antenna risonante (che abbia  $R=50$ ), ma ciò è questione che riguarda solo il trasferimento di potenza dal trasmettitore all'antenna e non le prestazioni di quest'ultima.

Dalla Figura 4 si evince come quando, nell'impedenza dell'antenna, ad una data componente resistiva  $R$  si venga ad aggiungere una componente reattiva  $X$ , si riscontri un aumento del ROS di entità crescente con  $X$ . Sarebbe quindi immediato poter concludere che la frequenza a cui si misura il valore minimo del ROS è quella a cui si ha anche  $X=0$ , ovvero la risonanza dell'antenna.

Detta affermazione, che è assolutamente vera quando il ROS alla risonanza sia pari ad 1, risulta invece non sempre valida quando il ROS alla risonanza sia  $> 1$ .

A tal proposito facciamo riferimento ad un'antenna di tipo spiderbeam che presenti la risposta ROS / frequenza indicata in Figura 16 (ottenuta con EZNEC).



### Figura 16

A questo proposito si osserva quanto segue:

- dai dati riportati sotto il grafico di sinistra, l'antenna risulta risuonare alla frequenza di circa 27 MHz, in quanto a quella frequenza la componente reattiva  $X$  è virtualmente nulla (-0,975 ohm). Il basso valore della componente resistiva  $R$  (8,746 ohm) comporta però un forte ROS (5,72).
- dai dati riportati sotto il grafico di destra, la stessa antenna mostra il valore minimo del ROS (1,85) alla frequenza di 29,0 MHz. Ciò in quanto a quella frequenza la componente resistiva  $R$  (65,36 ohm) è molto più vicina ai 50 ohm, anche se la componente reattiva  $X$  è piuttosto forte (32,22 ohm).

In definitiva mentre lo strumento di misura indica la presenza di un minimo di ROS a 29,0 MHz, in realtà l'antenna risuona a circa 27,0 MHz. Ben 2 MHz di discrepanza, circa il 7%! Interessante notare come, se con la stessa antenna si usasse una linea a 75 ohm al posto di quella considerata da 50 ohm, il valore minimo di ROS si riscontrerebbe alla frequenza di 28,8 MHz e varrebbe 1.54.

In conclusione, vista l'impossibilità di determinare la vera frequenza di risonanza dell'antenna (se non misurando l'impedenza direttamente al connettore dell'antenna), e soprattutto considerando che, come già accennato, la risonanza dell'antenna non rappresenta nulla di magico, conviene lasciar perdere e semplicemente tarare l'antenna per il minimo ROS alla frequenza di lavoro.

## 9. LINEE CON ATTENUAZIONE

Nei paragrafi precedenti si è costantemente assunto di avere a che fare con linee ideali, cioè con linee che non abbiano perdite e non comportino quindi attenuazione dei segnali che le attraversino. In questo paragrafo esaminiamo alcune delle implicazioni che discendono dal fatto che, in pratica, le linee reali di trasmissione invece attenuano i segnali.

### Caso di linea adattata

Le caratteristiche di attenuazione di una linea adattata, cioè chiusa sulla sua impedenza caratteristica, sono tra i dati forniti dal costruttore ed sono espresse in termini di dB per ogni 100 piedi (circa 30 m) o per ogni 100 m di lunghezza. Partendo da questi dati e tenendo presente che l'attenuazione (in dB) è proporzionale alla lunghezza, è facile determinare l'attenuazione di una qualsiasi linea adattata.

Fisicamente l'attenuazione della linea è dovuta a due fenomeni concomitanti:

- le perdite "nel rame" (ovvero nei conduttori della linea), che aumentano con il quadrato della corrente RF
- le perdite "nel dielettrico" (ovvero nell'isolante), che aumentano con il quadrato della tensione RF.

A questo proposito va rilevato come le perdite nel rame abbiano usualmente una rilevanza molto superiore a quelle nel dielettrico, come discusso al par. 9 e visualizzato in Figura 22.

Passiamo ora ad esaminare con maggior dettaglio il caso di linea adattata, ovvero chiusa su impedenza [ $R=50$   $X=0$ ], e supponiamo che il trasmettitore immetta nella linea un potenza RF media  $P_m$  di 100W.

Se la linea non avesse perdite, la  $P_m$  risulterebbe costante (100 W) lungo tutta la linea, come pure la  $V_e$  (che manterrebbe ovunque il valore di 100 V).

Quando la linea presenti invece una certa attenuazione, vale l'esempio mostrato in Figura 17, che mostra l'andamento della  $P_m$  (in rosso) lungo la linea e quello della  $V_e$  (in blu). Nell'esempio si è assunto che il tratto di linea considerato (lungo 5 lunghezze d'onda) comporti un'attenuazione complessiva di 6 dB.

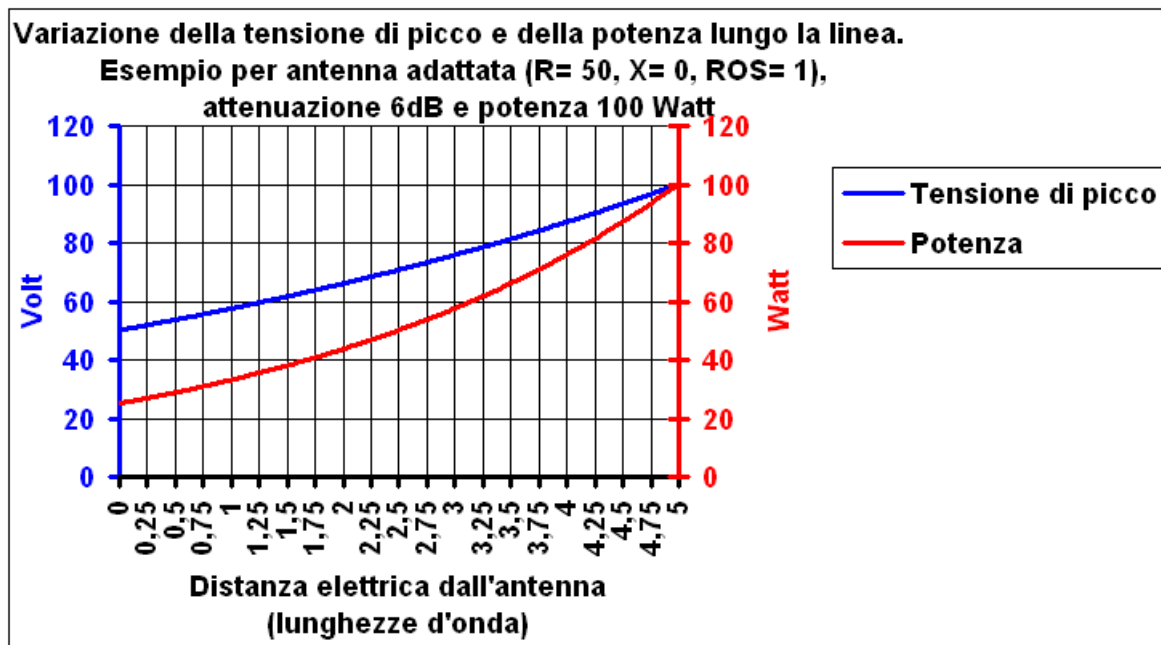


Figura 17

La  $P_m$  di 100 W immessa nella alla linea si riduce a soli quasi 25 W sui terminali dell'antenna. La  $V_e$  è soggetta a una minore diminuzione, a causa della sua relazione quadratica con la  $P_m$ . La  $I_e$  ha lo stesso andamento della  $V_e$ .

#### Caso di linea non adattata

Passiamo ora a considerare il caso di una linea caricata su impedenza [ $R=150$   $X=0$ ] e che presenti quindi  $ROS=3$ . A soli fini di confronto riportiamo inizialmente in Figura 18 l'andamento della  $V_e$  (in blu) lungo la linea, nell'assunzione che questa sia senza perdite.

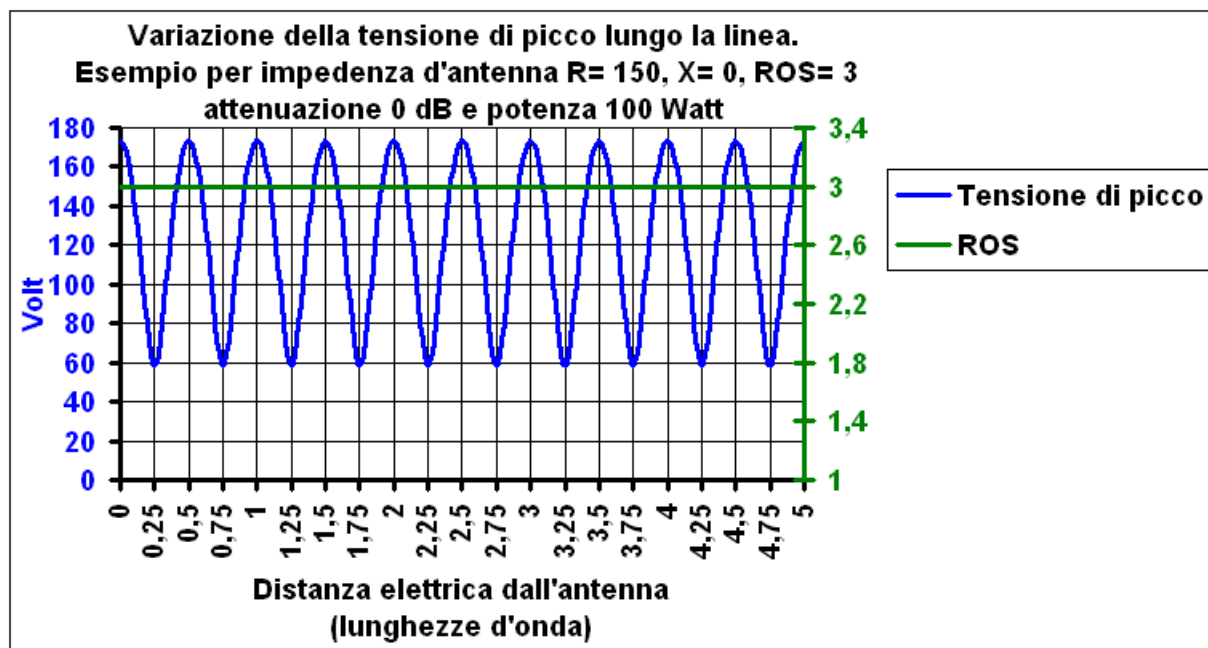
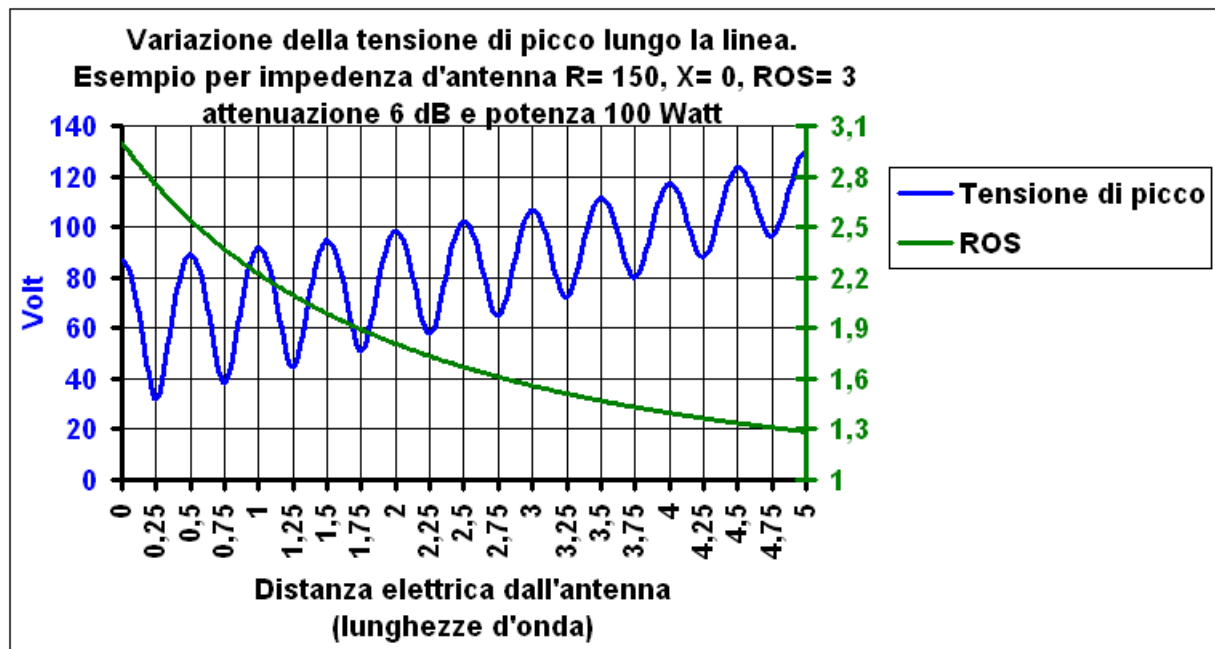


Figura 18

Si noti il caratteristico andamento sinusoidale del valore di picco della tensione da cui deriva il nome "onda stazionaria" (maggiori dettagli al riguardo sono forniti nell'Appendice 1). Per una  $P_m$  di 100 W immessa nella linea, la  $V_e$  oscilla intorno a circa 115,5 V, con picchi di circa  $\pm 57,7$  V (la giustificazione di tali valori è riportata nell'Appendice 1).

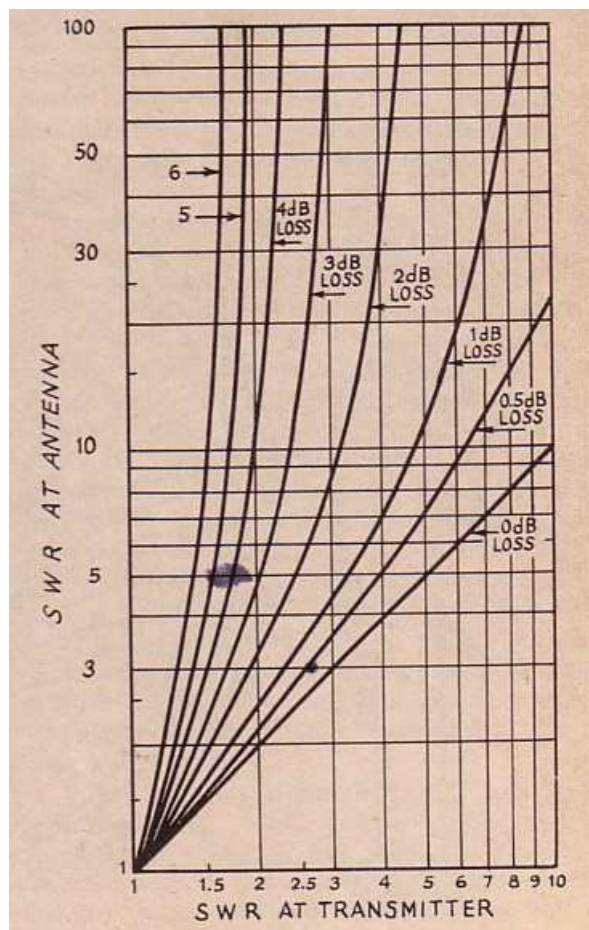
La Figura 19 mostra come si modifichi la Figura 18 quando si supponga che, fermi restando gli altri parametri, il tratto di linea considerato abbia ora un'attenuazione totale di 6 dB.



*Figura 19*

Nel grafico viene mostrato anche l'andamento del ROS (in verde), il quale vale 3 in corrispondenza al connettore dell'antenna, ma diminuisce man mano che ci si avvicini al trasmettitore, ove diventa circa 1,29. E' evidente come la misura del ROS eseguita al trasmettitore risulti parecchio ottimistica, in quanto il valore del ROS lungo la linea è sempre più elevato di quanto misurato. Tale variazione peraltro non si manifesterebbe se la linea non avesse perdite, come evidente dal grafico piatto del ROS mostrato in Figura 18.

Si tratta di questione ben nota dovuta al fatto che l'onda della tensione diretta subisce dell'attenuazione nel percorrere la linea dal trasmettitore verso l'antenna, mentre poi la tensione riflessa subisce nuovamente dell'attenuazione nel tornare indietro dall'antenna verso il trasmettitore. E ciò falsa la misura. La Figura 20 mostra il classico grafico dell'Handbook ARRL che fornisce il ROS apparente (cioè quello misurato al trasmettitore, "SWR at transmitter") in funzione del ROS effettivo (ovvero quello che si misurerebbe direttamente sul connettore dell'antenna, "SWR at antenna"), e dell'attenuazione della linea (quella dichiarata dal costruttore, senza tenere in conto altri eventuali effetti).

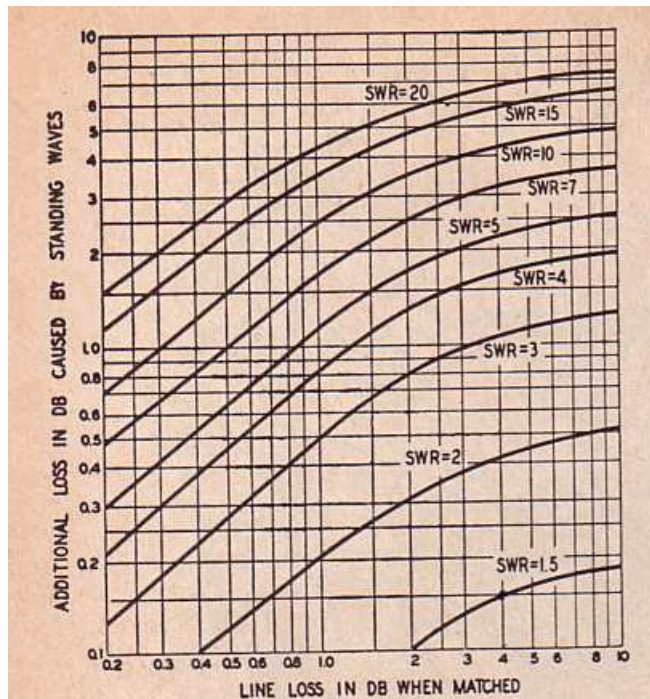


*Figura 20*



Dal grafico si evince come, quando una (lunga) linea presenti una forte attenuazione (come spesso avviene in VHF/UHF), essa presenterà al trasmettitore un ROS basso anche se lasciata aperta o cortocircuitata all'estremo (quindi con ROS infinito).

In chiusura si desidera quantificare quanto già precedentemente detto in merito al fatto che la presenza di  $ROS > 1$  sulla linea comporta un aumento dell'attenuazione della linea stessa (ovvero un'attenuazione addizionale), aumento che risulta essere tanto più forte quanto più alto è il ROS e quanto più alta è l'attenuazione nominale della linea (ovvero quella misurata con la linea terminata sulla sua impedenza caratteristica). Tale comportamento è quantificato nel grafico di Figura 21, anch'esso riportato nell'Handbook ARRL (l'SWR indicato nel grafico è il ROS misurato direttamente all'antenna).



**Figura 21**

Attenzione: le perdita causata dal ROS è tutta qui, ovvero il ROS non provoca ulteriori perdite oltre quelle quantificate in Figura 21.

Dal grafico di Figura 21 è facile stabilire come, quando l'attenuazione nominale della linea sia bassa (ad esempio in HF), anche l'attenuazione addizionale causata dal ROS sarà modesta od addirittura trascurabile. Al limite, se l'attenuazione nominale della linea fosse idealmente nulla, allora anche l'attenuazione addizionale sarebbe anch'essa nulla, indipendentemente da quanto alto sia il valore di ROS.

Per meglio comprendere detto comportamento, ricordiamo come l'andamento della tensione di picco  $V$  (come pure della corrente di picco  $I$ ) lungo la linea:

- abbia, per  $ROS = 1$ , un'andamento monotonamente decrescente lungo la linea (vedi Figura 17)
- abbia invece, in presenza di  $ROS > 1$ , l'andamento oscillante - decrescente mostrato in Figura 19.

Poniamo ora l'attenzione sulle perdite (ovvero sulla potenza dissipata) causate dalla presenza di  $V$  sulla linea, che sono date dalla nota espressione  $0,5 \cdot V^2 / R$  (stesso ragionamento si potrebbe fare per le perdite causate dalla  $I$  nella linea). Confrontando tra loro le Figure 17 e 19, si osserva come in certi punti della linea la  $V$  con  $ROS > 1$  risulti superiore alla  $V$  con  $ROS = 1$ . In altri punti al contrario.

Poichè la potenza dissipata varia - come visto - con il quadrato della  $V$ , la maggior potenza che si dissipa, quando  $ROS > 1$ , nei punti in cui la  $V$  risulta superiore alla  $V$  con  $ROS = 1$  non risulta compensata dalla minor potenza che si dissipa, sempre quando  $ROS > 1$ , nei punti in cui la  $V$  risulta inferiore alla  $V$  con  $ROS = 1$ . Pertanto la condizione  $ROS > 1$  comporta comunque un aumento della potenza dissipata e quindi dell'attenuazione della linea.

Chiaramente, se la linea fosse senza senza perdite (ovvero  $R = \infty$ ), la potenza dissipata sarebbe comunque nulla, sia per  $ROS > 1$  che per  $ROS = 1$ . Ecco perchè, per il ROS, si parla di "aumento di attenuazione" invece che semplicemente di "attenuazione".

Ciò detto, e tornando ora al grafico mostrato in Figura 21, va rilevato come detto grafico sia strettamente valido solo per delle ipotetiche linee nelle quali l'attenuazione derivi in egual misura dalle perdite nel rame e dalle perdite nel dielettrico. Nella realtà invece, le prime sono usualmente molto superiori alle seconde, come già accennato.

Da ciò discende il fatto che, nella realtà, l'aumento di attenuazione del cavo dovuta alla presenza di ROS non dipende solo dal valore di ROS e dall'attenuazione nominale della linea come sembrerebbe prendendo per buona la Figura 21, ma varia anche in funzione della lunghezza della linea in termini di numero di lunghezze d'onda (anche se detta variazione è percentualmente tanto meno sentita quanto più lunga è la linea).

Per meglio chiarire quanto sopra esposto si consideri uno spezzone di linea corto, ad es. di lunghezza inferiore al quarto d'onda, e chiuso su una resistenza più elevata di quella caratteristica (quindi operante in regime di  $ROS > 1$ ). Poichè lungo tutta lo spezzone la corrente RF risulterebbe essere così più bassa di quella che si avrebbe in condizioni di adattamento, si può concludere che, per lo spezzone considerato, la presenza di un  $ROS > 1$  comporta un'attenuazione complessiva addirittura inferiore di quella nominale!

Il grafico di Figura 21 mostra, per un prefissato valore di ROS, una sostanziale continuità dell'aumento di attenuazione con l'attenuazione nominale. Oltre un certo valore di attenuazione però l'aumento di attenuazione tende a saturare. Ciò si spiega con il fatto che, aumentando la lunghezza della linea e quindi la sua attenuazione nominale, i "pezzi" di linea che si vanno man mano aggiungendo sono soggetti ad un ROS ormai basso (vedi Figura 19) e forniscono quindi un contributo sempre più modesto all'aumento dell'attenuazione.

### *Un esempio chiarificatorio*

Si riporta qui un esempio inteso a verificare il grafico di Fig. 21, facendo riferimento ad una linea che abbia un'attenuazione propria pari a 2,0dB e su cui viga un  $ROS = 7$ . Dalla Figura 21 risulta un aumento dell'attenuazione causato da ROS pari 2,5 dB, per un'attenuazione totale di 4,5 dB. Nell'esempio considerato si ha allora:

- potenza generata dal trasmettitore: 100,0W
- potenza che giunge all'antenna (tenendo conto dell'attenuazione di 2,0dB propria della linea): 63,0W
- potenza riflessa (a causa del  $ROS = 7$ ) al connettore dall'antenna: 35,3W
- potenza riflessa che giunge al trasmettitore (tenendo conto dell'attenuazione di 2,0dB propria della linea): 22,4W.

Pertanto:

- potenza che risulta effettivamente immessa in linea:  $100,0 - 22,4 = 77,6W$
- potenza che risulta effettivamente immessa in antenna:  $63,0 - 35,3 = 27,7W$
- attenuazione effettiva della linea (propria + aumento dovuto ad ROS):  $10 * \log(77,6/27,7) = 4,5dB$ .

### *Un altro esempio chiarificatorio*

Illustriamo ora un altro interessante esempio di applicazione dei grafici riportati nelle Figure 20 e 21. Supponiamo ora di avere un sistema di trasmissione costituito da:

- un ricetrasmettitore che, come ricevitore, presenti impedenza di  $[R = 50 \ X = 0]$  e, come trasmettitore, sia stato progettato per erogare la massima potenza RF su un carico di  $[R = 50 \ X = 0]$
- una linea che abbia impedenza propria di 50 ohm e che, alla frequenza di lavoro, presenti un'attenuazione nominale di 2,0 dB. Per semplicità di calcolo assumiamo inoltre che la linea sia lunga un numero intero di mezze lunghezze d'onda, così che qualunque valore di impedenza posto alla sua estremità venga visto di pari valore all'altra estremità
- un'antenna che presenti l'impedenza di  $[R = 150 \ X = 0]$ .

Studiamo ora separatamente il comportamento del sistema in trasmissione ed in ricezione.

- in trasmissione, l'impedenza dell'antenna pari a  $[R = 150 \ X = 0]$  comporta un  $ROS = 3$  misurato al connettore dell' antenna. In tali condizioni il grafico di Fig. 21 ci dice che, a causa del ROS, l'attenuazione effettiva della linea aumenta di 0,8 dB, diventando così 2,8 dB
- in ricezione, l'impedenza del ricevitore, pari a  $[R = 50 \ X = 0]$ , comporta invece un  $ROS = 1$  (si ricorda come il ROS sia sempre solamente determinato dall'impedenza del carico, che in questo caso è costituito dal ricevitore mentre l'antenna rappresenta il trasmettitore). In presenza di  $ROS = 1$ , l'attenuazione effettiva della linea rimane pari a quella nominale, cioè 2,0 dB.

Sembrerebbe quindi che la linea attenni di più in trasmissione che in ricezione, cosa invece del tutto non vera come dimostrato dalle seguenti considerazioni:

- in trasmissione, a causa dell'attenuazione del cavo, il ROS misurato all'attacco tra trasmettitore e linea scende a circa 1,9 come evidente dalla Figura 20 quando si assuma un'attenuazione della linea pari a 2,0 dB. Pertanto l'impedenza vista dal trasmettitore risulta esser pari a circa  $[R = 95 \ X = 0]$ . Se il trasmettitore, come prima detto, è progettato per erogare la massima potenza RF quando il suo carico abbia impedenza  $[R = 50 \ X = 0]$  è evidente come, connesso invece al carico  $[R = 95 \ X = 0]$ , eroghi una potenza effettiva RF inferiore. La differenza tra la potenza massima e la potenza effettiva è chiamata perdita di disadattamento, ed è facile calcolare come questa, nel nostro caso, valga 0,45 dB. Ricapitolando, in trasmissione si riscontra una perdita complessiva di 1,25 dB, data dalla somma tra l'aumento dell'attenuazione della linea dovuto al ROS (ovvero 0,8 dB) e la perdita di disadattamento (0,45 dB)
- in ricezione invece l'antenna eroga la massima potenza RF (verso il ricevitore) quando il suo carico abbia impedenza pari a quella propria, ovvero  $[R = 150 \ X = 0]$ . Poichè in ricezione si ha  $ROS = 1$ , l'impedenza vista dall'antenna è pari a  $[R = 50 \ X = 0]$ , con una perdita di disadattamento che diventa pari a 1,25 dB. Poichè in ricezione non vi è attenuazione aggiuntiva della linea dovuta a ROS, la perdita complessiva è anch'essa pari ad 1,25 dB.



In conclusione la perdita complessiva del sistema (data dalla somma dell'aumento dell'attenuazione della linea dovuto a ROS e della perdita di disadattamento) è comunque pari a 1,25 dB, sia in trasmissione che in ricezione.

### Cause fisiche delle perdite nelle linee

In chiusura approfondiamo un discorso al quale si era precedentemente accennato e cioè che, tipicamente, l'attenuazione della linea è maggiormente causata dalle perdite nel rame che dalle perdite nel dielettrico. Ad esempio, per il cavo Times LMR-400, che ha un diametro esterno simile a quello dell'RG-213 ed isolamento di tipo foam, l'attenuazione complessiva (in dB per metro) è data dalla somma:

- della quota di attenuazione derivante dalle perdite nel rame, pari a  $3.941 * 10^{-6} * f^{0.5}$
- e della quota di attenuazione derivante dalle perdite nel dielettrico pari a  $1.031 * 10^{-11} * f$

ove  $f$  è espressa in Hz

Utilizzando dette formule è possibile ottenere il grafico mostrato in Fig. 22.

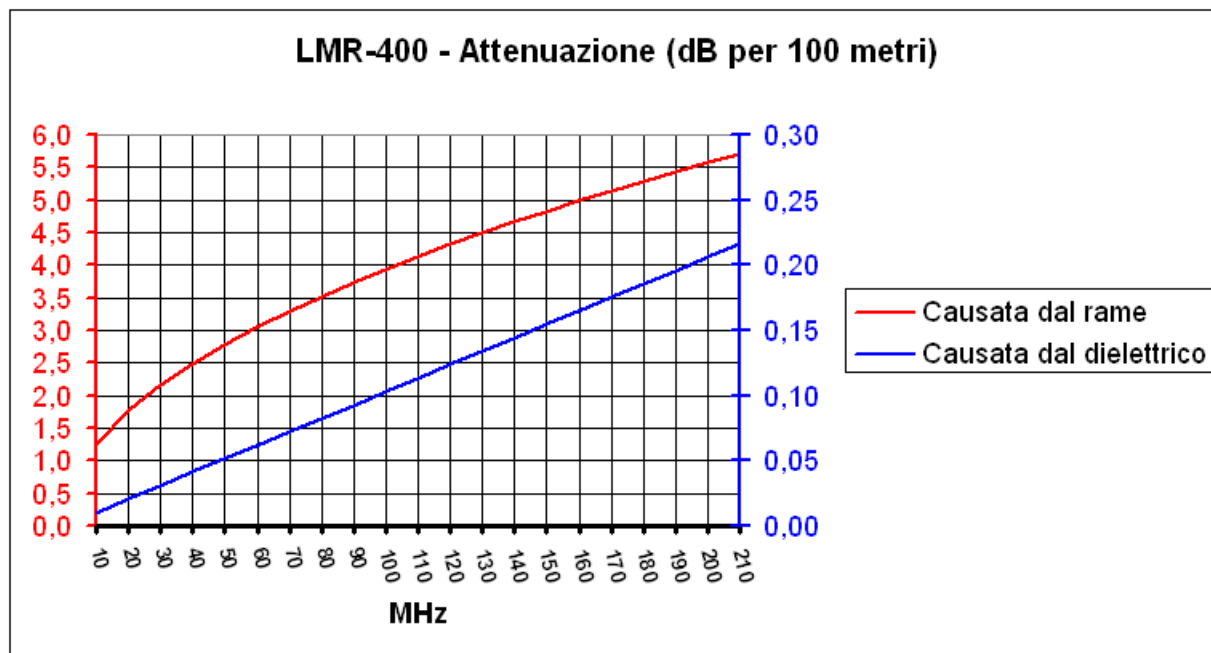


Figura 22

A tal proposito valgono le seguenti osservazioni:

- la minore attenuazione che un cavo con dielettrico spugnoso (ad es. LMR-400) presenta rispetto ad un cavo con dielettrico in polyethylene di diametro simile (ad es. RG-213) è solo in piccola parte conseguente alle più basse perdite del dielettrico spugnoso. Infatti il principale vantaggio dell'LMR-400 rispetto all'RG-213 deriva dalla minor resistenza elettrica del suo conduttore centrale, conseguente al maggiore diametro che questo deve avere per poter mantenere l'impedenza di 50 ohm in presenza di un dielettrico a più bassa costante dielettrica, come quello spugnoso
- il fatto che una piattina da 300 ohm di tipo televisivo presenti una minore attenuazione rispetto ad un cavo tipo RG-213 sembra essere in contrasto con il fatto che i conduttori di quest'ultimo (ovvero conduttore centrale e calza) hanno dei diametri molto superiori a quelli della piattina. In realtà va osservato come, a parità di potenza, la corrente RF che fluisce in una linea a 300 ohm (adattata) sia molto più bassa (di un fattore pari a radice di 6, ovvero 2,45 circa) che in una linea a 50 ohm. Evidentemente la diminuzione delle perdite che conseguono a detto minor valore di corrente prevale sull'aumento dell'attenuazione che consegue alla maggiore resistenza dei conduttori.

## 10. IMPIEGO DI LINEE CON IMPEDENZA DIVERSA DA 50 OHM

### Generalità

Prima di considerare il possibile impiego di linee che abbiano impedenza diversa da 50 ohm (o da 52 ohm in alcuni casi), può essere interessante comprendere il motivo per il quale detto valore di impedenza sia stato adottato come standard praticamente universale.

La scelta dell'impedenza di 50 ohm nasce dal compromesso tra il valore ottimale dal punto di vista dell'attenuazione ed il valore ottimale dal punto di vista della potenza di picco ammissibile (N.B. non della potenza media; probabilmente si era più

interessati alle applicazioni radar nelle quali, come noto, si registrano forti di valori di potenza di picco e meno forti valori di potenza media). A tal proposito:

- nella formula di calcolo dell'attenuazione entrano antiteticamente in gioco sia la resistenza per metro del conduttore che l'impedenza, le quali diminuiscono entrambi all'aumentare del diametro del conduttore, anche se con leggi diverse. Si dimostra che, per un cavo che abbia aria come dielettrico, l'attenuazione minima (a parità di diametro esterno) si registra per un'impedenza di 77 ohm
- nella formula di calcolo della potenza di picco ammissibile entrano antiteticamente in gioco sia la tensione di scarica che l'impedenza, le quali diminuiscono entrambi all'aumentare del diametro del conduttore, anche se con leggi diverse. Si dimostra che, per un cavo che abbia aria come dielettrico, la potenza di picco ammissibile risulta massima (a parità di diametro esterno) per un'impedenza di 30 ohm.

La media aritmetica tra i due valori è 53.5 ohm, quella geometrica è di 48 ohm. Da ciò discende la scelta di 50 ohm come valore di compromesso.

Tutto ciò premesso, esaminiamo brevemente quali siano le altre impedenze che vengono più comunemente adottate:

- 75 ohm (o talvolta 72 ohm): è quella dei comuni cavi TV e dei sistemi di distribuzione TV via cavo (CATV)
- 60 ohm: è un valore intermedio che può essere impiegato, con limitate perdite, sia nei sistemi a 50 ohm che in quelli a 75 ohm. Era abbastanza comune in Germania fino ad una ventina di anni fa, ma è ormai poco adottato (i connettori per cavi da 60 ohm sono principalmente di marche tedesche, quali la Spinner e la Rohde & Schwarz)
- 93 ohm: è quella tipica dei cavi a bassa capacità (ad es. RG-62), che vengono utilizzati per trasferire a distanza un segnale ad alta impedenza, offrendone la schermatura. La bassa capacità è assicurata da una parte dal piccolo diametro del conduttore centrale (corrispondente all'elevato valore di impedenza del cavo), e dall'altra dall'impiego di un dielettrico massimamente costituito da aria (tipicamente a forma di spirale)
- 300 ohm: è quella della vecchia piattina TV.

Vale appena la pena di ricordare che, utilizzando una linea che abbia impedenza diversa da quella dell'antenna ma sia lunga multipli di mezza lunghezza d'onda, il trasmettitore vedrà comunque l'impedenza dell'antenna inalterata. Ciò anche se, ovviamente, sulla linea sarà presente un  $ROS > 1$ .

Nel seguito si espone qualche considerazione in merito all'impiego dei cavi da 75 ohm e della piattina da 300 ohm.

#### *Linee a 75 ohm*

Per quanto riguarda le linee a 75 ohm, va innanzitutto osservato come la scelta di questo valore per i sistemi di ricezione TV è probabilmente legata al fatto che, come sopra detto, questo valore comporta la minima attenuazione (mentre per i sistemi TV non ha interesse sostenere un'elevata potenza di picco). In realtà però, per i normali cavi che non impiegano aria come dielettrico, il minimo di attenuazione si registra intorno ai 64 ohm. Un'altro possibile motivo è che le antenne dipolo hanno impedenza vicina a 75 ohm, mentre quelle a dipolo ripiegato hanno un'impedenza di 300 ohm, però facilmente trasformabile a 75 ohm utilizzando un balun con rapporto 1:4 (anche se, oggi, per la ricezione TV si utilizzano tipicamente antenne Yagi multi-elemento, che presentano valori di impedenza più bassi).

L'interesse che spesso si riscontra per l'utilizzo di linee a 75 ohm, anziché a 50 ohm, si giustifica come segue:

- l'ampia disponibilità di cavi coassiali a 75 ohm per applicazioni TV, caratterizzati da bassa attenuazione e basso costo
- la possibilità di reperire del cavo coassiale a 75 ohm utilizzato per distribuire il segnale televisivo via cavo (sistema che però in Italia non si è mai sviluppato). In particolare, specie negli USA, è possibile reperire a basso costo del cavo rigido a 75 ohm di grosso diametro, con conseguente bassa attenuazione.

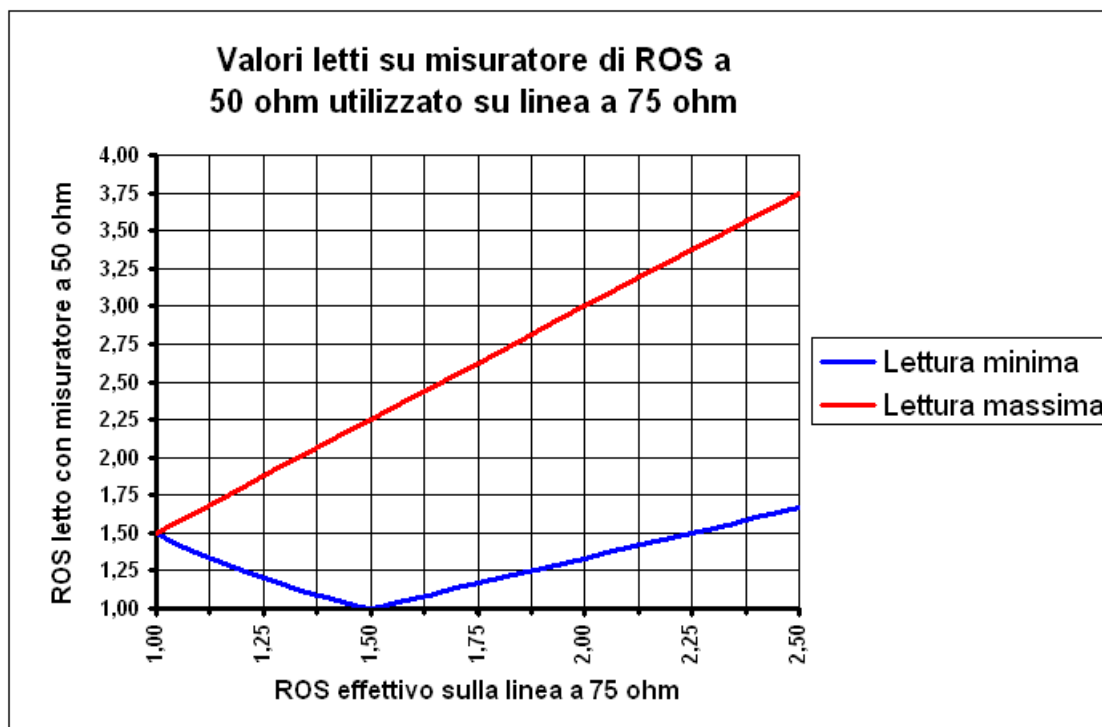
A tal proposito va rilevato quanto segue:

- attenuazione: i cavi televisivi da 75 ohm, che utilizzano usualmente del dielettrico di tipo spugnoso, presentano - a parità di diametro esterno - delle attenuazioni nominali circa pari, o talvolta migliori, di quelle dei cavi da 50 ohm che impieghino anch'essi del dielettrico spugnoso. Come già detto nella parte iniziale del par. 9, nei cavi a più elevata impedenza caratteristica (ovvero 75 ohm invece di 50 ohm) il rapporto tra il diametro del conduttore centrale e quello della calza risulta essere generalmente inferiore (come stabilito dalla formula che fornisce l'impedenza in funzione delle caratteristiche fisiche del linea). Ciò però non comporta necessariamente una maggiore attenuazione, in quanto la maggior resistenza ohmica del conduttore può risultare compensata dal fatto che, nei cavi da 75 ohm rispetto a quelli da 50 ohm, si riscontra una minore corrente RF a parità di potenza. Questa considerazione vale però solo fin quando si parli di attenuazioni nominali, ovvero di attenuazioni misurate con il cavo terminato sulla propria impedenza caratteristica. Diversamente, il confronto dell'attenuazione effettiva, tra cavo da 50 ohm e cavo da 75 ohm di ugual tipo e dimensioni esterne, andrà fatto caso per caso
- impedenza: per i cavi commerciali televisivi è presupponibile che la tolleranza sul valore dichiarato di impedenza e la sua stabilità nel tempo non siano così buone come nel caso dei cavi professionali
- fattore di velocità: questo parametro, spesso non dichiarato dai costruttori dei cavi televisivi, è normalmente superiore a 0,8. La sua stabilità nel tempo non è generalmente nota.

Per quanto riguarda il ROS, non è detto che, utilizzando una linea da 75 ohm al posto di una da 50 ohm, la situazione debba necessariamente peggiorare. Se da una parte è vero che in presenza di un'antenna ideale cioè con  $[R= 50 \ X= 0]$ , il cavo da 75 ohm comporterebbe  $ROS= 1.5$ , dall'altra è anche vero che in presenza di un'antenna che abbia ad esempio  $[R= 100 \ X= 0]$  si avrebbe  $ROS= 1.33$ , ovvero un valore inferiore al  $ROS= 2$  che si manifesterebbe qualora si usasse un cavo da 50 ohm.

Ciò premesso, va osservato come, utilizzando un normale misuratore di ROS calibrato su 50 ohm, non sia possibile stabilire quale sia il valore di ROS effettivamente vigente sulla linea da 75 ohm. Tale limitazione discende dal principio sul quale si basano i misuratori di ROS (vedi par. 4), secondo cui misura del ROS è strettamente legata al valore d'impedenza rilevato dal misuratore, e la cui relazione con il ROS perde validità quando misuratore risulti calibrato su un'impedenza diversa da quella caratteristica della linea.

Nella pratica, fissato il valore di ROS effettivamente presente sulla linea da 75 ohm, il misuratore calibrato su 50 ohm fornirà delle indicazioni diverse in funzione della lunghezza della linea stessa. Detta situazione è rappresentata in Figura 23 la quale, in corrispondenza ad ogni valore di ROS effettivamente presente sulla linea a 75 ohm, delimita il campo (lettura minima - lettura massima) entro cui cadono le letture del misuratore calibrato su 50 ohm. Ad esempio per  $ROS = 1.75$  sulla linea da 75 ohm, il misuratore di ROS calibrato su 50 ohm potrebbe indicare un qualunque valore compreso tra circa 1,15 e circa 2,65, in funzione della lunghezza della linea.



**Figura 23**

Le misure così effettuate possono quindi solo dare delle indicazioni di larga massima sul ROS effettivo. Ad esempio, misurando  $ROS= 1,5$ , è possibile stabilire che il ROS effettivo sarà comunque non superiore a 2,25. Oppure misurando  $ROS= 2,25$ , il ROS effettivo sarà comunque non inferiore a 1,5.

L'impossibilità di misurare con certezza il ROS effettivo (a meno che non si disponga di un misuratore calibrato su 75 ohm) lascia dell'incertezza nella determinazione della attenuazione aggiuntiva causata da ROS (vedi par. 9).

Osservando la Figura 23 val la pena di evidenziare due aspetti:

- perchè il ROS effettivamente presente sulla linea a 75 ohm possa risultare pari ad 1, questa dovrà essere ovviamente terminata su  $[R= 75 \ X= 0]$ . In tali condizioni la linea presenterà sempre l'impedenza  $[R= 75 \ X= 0]$ , indipendentemente dalla sua lunghezza. Ciò spiega perchè, in corrispondenza ad un valore effettivo di  $ROS= 1$ , il misuratore calibrato su 50 ohm indicherà comunque  $ROS= 1,5$
- quando il ROS effettivamente presente sulla linea a 75 ohm sia pari ad 1,5, il valore di ROS indicato dal misuratore calibrato su 50 ohm può scendere addirittura ad 1. Ciò avverrà in pratica in due possibili situazioni:
  - la linea a 75 ohm sia terminata su  $[R= 112,5 \ X= 0]$  (valore che appunto corrisponde ad un valore effettivo di  $ROS= 1,5$ ) ed abbia lunghezza pari ad un multiplo dispari di quarti di lunghezze d'onda. In tali condizioni infatti si attua la trasformazione a quarto d'onda (vedi par. 3), tramite la quale l'impedenza  $[R= 112,5 \ X= 0]$  viene riportata a  $[R= 50 \ X= 0]$  con conseguente valore misurato di  $ROS= 1$
  - la linea a 75 ohm sia terminata su  $[R= 50 \ X= 0]$  (valore che comporta anch'esso un valore effettivo di  $ROS= 1,5$ ) ed abbia lunghezza pari ad un multiplo pari di mezze di lunghezze d'onda. In tali condizioni infatti l'impedenza di carico viene ripetuta inalterata al trasmettitore, con conseguente valore misurato di  $ROS= 1$  (vedi quanto detto al par. 3 relativamente alle "linee a mezz'onda").

Chiusa la disamina sul ROS, val la pena di fare qualche considerazione sull'impedenza vista dal trasmettitore, in quanto è proprio questa a condizionare il trasferimento di potenza dal trasmettitore alla linea (vedi par. 6). Poichè l'impedenza vista dal trasmettitore assumerà necessariamente uno dei possibili valori che corrispondono al valore di ROS misurato (con riferimento a 50 ohm), anche in questo caso si potrà far riferimento alla Figura 23.

Per dare un'idea di cosa accada sostituendo la linea da 50 ohm con una da 75 ohm, si riportano alcuni esempi che si riferiscono a diversi valori del carico di terminazione. Negli esempi di dirà che la situazione "migliora" quando risulta essere più basso il valore di ROS al quale corrispondono i possibili valori di impedenza (e viceversa se "peggiora"):

- carico di terminazione pari a  $[R= 50 X= 0]$ :
  - con linea di impedenza 50 ohm: essendo  $ROS= 1$ , l'impedenza vista dal trasmettitore è sempre  $[R= 50 X= 0]$
  - con linea di impedenza 75 ohm: il ROS effettivo vale 1,5, mentre il ROS misurato (rispetto a 50 ohm) assume un qualunque valore compreso tra 1 e 2,25. I valori di impedenza visti dal trasmettitore corrispondono ad un ROS, riferito a 50 ohm, che sia compreso tra quei due valori di ROS misurato
  - conclusione: impiegando una linea di impedenza 75 ohm la situazione peggiora (tranne che in particolarissimi casi)
- carico di terminazione pari a  $[R= 75 X= 0]$ :
  - con linea di impedenza 50 ohm: l'impedenza vista dal trasmettitore assume un qualunque valore tra quelli che corrispondono a  $ROS= 1,5$
  - con linea di impedenza 75 ohm: essendo il valore effettivo di  $ROS= 1$ , l'impedenza vista dal trasmettitore è sempre  $[R= 75 X= 0]$
  - conclusione: impiegando una linea di impedenza 75 ohm la situazione non cambia sostanzialmente
- carico di terminazione pari a  $[R= 112,5 X= 0]$ :
  - con linea di impedenza 50 ohm: l'impedenza vista dal trasmettitore assume un qualunque valore tra quelli che corrispondono a  $ROS= 2,25$
  - con linea di impedenza 75 ohm: il ROS effettivo vale 1,5, mentre il ROS misurato (rispetto a 50 ohm) assume un qualunque valore compreso tra 1 e 2,25. I valori di impedenza visti dal trasmettitore corrispondono ad un ROS, riferito a 50 ohm, che sia compreso tra quei due valori di ROS misurato
  - conclusione: impiegando una linea di impedenza 75 ohm la situazione generalmente migliora.

Si è infine verificato che:

- con un carico di terminazione  $[R > 112,5 X= 0]$ , la situazione generalmente migliora con l'impiego di una linea con impedenza 75 ohm
- con un carico di terminazione  $[R < 50 X= 0]$ , la situazione generalmente peggiora con l'impiego di una linea con impedenza 75 ohm.

#### *Linee a 300 ohm*

Passando a considerare brevemente le linee a 300 ohm (piattina TV), va osservato come detto valore di impedenza fu probabilmente scelto all'inizio dell'era della TV, quando si usavano antenne a dipolo ripiegato che hanno appunto impedenza di 300 ohm.

La piattina a 300 ohm viene talvolta prescelta per la sua bassa attenuazione, specie quando si abbia a che fare con antenne che presentino valori d'impedenza incontrollati (ad es. canna da pesca utilizzata su più bande di frequenza, con accordatore in stazione) e che comportino quindi valori elevati di ROS sulla linea. Il ragionamento è che, se l'attenuazione della linea è bassa, sarà anche bassa l'attenuazione addizionale dovuta al ROS (vedi par. 9).

In realtà questo tipo di ragionamento non tiene bene in conto il fatto che l'attenuazione dichiarata dal costruttore della linea è quella che si misura quando la linea è caricata sulla propria impedenza caratteristica. La bassa attenuazione dichiarata per la piattina è principalmente legata al fatto che, quando venga caricata su 300 ohm, solo una piccola parte della potenza applicata viene dissipata in calore a causa di perdite ohmiche, che come noto sono date dal prodotto della resistenza del conduttore per il quadrato della corrente che lo attraversa (trascurando le perdite nel dielettrico come detto al par. 9).

Orbene la bassa dissipazione della piattina non è tanto dovuta alla bassa resistenza dei conduttori (tanto è vero che questi hanno un diametro tutto sommato modesto), ma quanto al fatto che, con un carico da 300 ohm, la corrente RF è 2,45 volte più bassa della corrente che si misura in un cavo da 50 ohm a parità di potenza.

Quando la linea sia caricata su un'impedenza incontrollata, quello che più conta è la bassa resistenza dei conduttori e da questo punto di vista la piattina a 300 ohm certamente non eccelle.

#### *Adattamenti di impedenza*

In chiusura si vogliono brevemente menzionare delle tecniche che permettono di adattare tra loro impedenze diverse utilizzando appositi spezzoni di cavo. Diciamo subito che queste tecniche hanno lo svantaggio, rispetto all'impiego di trasformatori RF, di funzionare solo sulla frequenza di progetto, con larghezze di banda generalmente non elevate,

La prima tecnica, quella del trasformazione in quarto d'onda, è stata già menzionata al par. 3. E' una soluzione semplice, ma spesso richiede l'utilizzo di sezioni di adattamento che abbiano valori di impedenza non disponibili commercialmente o quanto meno difficilmente reperibili.

Un'altra tecnica che presenta questo problema in maniera più limitata è il sistema di adattamento a trasformatore lineare (vedi Figura 24), il quale utilizza due sezioni di adattamento che hanno la stessa impedenza di quelle da adattare ( $Z_1$  e  $Z_2$ ).

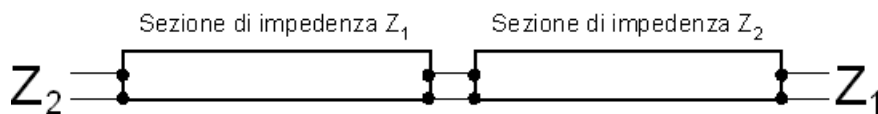


Figura 24

La formula per calcolare la lunghezza elettrica di ciascuna sezione di adattamento è (in Excel):

$$L = \text{GRADI}(\text{ARCTAN}(1/(\text{RADQ}((A1/B1)+(B1/A1)+1))))/360$$

ove L è la lunghezza elettrica di ciascuna sezione (in frazioni di lunghezza d'onda), A1 è l'impedenza  $Z_1$  (in ohm), B1 è l'impedenza  $Z_2$  (in ohm).

Si ricorda ancora una volta come la lunghezza fisica di una sezione sia pari alla sua lunghezza elettrica moltiplicata per il coefficiente di velocità della linea.

Per esempio, nel caso in cui si debba adattare l'impedenza di 75 ohm a 50 ohm, la formula fornisce una lunghezza elettrica di 0,0815 lunghezze d'onda. In pratica, se la lunghezza d'onda vale 20 metri e il coefficiente di velocità delle sezioni di linea vale 0.659, allora la lunghezza fisica di ciascuna sezione sarà 1,074 metri.

## APPENDICE 1

### Convenzioni per tensioni, correnti e potenze

Stabiliamo innanzitutto quali siano le convenzioni che si adottano per tensioni e correnti, ed in particolare per i loro segni.

Nella Figura 25 è mostrata una linea di trasmissione che congiunge un generatore ad un carico, Mettiamoci in un punto della linea a piacere, identificato dalla sezione A-B.

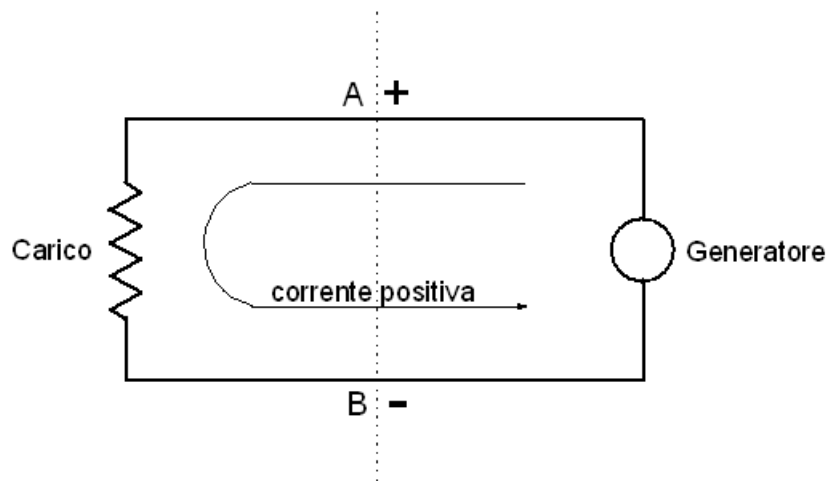


Figura 25

Per quanto riguarda la tensione V, è possibile mettere il simbolo indicatore di positività (ovvero il simbolo +) sul punto A o sul punto B, in maniera del tutto arbitraria. Nella Figura 25 lo si è messo sul punto A, il che sta a significare che, negli istanti in cui la V risulta positiva, il punto A è supposto trovarsi ad un potenziale più alto rispetto al punto B. Negli istanti in cui la V risulta invece negativa, il punto A è supposto trovarsi ad un potenziale più basso rispetto al punto B.

Per quanto riguarda la corrente I, si tratta ora di stabilire quale sia il verso indicatore di positività, ovvero quello orario o quello antiorario. Per convenzione è positivo quel verso secondo cui, muovendoci dal generatore verso il carico, si attraversa la sezione considerata in corrispondenza all'indicatore di positività della V (ovvero al simbolo +). Nella Figura 25 il verso indicatore di positività della I è quindi quello antiorario (ovvero quello indicato dalla freccia). Pertanto, negli istanti in cui la I risulta positiva, la corrente è supposta fluire in senso antiorario.

Tutto ciò non serve in realtà per definire questioni di natura fisica (ovvero se un punto si trovi ad un potenziale effettivamente più alto rispetto ad un altro, o per stabilire come effettivamente circolino gli elettroni), ma molto più semplicemente per poter stabilire in maniera univoca la relazione di segno tra V ed I, e quindi interpretare la relazione di fase tra V ed I senza ambiguità alcuna.

Ciò stabilito, diventa anche possibile caratterizzare il flusso di potenza che transita attraverso la sezione A-B. Come noto la "potenza istantanea" è data dal prodotto tra la  $V$  e la  $I$  ad ogni istante. Pertanto:

- negli istanti in cui  $V$  e  $I$  abbiano lo stesso segno, la potenza istantanea risulta positiva e fluisce da generatore verso carico
- negli istanti in cui  $V$  e  $I$  abbiano invece segni discordanti, la potenza istantanea risulta negativa e fluisce da carico verso generatore.

Quindi, in linea generale, la potenza istantanea palleggia tra generatore e carico.

In pratica però, più che la potenza istantanea che varia istante per istante, ha interesse considerare il valor medio della potenza, ovvero la potenza effettiva o "potenza media" ( $P_m$ ), la cui relazione con l'ampiezza di picco della tensione ( $V$ ) e l'ampiezza di picco della corrente ( $I$ ) è:

- $P_m = 0.5 \cdot V \cdot I \cdot \cos(a)$

ove  $a$  è lo sfasamento relativo tra tensione e corrente (il fattore 0.5 non sarebbe presente se, invece dei valori di picco di tensione e corrente si fossero considerati i loro valori efficaci).

In formato Excel:

- $P_m = 0.5 \cdot A1 \cdot B1 \cdot \text{COS}(\text{RADIANTI}(C1))$

ove  $P_m$  è espressa in W, A1 e B1 sono rispettivamente i valori di picco della tensione  $V_e$  (in V) e della corrente  $I_e$  (in A) nel punto di linea considerato, e C1 è pari allo sfasamento relativo (in gradi) tra  $I_e$  e  $V_e$ .

Nella pratica  $a$  sarà compreso -90 gradi o + 90 gradi, e quindi la  $P_m$  risulterà positiva (fluendo da generatore verso carico). Peraltro qualora ipoteticamente si registrassero dei valori di  $a$  superiori a +90 gradi o inferiori a - 90 gradi (con  $\cos(a) < 0$ ), la  $P_m$  risulterebbe negativa, e ciò starebbe a rappresentare una situazione in cui la potenza fluisce dal carico verso generatore.

In chiusura si osserva come nonostante, quando  $ROS > 1$ ,  $V_e$  ed  $I_e$  varino lungo la linea, la  $P_m$  rimane invece costante in ogni punto della linea. Pertanto, a differenza delle  $V_e$  ed  $I_e$ , il diagramma della  $P_m$  lungo la linea non assume la forma di un' "onda stazionaria". Il metodo più semplice per calcolare  $P_m$  è quello di porsi in uno dei punti della linea in cui l'impedenza risulti puramente resistiva ( $X = 0$ ), dove  $\cos(a) = 1$  (punti che abbiamo visto comunque esistere, indipendentemente dal valore di ROS). Si potrà allora utilizzare una delle due relazioni (in Excel):

- $P_m = 0.5 \cdot A1^2 / C1$
- $P_m = 0.5 \cdot C1 \cdot B1^2$

ove  $P_m$  è espressa in W, A1 è il valore di picco della tensione  $V_e$  (in V), B1 è il valore di picco della corrente  $I_e$  (in A) e C1 è pari alla resistenza (in ohm) nel punto di linea considerato.

### *Premessa*

Torniamo ora all'esempio di Figura 1 nel quale si è considerata un'antenna la cui impedenza abbia componente reattiva  $X$  nulla, e la cui corrente sia quindi in fase con la tensione. Non appena ci si allontani dall'antenna lungo la linea abbiamo visto come subito insorga una componente reattiva  $X$  non nulla dovuta al fatto che tensione e corrente non si mantengono più in fase tra loro.

Mentre in Figura 1 ci si è limitati a mostrare l'andamento delle componenti  $R$  ed  $X$  dell'impedenza lungo la linea, in quest'Appendice si desidera esaminare in maggior dettaglio la variazione (cioè l' "onda") della tensione  $V_e$  e della corrente  $I_e$  effettivamente presenti nei vari punti della linea, sia in ampiezza che in fase.

Successivamente si introdurranno anche i concetti di onda diretta ed onda riflessa, in base ai quali l'onda di tensione effettiva  $V_e$  (che va dal trasmettitore verso l'antenna) viene interpretata come sovrapposizione di due onde di tensione  $V_d$  e  $V_r$  (che vanno rispettivamente dal trasmettitore verso l'antenna e dall'antenna verso il trasmettitore). Stessa cosa per le correnti.

Va rilevato come considerare la tensione effettiva oppure considerare le tensioni diretta e riflessa rappresentino due modi alternativi, ma del tutto equivalenti, di descrivere una stessa realtà.

Lungo tutta questa discussione si è mantenuta l'assunzione di considerare linee ideali senza perdite con impedenza caratteristica di 50 ohm.

### *Andamenti della tensione e della corrente effettive*

Il valore istantaneo della tensione  $V_e$  presente in un qualsiasi punto della linea di trasmissione, come peraltro anche quello della corrente  $I_e$ , varia sinusoidalmente nel tempo alla frequenza del segnale applicato (stiamo qui parlando della tensione e della corrente effettiva sulla linea, e non delle tensioni e correnti dirette e riflesse di cui si parlerà successivamente).

La  $V_e$  può essere notoriamente visualizzata come un'onda di tensione che si propaga dal trasmettitore verso l'antenna. Perché si parla di "onda"? Semplicemente perché se consideriamo uno dei punti della linea nei quali, ad un certo istante, il valore di  $V_e$  è massimo, detto punto si muove lungo la linea proprio come fa la cresta di un'onda del mare (teoricamente alla velocità della luce; in pratica alla velocità effettiva si applica un fattore riduttivo denominato "fattore di velocità"). Stessa cosa vale per l'onda di corrente  $I_e$ .

Nelle considerazioni che seguono ha spesso interesse considerare, oltre al valore istantaneo della  $V_e$  in un certo punto della linea, anche il valore massimo assunto da  $V_e$  (detto anche valore di picco  $V_e$ ). Stessa cosa per la  $I_e$  e la  $I_e$ . A tal proposito ricordiamo quanto segue:

- in una linea in cui sia  $ROS = 1$ :
  - $V_e$  e di  $I_e$  sono costanti lungo la linea
  - $V_e$  risulta essere in fase con  $I_e$  in ogni punto della linea
  - l'impedenza, pari al rapporto  $V_e/I_e$ , è quindi costante e vale 50 ohm puramente resistivi
- qualora il ROS sia invece  $>1$ :
  - $V_e$  e di  $I_e$  variano lungo la linea con andamento sinusoidale ("onda stazionaria"). Dall'esempio di Figura 18 si osserva come in certi tratti della linea  $V_e$  risulti essere più elevata che in altri tratti. Stessa cosa vale per  $I_e$ , con la precisazione che dove  $V_e$  è massima  $I_e$  risulta minima e viceversa
  - tranne che in dei punti particolari,  $V_e$  non è generalmente in fase con  $I_e$
  - l'impedenza ha quindi generalmente anche una componente reattiva ed è variabile lungo la linea. (come peraltro evidente dalla Figura 1).

### *L'onda diretta e l'onda riflessa*

Va ricordato come, per le linee di trasmissione, sia d'uso considerare l'onda di tensione effettiva  $V_e$  (di cui si è appena parlato) come sovrapposizione di due onde componenti denominate rispettivamente onda di tensione diretta  $V_d$  (che, al pari della  $V_e$ , viaggia dal trasmettitore verso l'antenna) ed onda di tensione riflessa  $V_r$  (che viaggia invece dall'antenna verso il trasmettitore). La relazione che lega queste grandezze è  $V_e = V_d + V_r$  (si tratta chiaramente di una somma vettoriale, nel senso che, al momento di effettuare la somma, occorre tener anche conto della fase relativa tra i due addendi).

Stessa cosa vale per l'onda di corrente effettiva  $I_e$ , che può essere considerata come sovrapposizione di due onde componenti denominate rispettivamente onda di corrente diretta  $I_d$  (che, al pari della  $I_e$ , viaggia dal trasmettitore verso l'antenna) ed onda di corrente riflessa  $I_r$  (che viaggia dall'antenna verso il trasmettitore). Pertanto, in ogni punto della linea, si ha che  $I_e = I_d + I_r$  (di nuovo si tratta di una somma vettoriale).

Considerare l'onda di tensione (e di corrente) effettiva come scissa in un'onda diretta ed in un'onda riflessa è solamente un modo alternativo (sebbene del tutto equivalente) di vedere le cose, che è frutto di un'astrazione mentale (nella realtà delle cose di tensione, come pure di corrente, ne esiste una sola, ovvero la  $V_e$  e la  $I_e$ ). Peraltro detta scissione nelle componenti diretta ( $V_d$  ed  $I_d$ ) e riflessa ( $V_r$  ed  $I_r$ ) presenta certi vantaggi nei riguardi della trattazione matematica e quindi della comprensione dei fenomeni.

E' importante rilevare come la  $V_d$  e la  $V_r$  mostrino un comportamento molto diverso da quello della  $V_e$  (stessa cosa vale per  $I_d$  ed  $I_r$  nei confronti di  $I_e$ ). Infatti si può osservare come per qualunque valore di ROS:

- $V_d$  ed  $I_d$ , come pure  $V_r$  ed  $I_r$ , abbiano valore costante lungo la linea (contrariamente a  $V_e$  ed  $I_e$ , che invece subiscono la variazione oscillatoria nota come "onda stazionaria"). I rapporti  $V_d/I_d$ , come pure quello  $V_r/I_r$ , vale ovunque 50. Va rilevato come  $V_d$ ,  $I_d$ ,  $V_r$  e  $I_r$  varino generalmente al variare della potenza applicata e, a parità di potenza, con il valore di ROS vigente sulla linea
- in ogni punto della linea la  $I_d$  risulti in fase con la  $V_d$  (mentre la fase tra  $V_e$  e  $I_e$  invece varia lungo la linea). N.B. ciò significa che  $V_d$  e  $I_d$  raggiungono il valore di picco positivo nello stesso istante



- in ogni punto della linea la  $I_r$  risulti invece in opposizione di fase con la  $V_r$ . N.B. ciò significa che nell'istante in cui  $V_r$  raggiunge il valore di picco positivo,  $I_r$  raggiunge il valore di picco negativo
- la fase relativa tra  $V_d$  e  $V_r$  (come pure quella tra  $I_d$  e  $I_r$ ) vari lungo la linea (le relative onde si muovono in direzioni opposte)-

La  $V_e$  risulterà massima, e pari a  $V_d+V_r$ , nei punti della linea dove  $V_d$  e  $V_r$  risultino essere in fase tra loro. Risulterà invece minima, e pari a  $V_d-V_r$ , nei punti della linea dove  $V_d$  e  $V_r$  risultino essere in opposizione di fase (ovvero sfasate di 180 gradi). L'andamento sinusoidale della  $V_e$  mostrato nell'esempio di Figura 18 dipende proprio dal fatto che in certi tratti di linea  $V_d$  e  $V_r$  si sommano costruttivamente (fino a giungere al valore massimo di  $V_d+V_r$ ), mentre in altri tratti distruttivamente (fino ad un valore minimo di  $V_d-V_r$ ). Identico ragionamento per  $I_e$  che varia tra  $I_d+I_r$  ( $I_d$  in fase con  $I_r$ ) e  $I_d-I_r$  ( $I_d$  in opposizione di fase con  $I_r$ ).

Va peraltro rilevato come

- i punti della linea in cui  $I_e$  risulta massima ( $I_d$  in fase con  $I_r$ ) coincidono con i punti in cui  $V_e$  è minima ( $V_d$  in opposizione di fase con  $V_r$ ). Si parla in questo caso di "ventre di corrente" e "nodo di tensione". In quei punti l'impedenza risulta essere puramente resistiva ed assume il valore massimo
- i punti della linea in cui  $I_e$  risulta minima ( $I_d$  in opposizione di fase con  $I_r$ ) coincidono con i punti in cui  $V_e$  è massima ( $V_d$  in fase con  $V_r$ ). Si parla in questo caso di "ventre di tensione" e "nodo di corrente". In quei punti l'impedenza risulta ancora essere puramente resistiva ma assume il valore minimo.

Detti valori massimo e minimo di impedenza coincidono proprio con i due valori di R che, come visto al par. 3, risultavano associati al valore di ROS vigente sulla linea tramite le relazioni  $ROS = R/50$  e  $ROS = 50/R$ .

In quanto sopra esposto risulta fondamentale il fatto che, come già detto, mentre  $I_d$  è sempre ed ovunque in fase con  $V_d$ ,  $I_r$  è sempre ed ovunque in opposizione di fase con  $V_r$ .

$V_d$ ,  $V_r$ ,  $I_d$  e  $I_r$  sono calcolabili utilizzando le seguenti relazioni (in formato Excel):

- $V_d = \text{RADQ}(2) * \text{RADQ}(A1 * B1 * C1) * (C1 + 1) / (2 * C1)$
- $V_r = \text{RADQ}(2) * \text{RADQ}(A1 * B1 * C1) * (C1 - 1) / (2 * C1)$
- $I_d = \text{RADQ}(2) * \text{RADQ}(B1 / (A1 * C1)) * (C1 + 1) / 2$
- $I_r = \text{RADQ}(2) * \text{RADQ}(B1 / (A1 * C1)) * (C1 - 1) / 2$

ove A1 è l'impedenza caratteristica della linea (in ohm), B1 è la potenza media RF (in W) e C1 è il valore di ROS.

In chiusura, un'osservazione forse banale ma fondamentale. Le grandezze relative all'onda diretta ed a quella riflessa, ovvero  $V_d$ ,  $V_r$ ,  $I_d$ ,  $I_r$ , esistono (e sono quindi direttamente rilevabili) solo all'interno della linea. Al di fuori della linea esistono solo  $V_e$  e  $I_e$ .

### *Degli esempi pratici*

Tutto ciò detto, sembra ora opportuno proporre degli esempi riferiti a casi pratici. Consideriamo quindi un caso ipotetico nel quale viga sulla linea  $ROS = 3$ . I punti della linea in cui l'impedenza risulta essere puramente resistiva sono quelli in cui l'impedenza vale:

- $[R = 150 \ X = 0]$ . Ciò si verifica nei punti ove  $V_d$  e  $V_r$  sono in fase tra loro (e quindi  $I_d$  ed  $I_r$  in opposizione di fase)
- oppure  $[R = 16,66 \ X = 0]$ . Ciò si verifica nei punti ove  $V_d$  e  $V_r$  sono in opposizione di fase (e quindi  $I_d$  ed  $I_r$  in fase tra loro).

Le Figure 26 e 27 riportano  $V_d$ ,  $V_r$  e  $V_e$  (in termini di ampiezze di picco  $V_d$ ,  $V_r$  e  $V_e$  e di fase) nel punto ad impedenza  $[R = 150 \ X = 0]$  e quindi lungo la linea a partire da quel punto, avendo assunto che la potenza RF applicata sia pari a 100W.

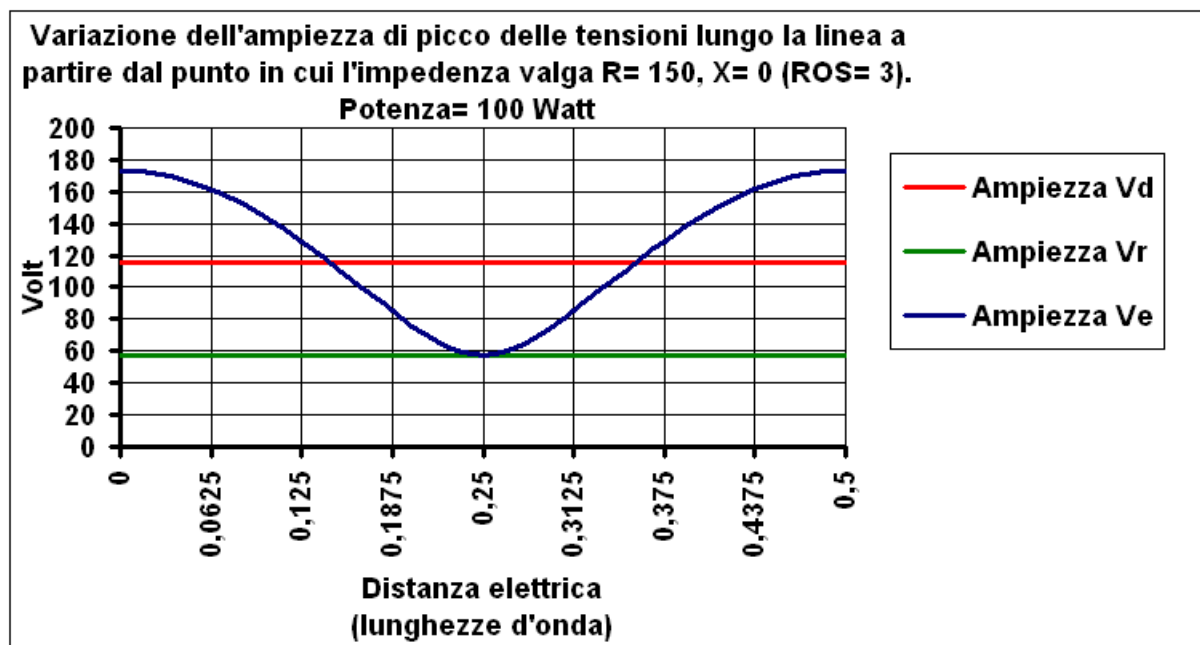


Figura 26

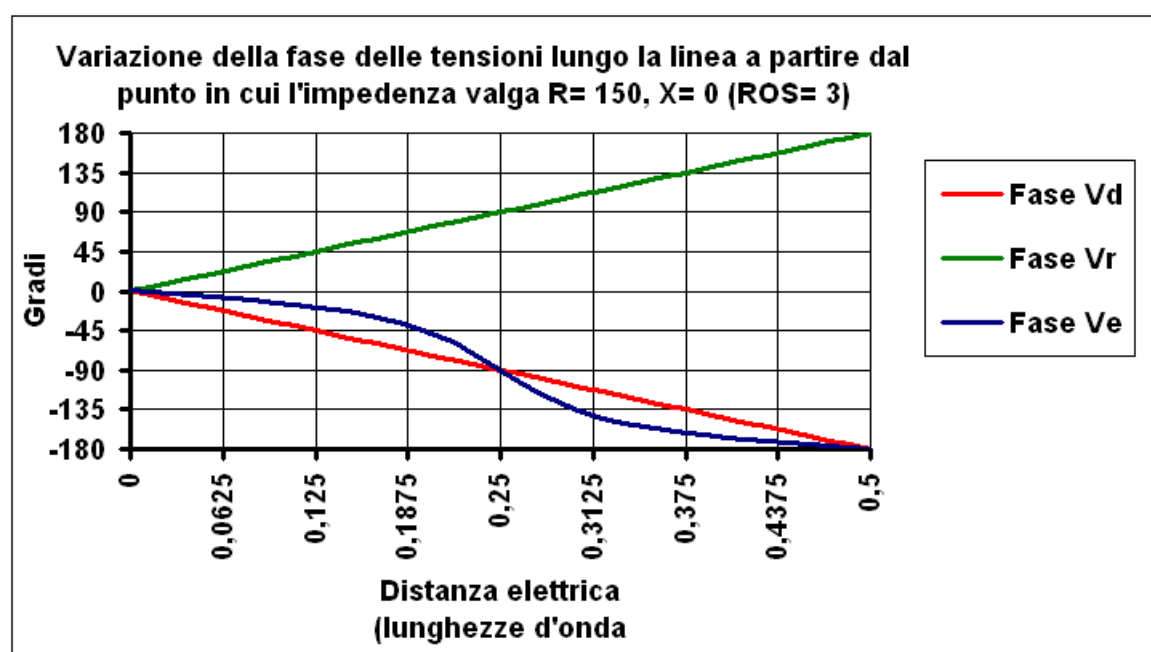


Figura 27

Alcune note:

- il fatto che in Figura 26 il valore minimo di  $V_e$  appaia coincidere con quello di  $V_r$  è puramente casuale. Tale coincidenza generalmente non sussiste per altri valori di ROS
- le fasi mostrate in Figura 27 sono tutte riferite alla fase che la  $V_e$  ha nel punto ad impedenza [ $R=150 X=0$ ], la quale rappresenta quindi il riferimento di fase 0.
- il fatto che, in Figura 27, le fasi di  $V_d$ ,  $V_r$  e  $V_e$  coincidano tutte e tre in corrispondenza al punto con impedenza [ $R=150 X=0$ ] conferma l'assunzione che, in quel punto  $V_d$  e  $V_r$ , siano in fase tra loro. E quindi  $V_e$ , somma vettoriale di  $V_d$  e  $V_r$ , non può che trovarsi anch'essa in fase.

Dai grafici di Figura 26 e Figura 27 si evince quanto segue:

- la tensione diretta  $V_d$  (in rosso):
  - ha un'ampiezza di picco  $V_d$  di circa 115,5 V (Figura 26) ed è costante lungo la linea
  - ha fase che diminuisce linearmente con la distanza (Figura 27). Tale variazione è semplicemente indice del fatto che l'onda diretta si propaga con velocità costante dal trasmettitore verso l'antenna.
- la tensione riflessa  $V_r$  (in verde):

- o ha un'ampiezza di picco  $V_r$  pari al prodotto della  $V_d$  per il coefficiente di riflessione, il quale è direttamente legato al vigente valore di ROS. Nel caso di impedenze puramente resistive, il coefficiente di riflessione è pari a  $(A1/B1-1)/(A1/B1+1)$ , ove A1 è la resistenza dell'antenna (in ohm) e B1 è l'impedenza caratteristica della linea (in ohm). Per ROS= 1 il coefficiente di riflessione vale 0 e quindi  $V_r=0$ . Per l'esempio considerato con ROS=3 il coefficiente di riflessione vale 0,5 e quindi  $V_r=$  circa 57,7 V (Figura 26), valore che rimane costante lungo tutta la linea
- o ha fase che aumenta linearmente con la distanza dall'antenna (Figura 27). Tale variazione è semplicemente indice del fatto che l'onda riflessa si propaga con velocità costante dall'antenna verso il trasmettitore.
- la tensione effettiva  $V_e$  (in blu) ha in ogni punto l'ampiezza e la fase che risultano dalla somma vettoriale di  $V_d$  e  $V_r$ :
  - o l'ampiezza di picco  $V_e$  oscilla tra un valore massimo di circa 173,2 V ed un valore minimo di circa 57,7 V (vedi Figura 26).
  - o la fase della  $V_e$  (Figura 27) assume un'inatteso andamento sinuoso, derivante dal fatto che le fasi delle sue tensioni componenti, ovvero  $V_d$  e  $V_r$ , vanno divergendo quando ci si muova lungo la linea. Un tale andamento di  $V_e$  sembrerebbe indice del fatto che l'onda della  $V_e$ , invece di correre a velocità costante lungo la linea, in certi punti accelera ed in altri rallenta. Va anche osservato come, in tutti i punti che si trovino a distanze multiple di quarti di lunghezza d'onda dal punto ad impedenza  $[R= 150 X= 0]$  la  $V_e$  rientra in fase con la  $V_d$ ; ciò dipende dal fatto che, in tali punti, la differenza di fase tra  $V_d$  e  $V_r$  risulta essere multipla di 180 gradi, e che la somma tra  $V_d$  e  $V_r$ , come pure la loro differenza, ha quindi fase pari a quella di  $V_d$ .

Per gli interessati riporto in formato Excel le equazioni che definiscono l'andamento lungo la linea della  $V_e$  (sia l'ampiezza di picco  $V_e$  che la fase). Ciò in funzione della potenza RF applicata e delle impedenze.

•  $V_e =$

$$\text{RADQ}((\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1))^2 + ((\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1))*((A1/B1-1)/(A1/B1+1)))^2 - 2*((A1/B1-1)/(A1/B1+1))*\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1)*\text{COS}(\text{PI.GRECO}() - \text{RADIANTI}(720*D1)))$$

• fase di  $V_e$  (in gradi)=

$$-\text{GRADI}(\text{ARCTAN}.2(((\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1))*\text{COS}(\text{RADIANTI}(360*D1)) + (\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1))*((A1/B1-1)/(A1/B1+1))*\text{COS}(\text{RADIANTI}(-360*D1))) ; ((\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1))*\text{SEN}(\text{RADIANTI}(360*D1)) + (\text{RADQ}(2)*\text{RADQ}(C1*B1))*((A1/B1-1)/(A1/B1+1))*\text{SEN}(\text{RADIANTI}(-360*D1))))))$$

ove A1 è l'impedenza (puramente resistiva) di carico (in ohm), B1 è l'impedenza caratteristica (puramente resistiva) della linea (in ohm), C1 è la potenza applicata (in W) e D1 è la distanza elettrica dal carico (in lunghezze d'onda).

Passiamo ora a considerare le correnti. Le Figure 28 e 29 riportano  $I_d$ ,  $I_r$  e  $I_e$  (in termini di ampiezze di picco  $I_d$ ,  $I_r$  e  $I_e$  e di fase) nel punto ad impedenza  $[R= 150 X= 0]$  e quindi lungo la linea a partire da quel punto, avendo assunto che la potenza RF applicata sia pari a 100W.

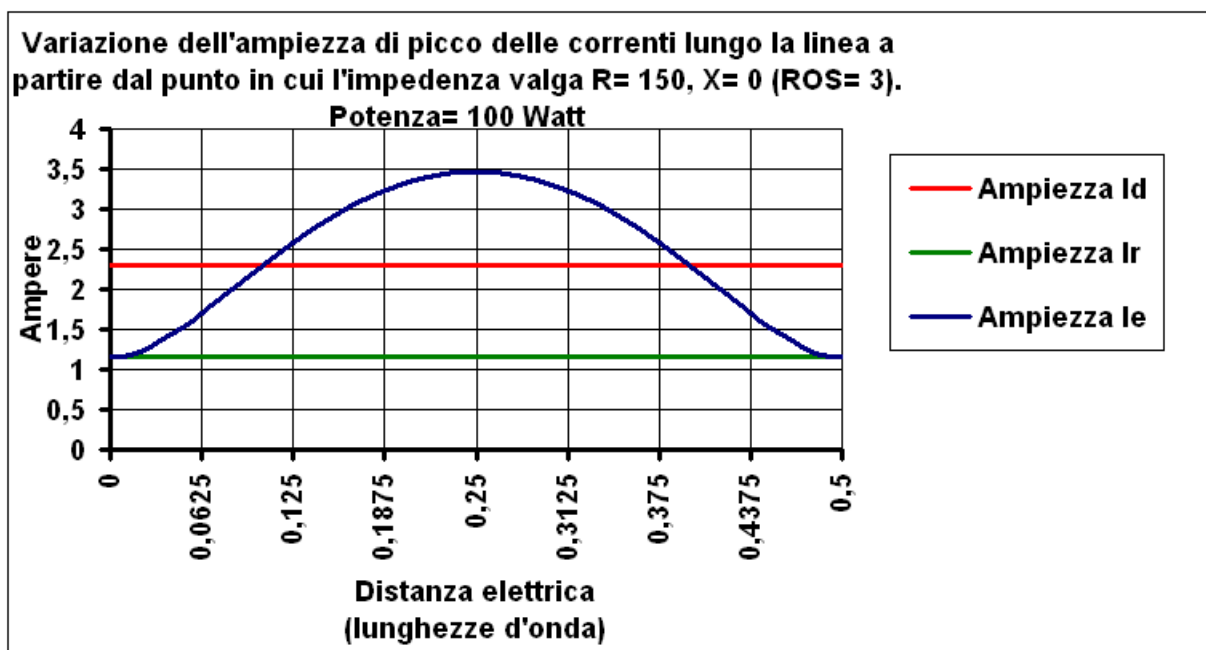


Figura 28

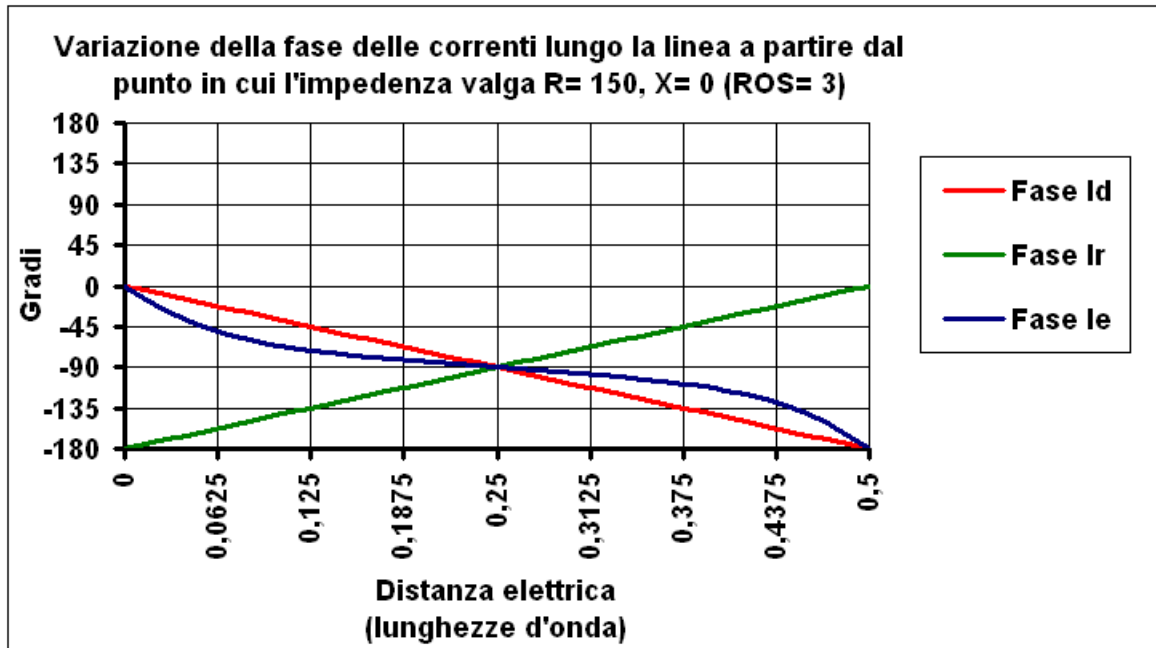


Figura 29

Alcune note:

- nuovamente il fatto che in Figura 28 il valore minimo di  $I_e$  appaia coincidere con quello di  $I_r$  è puramente casuale. Tale coincidenza generalmente non sussiste per altri valori di ROS
- le fasi mostrate in Figura 29 sono tutte riferite alla fase che la  $I_e$  ha nel punto ad impedenza  $[R= 150 X= 0]$ , la quale rappresenta quindi il riferimento di fase 0. Detta fase coincide con quella della  $V_e$  (Figura 27) nello stesso punto, essendo ivi l'impedenza puramente resistiva
- il fatto che, in Figura 29, le fasi di  $I_d$  e  $I_r$  risultino sfasate di 180 gradi in corrispondenza al punto con impedenza  $[R= 150 X= 0]$  conferma l'assunzione che in quel punto  $I_d$  e  $I_r$  siano in opposizione di fase. E quindi  $I_e$ , somma vettoriale di  $I_d$  e  $I_r$ , non può che trovarsi in fase con  $I_d$ .

Dai grafici di Figura 28 e Figura 29 si evince quanto segue:

- la corrente diretta  $I_d$  (in rosso):
  - ha un'ampiezza di picco  $I_d$  pari a circa 2,3 A (Figura 28) che è costante lungo la linea.
  - ha fase che diminuisce linearmente con la distanza (Figura 29). Tale variazione è semplicemente indice del fatto che l'onda diretta si propaga con velocità costante dal trasmettitore verso l'antenna
- la corrente riflessa  $I_r$  (in verde):
  - ha un'ampiezza di picco  $I_r$  pari al prodotto della  $I_d$  per il coefficiente di riflessione che, per ROS= 3, ha (come già visto) il valore di 0,5. Quindi  $I_r$  è circa 1,2 A (Figura 28), valore che rimane costante lungo tutta la linea
  - ha fase che aumenta linearmente con la distanza dall'antenna (Figura 29). Tale variazione è semplicemente indice del fatto che l'onda riflessa si propaga con velocità costante dall'antenna verso il trasmettitore
- la corrente effettiva  $I_e$  (in blu) ha in ogni punto l'ampiezza e la fase che risultano dalla somma vettoriale di  $I_d$  ed  $I_r$ :
  - l'ampiezza di picco  $I_e$  oscilla (vedi Figura 28) tra un valore massimo di circa 3,5 A (nel punto in cui  $I_d$  e  $I_r$  in sono in fase) ed un valore minimo di circa 1,2 A (nel punto in cui  $I_d$  e  $I_r$  in sono in opposizione di fase)
  - la fase della  $I_e$  (Figura 29) assume un andamento sinuoso similare a quello della tensione (Figura 27), ma si può osservare come, muovendosi lungo la linea, la diminuzione di fase della  $I_e$  (Figura 29) risulti più veloce di quella della  $V_e$  (Figura 27). In definitiva, mentre nel punto ad impedenza  $[R= 150 X= 0]$   $V_e$  ed  $I_e$  sono (come già visto) in fase tra loro, non appena ci si sposti dal punto ad impedenza  $[R= 150 X= 0]$  insorge una differenza di fase tra  $V_e$  ed  $I_e$  che è la responsabile della comparsa di una componente reattiva nell'impedenza
  - si osserva infine come il grafico della  $I_e$  (Figura 28) risulti similare a quello della  $V_e$  (in Figura 26), ma spostato di un quarto d'onda a sinistra (lo stesso vale per le fasi).

Va rilevato come, qualora le Figure 26, 27, 28 e 29 fossero state prodotte per un'impedenza di partenza di  $[R= 16,66 \ X= 0]$  (invece di  $[R= 150 \ X= 0]$ ), si sarebbero ottenuti grafici simili ma invertiti, nel senso che i grafici delle tensioni coinciderebbero con quelli delle correnti e viceversa (a parte ovviamente le scale).

#### *Una verifica di coerenza.*

Chiariti ormai quali siano gli andamenti di tensione e corrente sulla linea, a questo punto è d'obbligo una verifica di coerenza tra i vari risultati ottenuti.

Poniamoci allora ad una determinata distanza dal punto in cui l'impedenza vale  $[R= 150 \ X= 0]$ , e verifichiamo come lo sfasamento che si registra tra  $V_e$  ed  $I_e$  in quel punto (Figure 27 e 29) sia in linea con l'impedenza che si è calcolato sussistere nello stesso punto (Figura 1).

A tal proposito, supponiamo ipoteticamente di porci ad una distanza elettrica di 0,0625 lunghezze d'onda (che corrisponde ad uno spostamento di fase pari a 22.5 gradi). In quel punto otteniamo i seguenti valori:

- $V_e$  ha fase di -7,86 gradi (come risulta dal grafico di Figura 27)
- $I_e$  ha fase di -51,18 gradi (come risulta dal grafico di Figura 29).

$I_e$  si trova quindi in anticipo rispetto a  $V_e$  di  $51,18-7,86=43,32$  gradi.

Peraltro:

- $R= 69,07$  ohm (come risulta dal grafico di Figura 1)
- $X= -65,12$  ohm (come risulta dallo stesso grafico di Figura 1).

da cui si può facilmente calcolare come  $I_e$  si trovi in anticipo rispetto a  $V_e$  proprio di 43.32 gradi.

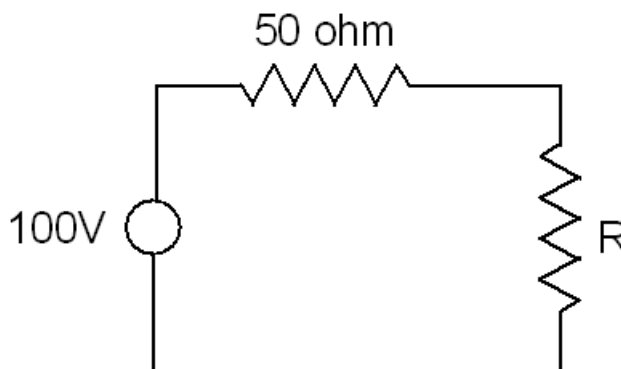
La matematica non è un'opinione!

#### *Parliamo ora di potenze*

Al momento di caratterizzare gli andamenti di tensione e corrente lungo la linea, si è prima visto come l'onda di tensione effettiva  $V_e$  possa essere vista come sovrapposizione di un'onda di tensione diretta  $V_d$  ed un'onda di tensione riflessa  $V_r$ .

Stessa cosa vale per le correnti ( $I_e$ ,  $I_d$  ed  $I_r$ ).

Lo stesso tipo di modellizzazione vale per la potenza, potendosi quindi parlare di potenza media  $P_m$ , di potenza diretta  $P_d$  e di potenza riflessa  $P_r$ . Per meglio comprendere questi concetti, converrà dapprima considerare il semplice esempio di Figura 30 che mostra un generatore di tensione continua da 100 V, con resistenza interna di 50 ohm e caricato su un carico R.



**Figura 30**

Esistono due modi di caratterizzare il trasferimento di potenza dal generatore al carico.

Secondo il metodo classico, si dice semplicemente che il generatore trasferisce al carico una potenza  $P_m$  il cui valore dipende da R. È facile calcolare che, se  $R= 50$  ohm, allora  $P_m$  risulta essere pari a 50 W.

Un metodo diverso, sebbene del tutto equivalente a quello classico, è quello di introdurre, oltre al concetto di potenza media  $P_m$  (che è la potenza effettivamente trasferita dal generatore sul carico in funzione del valore di R), anche il concetto di "potenza diretta"  $P_d$  che è il valore massimo di potenza che il generatore è in grado di trasferire al carico, ovvero il valore che si registra quando R abbia lo stesso sia uguale alla resistenza interna del generatore, ovvero 50 ohm nell'esempio considerato (carico "adattato", teorema del massimo trasferimento di potenza). Nel nostro esempio si ha  $P_d= 50$  W.

Pertanto se  $R = 50 \text{ ohm}$ ,  $P_m = P_d$ . Altrimenti in generale  $P_m < P_d$ .

Supponiamo ora di utilizzare un carico la cui  $R$  valga il doppio o la metà del carico adattato (ovvero di  $50 \text{ ohm}$ ). In entrambi i casi (cioè  $R = 100 \text{ ohm}$  o  $R = 25 \text{ ohm}$ ) si avrebbe  $P_m = 44.4 \text{ W}$ , un valore che risulta variato di  $-5.6 \text{ W}$  rispetto al caso del carico adattato. Se ora chiamiamo "potenza riflessa"  $P_r$  l'entità di detta variazione, risulta che  $P_m = P_d + P_r$ .

Stessa cosa se si supponesse che  $R$  valga il triplo od un terzo del carico adattato. Si avrebbe allora  $P_m = 37.5 \text{ W}$  e quindi  $P_r = -12.5 \text{ W}$ .

In conclusione si tratta di un modo alternativo, anche se del tutto equivalente, di descrivere la realtà: invece di dire semplicemente che il generatore trasferisce la potenza  $P_m$  al carico, si dice:

- che il generatore trasferisce comunque al carico, indipendentemente dal suo valore, la massima potenza possibile, ovvero  $P_d$
- che però il carico gliene restituisce una certa parte, ovvero  $|P_r|$ , cioè quella che non "riesce" ad assorbire a causa del suo disadattamento. Utilizzando la relazione  $P_m = P_d + P_r$  si ottiene lo stesso valore di  $P_m$  che si ottiene con il metodo classico.

Il fatto che risulti negativa  $P_r$  è coerente con il fatto che essa fluisce dal carico verso il generatore.

Quanto sopra detto si applica chiaramente anche al caso in cui il generatore sia un trasmettitore (che qui supponiamo poter erogare al massimo  $50 \text{ W}$ ) ed il carico sia ad esempio un'antenna, che per il momento supponiamo connessa direttamente al trasmettitore, ovvero senza il tramite di una linea di trasmissione.

In tal caso, in presenza di un carico non adattato, può capitare di leggere sul wattmetro un valore di  $P_d$  superiore alla potenza che il trasmettitore è in grado di erogare, fatto che sembrerebbe in contrasto con la definizione di  $P_d$  sopra data..

Per spiegare questo fatto, supponiamo che il valore del carico (non adattato) sia tale da provocare una  $P_r$  pari al 10% della  $P_d$ . Ci attenderemmo allora di leggere al massimo  $P_d = 50 \text{ W}$  e  $P_r = 5 \text{ W}$ , il che significherebbe che  $P_m = 45 \text{ W}$  e che quindi il trasmettitore sta erogando una potenza inferiore alla quella massima.

Se però il trasmettitore dispone di accordatore o di circuito pi-greco, sarà allora possibile far comunque vedere al trasmettitore un carico adattato e fargli così erogare l'intera potenza di  $50 \text{ W}$  (invece che  $45 \text{ W}$ ). In tali condizioni il wattmetro, che si trova interposto tra l'accordatore e carico e che è calibrato su un'impedenza di riferimento di  $50 \text{ ohm}$ , vedrà un carico disadattato su cui si riversano tutti i  $50 \text{ W}$  erogati dal trasmettitore. In tali condizioni il wattmetro non potrà che indicare  $P_d = 55.55 \text{ W}$  e  $P_r = 5.55 \text{ W}$ , così che  $P_m$  risulti correttamente esser pari a  $50 \text{ W}$ .

Passando ora ad applicare quanto sopra detto al caso di un trasmettitore ed un'antenna connessi tra di loro da una linea di trasmissione, le equazioni che legano le potenze presenti sulla linea, ovvero  $P_d$  e  $P_r$ , ai relativi valori di  $V_d$  e  $I_d$  sono:

- $P_d = 0.5 * V_d * I_d * \cos(a_1)$
- $P_r = 0.5 * V_r * I_r * \cos(a_2)$

Per quanto riguarda l'onda diretta, si era già visto come in ogni punto della linea  $I_d$  risulti essere in fase con  $V_d$  ( $a_1 = 0$ ), e ciò rende il fattore coseno sempre uguale ad 1. Pertanto  $P_d$  è una grandezza costante e positiva che vale  $P_d = 0.5 * V_d * I_d$ . Essa fluisce quindi dal trasmettitore verso l'antenna.

Stesso ragionamento vale per l'onda riflessa, ma si era già visto come  $I_r$  risulti essere sempre in opposizione di fase con  $V_r$  ( $a_2 = 180$ ). Pertanto il fattore coseno vale sempre -1 e  $P_r$  risulta quindi una grandezza costante e negativa che vale  $P_r = -0.5 * V_r * I_r$ . Essa fluisce quindi dall'antenna verso il trasmettitore.

Il fatto che tra  $P_m$ ,  $P_d$  e  $P_r$  sussista la relazione  $P_m = P_d + P_r$  sembra quasi essere un'ovvietà, parendo scontato il fatto che, se in un punto del circuito confluiscono due potenze, la potenza complessiva è pari alla somma delle due. In realtà, pur se nel caso della linee di trasmissione la relazione  $P_m = P_d + P_r$  risulti effettivamente corretta, ciò non è vero in generale. Si tratta di una questione importante su cui vale la pena di spendere qualche parola.

A tal riguardo consideriamo il semplice circuito mostrato in Figura 31, comprendente due generatori di tensione continua, tre resistenze e due interruttori.

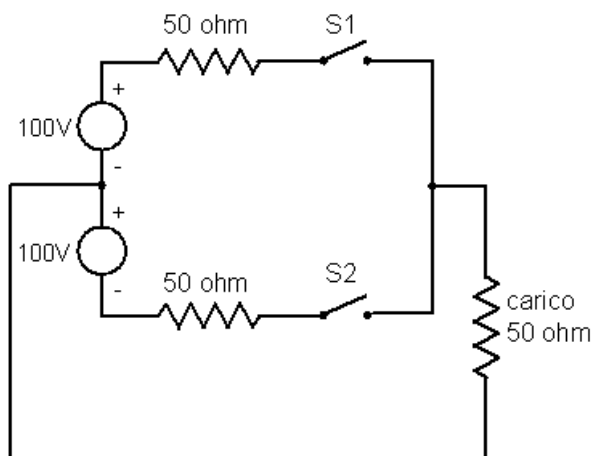


Figura 31

Per quanto riguarda la tensione:

- chiudendo S1 la tensione sul carico vale +50V
- chiudendo S2 la tensione sul carico vale -50V
- chiudendo entrambi S1 ed S2 la tensione sul carico vale 0V.

Pertanto la tensione prodotta dai due generatori sul carico, quando operino in maniera concomitante, risulta essere pari alla somma delle tensioni prodotte individualmente sul carico da ciascun generatore. Infatti  $50 + (-50) = 0$ .

Stessa relazione non vale però per la  $P_m$ , infatti:

- chiudendo S1 la  $P_m$  sul carico vale 50W
- chiudendo S2 la  $P_m$  sul carico vale 50W
- chiudendo entrambi S1 ed S2 la  $P_m$  sul carico vale 0W.

Chiaramente  $50 + 50$ , valendo 100, non è pari a 0. Quindi sarebbe incorretto effettuare la semplice somma delle potenze trasferite dai singoli generatori.

Questo risultato, relativo ad un esempio in corrente continua, è in linea con regola generale di calcolo della  $P_m$  complessivamente trasferita su un carico da più generatori, ad una qualunque frequenza.

Al fine di calcolare detta  $P_m$  complessiva, le  $P_m$  che ciascun generatore individualmente trasferisce:

- possono essere direttamente sommate tra di loro solo quando tutti i generatori abbiano frequenza diversa (o più precisamente quando gli spettri dei segnali prodotti dai vari generatori non abbiano righe spettrali in comune). Questa condizione non è chiaramente verificata nell'esempio di Figura 32, in quanto entrambi i generatori hanno la stessa frequenza, ovvero 0 Hz. Ecco perchè in quel caso risulterebbe incorretto effettuare la semplice somma delle potenze
- non possono invece essere semplicemente sommate tra loro quando i generatori abbiano invece la stessa frequenza. In questo caso bisognerà dapprima sommare vettorialmente (ovvero tenendo conto della fase relativa) le tensioni prodotte sul carico dai vari generatori e poi calcolare il valore di  $P_m$  relativo alla tensione somma (più precisamente, se gli spettri dei segnali prodotti dai vari generatori hanno delle righe spettrali in comune, allora bisognerà, per ciascuna delle frequenze ove si manifesta una sovrapposizione spettrale, prima calcolare la tensione totale risultante dalla somma vettoriale delle tensioni delle righe che cadono su quella frequenza, e quindi calcolare la  $P_m$  corrispondente a quella tensione totale. Una volta eseguito questo calcolo per tutte le frequenze ove si manifesta una sovrapposizione spettrale, si potranno a quel punto sommare direttamente tra loro le varie  $P_m$ ).

Tornando ora alle linee di trasmissione, sorge spontaneo chiedersi il perchè, nonostante l'onda diretta e l'onda riflessa hanno entrambi la stessa frequenza, sia comunque possibile calcolare direttamente  $P_m$  come somma di  $P_d$  e  $P_r$ , invece di dover prima sommare tra loro  $V_d$  e  $V_r$ , ottenendo così  $V_e$  e quindi  $P_m$ .

La risposta immediata sta nel fatto che:

- in un componente fisico (ad es. in una resistenza), una volta sommate vettorialmente le tensioni dei vari generatori e calcolata quindi la  $V_e$ , la potenza media  $P_m$  sui ottiene in ogni caso con la semplice relazione  $P_m = 0.5 * V_e^2 / R$
- in una linea di trasmissione invece, la R che si trova al denominatore della formula varia in funzione della fase relativa tra le due tensioni che si sommano (ovvero  $V_d$  e  $V_r$ ). Per esempio nei punti della linea in cui risulta  $V_e = V_d + V_r$  (ventre di tensione, in cui  $V_d$  e  $V_r$ , essendo in fase tra loro, si sommano pienamente) si registra un massimo dell'impedenza (anche

perchè in quello stesso punto si ha un ventre di corrente). Nei punti dove invece  $V_e = V_d - V_r$  (nodo di tensione in cui  $V_r$ , essendo in opposizione di fase con  $V_d$ , ne va totalmente in sottrazione). si registra un minimo dell'impedenza. In altre parole, in una linea di trasmissione occorre tener conto delle specificità di quell'ambiente.

Per dimostrare come, per le linee di trasmissione, sia corretto utilizzare la relazione  $P_m = P_d + P_r$ , nonostante l'onda diretta e l'onda riflessa abbiano la stessa frequenza, seguiamo la corretta procedura di calcolo determinando dapprima, nel punto considerato della linea, la tensione totale  $V_e$  (come somma di  $V_d$  e  $V_r$ ) e la corrente totale  $I_e$  (come somma di  $I_d$  e  $I_r$ ), e quindi calcolando la potenza media  $P_m$  tramite la già vista relazione (in Excel):

- $P_m = 0.5 * A1 * B1 * \text{COS}(\text{RADIANTI}(C1))$

ove stavolta  $A1$  è pari a  $V_e$  (in V),  $B1$  è pari ad  $I_e$  (in A) e  $C1$  è pari allo sfasamento relativo (in gradi) tra  $V_e$  ed  $I_e$  (tutte i valori sono relativi al punto di linea considerato).

Nonostante  $V_e$  ed  $I_e$  varino con il particolare punto della linea considerato, le loro variazioni saranno tali che la formula sopra riportata dia comunque lo stesso risultato in qualunque punto della linea, in quanto  $P_m$ , come prima detto, è ovunque la stessa.

Essendo anche  $P_d$  e  $P_r$  delle grandezze costanti, la relazione tra  $P_m$ ,  $P_d$  e  $P_r$  deve essere la stessa in qualsiasi punto della linea, e può essere quindi determinata in un punto della linea a piacere. Allora, per semplicità, sceglieremo un punto ove:

- $V_r$  sia in fase con  $V_d$ . In quel punto  $V_e$  risulta allora semplicemente pari a  $V_d + V_r$
- per quanto prima detto, in quel punto  $I_r$  risulterà in opposizione di fase con  $I_d$ .  $I_e$  risulta allora semplicemente pari a  $I_d - I_r$ .

Per quanto riguarda  $C1$ , dato che:

- $I_d$  è sempre in fase con  $V_d$
- $I_r$  è sempre in opposizione di fase con  $V_r$ .

risulta immediatamente come l'angolo tra la tensione  $V_e$  e la corrente  $I_e$  sia pari a zero, e quindi come  $\text{cos}(C1) = 1$ .

In definitiva la relazione tra  $P_m$ ,  $P_d$  e  $P_r$  è la seguente:

$$P_m = 0.5 * (V_d + V_r) * (I_d - I_r) = 0.5 * (V_d + V_r) * (V_d/50 - V_r/50) = (V_d^2)/100 + (V_r^2)/100 = P_d + P_r$$

## APPENDICE 2

La Figura 1 fornisce un esempio di come varino le componenti resistiva (R) e reattiva (X) dell'impedenza quando ci si muova lungo la linea nel caso in cui l'antenna non sia adattata (ovvero abbia impedenza diversa da  $[R=50 X=0]$ ). In quest'Appendice si desidera illustrare degli aspetti che dovrebbero facilitare la comprensione di tale comportamento.

Al solo fine di fornire delle indicazioni quantitative, e senza perdita di generalità, faremo qui riferimento ad una discesa d'antenna realizzata in cavo RG-58, che può essere considerata come costituita da tanti pezzetti di cavo RG-58 lunghi ciascuno 10 cm e posti uno di seguito all'altro (ovvero in cascata). Tale situazione è mostrata in Figura 32, ove i pezzetti di cavo da 10 cm vengono visualizzati come tanti "vagoncini", il primo dei quali si suppone sia connesso ad un'antenna adattata, ovvero con impedenza  $[R=50 X=0]$ .

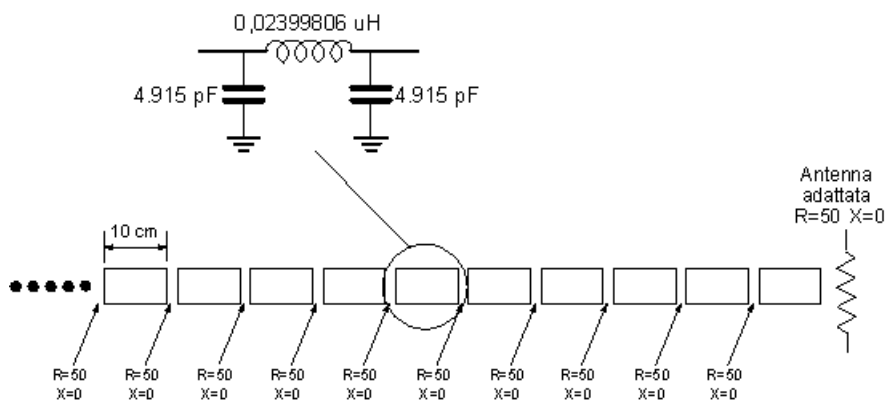


Figura 32



Supponendo ipoteticamente che il cavo considerato non abbia perdite e non presenti quindi attenuazione alcuna, ciascun vagoncino può considerarsi costituito da una cella a pi-greco (vedi Figura 32) che comprende due condensatori e un'induttanza. Per determinare, nel caso in esame, il valore dei componenti di tale modello elettrico del vagoncino si procede così:

- tenendo presente che un valore tipico di capacità per l'RG-58 è di 98,3 pF per metro, si può allora assumere che ogni vagoncino da 10 cm abbia una capacità complessiva di 9,83 pF. Pertanto si può stabilire, anche se con qualche approssimazione, che ciascuno dei due condensatori del vagoncino valga 4,915 pF (ovvero la metà di 9,83 pF)
- per quanto riguarda l'induttanza, questa deve essere tale che l'impedenza caratteristica del cavo risulti essere di 50 ohm. perchè ciò si verifichi, basterà utilizzare la seguente formula (in formato Excel):

$$Z_0 = \text{RADQ}((1000000 * A1) / (2 * B1))$$

ove  $Z_0$  è l'impedenza caratteristica del cavo (in ohm), A1 è pari al valore di induttanza del vagoncino (in uH) e B1 è pari al valore di ciascun condensatore del vagoncino (in pF).

Dopo aver determinato che l'induttanza deve valere 0,02399806 uH, è facile determinare, utilizzando le normali formule dei circuiti a pi-greco, che se un qualsiasi vagoncino viene terminato su [R= 50 X= 0] esso presenta lo stesso valore di impedenza al vagoncino successivo (come mostrato in Figura 32). Di conseguenza il trasmettitore, che è posto all'altra estremità del cavo, vedrà anch'esso [R= 50 X= 0].

Vediamo ora cosa avviene se l'antenna sia invece non adattata, supponendo - a titolo di esempio - che la sua impedenza valga [R= 150 X= 0], quindi con ROS= 3. Tale valore è stato appositamente scelto per poter prontamente paragonare il comportamento del modello elettrico a pi-greco con il comportamento reale (visualizzato in Figura 1, che è appunto relativa al caso di impedenza pari a [R= 150 X= 0]).

Sono stati quindi calcolati, di nuovo utilizzando le normali formule dei circuiti a pi-greco, i valori di impedenza visti da ciascun vagoncino da 10 cm, valori che - in questo caso - risultano avere anche una componente reattiva X (vedi Figura 33).

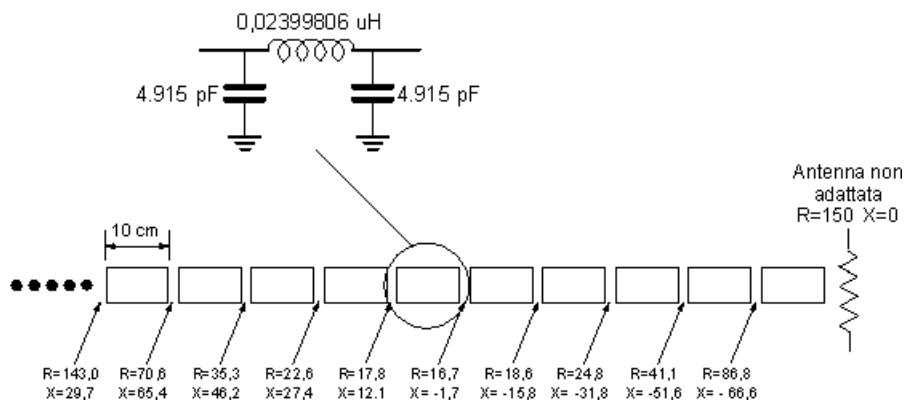


Figura 33

A questo punto è possibile paragonare i valori di impedenza visti da ciascun vagoncino con quelli che risulterebbero applicando invece le formule teoriche delle linee di trasmissione, diagrammati in Figura 1. Le Figure 34 e 35 mostrano come varino rispettivamente resistenza e reattanza lungo la linea, sia secondo il modello a vagoncini di tipo pi-greco che secondo le formule teoriche. In particolare dette figure rappresentano gli andamenti lungo i primi 110 cm di cavo (11 vagoncini da 10 cm) a partire dall'antenna, nel caso in cui la frequenza di lavoro sia 100 MHz. Per tale valore di frequenza, la mezza lunghezza d'onda si raggiunge a 98,85 cm dall'antenna (avendo tenuto in conto un fattore di velocità del cavo pari a 0,659).

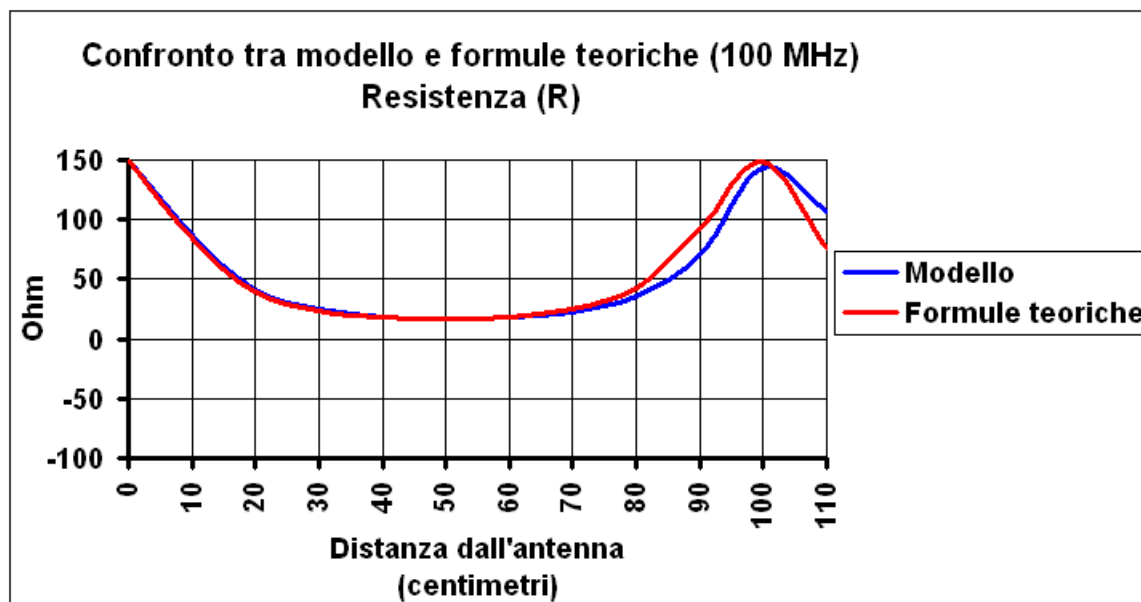


Figura 34

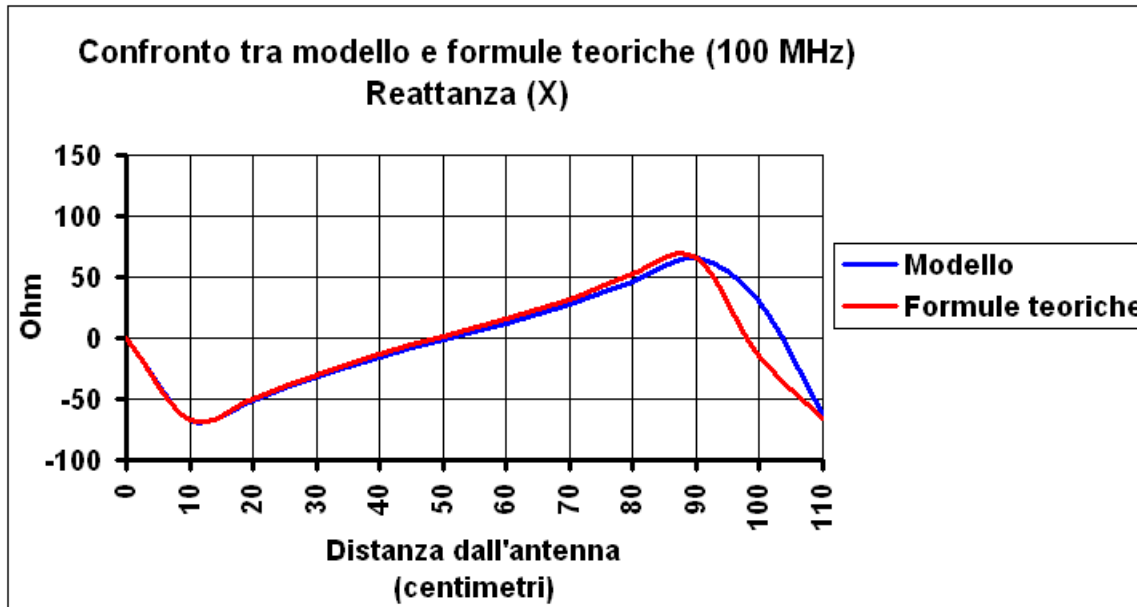


Figura 35

Esaminando i grafici si conferma come, nel caso delle formule teoriche (curve rosse), l'impedenza che viene vista a mezza lunghezza d'onda (ovvero a 98,85 cm di distanza dall'antenna) sia identica a quella dell'antenna stessa (sia la R che la X).

Nel caso del modello a celle di tipo pi-greco sussiste invece un leggerissimo scostamento a destra, dovuto ai seguenti fattori concomitanti:

- grossolanità del modello. Se si fossero considerati pezzetti di cavo più corti, ad es. da 1 cm invece che da 10 cm, certamente si sarebbero ottenuti risultati ancora più vicini alla realtà
- incertezza sull'impedenza del cavo, che influisce sui valori assunti di capacità ed induttanza. Alcuni fonti riportano, per l'RG-58, 50 ohm di impedenza, altre 52 ohm
- incertezza sulla capacità per metro, che influisce anch'essa sui valori assunti di capacità ed induttanza. Alcuni fonti riportano delle capacità per metro più elevate, altre più basse.

In definitiva si può certamente asserire come il modello a pi-greco qui considerato ben rappresenti la realtà delle cose.

Tutto quanto detto è basato sull'ipotetica supposizione che il cavo non presenti alcuna attenuazione. Vediamo allora cosa accade nel caso reale, ovvero quello in cui il cavo abbia invece delle perdite, ponendo nostra attenzione sull'impedenza caratteristica.

In questo caso la cella di tipo pi-greco si modifica come mostrato in Figura 36, nella quale ora non facciamo più riferimento ad una determinata lunghezza (10 cm) del particolare cavo RG-58, bensì ad una cella di lunghezza infinitesimale di un cavo generico.

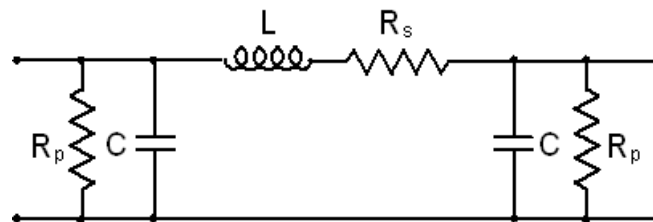


Figura 36

Si notano le seguenti differenze:

- in serie ad L è ora presente una resistenza  $R_s$  che rappresenta le perdite che si manifestano nel rame. La potenza dissipata in  $R_s$  è ovviamente tanto più elevata quanto più forte è la corrente (I) che attraversa il cavo. Se la resistenza di  $R_s$  vale R, allora  $P = I^2 * R$
- in parallelo a ciascun C è presente una resistenza  $R_p$  che rappresenta le perdite che si manifestano nel dielettrico. La potenza dissipata in  $R_p$  è ovviamente tanto più elevata quanto più forte è la tensione (V) sul cavo. Quantificando  $R_p$  in termini di conduttanza G (inverso della resistenza, espressa in Siemens pari a 1/ohm), la formula della potenza dissipata assume la stessa struttura, ovvero  $P = V^2 * G$ .

Con riferimento al modello di Figura 35, l'impedenza caratteristica del cavo  $Z_o = R_o + X_o$  (in ohm) è esprimibile (in formato Excel):

- $R_o = \text{RADQ}((C1*2*D1+(2/A1)*B1)/((2/A1)^2+(2*D1)^2))$
- $X_o = \text{RADQ}((B1*2*D1-(2/A1)*C1)/((2/A1)^2+(2*D1)^2))$

ove A1 è la reattanza (senza segno) di C alla frequenza di lavoro (in ohm), B1 è la reattanza di L alla frequenza di lavoro (in ohm), C1 è la resistenza di  $R_s$  (in ohm) e D1 è la conduttanza di  $R_p$  (in Siemens).

Giocando con le formule, è possibile stabilire quanto segue:

- se il cavo non ha perdite (ovvero  $R_s$  ha resistenza nulla ed  $R_p$  ha anch'essa conduttanza nulla), allora  $X_o = 0$  e quindi  $Z_o$  risulta essere puramente resistiva con valore indipendente dalla frequenza
- se il cavo ha invece delle perdite, allora:
  - se il rapporto tra resistenza di  $R_s$  e conduttanza di  $R_p$  è uguale al rapporto tra reattanza di C (senza segno) e reattanza di L, allora  $Z_o$  risulta comunque puramente resistiva e di valore indipendente dalla frequenza. Questo caso però si verifica solo quando le perdite dovute al rame siano identiche a quelle dovute al dielettrico, cosa che in pratica generalmente non avviene (vedi Figura 22)
  - se invece detti rapporti non sono uguali tra loro (come in pratica non lo sono), allora sorge una  $X_o$  non nulla e quindi  $Z_o$  risulta essere non più puramente resistiva; inoltre il suo valore varia con la frequenza. Quando però le perdite della linea siano complessivamente modeste, i valori di  $X_o$  diventano trascurabili e la  $Z_o$  rimane praticamente indipendente dalla frequenza.

*Return to the [IOJX home page](#)*

---