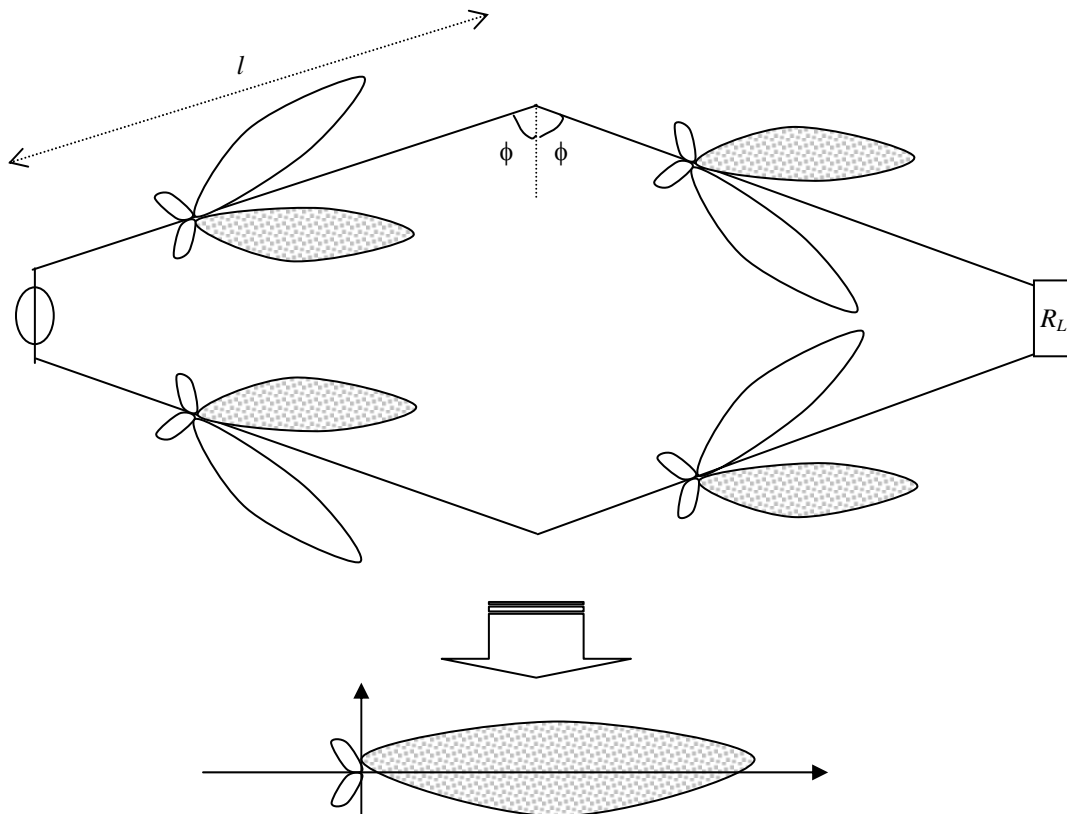


3.7 ANTENNE LINEARI NON RETTILINEE

- Verranno illustrate brevemente, utilizzando in modo qualitativo i concetti esposti nei paragrafi precedenti, le **seguenti antenne lineari non rettilinee** di uso comune:
 - a) *Antenna rombica (rhombic antenna)*
 - b) *Antenna lineare a V (V antenna)*
 - c) *Antenna a diedro (diedhral antenna)*
 - d) *Antenna a portello (turnstile antenna)*
 - e) *Antenne a telaio (loop antennas)*

3.7.a Antenna rombica

- Sono antenne utilizzate nel campo delle **onde corte** (HF:3-30 MHz) per propagazione ionosferica. Sono costituite da **4 conduttori non risonanti a onda progressiva**, disposti secondo i lati di un **rombo parallelamente alla superficie**. Sono alimentati ad un vertice e chiusi all'altro vertice su una resistenza di carico.
- Il loro **diagramma di radiazione** si ottiene considerando la combinazione delle intensità di radiazione di 4 antenne a onda progressiva di lunghezza l , viste in precedenza. In figura, si riporta una vista dall'alto dell'antenna supponendo la coordinata z (altitudine) uscente dal foglio (**piano azimutale**).

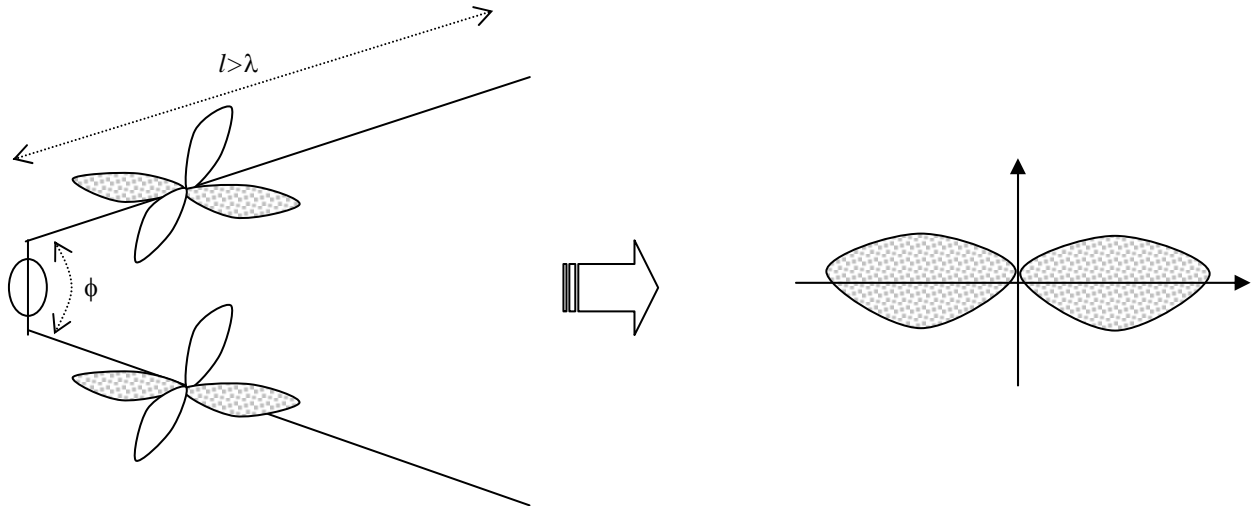


- La **resistenza di carico** R_L è scelta in modo da essere uguale alla resistenza caratteristica della linea di trasmissione per realizzare linee adattate (non risonanti). Scegliendo opportunamente la lunghezza l dei conduttori e l'angolo 2ϕ tra di essi, è possibile fare sì che **un lobo di ogni conduttore a onda progressiva sia diretto lungo la diagonale maggiore** del rombo e risulti in fase con gli altri. In tal modo, i lobi diretti lungo la diagonale maggiore si sommano, mentre gli altri tendono a compensarsi dando complessivamente una radiazione trascurabile.
- L'antenna rombica viene generalmente posta a una **distanza dell'ordine di $\lambda/2$ o λ dal terreno**. Il suo diagramma di radiazione sarà influenzato dall'antenna immagine e nel piano verticale il lobo principale risulterà inclinato rispetto al suolo. A titolo esemplificativo, per $l=4\lambda$ si ha un valore ottimo di $\phi=60-65^\circ$ con un guadagno massimo pari a 40.

- L'**efficienza di antenna** è deteriorata dalla potenza dissipata nel carico resistivo (che per linee bifilari deve essere dell'ordine di diverse centinaia di ohms). Tuttavia, l'antenna rombica presenta una discreta larghezza di banda, ovvero le sue prestazioni non si deteriorano fino a una frequenza che è la metà del valore ottimo.

3.7.b Antenna lineare a V

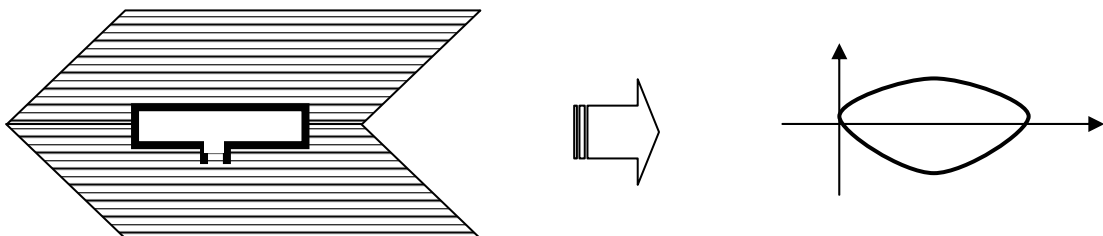
- E' costituita da 2 conduttori risonanti divergenti lunghi $l > \lambda$. Ricordando i diagrammi delle antenne a dipolo non caricato per $l > \lambda$, il diagramma di radiazione di ciascuno dei 2 conduttori è del tipo indicato in figura (relativo ai soli lobi principali).



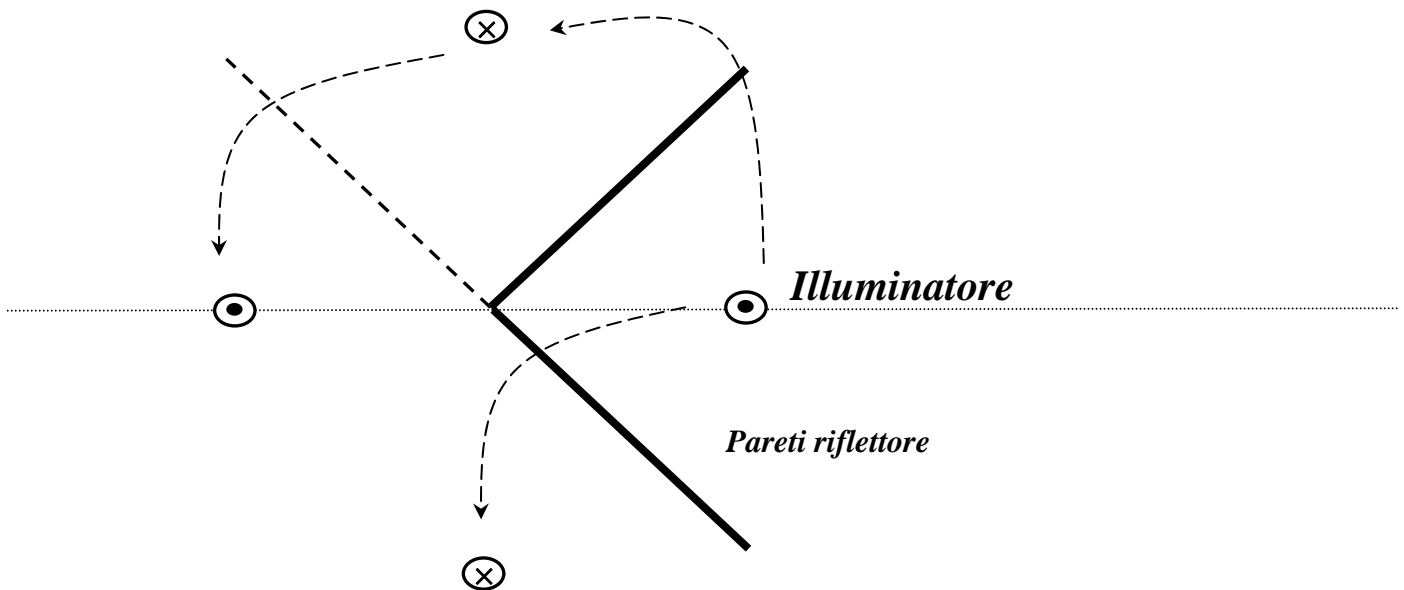
- Scelto l , è possibile ricavare un angolo di divergenza ϕ tale che i lobi lungo i lati a V si **sommino nella direzione dell'asse elettrico** dell'antenna (in analogia all'antenna rombica). Per esempio, se $l = 2\lambda$ il valore di ϕ per cui ciò avviene è 12° .
- Il diagramma bidirezionale che si ottiene può essere reso **direzionale** con un piano riflettore. Con tale antenna si ottengono guadagni relativamente elevati (dell'ordine di 100 o 10 dB) nella banda HF (30-300 MHz).

3.7.c Antenna a diedro

- E' costituita da un **dipolo ripiegato a semionda** posto nel piano bisettore di un **diedro** (riflettore), realizzato da conduttori paralleli al dipolo stesso. Il diagramma che si ottiene è quello del dipolo ripiegato, ma unidirezionale a causa del piano conduttore riflettore.



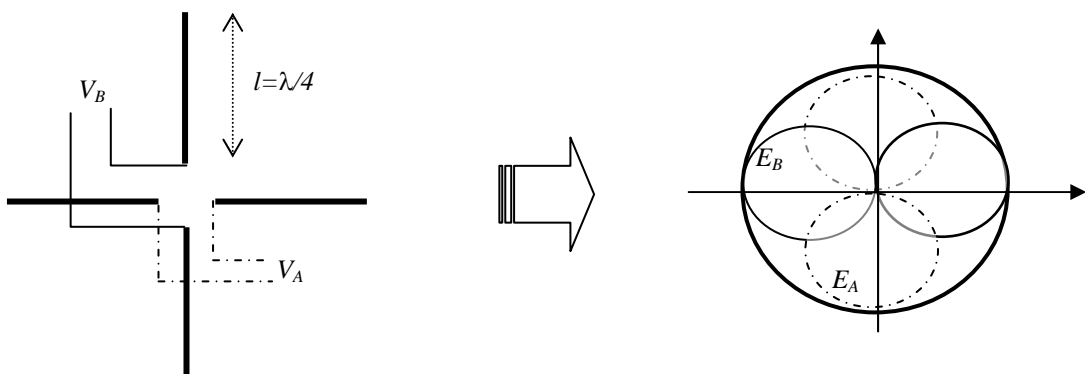
- L'**efficacia del piano riflettore** realizzato a fili è possibile se la **distanza d tra i fili è tale che $d \ll \lambda/2$** . Infatti, onde e.m. polarizzate parallelamente ai fili, coppie di fili appariranno come una guida d'onda la cui lunghezza d'onda di taglio è $\lambda_c = 2d$. Per $\lambda > \lambda_c$, l'onda e.m. incidente sarà riflessa dal riflettore in quanto in condizioni di guidaggio (sopra-taglio), mentre per $\lambda < \lambda_c$, l'onda e.m. sarà trasmessa attraverso il riflettore (condizioni di sotto-taglio). Si noti che per un'onda polarizzata ortogonalmente alla direzione dei fili il piano risulterà sempre elettromagneticamente trasparente.



- Se l'angolo fra i due semipiani del diedro è 90° e la distanza tra i conduttori è $d < \lambda/10$ si può applicare il teorema delle immagini due volte come indicato nella figura. Si considera prima un piano metallico illimitato in corrispondenza della parete superiore che genera una immagine di segno opposto delle correnti dell'illuminatore, e poi un ulteriore piano ortogonale che genera una immagine di segno opposto della corrente nell'illuminatore, ma anche l'immagine delle precedenti immagine, di segno concorde con la corrente dell'illuminatore. Se la distanza del dipolo dal vertice è pari a $\lambda/2$ (quindi, λ tra l'antenna e la sua immagine nel piano azimutale) si osserva che i contributi delle tre immagini al campo sull'asse del diedro sono tutti in fase e si ottengono **guadagni di circa 12 dB**, che aumentano se si riduce ulteriormente l'angolo del diedro. Si noti che il dipolo ripiegato a semionda in spazio libero presenta un guadagno di circa 2.1 dB. Tale antenna trova applicazioni in banda VHF e UHF.

3.7.d Antenna a portello

- E' un'antenna largamente impiegata nelle radiodiffusione televisiva nelle bande VHF e UHF. E' costituita da 2 dipoli a semionda, posti nello stesso piano (piano azimutale posto orizzontalmente), perpendicolari tra loro e alimentati da 2 tensioni V_A e V_B in quadratura (sfasate di 90°). La struttura è indicata in figura.



- Poiché i due campi irradiati da i due dipoli ortogonali sono in quadratura, il campo totale sarà dato da:

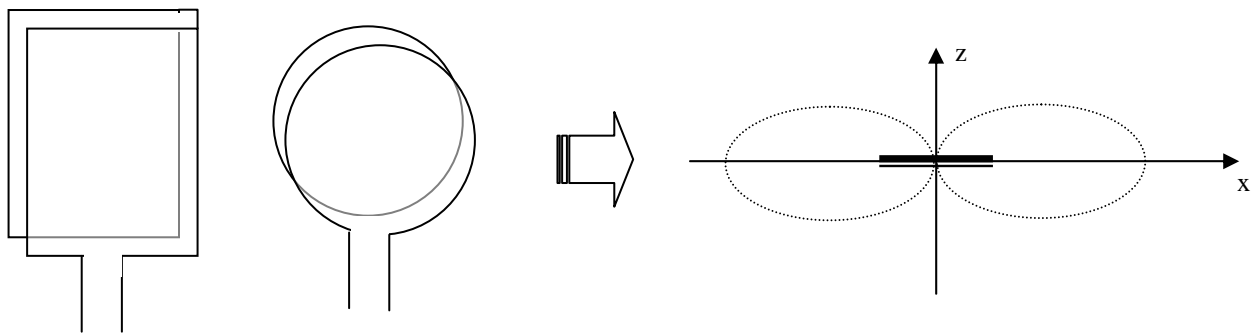
$$\tilde{E}(\underline{r}, t) = \text{Re}[(\underline{E}_A(\underline{r}) + \underline{E}_B(\underline{r})e^{j\pi/2})e^{j\omega t}] = \text{Re}[\underline{E}_A(\underline{r})]\cos\omega t + \text{Re}[\underline{E}_B(\underline{r})]\sin\omega t$$

Si ottiene un diagramma di radiazione prossimo ad essere omnidirezionale ed una polarizzazione ellittica sul piano zenitale.

- ❑ In figura è mostrato il diagramma sul **piano azimutale** o orizzontale che contiene i due dipoli. La polarizzazione del campo risultante ad angoli di elevazione sopra lo zero è ellittica ed in particolare allo zenit è circolare in quanto \underline{E}_A e \underline{E}_B diventano ortogonali e uguali in modulo.
- ❑ I dipoli a semionda vengono realizzati con tubi di rilevante diametro in modo da **allargare la banda di frequenza** (si veda antenne a larga banda). Inoltre, per aumentare la direttività nel piano zenitale (piano verticale non mostrato), si **allineano più antenne a portello** a distanza di $\lambda/2$ (si veda allineamenti di antenne).

3.7.e Antenna a telaio

- ❑ Le antenne a telaio sono antenne costituite da **una o più spire di forma diversa** (e.g., circolare, quadrata, rettangolare, etc.) e per questo dette anche antenna a spira.
 - Se le dimensioni sono relativamente piccole rispetto alla lunghezza d'onda (i.e., se $2a < \lambda/50$ con $2a$ dimensione massima della spira), il telaio può essere assimilato a un dipolo magnetico di corrente costante con impedenza di ingresso di tipo induttivo (vedi dipolo magnetico). Tali antenne possono essere accordate mediante l'inserzione di un condensatore alla frequenza di risonanza.
 - Tuttavia se le dimensioni diventano comparabili con λ , la corrente sul telaio non può più assumersi costante, con modifiche delle caratteristiche radiative dell'antenna rispetto a quelle di un dipolo magnetico.



- ❑ Si ricorda che il **diagramma di radiazione** di un dipolo magnetico elementare è identico a quello di un dipolo elettrico elementare. In particolare, per un solenoide con un numero N_s di spire, l'intensità di radiazione normalizzata e la **lunghezza elettrica equivalente** massima sono pari a:

$$U_n(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta \quad \& \quad h_M = jN_s \frac{2\pi}{\lambda} S$$

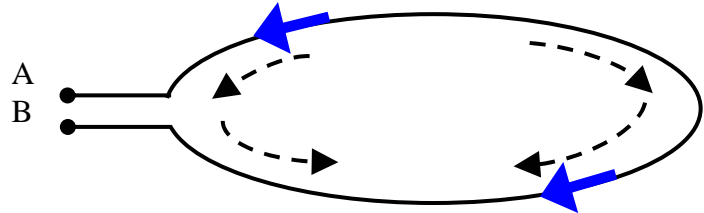
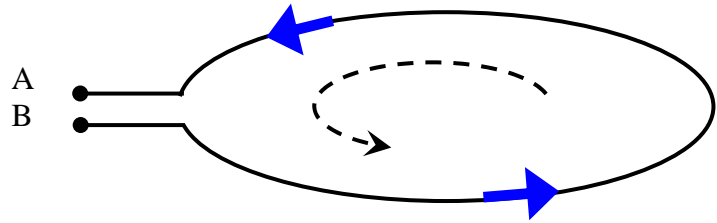
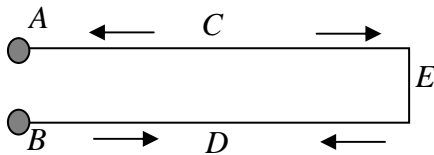
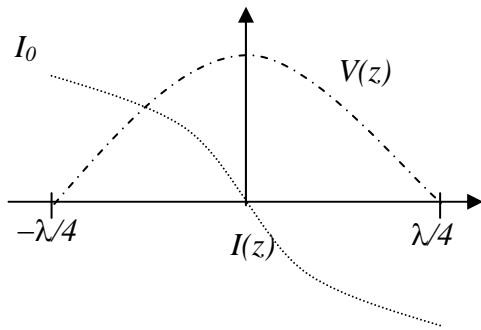
essendo S la superficie della spira. In figura è rappresentato il diagramma nel piano zenitale, ovvero su piani ortogonali alla superficie della spira.

- ❑ Il fatto che, in generale, h risulti inversamente proporzionale a λ motiva lo scarso uso delle antenne a telaio **in banda HF** e inferiori (visto che $\lambda > 10$ m) sia in ricezione che trasmissione. **A radiofrequenza**, l'uso di antenne a spira è indicato in ricezione quando la bassa efficienza di radiazione è secondaria rispetto ai requisiti sul rapporto segnale-rumore.

Per aumentare l'efficienza delle antenne a telaio, esistono realizzazioni in cui il solenoide viene avvolto in un **sostegno a ferrite** (*ferrite loop*) il cui scopo è quello di aumentare il flusso del campo magnetico attraverso la spira e, quindi, la lunghezza elettrica equivalente.

- ❑ Per spire con circonferenza $C = 2\pi a$ paragonabile a λ non è più possibile assumere che la corrente sia costante, ma essa ha un andamento periodico. Si dimostra che per circonferenza circa pari alla lunghezza d'onda ($C = 2\pi a \approx \lambda$) la massima radiazione della spira si ottiene lungo l'asse z della spira stessa, mentre sul piano azimutale la radiazione è

nulla. Questo fatto può essere compreso intuitivamente pensando come per una spira circolare ad ogni elemento infinitesimo corrisponda un elemento posto nella stessa direzione e diametralmente opposto. Se la corrente lungo la spira è uniforme, tale elemento opposto ha corrente di verso opposto e produce un campo sull'asse z che annulla quello dell'altro elemento (si veda figura). Quando la circonferenza della spira è circa pari a λ , la corrente assume un andamento cosinusoidale che si intuisce se si fa riferimento ad una linea di trasmissione lunga $\lambda/2$ cortocircuitata all'estremità, come indicato in figura. Questa volta le correnti elementari di elementi diametralmente opposti risultano concordi e produrranno sull'asse z campi che si sommano.



3.8 ANTENNE LINEARI A LARGA BANDA E ADATTAMENTO

- Verranno illustrate brevemente le **seguenti antenne lineari a larga banda**, caratterizzate da bande di frequenza relativamente ampie:
 - a) *Dipoli a larga banda (broadband dipoles)*
 - b) *Antenne a elica (helical antenna)*
 - c) *Antenne biconiche (biconical antennas)*
- In seguito, verranno inserite in questa classe anche le **antenne log-periodiche**, che possono essere definite allineamenti di dipoli a geometria variabile con prestazioni, in teoria, indipendenti dalla frequenza. Tali antenne trovano vasta applicazione nelle tecniche di misure di parametri di antenna.
- Il **principio delle antenne a larga banda** è quello di aumentare, a parità di dimensioni lineari, le **dimensioni trasverse dell'antenna**, sia aumentando la sezione dei conduttori che modificandone la forma per renderla, in generale, conica. Ciò può essere realizzato in diversi modi, anche sfruttando la realizzazione di superfici conduttrici attraverso strutture filiformi.
- Verrà, infine, dato un cenno sulle **tecniche di adattamento** di antenne lineari a linee di trasmissione sia bilanciate (mediante trasformatori) che sbilanciate (mediante adattori BalUn).

3.8.a Dipoli a larga banda

- L'**andamento della resistenza e reattanza** dell'impedenza Z_a di antenne a dipolo caricato è richiamato nella figura seguente. Il grafico mostra come anche R_a sia legata al raggio a dell'antenna quando la lunghezza diviene comparabile con λ . Anche la parte reattiva X_a dipende in maniera significativa da a .

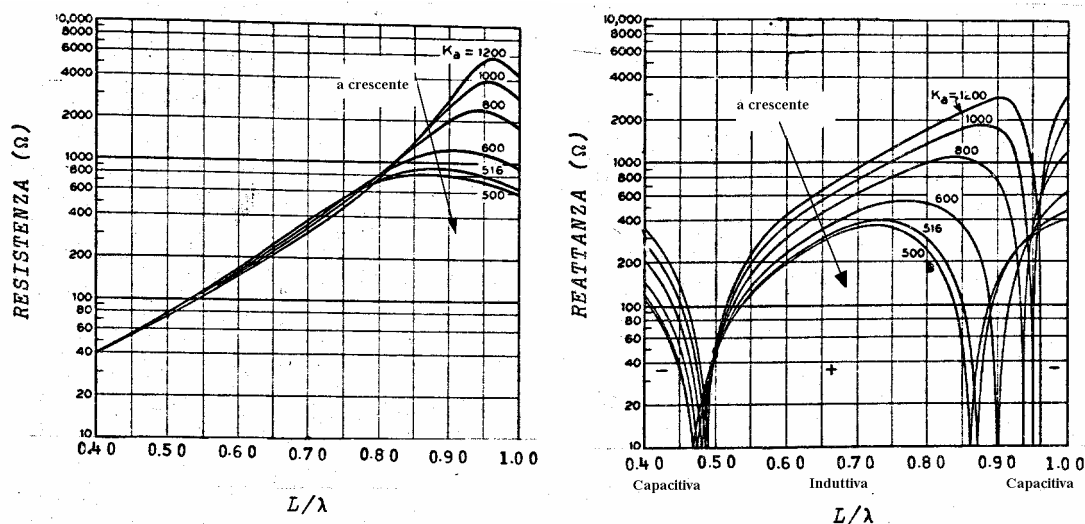
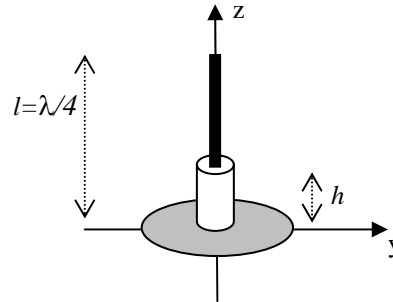


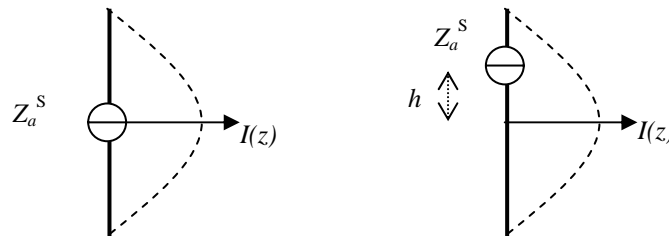
Figura: Resistenza e reattanza di un'antenna filiforme (non sottile) lunga L e di sezione di raggio a [$k_a = 120 \log_{10}(L/a) - 1$]

- Si nota come in corrispondenza della risonanza serie con l di poco inferiore a $\lambda/2$, **dipoli di maggiore sezione presentano larghezza di banda** maggiori dal punto di vista della condizione di adattamento con il circuito ricetrasmittente (è maggiore l'intervallo di frequenza per cui X_i è inferiore ad una soglia prefissata).
- Per dipoli con diametro $2a > 0.05\lambda$, l'andamento della corrente lungo z può non essere più di tipo sinusoidale, come ricavato in generale. Tuttavia, l'**effetto sull'intensità di radiazione è trascurabile** per cui, a fronte di un allargamento di banda, si trovano analoghi diagrammi di radiazione.

- Tipiche realizzazioni, già descritte, sono i **monopoli coassiali** (*ground-plane coaxial monopoles*), usualmente ricavate da cavi coassiali e utilizzate per comunicazioni in banda VHF e UHF sia fisse che mobili. L'elemento radiante di queste antenne è costituito dal conduttore interno del cavo coassiale, mentre il piano conduttore è collegato al conduttore esterno.
- Una variante dei monopoli coassiali, utilizzata nella produzione di antenne per terminali cellulari, è il **monopolo a manica** (*sleeve monopole*). Esso è un monopolo a $\lambda/4$, posto su una superficie circolare conduttrice in cui il conduttore esterno del cavo coassiale è interrotto in un punto distante h dalla superficie (invece che sulla superficie, cioè per $h=0$).



Il monopolo a manica può essere assimilato a un **dipolo a semionda con alimentazione asimmetrica**, utilizzando il teorema delle immagini. L'asimmetria dell'alimentazione conduce ad un aumento dell'impedenza di ingresso, ovvero della resistenza di radiazione nel caso di assenza di perdite nell'antenna.



Infatti, considerando la schematizzazione di figura e **uguagliando le potenze di ingresso** del dipolo con alimentazione simmetrica (centrale) di impedenza Z_a^S e del dipolo con alimentazione asimmetrica di impedenza Z_a^{AS} :

$$P_{in} = \frac{|I(z=0)|^2}{2} Z_a^S = \frac{|I(z=\Delta l)|^2}{2} Z_a^{AS}$$

Supponendo che il decentramento dell'alimentazione non modifichi sostanzialmente la distribuzione di corrente di un dipolo a semionda del tipo $I(z)=I_0\cos(kz)$, si ricava:

$$Z_a^{AS} = \frac{Z_a^S}{[\cos(k\Delta l)]^2}$$

Da altro punto di vista, si consideri che a parità di potenza irradiata, la corrente di ingresso nel dipolo a semionda con alimentazione asimmetrica è inferiore a quella del dipolo con alimentazione simmetrica. Per cui, essendo la **resistenza di radiazione** R_r inversamente proporzionale al quadrato della corrente di ingresso, si giustifica il risultato ottenuto.

3.8.b Antenne a elica

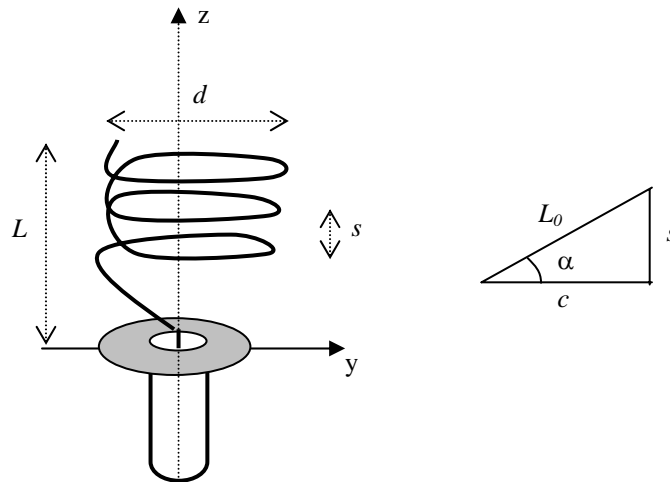
- E' un'antenna **filiforme con conduttori avvolti a forma di elica**, in genere posta su un piano conduttore. E' usualmente connessa al conduttore centrale di un cavo coassiale con il conduttore esterno della linea connesso al piano conduttore.

- La **struttura geometrica** di un'elica consiste di N avvolgimenti, diametro d e spaziatura s tra ogni avvolgimento. La lunghezza totale dell'antenna è $L=Ns$, mentre la lunghezza totale del filo è:

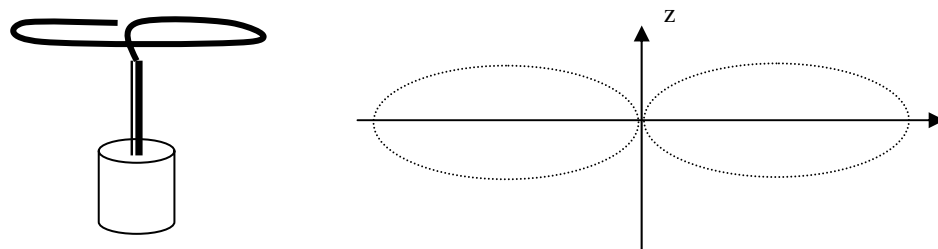
$$L_n = NL_0 = N\sqrt{s^2 + c^2} = N\sqrt{s^2 + (\pi d)^2}$$

dove L_0 è la lunghezza del filo tra ogni avvolgimento e c è la circonferenza dell'elica. Un altro importante parametro dell'elica è l'angolo di inclinazione α definito da:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{s}{c}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{s}{\pi d}\right)$$

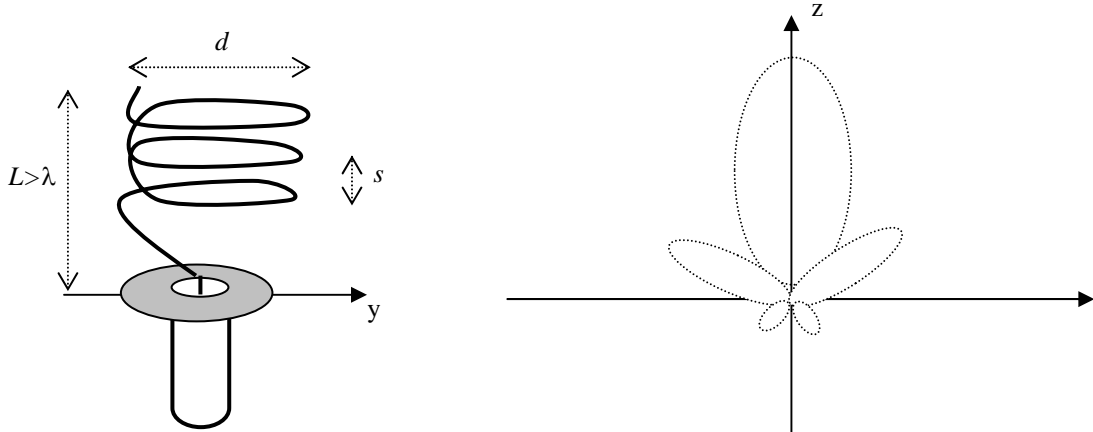


- Le **caratteristiche radiative** dell'antenna a elica si possono variare controllando i parametri geometrici rispetto alla lunghezza d'onda. L'impedenza di ingresso dipende criticamente da α e dalla dimensione a del conduttore. La **polarizzazione dell'antenna** è, in generale, ellittica anche se si possono ottenere sia la polarizzazione circolare che ellittica in diversi intervalli di frequenza.
- L'utilizzo primario delle antenne a elica è, quello, in **rice-trasmissione di segnali in collegamenti satellitari** affetti da rotazione di polarizzazione Faraday dovuta all'attraversamento della ionosfera. Infatti, poiché una polarizzazione ellittica può essere scomposta in 2 componenti lineari ortogonali in quadratura, l'antenna a elica è in grado di ricevere, comunque, segnali trasmessi con una qualunque polarizzazione lineare.
- L'antenna a elica può operare in due modi: a) **modo normale**, in cui il massimo di radiazione è ortogonale all'asse dell'elica; b) **modo assiale**, in cui il massimo di radiazione è parallelo all'asse dell'elica. Il secondo modo è più efficiente e consente di irradiare con polarizzazione circolare in una larga banda (i.e., con indice di banda pari a 2:1).
- **Modo normale**: si ha quando l'elica ha piccole dimensioni rispetto a λ , e.g. $L_n = NL_0 \ll \lambda$. In tal caso il campo lontano irradiato dall'elica si riduce alla somma di quello dovuto ad un anello di diametro d (quando α che tende a 0°) e di un dipolo elementare di lunghezza s (quando α che tende a 90°).



Si dimostra che quando $\tan(\alpha) = s/\pi d = \pi d/2\lambda$, il campo irradiato è polarizzato circolarmente. La larghezza di banda non è ampia in quanto le prestazioni dipendono criticamente dalle dimensioni.

- **Modo assiale:** si ha quando l'elica ha dimensioni confrontabili rispetto a λ , e.g. $L_n = NL_0 > \lambda$. Per realizzare la polarizzazione circolare, deve essere in condizioni ottime $c \cong \lambda$, $s \cong \lambda/4$ e $\alpha \cong 14^\circ$. Le dimensioni dell'elica non sono critiche, assicurando una discreta larghezza di banda.



Un **modello equivalente** dell'elica in modo assiale è quello di un allineamento di N identiche spire con corrente non uniforme di tipo cosinusoidale con massimo nella direzione assiale, distanziati di una lunghezza s e disposti lungo z .

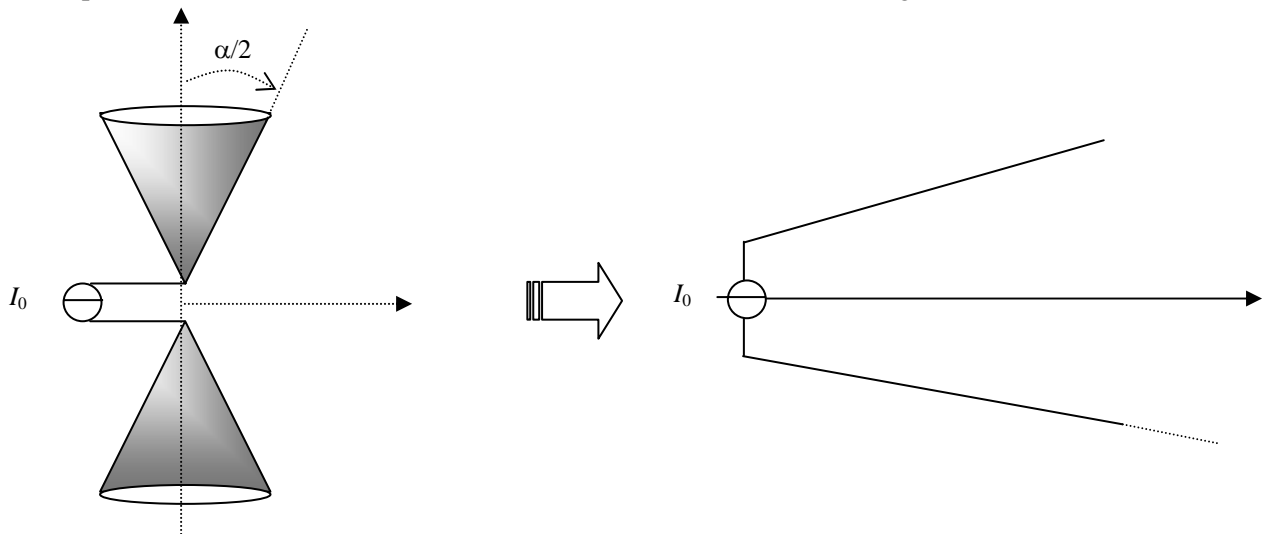
Si dimostra che la **direttività massima** D_M , la **larghezza a metà potenza** Θ_{HP} del lobo principale sono pari a:

$$D_M \cong 15N \frac{c^2 s}{\lambda^3} \quad \& \quad \Theta_{HP} \cong \frac{115\lambda^{3/2}}{c\sqrt{Ns}}$$

L'**impedenza di ingresso** è tra 100 e 200 Ω . Un modo per ridurre quest'ultima (per portarla intorno a 50 Ω) è quello di aumentare la sezione del conduttore dell'elica vicino il punto di alimentazione all'altezza del piano conduttore.

3.8.c Antenne biconiche

- E' una struttura che è realizzata da due **coni** teoricamente **di estensione infinita**, alimentati nel vertice comune. Il suo equivalente può essere considerata una linea di trasmissione uniformemente divergente.

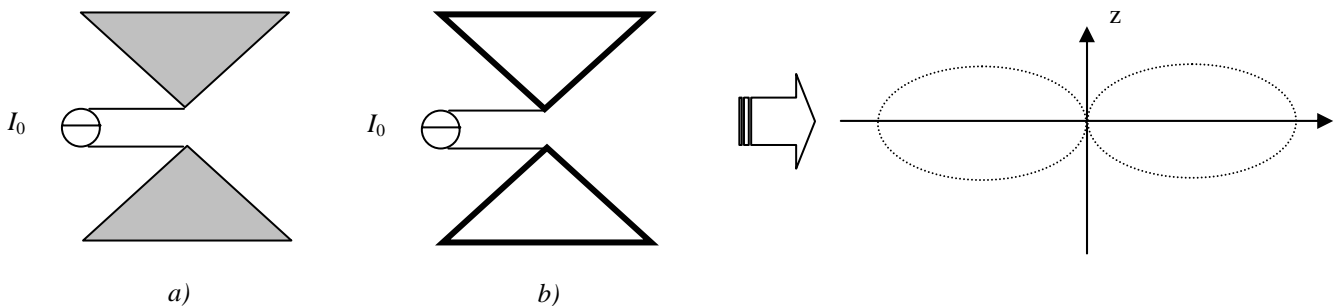


- Nel caso di **coni infiniti**, è possibile condurre un'analisi rigorosa dell'antenna. Si dimostra che la resistenza di radiazione R_r è data da (essendo la linea infinita, essa risulta uguale all'impedenza caratteristica della linea in assenza di perdite):

$$R_r = \frac{\eta}{\pi} \ln\left[\cot\left(\frac{\alpha}{4}\right)\right]$$

Nel caso di **coni finiti**, la linea equivalente può pensarsi caricata agli estremi. La larghezza di banda cresce al crescere di α , mentre il diagramma di radiazione rimane simile a quello di un dipolo.

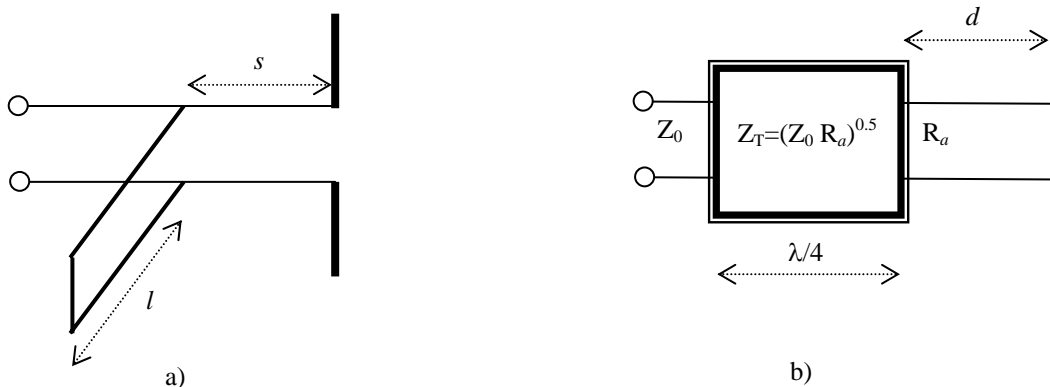
- Le caratteristiche di larga banda delle antenne biconiche con $60^\circ < \alpha < 120^\circ$ ne hanno favorito l'uso nelle bande VHF e UHF per ricezioni di segnali televisivi. Realizzazioni pratiche sono basate sull'approssimazione geometrica di superfici coniche, come nelle:
 - a) **antenne a triangolo** (*triangular sheet antennas*)
 - b) **antenne a farfalla** (*bow-tie antennas*).



Per rendere i diagrammi unidirezionali, le precedenti antenne vengono anche usate in ricezione insieme a piani riflettori.

3.8.c Adattamento di antenne lineari a linee di trasmissione

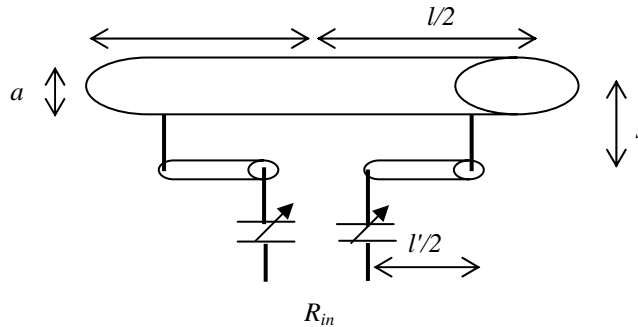
- L'operatività di un'antenna su un dato intervallo di frequenze non è completamente dipendente dalla **risposta in frequenza** dell'antenna stessa, ma piuttosto dalla combinazione del **sistema antenna e linea di trasmissione** che alimenta l'antenna. La linea ha generalmente un'impedenza caratteristica reale, mentre l'antenna ha impedenza di ingresso complessa. Inoltre, le loro variazioni con la frequenza possono essere diverse.
- **Tecniche di adattamento classiche** sono quelle che fanno uso di:
 - a) adattamento mediante spezzone singolo (o multiplo) di linea in corto-circuito in parallelo (*shunt stub matching*);
 - b) trasformatori di impedenza a $\lambda/4$ a singola (o multipla) sezione (*$\lambda/4$ transformer*).



- **Altre tecniche di adattamento in parallelo** sono disponibili, quali per esempio:

- a) adattamento a T (*T match*);
- b) adattamento a gamma (*Gamma match*);
- c) adattamento a omega (*Omega match*).

Con l'**adattamento a T**, per esempio, si realizzano le connessioni di antenne con linee bifilari, essendo un sistema simmetrico e bilanciato. Il dipolo di lunghezza l e raggio a è connesso a un altro dipolo di lunghezza l' ($l' < l$) e raggio a' , essendo separati da una distanza s .



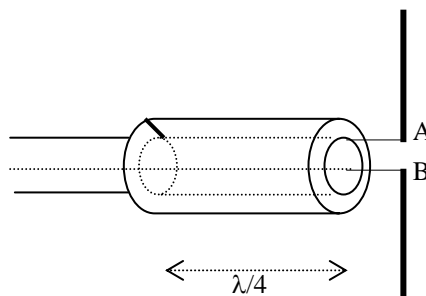
L'analisi dell'adattamento a T generalizza le considerazioni fatte nel caso di un dipolo ripiegato (vedi). Infatti, se $a=a'$ e $l'=\lambda/2$, si ha che $Z_{in} \cong 4Za$. L'uso delle capacità di ingresso consente di annullare la reattanza di Z_{in} .

- Una linea bifilare è simmetrica, mentre un cavo coassiale è sbilanciato, cioè i suoi conduttori hanno una diversa impedenza rispetto a terra. Il problema che si ha nel secondo caso è che, poiché il conduttore interno ed esterno del cavo non connessi all'antenna nello stesso modo, si possono creare flussi di corrente netta verso terra nella parte esterna del conduttore esterno del cavo. Per eliminare tale corrente, occorre aumentare quanto più possibile l'impedenza tra la schermatura esterna del cavo e terra. I dispositivi usati per bilanciare i sistemi si dicono **dispositivi di bilanciamento** (BalUn: Balanced to Unbalanced).

Esistono diversi tipi di **BalUn**, tra i quali ricordiamo:

- a) Bazooka balun;
- b) Balun coassiale a $\lambda/4$ (1:1);
- c) Balun coassiale a $\lambda/2$ (1:4).

A titolo esemplificativo, si riporta il **BalUn Bazooka**. L'ultima parte del cavo passa dentro un tubo metallico lungo $\lambda/4$, collegato all'estremità di sinistra al conduttore esterno del cavo, ma isolato dallo stesso all'estremità di destra. Si ha pertanto una linea lunga $\lambda/4$, in cortocircuito all'estremità di sinistra, e che quindi presenta un'impedenza infinita a radiofrequenza all'estremità di destra.



I punti A e B possono, quindi, assumere tensioni simmetriche rispetto a terra.