

Appunti di Antenne

Capitolo 3 – Schiere di antenne (III)

<i>Schiere passive</i>	1
Schiere Yagi-Uda.....	6
Antenne log-periodiche.....	8

Schiere passive

Una schiera di antenne si definisce **attiva** quando tutte le sue antenne sono alimentate. Esempi di schiere attive sono quindi tutti quelli che abbiamo considerato nei paragrafi precedenti.

Viceversa, una schiera si dice **passiva** quando non tutte le antenne sono alimentate direttamente: tipico è l'esempio delle schiere usate per la ricezione dei segnali TV (**schiere Yagi-Uda**), in cui c'è una sola antenna alimentata direttamente. Le antenne che non sono alimentate vengono eccitate dall'accoppiamento con le antenne alimentate.

Perché tale accoppiamento sia di entità sufficiente, le antenne devono essere poste, una dall'altra, a distanza d inferiore a $\lambda/4$; al contrario, per distanze superiori a $\lambda/4$ l'entità dell'accoppiamento risulta trascurabile ed è implicitamente l'ipotesi che abbiamo sempre fatto nei paragrafi precedenti.

Occupiamoci dunque con maggiore dettaglio delle schiere passive.

Consideriamo una schiera formata da N antenne; inizialmente, supponiamo che tutte queste antenne siano alimentate; utilizzando il concetto di **accoppiamento** tra ciascuna antenna e tutte le altre, possiamo senz'altro affermare che la tensione ai morsetti di ciascuna antenna sia legata non solo alla distribuzione corrente nell'antenna stessa, ma anche alla distribuzione di corrente sulle altre antenne. Ciò significa scrivere, in formule, che vale il seguente sistema di N equazioni:

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + \dots + Z_{1N}I_N \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + \dots + Z_{2N}I_N \\ V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + \dots + Z_{3N}I_N \\ \dots \\ V_N = Z_{N1}I_1 + Z_{N2}I_2 + Z_{N3}I_3 + \dots + Z_{NN}I_N \end{cases}$$

In pratica, quindi, stiamo "interpretando" la schiera come una rete di N dispositivi a due terminali; ogni coppia di terminali è caratterizzata da una coppia corrente-tensione; i legami tra le tensioni in ciascuna antenna e le

correnti in tutte le antenne sono rappresentate dalla matrice delle **autoimpedenze** Z_{ii} e delle **impedenze mutue** Z_{ij} :

$$[V] = [Z] \cdot [I]$$

A questo punto, ipotizziamo che una sola antenna sia alimentata, il che significa che l'unica tensione non nulla è quella di tale antenna: ad esempio, se supponiamo risulti $V_2 = \gamma$ e $V_i = 0$ per $\forall i \neq 2$, il sistema diventa

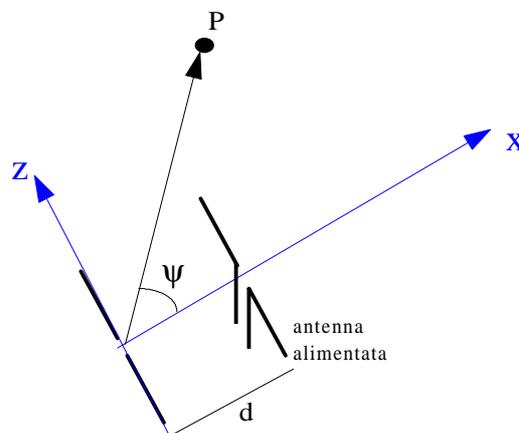
$$\begin{cases} 0 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + \dots + Z_{1N}I_N \\ \gamma = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + \dots + Z_{2N}I_N \\ 0 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + \dots + Z_{3N}I_N \\ \dots \\ 0 = Z_{N1}I_1 + Z_{N2}I_2 + Z_{N3}I_3 + \dots + Z_{NN}I_N \end{cases}$$

La risoluzione di questo sistema fornisce le espressioni delle correnti nelle varie antenne. Ad esempio, nel caso semplice di un sistema di 2 antenne (di cui una sola alimentata, con tensione pari genericamente a γ), si ottiene

$$\begin{cases} 0 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ \gamma = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \xrightarrow{\text{risolvendo}} \begin{cases} I_1 = \frac{-Z_{12}\gamma}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} \\ I_2 = \frac{Z_{11}\gamma}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} \end{cases}$$

Quanto ricavato mostra dunque che esiste comunque una corrente nell'antenna 1, pur non essendo quest'ultima alimentata direttamente. Tale corrente è dovuta appunto all'accoppiamento con l'antenna alimentata, quantificato dall'impedenza mutua Z_{12} . In assenza di accoppiamento ($Z_{12} = 0$), non ci sarebbe corrente nell'antenna 1, che quindi sarebbe inutile.

E' evidente, allora, che è possibile "giocare" con le espressioni delle impedenze mutue e delle autoimpedenze al fine di ottenere le desiderate distribuzioni di corrente (corrispondenti a loro volta ai desiderati *pattern di radiazione*). Consideriamo, ad esempio, proprio il caso della schiera di due elementi.



Il *fattore di schiera* vale in questo caso

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^2 I_i \cdot e^{jk_0 d(i-1) \cos \psi} = I_1 + I_2 \cdot e^{jk_0 d \cos \psi}$$

Il rapporto I_2/I_1 tra le correnti nelle due antenne è evidentemente pari a $-Z_{11}/Z_{12}$, per cui possiamo scrivere che

$$F(\theta, \varphi) = I_1 \left(1 + \frac{I_2}{I_1} e^{jk_0 d \cos \psi} \right) = \frac{-Z_{12} \gamma}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2} \left(1 - \frac{Z_{11}}{Z_{12}} e^{jk_0 d \cos \psi} \right)$$

Proviamo ad imporre che risulti $\frac{Z_{11}}{Z_{12}} = Ze^{j\alpha d}$, dove Z è un numero reale:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{-Z_{12} \gamma}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2} \left(1 - Ze^{j(\alpha + k_0 d \cos \psi)} \right)$$

In base a questa espressione, notiamo che l'andamento di F dipende strettamente dal termine tra parentesi. Ad esempio, supponiamo di voler ottenere il massimo di radiazione in corrispondenza di $\psi=0$, ossia lungo la direzione di allineamento della schiera (quindi vogliamo una **schiera endfire** con il lobo principale lungo le x positive, con riferimento all'ultima figura).

Cominciamo allora a calcolare F in corrispondenza di $\psi=0$, otteniamo

$$F(\psi = 0) = \frac{-Z_{12} \gamma}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2} \left(1 - Ze^{j(\alpha + k_0) d} \right)$$

Convienne esplicitare l'esponenziale in termini di Seno e Coseno:

$$F(\psi = 0) = \frac{-Z_{12} \gamma}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2} \left[1 - Z(\cos((\alpha + k_0) d) + j \sin((\alpha + k_0) d)) \right]$$

Affinché si abbia il massimo valore di $F(0)$, ci serve che il termine tra parentesi quadre valga $1+Z$, il che si ottiene se

$$(\alpha + k_0) d = \pm \pi \longrightarrow \alpha = \pm \frac{\pi}{d} - k_0$$

In questo modo, otteniamo il massimo di radiazione in corrispondenza delle x positive. In questo caso, si dice che l'elemento non alimentato si comporta da **riflettore** (in inglese, **reflector**), per evidenti motivi: la direzione del lobo è quella opposta alla posizione dell'elemento passivo rispetto a quella dell'elemento attivo.

Non solo, ma potremmo anche richiedere che la *retro-irradiazione* della schiera sia nulla, il che si ottiene imponendo $F=0$ in corrispondenza di $\psi=\pi$. Allora, dato che

$$F(\psi = \pi) = \frac{-Z_{12}\gamma}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} (1 - Ze^{j(\alpha - k_0)d}) = \frac{-Z_{12}\gamma}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2} [1 - Z(\cos((\alpha - k_0)d) + j\sin((\alpha - k_0)d))]$$

la condizione che dobbiamo imporre è evidentemente che si annulli il termine tra parentesi quadre, il che accade quando

$$\begin{cases} (\alpha - k_0)d = 0 \text{ oppure } 2\pi \\ Z = 1 \end{cases}$$

Aggiungendo la condizione $(\alpha + k_0)d = \pm\pi$ vista prima per avere un riflettore, otteniamo, una volta fissata λ (dove $k_0 = 2\pi/\lambda$), un sistema di tre equazioni in tre incognite, per cui possiamo effettuare il nostro dimensionamento. Tuttavia, in generale non è facile ottenere effettivamente la condizione $Z=1$ (ossia modulo unitario del rapporto Z_{12}/Z_{11}); nella pratica, si riesce ad ottenere Z prossimo all'unità, per cui la retro-irradiazione, per quanto piccola, non si può eliminare.

Per quanto riguarda, invece, le impedenze, possiamo fare le seguenti considerazioni:

- la fase di Z_{11} può essere regolata variando la lunghezza dell'antenna 1: quando l'antenna è più corta della lunghezza di risonanza, Z_{11} ha una reattanza di natura capacitiva, mentre invece, in caso contrario, la reattanza è induttiva;
- l'impedenza mutua Z_{12} dipende dalla distanza d tra le due antenne: nella pratica, si è trovato che, per ottenere le migliori prestazioni, l'elemento riflettore deve essere più lungo della sua lunghezza di risonanza e la distanza dall'antenna alimentata deve essere intorno a 0.15λ .

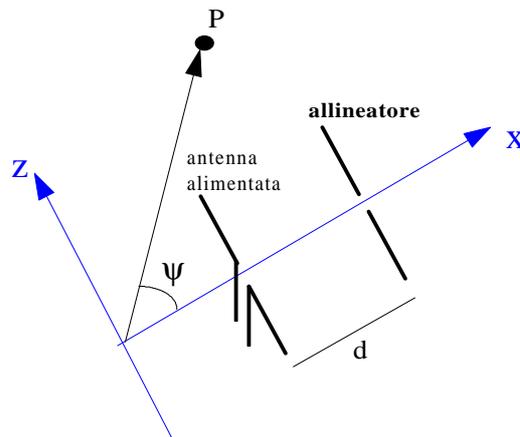
In definitiva, per ottenere un unico lobo, disposto verso le x crescenti, le condizioni da ottenere sarebbe idealmente

$$\begin{cases} d = \frac{\lambda}{4} \\ \alpha d = \frac{\pi}{2} \\ \left| \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \right| = 1 \end{cases}$$

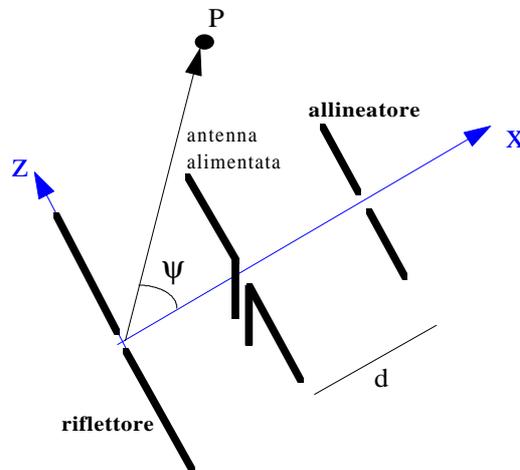
In realtà, una distanza d pari a $\lambda/4$ determina un valore molto piccolo dell'impedenza mutua Z_{12} e quindi anche una piccola corrente indotta. Quindi, è preferibile avere una distanza d sempre più piccola di $\lambda/4$, anche se questo impedirebbe di ottenere il valore ottimale di αd .

Con una scelta ottimale dei vari parametri coinvolti, si riescono generalmente ad ottenere valori di direttività dell'ordine di 3 (quindi il doppio del dipolo elementare - $D=1.5$ - e quasi il doppio del dipolo in $\lambda/2$ - $D=1.69$).

Quando l'elemento passivo è realizzato più corto della sua lunghezza di risonanza, esso si comporta come un **allineatore** (in inglese, **director**), nel senso che il massimo di radiazione si presenta nella stessa direzione dell'elemento stesso rispetto all'elemento attivo. Nell'esempio fatto prima, quindi, il massimo di radiazione si troverebbe in corrispondenza di $\psi=\pi$ (quindi verso le x decrescenti). Se invece volessimo continuare ad ottenere il massimo di radiazione per $\psi=0$, dovremmo banalmente spostare l'allineatore dall'altra parte, come nella figura seguente:



Risulta allora evidente che, volendo ottenere buoni miglioramenti in termini di direzionalità del fascio, basta usare insieme un allineatore come quello appena descritto ed un riflettore come quello descritto prima:



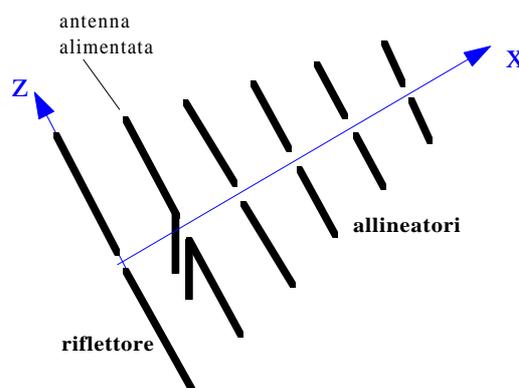
Da notare che, in base alle considerazioni fatte prima, le tre antenne (che possono essere uguali, ad esempio tre dipoli, oppure no, ad esempio un dipolo ripiegato e due dipoli "convenzionali") hanno lunghezze diverse: il riflettore è più lungo dell'elemento attivo che, a sua volta, è più lungo dell'allineatore. Una schiera siffatta costituisce la forma più semplice di una **schiera Yagi-Uda**.

Prima ancora, però, di esaminare rapidamente questo tipo di schiere, vale la pena fare qualche considerazione di carattere generale. Infatti, è importante far notare che il problema forse più serio delle schiere passive è nel basso valore della resistenza di radiazione vista dai morsetti dell'antenna alimentata (**driven element**). La riduzione della resistenza di radiazione di una schiera a

due soli elementi, in corrispondenza di una distanza d dell'ordine di 0.1λ , è di circa il 0.15% e sale a circa lo 0.30% se la distanza sale a 0.5λ . Tanto per fare un esempio, per un dipolo in $\lambda/2$ di tipo standard, la resistenza di radiazione (che singolarmente vale 73Ω) scende a 20Ω e anche meno in presenza di un elemento passivo. Si può eventualmente incrementare questo valore usando il cosiddetto **dipolo ripiegato**, che possiede notoriamente una resistenza di radiazione pari a 4 volte i 73Ω del dipolo classico, ossia circa **292 Ω** . Inoltre, in aggiunta alla diminuzione della resistenza di radiazione, anche la banda di frequenza utilizzabile non supera generalmente il 2-3% della frequenza centrale, proprio a causa delle difficoltà di **tuning** (sintonizzazione) della schiera al variare del rapporto L/λ tra lunghezza fisica delle antenne e lunghezza d'onda di lavoro.

Schiere Yagi-Uda

Una tipica schiera Yagi-Uda è una schiera di tipo end-fire in cui un solo elemento è pilotato ed è affiancato da un unico riflettore ed un certo numero di allineatori:



In base a quanto già visto nel precedente paragrafo, il sistema che lega le tensioni e le correnti ai morsetti delle varie antenne è del tipo seguente:

$$\begin{cases} 0 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + \dots + Z_{1N}I_N \\ \gamma = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + \dots + Z_{2N}I_N \\ 0 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + \dots + Z_{3N}I_N \\ \dots \\ 0 = Z_{N1}I_1 + Z_{N2}I_2 + Z_{N3}I_3 + \dots + Z_{NN}I_N \end{cases}$$

L'unica antenna con tensione non nulla ai propri morsetti è ovviamente quella alimentata. Se conosciamo le impedenze mutue e le autoimpedenze, siamo in grado di conoscere le correnti nelle varie antenne e quindi anche il corrispondente campo radiato.

Il progetto di una simile schiera richiede dunque che vengano scelte le distanze tra le antenne e le rispettive lunghezze (che influiscono sulle autoimpedenze) in modo tale da ottenere le desiderate correnti (e cioè il desiderato pattern di radiazione).

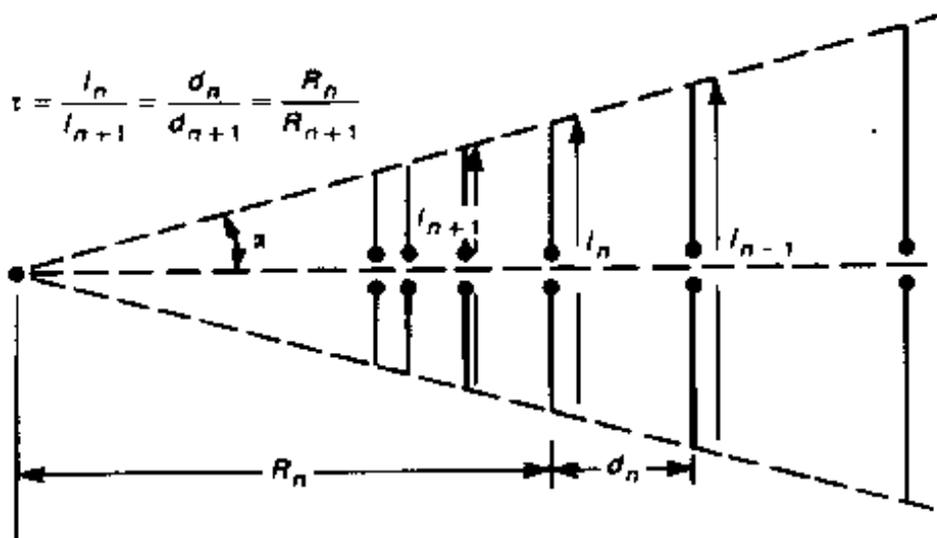
Il problema è che, essendo i vari parametri in questione correlati tra loro, è abbastanza difficile ottenere ottimi dati di progetto. Col passare del tempo, si sono perciò affermati fondamentalmente dei **metodi sperimentali di progetto** di questo tipo di schiere.

Con schiere dotate di 8-10 elementi, si ottengono generalmente guadagni dell'ordine di 14 dB. Data, comunque, la criticità della lunghezza di ciascuna antenna, queste schiere sono fondamentalmente a banda stretta, ossia operano in modo soddisfacente su una banda di pochi % rispetto alla frequenza centrale. La grande popolarità di queste schiere viene perciò essenzialmente dalla loro semplicità di struttura.

Antenne log-periodiche

Le antenne log-periodiche appartengono ad una classe di antenne con due fondamentali caratteristiche: *l'indipendenza delle varie proprietà dalla frequenza e la ripetitività della struttura*. Come si vedrà, questo tipo di antenne sono costituite da un certo numero di elementi, le cui dimensioni aumentano all'aumentare della distanza a cui tali elementi si trovano rispetto all'origine della struttura: questo fa sì che *le proprietà di irradiazione si ripetano periodicamente, lungo la struttura, con il logaritmo della frequenza* (da cui quindi il termine *log-periodiche*). Per questi motivi, esse sono classificate come antenne a larga banda.

La più comune forma di antenna log-periodica (tipicamente utilizzata per misure di campi elettromagnetici per frequenze comprese tra 200 MHz e 1 GHz) è la cosiddetta **schiera log-periodica di dipoli**, mostrata nella figura seguente:



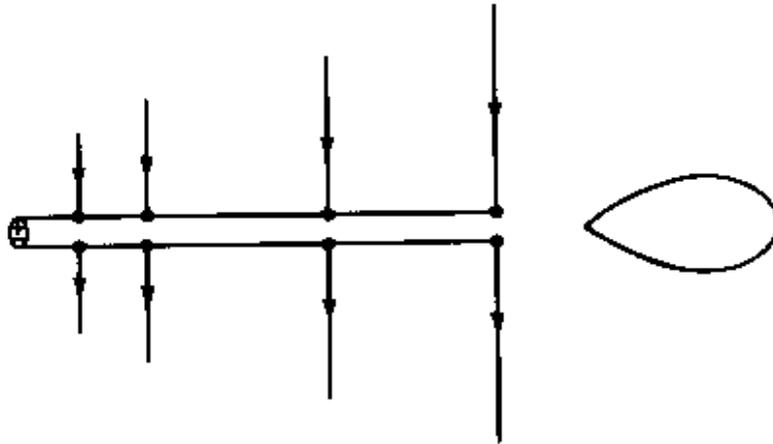
Questa antenna presenta proprietà comuni a tutte le strutture log-periodiche. Si nota immediatamente che le distanze tra elementi successivi (indicate con d_k), le loro lunghezze (indicate con l_k) e le distanze dal punto di alimentazione (indicate con R_k) sono legate dalla seguente relazione:

$$\tau = \frac{l_n}{l_{n-1}} = \frac{d_n}{d_{n-1}} = \frac{R_n}{R_{n-1}}$$

Abbiamo cioè rapporti sempre costanti. Il parametro θ prende il nome di **log period**.

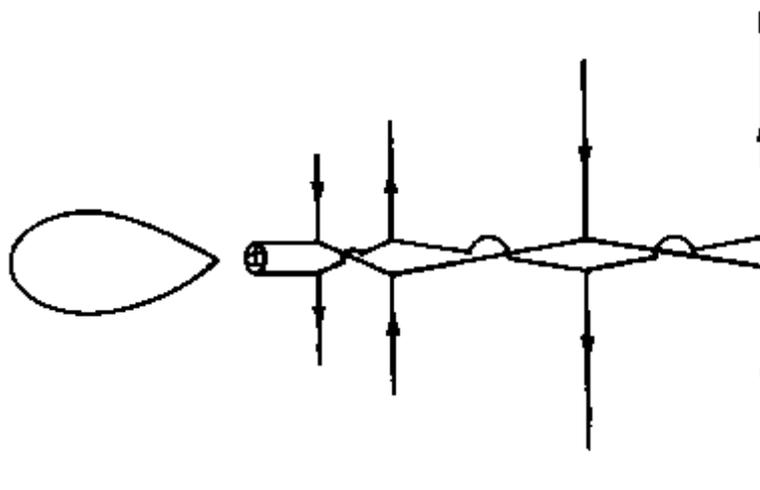
E' piuttosto laborioso compiere una analisi diretta per questo tipo di antenna, per cui non ci addentriamo nei ragionamenti analitici, fornendo solo i risultati qualitativi di maggiore interesse.

In particolare, osserviamo che esistono vari modi con cui alimentare questo tipo di antenna, tutti equivalenti tra loro. C'è però un modo che presenta alcuni problemi ed è quello illustrato nella figura seguente:



Come si nota, tutti gli elementi sono collegati in parallelo e l'antenna è alimentata all'estremo di sinistra da una sorgente: questo comporta che le correnti che fluiscono negli elementi adiacenti abbiano tutte lo stesso verso (entrante per gli elementi superiori ed uscente per quelli inferiori, come mostrato dalle *freccette* in figura). L'insieme dei singoli elementi può essere allora considerato come una schiera di dipoli. La distanza tra due elementi successivi è molto piccola in termini di lunghezza d'onda, per cui le correnti che fluiscono in elementi adiacenti interagiscono tra loro (problema dell'**accoppiamento d'antenna**) tramite i rispettivi campi elettrici irradiati. Dato che la direzione della corrente di andata dell'alimentazione è verso destra, si trova un diagramma di irradiazione costituito da un fascio diretto verso destra, come mostrato in figura. Tuttavia, gli elementi situati verso destra interagiscono inevitabilmente con l'irradiazione degli elementi alla loro sinistra e questo genera una **interferenza** indesiderata.

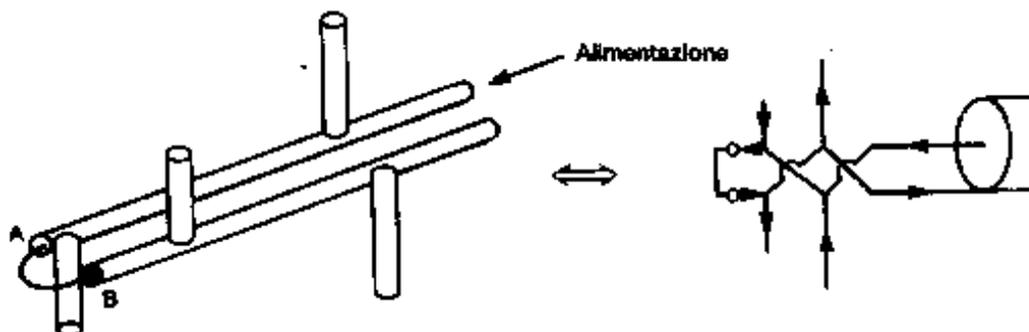
Per ridurre questa interferenza, si può procedere nel modo seguente:



Incrociando i fili dell'alimentazione, si ottiene una rotazione di 180° della fase delle correnti nelle coppie di elementi adiacenti: se un elemento presenta una corrente entrante, i due elementi adiacenti (quello a destra e quello a sinistra) presentano sicuramente una corrente uscente e viceversa. In questo modo, il fascio risulta diretto verso sinistra, con la differenza però, rispetto a prima, che l'interferenza è adesso provocata da elementi più corti (le cui

correnti sono anche in opposizione di fase), per cui è sicuramente minore rispetto a prima.

La figura seguente illustra un metodo pratico per alimentare una antenna log-periodica, tramite un cavo coassiale, in modo da rispettare quanto detto poco fa:



Un **cavo coassiale** è fatto passare in un tubo al quale è attaccata la metà degli elementi del dispositivo. Lo *schermo* del coassiale è connesso al tubo nel punto A di figura, mentre il conduttore centrale (*anima*) è connesso ad un altro tubo alla stessa altezza (punto B). Questo assicura di poter alimentare l'antenna dalla parte posteriore, in modo che la linea di alimentazione non interferisca con il diagramma di irradiazione dell'antenna e, nello stesso tempo, produca uno sfasamento di 180° tra elementi adiacenti. Con questo sistema, si ottiene dunque sia lo sfasamento di 180° delle correnti tra elementi adiacenti sia una alimentazione bilanciata.

Le **frequenze di taglio** di una schiera log-periodica di dipoli possono essere approssimativamente calcolate nel modo seguente: la **frequenza di taglio superiore** è pari alla frequenza per cui gli elementi più corti risulta di lunghezza pari a mezza lunghezza d'onda, mentre la **frequenza di taglio inferiore** è pari alla frequenza per cui gli elementi più lunghi sono di mezza lunghezza d'onda.

Questo calcolo si basa sul motivo seguente: *quando si opera ad una determinata frequenza, non tutti gli elementi risultano attivi, ma solo quelli che risultano lunghi approssimativamente $l/2$* . Questo significa che la **regione attiva** dell'antenna si modifica dinamicamente, in modo da sfruttare solo quegli elementi che si comportano come radiatori efficienti alla frequenza di lavoro.

E' ovvio inoltre che, usando l'antenna in ricezione, in presenza di un'onda piana uniforme polarizzata linearmente e incidente nella direzione dell'asse dell'antenna, avremo il massimo accoppiamento solo se il vettore di campo elettrico è orientato parallelamente agli elementi della schiera. Per questo motivo, questa antenna è particolarmente indicata per la misura di emissioni radiate con polarizzazione verticale ed orizzontale (utilizzo nell'ambito della *compatibilità elettromagnetica*).

Infine, l'impedenza di ingresso di una schiera log-periodica di dipoli tende ad essere resistiva, indipendente dalla frequenza e compresa tra 50 e 100 Ω .

Autore: **Sandro Petrizzelli**

e-mail: sandry@iol.it

sito personale: <http://users.iol.it/sandry>