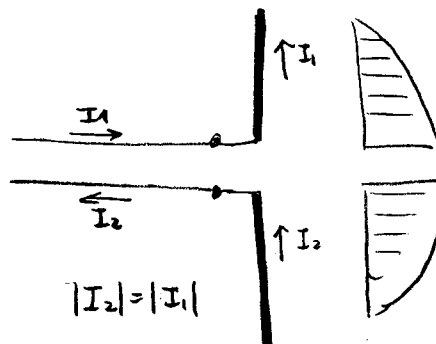


ALIMENTAZIONE DI DIPOLI

□ Alimentazione con linee bifilare

è bilanciata, cioè le correnti sui due rami del dipolo è la stessa

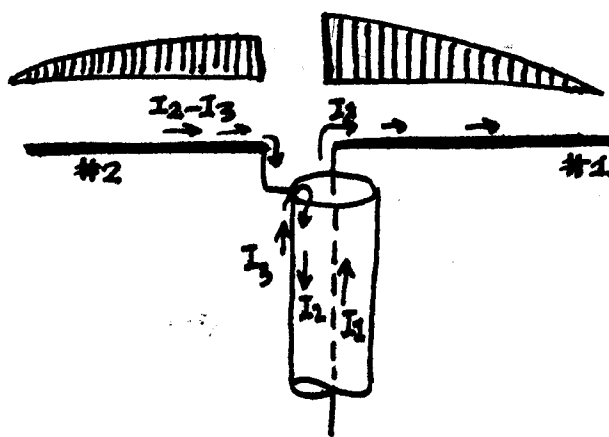
Non viene usata ad alte frequenze



□ Alimentazione in corno coassiale

Questa linea di terminazione non è simmetrica (i due conduttori hanno forme diverse) e quindi ci si attende una distribuzione asimmetrica delle correnti sul dipolo. Si parla di alimentazione "sbilanciata".

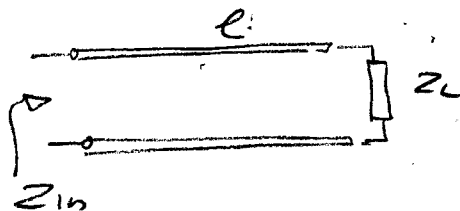
Le correnti che fluiscono nel conduttore interno del corno finiscono tutte sul braccio #1 del dipolo. Invece le correnti che fluiscono nelle guaine, verso l'interno, viene divise in due parti, I_3 , che scende sulle pareti esterne delle guaine, ed una parte, $I_2 - I_3$, che finisce sul braccio #2 del dipolo.



Perché $|I_2| = |I_1| \Rightarrow |I_2 - I_3| < |I_1|$ Sbilanciamento

Ricordare l'impedente d'ingresso di una linea

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta l + j Z_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + j Z_L \sin \beta l}$$



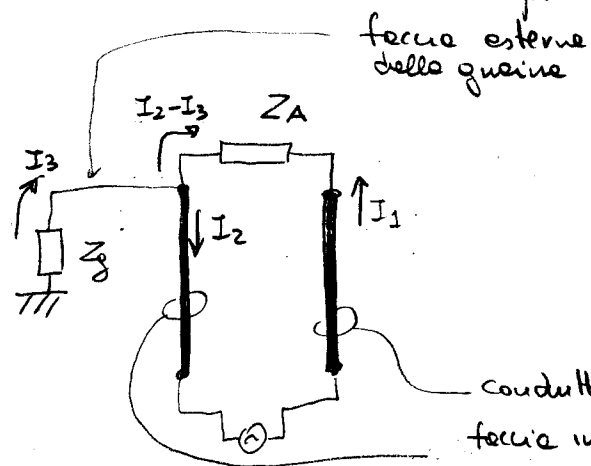
nel caso specifico è

$$l = \lambda/2 \Rightarrow Z_{in} = \infty$$

$$Z_L = 0$$

La conseguenza è l'asimmetria del diagramma di radiazione.

Il modello equivalente di questa situazione è il seguente



Z_A : impedenza d'antenna

Z_g : impedenza vista tra il bordo della guaina e la terra

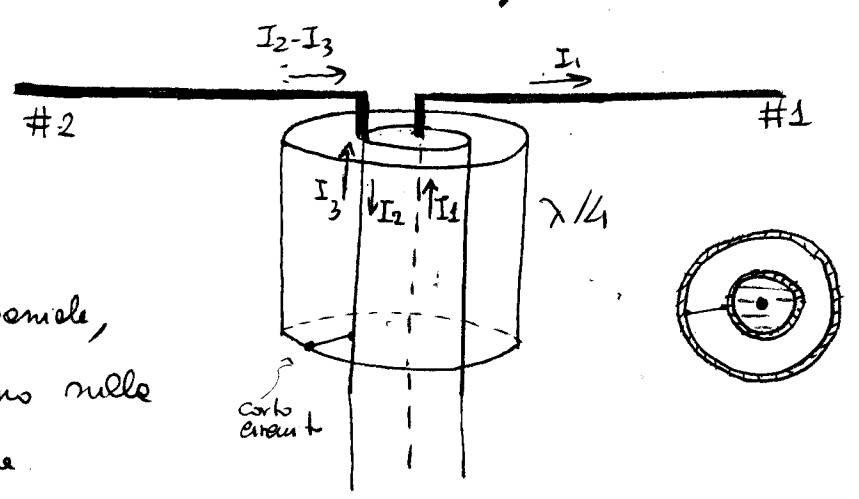
Se Z_g è resa molto grande, allora I_3 è piccolo e lo sbilanciamento è ridotto.

Baluns

Per porre a alimentazione sbilanciata (UNbalanced) e bilanciata (BALANCED) servono i dispositivi balun.

a) BAZOOKA BALUN

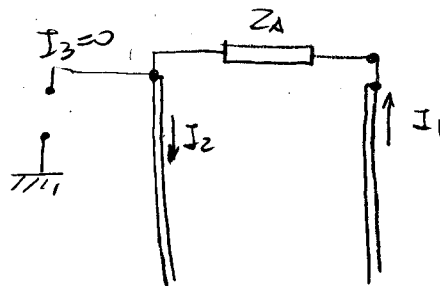
tubo metallico
lungo $\lambda/4$ che
racchiude il cavo coassiale,
estremamente ad una delle
terminazioni inferiore.



Si origina così un nuovo coassiale. La guaina esterna è costituita dal tubo, mentre il conduttore interno è costituito dalle

guaina del cospicuo di alimentazione.

Di conseguenza, l'impedenza d'ingresso al nostro tratto di cospicuo lungo $\lambda/4$ e chiuso a estremo sarà infinite.



Allora $I_3=0$ e l'alimentazione diventa bilanciata.

b) COAXIAL BALUN

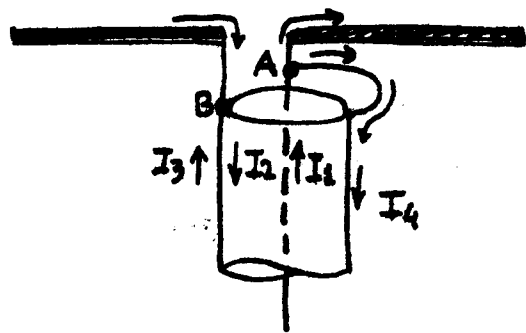
Viene compensata la corrente I_3 con una corrente opposta che viene dal conduttore interno. Si potrebbe pensare di connettere conduttore interno con la guaina

$$I_3 = -I_4$$

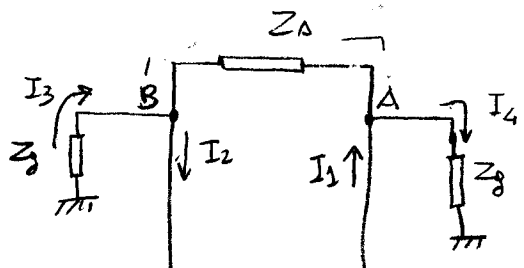


$$I_3 + I_4 = 0$$

non corre corrente sulle guaina esterna



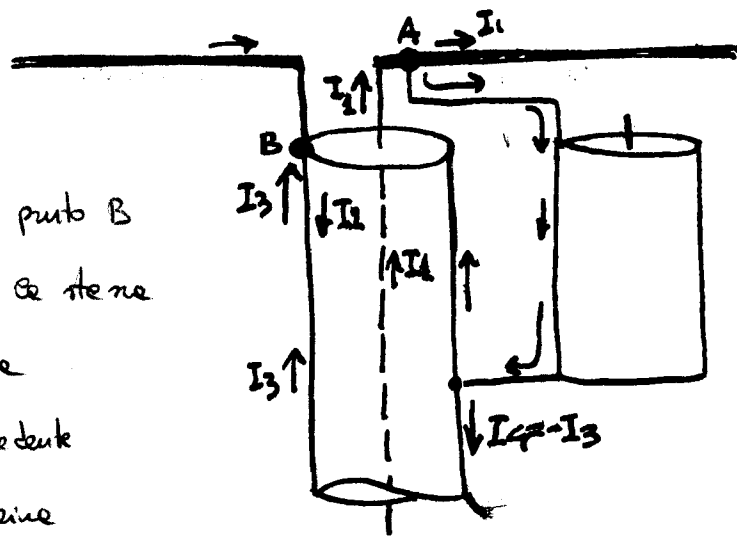
Da altri termini i punti A e B vedono la terra rispettivamente verso terra



Con questa connessione il conduttore interno ed esterno sono ^{però} cortocircuitati, e non c'è corrente sul dipolo e quindi non c'è radiazione.

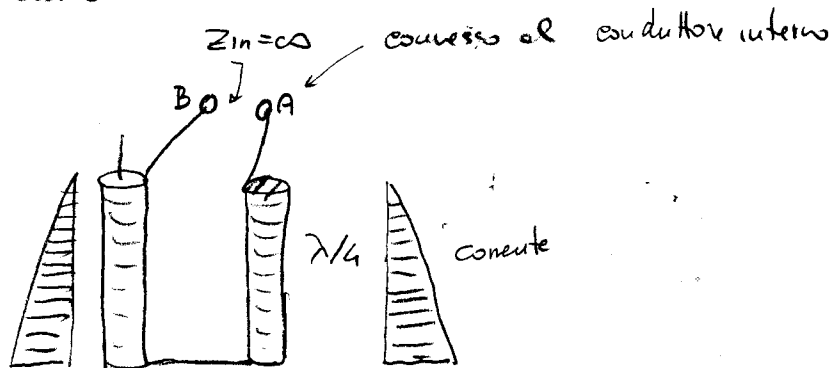
Per mantenere isolati conduttore interno e conduttore esterno, in corrispondenza dei morsetti del dipolo, il tratto di cortocircuito deve essere lungo $\lambda/4$

Il punto A e il punto B continuano a vedere la stessa resistenza verso terra come nel caso precedente e quindi nulla avviene



Anche in questo tratto c'è un cortocircuito ma le onde di trasmissione le componenti per cui i elementi sono sono opposti

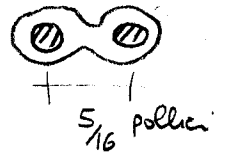
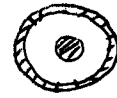
esterna, dopo il tratto $\lambda/4$, non viene più corrente. Dunque l'impedenza tra conduttore interno ed esterno è infinita e quindi l'antenna non è cortocircuitata. Infatti, il tratto $\lambda/4$ e la guaina esterna del coassiale formano un cavo bifilare lungo $\lambda/4$ e cortocircuitato



Il conduttore del bobina può essere facilmente realizzato con un pezzo di coassiale del quale si usa solo la guaina esterna

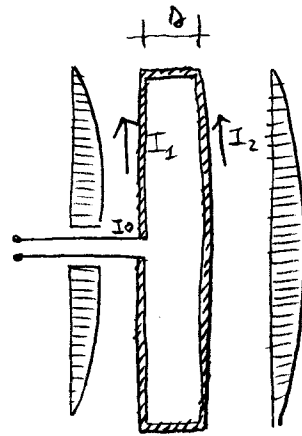
DIPOLO RIPIEGATO

Le antenne a dipolo a $\lambda/2$ ($Z_{in} \approx 75\Omega$) sono spesso alimentate con cavi coassiali o linee bifilari ("twin lead") con impedenza caratteristica di circa 300Ω . Per eseguire il matching, il dipolo viene "ripiegato".



$$a < 0.05\lambda$$

Equivalente a porre vicino al dipolo alimentato, un dipolo peressite



ANALISI QUALITATIVA

Se a è molto piccolo e i dipoli sono lunghi $\lambda/2$, allora la corrente I_1 che attraversa il primo dipolo è la stessa che attraversa il secondo dipolo. La differenza nel verso di percorrenza è compensata dall'alternanza di fase. Inoltre poiché i dipoli sono lunghi $\lambda/2$, la corrente sarà nulla sulle estremità e quindi è come se i due fili siano elettricamente disconnessi.

Pertanto la corrente che è responsabile della radiazione è

$$I_T(z) = I_1(z) + I_2(z) \approx 2 I_f(z)$$

In altri termini il dipolo ripiegato si comporta come
un dipolo tradizionale ove sono me corrente

$$I_D = 2 I_f$$

A parità di potenza irradiata deve essere

$$P_f = P_D \Rightarrow \frac{1}{2} R_f |I_f|^2 = \frac{1}{2} R_D |I_D|^2$$

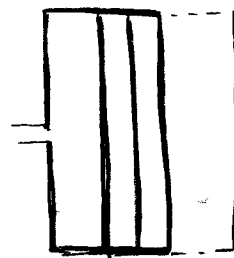


$$\boxed{R_f = 4 R_D} \approx 300 \Omega$$

Più in generale, se si considerano N piegature
si ha

$$R_f \approx N^2 R_D$$

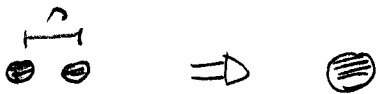
non indefinitamente



ANALISI QUANTITATIVA

In maniera più accurata, al calcolo dell'impedenza d'ingresso
del dipolo ripiegato si perviene con il modello seguente che
permette di spiegare perché queste antenne ha una banda
più ampia del dipolo semplice (effetto di compensazione
di impedenza)

⊗



I due fili vicini di raggio a_1 e a_2 si comportano come un unico filo di "raggio elettrico equivalente" che dato da

$$l_{ae} = \frac{1}{(S_1 + S_2)^2} \cdot [S_1^2 l_{a1} l_{a2} + 2 S_1 S_2 l_{a2}]$$

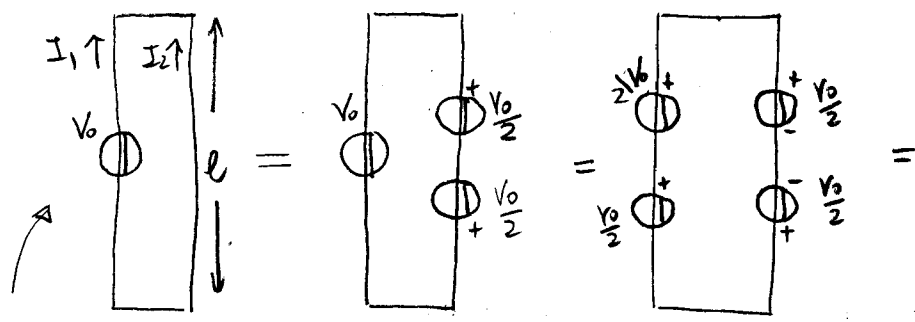
dove

$$S_1 = 2\pi a_1$$

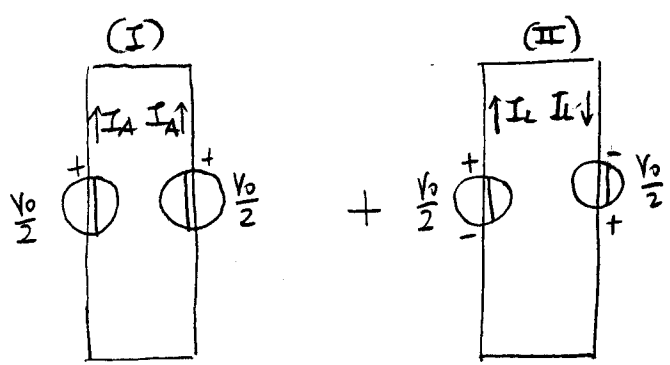
$$S_2 = 2\pi a_2$$

Equivalente nel senso che il nuovo filo ha la stessa capacità per unità di lunghezza della coppia di fili.

Si considerino le seguenti trasformazioni in modo comune e modo differenziale



$Y_F = \frac{I_1}{V_0}$
 Ammettente d'ingresso del folded dipole =



eccitazione pari (produce radiazione)

eccitazione dispari (non produce radiazione)

$$I_1 = I_A + I_L$$

$$I_2 = I_A - I_L$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_L \end{bmatrix}$$

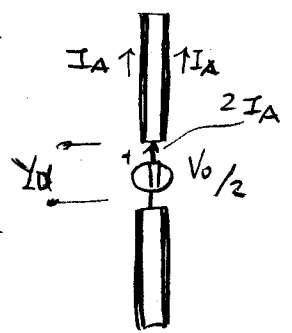
$$I_A = \frac{1}{2} (I_1 + I_2)$$

$$I_L = \frac{1}{2} (I_1 - I_2)$$

L'ammettente d'ingresso si calcola come $Y_f = \frac{I_A + I_L}{V_0} = \frac{I_A}{V_0} + \frac{I_L}{V_0}$
 I_1 e I_2 sono calcolate separatamente nei due schemi

circuito (I) : si può nuovamente ridisegnare come modello esterno $\Rightarrow I_A$

$$\frac{V_0}{2} = (2I_A) / Y_d$$



(è un dipolo in cui scorre una corrente complessiva $2I_A$)

quindi verso I_A

$$I_A = \frac{V_0}{4} Y_d$$

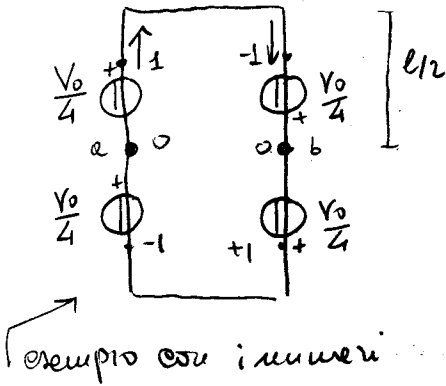
$$Y_A = \frac{I_A}{V_0} = \frac{V_0 Y_d}{4V_0} = \frac{1}{4} Y_d$$

Y_d può quindi essere considerata come l'ammettente d'ingresso di un dipolo con raggio equivalente e due conduttori molto vicini (costante delle formule)

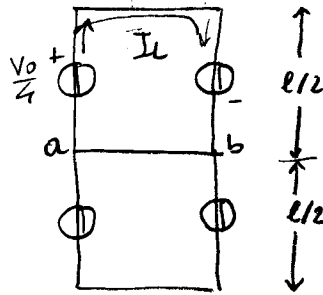
$\ominus \ominus \rightarrow \otimes \rightarrow$ banda più larga

CIRCUITO II modello linee di trasmissione $\Rightarrow I_L$

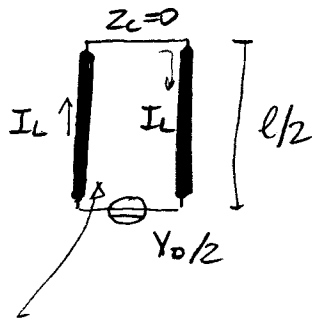
lo ridisegno nel modo seguente



i punti a e b sono allo stesso potenziale, quindi possono essere connessi



I_L può allora essere considerata come corrente di maglia e le due maglie sono studiabili separatamente



si tratta di un stub lungo $l/2$ costituito da una linea di trasmissione bifilare con impedenza caratteristica Z_0 (dipendente dalla distanza tra i fili) e dal loro spessore

$$Z_L = Z_0 \frac{Z_c + j Z_0 \tan(kl')}{Z_0 + j Z_c \tan(kl')} \Big|_{\substack{e' = l/2 \\ Z_c = 0}} = j Z_0 \tan(k \frac{l}{2})$$

La corrente I_L è quindi calcolabile come

$$I_L = \frac{V_0/2}{Z_L} = \frac{V_0}{2Z_0} (-j) \cot(k \frac{l}{2})$$

L'ammittenza complessiva è quindi:

$$Y_f = \frac{I_A}{V_0} + \frac{I_L}{V_0} = \frac{1}{4} Y_d - j \frac{1}{2Z_0} \cot(k \frac{l}{2})$$

ammittente del dipolo isolato di raggio equivalente

ammittente del peronite (immagine)

si può dimostrare che, se $l = \lambda/2$ allora $Y_2 = \infty$ e

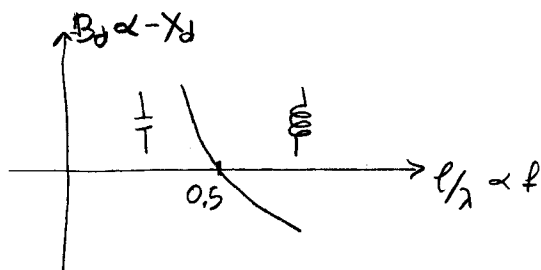
$$Y_f = \frac{1}{4} Y_d \Rightarrow R_f \approx 4 R_d$$

Il dipolo riprogettato ha una banda più larga del singolo dipolo, per il seguente meccanismo di compensazione:

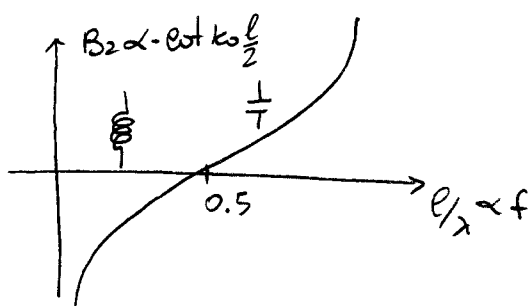
$$Y_f = \frac{1}{4} Y_d + j B_2$$

$$Y_d = G_d + j B_d$$

$$B_2 = -\frac{1}{2Z_0} \cot k_0 \frac{l}{2}$$



$$l < 0.5\lambda \begin{cases} B_d & \text{capacitivo} \\ B_2 & \text{induttivo} \end{cases}$$



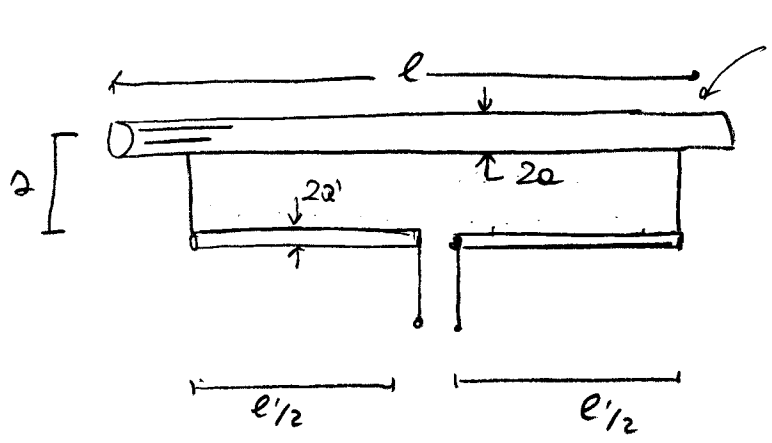
$$l > 0.5\lambda \begin{cases} B_d & \text{induttivo} \\ B_2 & \text{capacitivo} \end{cases}$$

Quindi per variazioni delle frequenze delle risonanze, le risonanze d'ingresso variano molto poco perché un aumento di B_d è compensato da una diminuzione di B_2 , e viceversa

→ esempi numerici:

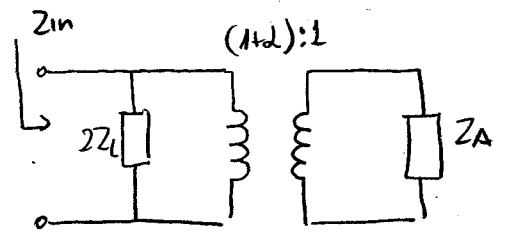
T-MATCH

Una generalizzazione del dipolo rimpetuto è costituita da T-match che è una modalità di alimentazione bilanciata che permette di modificare l'impedenza d'ingresso (parte reale e immaginaria)

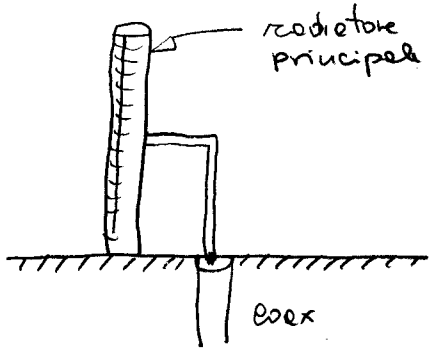


UTILE PER ANTENNE CONNESSE SU UN CARICO COMPLESSO (TAG RFID)

- I due conduttori possono essere di diverso diametro.
- Le correnti si distribuiranno sui due fili secondo un rapporto di divisione α che dipende dai due diametri.
- Il circuito equivalente contiene un trasformatore



Nel caso di monopolo si usa lo schema T-match



$$Y_{in} = \frac{Y_A}{(1+d)^2} + \frac{1}{2Z_L}$$

Z_A : impedenza del conduttore lungo l'asse e inteso nel centro.

Z_L : impedenza del modo linea T.